

Nedostaje  
str. 140

# ELEKTRONIČKA INSTRUMENTACIJA



↙ sve veličine  
dovode

### 25.3. Mjerni uređaji s jednodimenzionalnom prikazom mjerne veličine

#### 3.1. Općenito

Veliki broj elektroničkih mjernih uređaja prikazuje na svom indikatoru samo jednu mjerenu veličinu koja može biti napon, struja ili impedancija ili neelektrična veličina kao što je: tlak, temperatura, protok, sila, brzina, ubrzanje itd što ovisi o upotrebljenom pretvorniku <sup>melektrične u električne</sup> ~~na ulazu~~ <sup>veličine</sup> takvog uređaja. Pokosivac (indikator) takve mjerne veličine može biti analogan ili digitalan u ovisnosti da li se želi pokazati uz mjerenu vrijednost i trend ~~po~~ <sup>promjene</sup> mjerne veličine, dok digitalni pokaz prikazuje brojčanu vrijednost izmjerene veličine. Analogan pokazivac daje pregledniji prikaz i jednostavniji je, dok digitalni ~~može~~ <sup>može</sup> ~~daje~~ <sup>daje</sup> prikaz <sup>melektrične u električne vrijednosti</sup> daleko veće točnosti. Na izbor iz pretvornika <sup>ili kod direktnog mjerenja</sup> napona redovito se susrećemo s malim naponima koje treba pojačati pojačalima kako bi se mogli prikazati na pokazivaču (indikatoru) pa su prema tome pojačala neizostavni dio mjernih uređaja. Pojačalom se ~~bitno~~ <sup>može</sup> ~~može~~ <sup>može</sup> provesti <sup>dio elektroničkog uređaja</sup> ovisnost mjernog uređaja i nesamostalno je ~~isto~~ <sup>isto</sup> tako potrebno je provesti i promjenu pojačanja kako bi se mogao prilagoditi ulasni ~~na~~ <sup>na</sup> napon potrebnoj veličini naponske ~~na~~ <sup>na</sup> izlazu koja je odvisna <sup>što se odnosi na amplitudu</sup> ~~od~~ <sup>potrebno je</sup> upotrebljenim pokazivačem na izlazu, ~~u~~ <sup>u</sup> mnogim slučajevima provesti analogne prilagodbe mjernog signala u smislu promjene mjerne zone i donje granice frekvencije filtra koji ograničava pojačanje bilo niskih odnosno visokih frekvencija, ~~to~~ <sup>to</sup> visoki odnosno niski propust. Ako se želi promatrati izmjenični napon onda je nužno provesti i pretvorbu izmjeničnog napona u istosmjerni napon koji može biti s odrazom na srednji, vršni ili efektivni vrijednost izmjeničnog napona <sup>budući</sup> ~~da~~ <sup>da</sup> su za promatranje na indikatoru potrebni istosmjerni naponi odnosno naponi, koji se vremenski protiču ne mijenjajući ili vrlo sporo mijenjajući.

Za istovremeno promatranje više mjernih veličina može se broj ~~istih~~ uređaja prema sl. 1. Vpricati prema broju mjernih veličina koji se onda mjerivaju mjernim kanalima. Tako se onda govori o više kanalnim mjerenjima.

3.2 Analogni voltmetri

Analogni voltmetri upotrebljavaju se za mjerenje istosmjernih i izmjeničnih napona. Analogni voltmetri za mjerenje istosmjernih napona su najjednostavniji i prema slici 1 imaju samo pojačalo s atomotrom za izbor područja i pokazivač s obrotim namotajem kao analogni indikator. Za mjerenje izmjeničnih napona upotrebljavaju se voltmetri koji još moraju imati električni pretvornik izmjeničnog u istosmjerni napon s odzivom na srednju, vršnu ili efektivnu vrijednost napona. Osim toga već ispravljeni napon nakon pretvorke može imati prikaz proporcionalan logaritmu ulaznog napona <sup>pa se takvi voltmetri</sup>  $V_{log}$  s ovom logaritamski električni voltmetri odnose voltmetri s logaritamskim odzivom. Ovdje je potrebno spomenuti i selektivne električne voltmetre koji za razliku od <sup>koji su pojačavali čisto log</sup> ~~prethodnih~~ <sup>pojačavajućih</sup> samo vrlo uskog pojasa frekvencija i na taj način izdvajaju napon samo određene frekvencije što se primjenjuje ~~na~~ <sup>odstupanja</sup> kod mjerenja izdvojenih signala odnosa <sup>odstupanja</sup>  $V_{log}$  koji ovog veličina od sinusoida.

a) Analogni pokazivač (indikator)

Kao analogni pokazivač najviše se upotrebljuje instrument s pokretnim namotajem kome je otklon kasnije na skali razmjeren struji i kroz namotaj. <sup>[vidi sl. 1]</sup> Namotaj je smješten u homogenom magnetskom polju magnetske prema sl. 2a pa ako je duljina jednog zavoja namotaja u magnetskom polju indukcije B, onda je sila P koja djeluje na jedan zavoj

$$P = B \cdot l \cdot i \tag{3.1}$$

Ako namotaj ima  $Z$  zavoja <sup>i srednji polarni moment namotaja  $r_{sr}$</sup>  onda je ukupni okretni moment  $M$  koji djeluje na namotaj

$$M = Z \cdot P \cdot r_{sr} = B \cdot l \cdot Z \cdot r_{sr} \cdot i \tag{3.2}$$



\* Drugo pojčalo ima ~~početna~~ više pojačani (više faze) i redovito  
je više stupanjsko.

Kako su  $B, l, z$  i  $r_{st}$  konstantne veličine, onda ih možemo objediniti konstantom  $G$  pa je okretni moment namotaja prema izrazu (3.2)

$$M = G \cdot i \tag{3.3}$$

Što znači, rasuđenju struji  $i$  kroz namotaj, a okretni kresaljke instrumenta  $\varphi$ , je rasuđenju konstanti spiralne opruge  $c$  (krutost opruge), pa je okretni moment koji povla opruga okretnu kresaljku  $M_c = c \cdot \varphi$ . Kako su ova dva momenta kod rekonstrukcije kresaljke u ravnotežnom <sup>položaju jednaki i isti</sup> da je okretni kresaljke  $\varphi$  rasuđenju struji  $i$  kroz namotaj

$$\varphi = \frac{G}{c} \cdot i = k_i \cdot i \tag{3.4}$$

Ovdje  $k_i = \varphi/i$  osjetljivost instrumenta. Pojačalo osigurava dovoljnu struju  $i$  kroz namotaj instrumenta i kod male napone na njegovom ulazu tako da bitno povećava osjetljivost mjernog uređaja. Sam instrument bez pojačala također služi za mjerenje napone i struje, ali to oveličava samo tu <sup>veću</sup> napone i struje i uz mali ulasni otpor takvog voltmetra. Ulasni otpor voltmetra u oveličavoj incedbi je rasuđenju veličini napone koji se mjeri u određenoj mjeri podneži.

Istosmjerni elektronički voltmetar <sup>kolod</sup>

Najjednostavniji elektronički voltmetar je ovaj koji mjeri istosmjerni napon, jer... uz instrument s okretnim namotajem ima samo još pojačalo i atenuator za promjenu područja koji je predstavljen otporničkim djeličkom prema sl. 3a. Istosmjerno pojačalo je ovdje podijeljeno na dva dijela što u načelu ne mijenja ništa, osim što je tehnički povoljnije pojačati mali ulasni napon <sup>pretpojačalom</sup> pa onda provesti <sup>odnosno odobrenog područja</sup> djeļićnu napone već prema veličini napone, a zatim ostvariti drugom pojačalom ostatak potrebnog napona za poziciju instrumenta s okretnim namotajem u ovom slučaju pokazivača. Osim toga pretpojačalo osigurava konstantni i veliki ulasni otpor  $R_{ul}$  (od 1M $\Omega$  do 100 M $\Omega$ ). Pojačanje pretpojačala ne smije biti <sup>veliko</sup> (1 do 10 puta), kako kod veće napone ne bi došlo u „zasieenje“ <sup>manje osjetljivost</sup> i inačice istosmjerni elektronički voltmetara s nepovislom djeličkom suještenim



na ulaz ispred <sup>višestupanjskog</sup> pojačala prema sl. 3b. Posljednji stupanj pojačala je 170. Ohmsko pojačalo. <sup>ovo</sup> Treba dati i namenu struji za pogon pokretnog instrumenta.

Kod istosmjernih pojačala ponukan problem je postojanje nule (drift) koji se javlja kao promjena nultog položaja kazaljke i udova što je ostvareno "urevnostesnjem nule" uslijed promjene temperature, napona napajanja i staranja <sup>urevnostesnjem</sup> elementa, pa se to i graniča do koje se može ići da bi se ostvarila najveća osjetljivost odnosno pojačanje pojačala. Kod elektroničkih voltmetera koji upotrebljavaju izvještajni napon tog problema nema, jer sve spore promjene mogu se odstraniti sustavnim kondenzatorima u krugu pojačala kada se odstranjuje utjecaj tih sporih naponskih promjena.

Elektronički voltmeter sa izvještajnim naponom <sup>kolod</sup>

Prometniji trenutni vrijednosti izvještajnog napona nemoguće je zbog velike brzine promjene, a i instrument s pokretnim namotažem se može njih sljediti, zato je potrebno upotrijebiti pretvornik izvještajnog u istosmjerni napon. Ovaj pretvornik se opet može smjestiti ispred ili iza izvještajnog pojačala. Sreća od ovih izvedbi ima svoje prednosti i nedostatke. Tako je izvedba pretvornik-pojačalo jednostavnija i može se upotrijebiti na vrlo visokim frekvencijama na kojima pretvornik obavlja svoju funkciju, jer nakon

kako pretvorbe napon je istosmjerni i lako ga je pojačati istosmjernim pojačalom je to na sl. 4 vidljivo.

Kao istosmjerno-izvještajni pretvornik najčešće se upotrebljava pretvornik s odnornom <sup>napone, do frekvencija od</sup> na visokoj vrijednosti, koji <sup>se</sup> smjesten se sredi <sup>može</sup> ujetiti  $V \approx 1 \text{ GHz}$ . No nedostatak <sup>je</sup> ovog pretvornika što ne može pojačavati male napone zbog zaobljenog koljena strujno-naponske karakteristične diode. Tako je kod izvedbe pretvornik-pojačalo najmanji napon koji se još može pojačati uz linearnu zhabu instrumenta oko  $0.5 V$ , maksimalnog otklona <sup>kazaljke</sup>. <sup>prekazan na sl. 4</sup>

Elektronički voltmeter tipa pojačalo - pretvornik <sup>prekazan na sl. 4</sup> prema takvog nedostatka i može pojačavati napone od svega  $100 \mu V$ , ali ne može ići do visokih

frekvencija u čemu ga ograničava pojačalo, odnosno sum koji je  $\sqrt{\text{šop}}$  i  $\sqrt{\text{relog}}$  <sup>velik</sup> <sup>frekvencijski</sup>  
 pojasa pojačala (veliki  $\Delta f$ ). Obično je frekvencija napona, koji se još može upotrijebiti,  
 nije veća od 10 MHz. Ova izvedba evolucija je skuplja - šop suodno skuplje  
 pojačala i atenuatora. <sup>Atenuator</sup>  $V$  mora se dodatno kapacitivnim optikom (biti izveden),  
 da je  $V$  na visokim frekvencijama (vidi lit. 1).

Točnost veličnoskih voltmetera obično je oko 2% do 5% no ima posebne izvedbe  
 za više frekvencijsko područje čija točnost može biti i do 0.1%.

Istosmjerno-izmjenični pretornik s odzivom na srednju vrijednost

Najjednostavnija izvedba ovalnog pretornika koristi jednu diodu koja daje  
 polurekto ispravljanje. U tom slučaju može se uključiti neposredno instrument s  
 pravičnim namotajem <sup>(sp. 5a)</sup> što je bolji mjerni, ili otpornik na kojem se pojačava  
 nastali pad napona <sup>istosmjerni</sup>  $V$  pojačalom u čijem izlasku se nalazi instrument  
 kako je to pokazano na sl. 5b. Srednja vrijednost napona definirana  
 tako da je površina dela srednjom vrijednošću struje  $I_{sr}$  u vremenskom  
 periodu  $T$  signala jednaka površini koji čini oblik krivulje <sup>struje p</sup>  $i(t)$  ispravljanje  
 u istom vremenskom periodu  $T$  što se može prikazati izrazom

$$I_{sr} \cdot T = \int_0^T i(t) dt \tag{3.5}$$

ili ako se struja  $i(t)$  zamijeni naponom preko nagiba statično-naponske  
 karakteristike s strujom  $S$  kao  $i(t) = S u(t)$  pa je

$$I_{sr} = \frac{1}{T} \int_0^T S u(t) dt = S \cdot U_{sr} \tag{3.6}$$

a odatle je instrumenta prema izrazu (3.4) i izrazu (3.6) onda rasuđenom srednjom  
 vrijednosti napona

$$\varphi = k_i S \cdot U_{sr} \tag{3.7}$$

što je prikazano na sl. 6.

Kao pretornik izmjeničnog napona u istosmjerni mnogo se češće  
 upotrebljava punovalno ispravljanje, jer je u takvom slučaju dobivena  
 vrijednost napona dvostruko veća. To se postiže najviše s četiri diode  
 u mostuom spoju, što je posueto kao Graetzov spoj koji je predstavljen sl. 7.





Strujnično-istovrijemni pretvornik s odlicom na efektivnu vrijednost.

Efektivna vrijednost napona  $U_{ef}$  je definirana kao ona vrijednost istovrijemnog napona koja proizvodi istu toplinsku energiju na nekom otporu kao i istovrijemni napon u isto vrijeme na istom otporu pa je

$$\frac{U_{ef}^2}{R} T = \int_0^T \frac{u^2}{R} dt \quad (3.9)$$

odakle proizlazi da je

$$U_{ef} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T u^2 dt} \quad (3.10.)$$

Da bi ostvarili mogućnos <sup>upotrebe efektivne vrijednosti napona</sup>  $\sqrt{\int_0^T u^2 dt}$  strujno-naponske karakteristike bi <sup>trebale</sup> kvadratične a ne lineerne kao kod mjerenja srednje vrijednosti, jer ako ih <sup>se</sup> izmjeri (3.4.) vrsti  $i(t) = S_2 u(t)$  dobiva se, da je

$$I_{gr} = \frac{S_2}{T} \int_0^T u^2 dt = S_2 \cdot U_{ef}^2 \quad (3.11.)$$

U napisanog izvata proizlazi da je za dobivanje efektivne vrijednosti ~~to~~ istovrijemnog napona potrebna kvadratična strujno-naponska karakteristika, pri tome je i ~~skala~~ skala instrumenta ~~kvadratična~~ kvadratična. Kvadratična karakteristika se može realizirati sustavom s više dioda prema sl. 10a ili se može upotrijebiti multiplikator kome se ulazi x i y koji daje produkt prema izrazu  $u_2 = k \cdot u_x \cdot u_y$  malim spajanjima, pa je ovakav napon  $u_x = u_y$  odnosno

$$u_2 = k u_x^2 \quad (3.12)$$

Ovo je prikazano na sl. 10b. U ovom slučaju se može skala instrumenta linearizirati ako je moguće usmjereno provesti i <sup>određene</sup> ~~određene~~ što uveli multiplikator i omogućavaju. Kako je to provedeno može se uvidi u [lit. 1].

Treći način za dobivanje efektivne vrijednosti temelji se na zagrijavanju otpora koji mjerenim naponom preko pojačala prema sl. 11. Zagrijani otpor na temperaturu  $t_2$  većoj <sup>temperaturu  $t_0$</sup>  od volulicijske temperature se preobraća u napon  $U_t$ .



Ovaj napon  $U_t$  je razmjerni kvadratnoj vrijednosti ulaznog napona  $U_{ref}$  ulazu pojačala, pa je

$$U_t = c U_{ref}^2 \quad (3.13)$$

Da se ovaj odnos linearnizira primjenjujemo ga na isti način povratno veza kako je to na sl. pokazano. Otkor saginjavenu izlasku naponu pojačala je  $U_{ref}^2$  a napon na termoparu kojega ovaj otkor zagrijava je

$$U'_t = c' U_{ref}^2 \quad (3.14.)$$

pa kako je ut pojačanje pojačala  $A$

$$(U_t - U'_t) A = U_{ref}^2 \quad (3.15.)$$

to uvrštavajući u ovaj izraz (3.15) formulu (3.13) i (3.14) za  $U_t$  i  $U'_t$  izlazi da je

$$U_{ref}^2 = \frac{c A \cdot U_{ref}^2}{1 + c' A \cdot U_{ref}^2} \quad (3.16)$$

Ako je  $c' A U_{ref}^2 \gg 1$  i us mali  $U_{ref}$  (početak skale) onda je

$$U_{ref} = \sqrt{\frac{c}{c'}} U_{ref} \quad (3.17)$$

### 3.3. Elektronički voltmetri s logaritamskom karakterističnom (velika slova)

Kada se elektroničkim voltmetrom bez mogućnosti podavljanja akumulatora ne želi pokriti široko područje ulaznog napona, onda se upotrebljuje pojačalo s logaritamskom karakterističnom. To je slučaj kod <sup>u elektroakustici</sup> sviranja govora i glazbe, gdje su velike raslike između tih i plasnih mjesta. Zbog <sup>u elektroakustici</sup> toga i ovi naponi prikazuju se u decibelima, pa je se ovi naponi  $V \log \frac{U_2}{U_1}$ , u tom slučaju <sup>instrumencija</sup> skalirane i izražene u decibelima. Najjednostavniji način realiziranja odnosa karakteristične je upotreba sa čipomjerjalnom karakterističnom diode. U povratnoj vezi operacijskog pojačala prema sl. 12a. Ako je ulazni napon  $u_{ul}$  na pojačala na invertirajućoj priključnici  $u_{in}$ , onda je ulazna struja

$$i_1 = \frac{u_{ul}}{R_1} \quad (3.18)$$

kako je ulazni napon  $u_{in}$  na izlaznoj priključnici  $u_{iz}$  onda je struja kroz diodu

$$i_2 = I_s e^{\frac{q}{kT} U_{iz}} \quad (3.19)$$

a budući da je broj struja  $i_1 + i_2 = 0$ , izlazi da je

$$-\frac{u_{ul}}{R_1} = I_s e^{\frac{q}{kT} U_{iz}} \quad (3.20.)$$

odakle se logaritmiranjem dolazi da se <sup>jednostavno</sup>



## Umetak

\*

Mjerenje faktora izobličenja

Mjerenje faktora izobličenja izvodi se na temelju ujedine definicije a to je omjer između drugog korijena  $\sqrt{\text{broja amplituda svih ujedinih vrsta harmoničkih članova (} U_2, U_3, U_4 \dots U_n \text{) koji se mogu izraziti pojedinačno relatiivnim voltmetrom i osnovnog sinusoidalnog prvog člana } U_1 \text{. To se može izraziti relacijom$

$$D = \frac{\sqrt{U_2^2 + U_3^2 + \dots + U_n^2}}{U_1} \quad ( )$$

Ovo je nesumnjivo jer bi osnovni član  $U_1$  morao ostati talas i nakon pojčćenja, registracije na frekv i sl. a uslijed izobličenja nastaju gore navedeni harmonički članovi ne više kvadratične snage talasne osnove člana. Koliko je talasno mjerenje relatiivnim voltmetrom dosta dugotrajno sa mogućnošću pogrešaka, može se primijeniti druga metoda koja je prikazana na sl. 2. koja se sastoji u tome da se na sklopku u položaju a izmjeri ajeblupni signal sa osnovnim i svim ostalim harmoničkim članovima s elektroničkim voltmetrom s odzivom ne defektivnom vrijednost pa se onda dobiva vrijednost

$$U_{uk} = \sqrt{U_1^2 + U_2^2 + U_3^2 + \dots + U_n^2}$$

a u upotrebu uskopojasnog filtra koji isključuje osnovni harmonik  $U_1$  izmjeri se napon  $U_2$  koji iz mjerenja isključuje osnovni harmonik u položaju preklopnice u položaju b. Ako se usme kvocijent tih dvoju veličina dobiva se faktor izobličenja  $D^*$  dužeje definiran nego  $D$  i može se napisati da je

$$D^* = \frac{\sqrt{U_2^2 + U_3^2 + \dots + U_n^2}}{\sqrt{U_1^2 + U_2^2 + U_3^2 + \dots + U_n^2}}$$

Pravi faktor izobličenja  $D$  može se dobiti iz izmjerene  $D^*$  uz ne velike ujedine vrijednosti prema iznesu

$$D = \frac{D^*}{\sqrt{1 - D^{*2}}}$$







3.5

velike slova

4.1. Digitalni elektronički voltmetri

Digitalni elektronički voltmetri od analognih voltmetara razlikuju se u digitalnom prikazu koji omogućuje prikaz s znatno većom točnošću. Ova točnost svakako ovisi o prethodnom dijelu, koji je uglavnom jednak onom već opisanom kod analognih elektroničkih voltmetara a to su:

pojačala, atenuatori i pretvarači izmjeničnog u istosmjerni napon. Iako bi se pretvorba izmjeničnog u istosmjerni napon mogla provesti i digitalno uporabom mikroprocesora i računarskih tehnika ili sondy ili više vrijednosti (maksimum), to se ipak ne radi, jer je znatno složenije skuplje i ne omogućava rad na tako <sup>visokim</sup> <sup>što se to može jednostavno postići</sup> <sup>prekoračujućim</sup> <sup>analognim</sup> <sup>pretvornicima</sup> <sup>pretvornicima</sup>. Od pretvarača izmjeničnog u istosmjerni napon

✓ najviše je u uporabi kod digitalnih voltmetara onaj s obzirom na srednju vrijednost s operacijskim pojačalom prema sl. 8. zbog svoje najveće točnosti koja omogućava uporabu <sup>pikasa s</sup> četveroznamenkastim dekadskim brojevima i petru znamenkom <sup>samo</sup> <sup>0</sup> <sup>ili</sup> <sup>1</sup>, tako da je najveći broj 19999,000 <sup>odgovara</sup> <sup>približno</sup> 14-bitnoj rezoluciji. Jedan takav digitalni voltmetar prikazan je na sl 15.

Dio u kojemu se digitalni voltmetar razlikuje od analognih je digitalni prikaz koji zahtijeva za pretvorbu analogne vrijednosti napona u binarni broj analognu-digitalni pretvornik. Kako se binarni broj ne može direktno prikazati jer smo naučili na prikaze dekadskim brojevima to je potrebno imati pretvornik binarnih brojeva u dekadski tzv. dekoder. Kako se danas dekadski brojevi ne prikazuju više u integriranim oblicima nego najviše u sedam segmentima, to dakle <sup>da</sup> <sup>takav</sup> <sup>dekoder</sup> mora imati mogućnost još i kreirati dekadske brojeve <sup>sastavljene od</sup> u sedam segmenta, kako je to na sl. 16a vidljivo. Ovim topa sam proces brojeva <sup>dok se ne odredi konačna vrijednost</sup> <sup>Vrijedi</sup> kod analognu-digitalni pretvornika ne smije se prikazivati, pa se samo konačno dobivena vrijednost treba zadržati; <sup>dok se ne dobije</sup> <sup>digitalna konverzija</sup> <sup>novu</sup> <sup>vrijednost</sup> <sup>izmjeničnog</sup> <sup>napona</sup>. To zadržavanje postiže se klockotrajnom memorijom (latch).

Prema tome kod digitalne voltmetera imamo analognu-digitalnu pretvorbu  
 brojačnom memoriji, dekodir i na kraju samo vizualni dio prikaza  
 (display) koji pod djelovanjem struje ili napona čini vidljivim pojedine  
 segmente broja koji se želi prikazati. <sup>brojač sl.</sup> Danas su kao pokazivači (indikatori)  
 najviše u uporabi svjetleće diode i tekući kristali. Svjetleće diode upotrebljavaju  
 se strujom i to se već prema veličini segmenta od 2 do 4 mA po segmentu i  
 izvode se svjetla tako da se takovi segmenti mogu vidjeti i u mraku.  
 Indikatori s tekućim kristalima upotrebljavaju se napona ne to se <sup>praktički</sup> ~~potreba~~ struji  
 (manje od 1  $\mu$ A) ali nisu izvori svjetla, samo propustaju i li ne propustaju  
 svjetlo već prema prisutnosti <sup>ili ne</sup> napona na njima, ali se tako da <sup>prikazi</sup> se ovakvih  
 pokazivača ne mogu vidjeti u mraku.

Svjetleće diode (LED light emitting diode) svjetle kada su propusno polarizirane i kada kod <sup>odnosno potous</sup> direktno  
 rekombinacije elektrona i šupljina <sup>između p i n spoja</sup> dolazi do emisije svjetla tj. kada elektron  
 iz višeg energijskog pojasa može prijeći <sup>direktno</sup> u valentni pojas. Takove svjetne  
 imaju poluvodiči kao što je galijev arsenid GaAs, galijev GaP i silicijev karbid  
 SiC. Intenzitet svjetla je razmjeran jačini struje kroz diodu. Obično su struje  
 po segmentu oko 3 mA uz napon od oko 1,7V. Svjetleće diode ~~razj~~ kao pokazivači  
 izvode se u sedam-segmentnoj tehnici kako je to na sl. 16, a pokazano. Budući da  
 je svjetleća dioda <sup>svjetla</sup> izvor vrlo male površine to se najviše svjetlo raspršuje preko  
<sup>je se proširuje prema sl. 16b</sup>  
 materijala. Ovaj materijal <sup>protivnog</sup> ~~dole~~ ne dosegne površinu segmenta ili se segment  
 izvodi od veće brojke ovih dioda kako je to na sl. 16c i pokazano.

Tekuci kristali (LCD liquid crystals display) kao indikatori nailaze na sve veću primjenu zbog  
 bitnijašnje potrošnje struje (manje od 1  $\mu$ A po segmentu) i u posljednje vrijeme  
 sve manjeg napona napajanja koji može iskoriti samo 1,5V. Prve izvedbe  
 tekućih kristala imale su veće napone napajanja od oko 10V što je zahtijevalo  
 npr. male istosmjernu - istosmjernu pretvorbu, ili barem udvostručivanje  
 napona. Ovaj način napona i male potrošnje originalna i ne je gotovo  
 isključivo primjenom kod satova i kalkulatora kao i kod univerzalne  
 elektroničke voltmetera tv. multimetera napajanih iz baterija.

\* Jedan delovodac koji bilježi broj s uzi gornje komplementarne vrijednosti u svojoj  
mikroskopi kao eglobiti suavenu uidi se na sl. 19, dok je delovodac koji može  
mikroskopi sedam-segmentni indikacija vrdjiv na sl. 20.



Kod preciznih elektromotnih volubara nepojamite iz unose nabere se veći uoni svjetla diode.

Tekuci kristali imaju urotenu kristalnu strukturu samo su tekucine (neprijemne), a ne kristalne. Oni imaju duguljaste molekule, koje su kao mi pravnim raspodjelama.

Takve jedine raspodjele kod <sup>121.</sup> nematičke mesofaze moze se vidjeti na sl. 17. Zbog <sup>→ okomitih hz elektrode</sup> paralelne raspodjele duguljastih molekula kroz njih moze svjetlo prolaziti, tako da su one protivne. Ako se na elektrode u obliku segmenta dovede napon, onda ce se ovaj pravilni raspored poremetiti, i svjetlost ce se probaciti kroz molekule rasprskati i uci uoci proci. <sup>Elektrode su uvedene elektrodeponicijom metala na protivnu predlugu i su primarne</sup> Ova tehnika rasprskanja svjetla pod djelovanjem

napona poznata je pod imenom dinamičkog rasprskanja. [Lit. 1.]. Tehnika dinamičkog rasprskanja zahtijeva napon od 10V. Zbog manji naponi od 0,9V do 1,5 V potrebni su kod tehnike efekte polja.

U tom se slučaju poseban obraduju površine u dodiku s tekucim kristalima, <sup>V gdje su sugestivne elektrode, a postavljene su i polarizatori svjetla.</sup> Molekule tekucih kristala sude iku paralelnu ovim elektrodama prema sl. 18 i zakreću se između jedne i druge ploče za 90 stupnjeva. <sup>(twist efekt)</sup> Ovakvo se zakrećuće i polarizatori svjetla, tako da zbog zakrećućosti i molekula tekucih kristala svjetlo moze kroz njih prolaziti. Ako se sada dovede napon na elektrode <sup>mozi</sup> ista molekule ce se uspraviti i svjetlo uci prolaziti pa ce na talosnim mjestima ispod elektrode pokazati tamnina [Lit. 2].

Dekoderi (kod)

Za svaku znamenku indikatora predviđeno je jedan <sup>dekadski</sup> dekodler. Za svakog svakog dekadskog broja predano je jedan na drugom dolazi jedan dekodler prikazuje na indikator pa tako svaki indikator <sup>predstavlja jedno dekadsko mjesto.</sup> Za svaki dekodler postoji mles s četiri binarne vrijednosti, koje se mogu prikazati <sup>na izlazu</sup> V sa znamenkama od 0 do 9.

\* S četiri izlaza iz dekadskog broja <sup>A, B, C, D</sup> moglo bi se prikazati šest binarnih znamenaka no dekadsko brojevo je uvedeno tako da se ukloni primljeni deset impulsa <sup>brojevcem</sup> koja opet na početku V. Na kojim broji impulsa ukloni i brojevcem broja impulsa se određenu znamenku intervalu, taj broj se prikazuje i na <sup>se videli izlazi na brojevu nateri</sup>

svjetla



indikatoru odnosa pokazivača. No kako se ne bi vidio cijeli proces brojanja, kvadrirana memorija pamti broj nakon svakog potpuno ciklusa brojanja.

Kvadrirana memorija

Kvadrirana memorija izvedena je prema sl. 21a. Na <sup>ulaznoj priključnici</sup> V, D kvadrirane memorije dovede se impulsi iz brojala, koji se pojavljuju i prebriču istovremeno na izlazu Q, ali je na kontrolnoj priključnici C jedinica V u visoko stanje. No nakon se na priključnici C pojavi nisko stanje, odnosno 0, pamti se ovaj podatak, koji se tog časa uleće na ulaznoj priključnici D. To se najholje može vidjeti i <sup>iz</sup> vremenskog dijagrama na sl. 21b.

Četvorbitni sustav od brojala preko kvadrirane memorije i sedam segmentnog dekodera predstavlja se na sl. 22. Na kontrolnoj priključnici C pojavljuje se kvadrirani impuls 1 koji prebriče stanje na broju brojanja, koji se uleće na priključnici D da bi se već u sledećem trenutku vratilo na 0 i tako stanje zapamtilo do kraja sledećeg ciklusa brojanja. Na sl. 22 je prikazano formamentasto brojilo. Takav način primenjuje se kod svih analognodigitalnih (A/D) pretvoraka, koji uporebljuju brojilo u svojoj pretvorci.

Digitalni voltmetar s pretvorbom napona u vreme (kval)

Ova analognodigitalna pretvoraka konisti linearno rastući ili padajući napon (piledni napon), koji je rasuzjren vremenom, tako da vrijedi, da je  $u_x = 1/k \cdot \Delta t_x$ , odnosno  $\Delta t_x = k \cdot U_x$ . U tom vremenskom intervalu  $\Delta t_x$  brojilo broji impulse, tako isto broji broj impulsa N, je rasuzjren vremenom  $\Delta t_x$ , alio je frekvencija impulsa  $f_0$ , jer je  $N = \Delta t_x \cdot f_0$ , što se može napisati kao

$$N = k \cdot f_0 \cdot U_x \tag{3.24}$$

odakle je vidljivo, da je broj impulsa koji broji brojilo N rasuzjrenu naponom  $U_x$ .

Ovo se postiže prema shemi na sl. 23a. Napon na ulazu nakon pojačanja je  $U_x$  i priredi se komparatoru  $k_1$ . U trenutku <sup>u trenutku koincidencije s linearnopadajućim naponom</sup> (priključnica S) <sup>preruzjue stanja</sup> (schranje) na izlazu komparatora  $k_1$  postavi bistabilnu više stanje, sve dok linearno padajući napon ne dosegne 0V, u kojemu trenutku se istovremeno



(resetira) što traje  $\Delta t_x$  vrijeme (sl. 23.6)  
 napona bistabilna mreža u prvotno više stanje. Dovoljnim impulsa frekvencije  $f_0$  na  
 jedan ulaz I logičkog sklopa, a na drugi ulaz dolazi napon iz bistabilna, I sklop  
 propušta impulse u trajanju vremena  $\Delta t_x$ . Završetak ovog vremenskog intervala i porastu  
 napona bistabilna u prethodno stanje pa u se prethodno <sup>izmjereni</sup> podatak na knjižničjoj memoriji  
 i ~~na~~ netim resetira brojilo. ~~dat~~ Tako je nastao jedan ciklus. Nakon toga dolazi talas  
 DT pravo napojenje utimljenim drugog podatka. Frekvencija dolazna talasa  $f_0$  oko 3 do 10 Hz.  
 Za digitalne voltmetre  
 V. Ovakav prethodnik može biti znatno brži, ali ne omogućava veću točnost, pa se rjeđo  
 upotrebljava, kod digitalnih voltmetara no više kod usisavanja uzorka kod obradbe signala.

Digitalni voltmetar s pretvorbu napona u frekvenciju. (kolod)

Ovaj tip digitalnog voltmetra koristi pretvorbu napona u frekvenciju impulsa  
 koje brojilo broji, pa je broj isloženih impulsa

$$N = f_x \cdot T \tag{3.25}$$

Vrijeme T odvođuje izvor frekvencije  $f_0$ , koji se dijeljenjem <sup>s brojem a</sup> spušta  
 na nižu vrijednost od oko 10 Hz, pa za vrijeme  $T = a/f_0$  I-sklop je otvoren na  
 prolaz impulsa

Mjerni napon privodi se integratoru, koji prema veličini ulaznog  
 napona  $U_{x1}$  ima brzi ili sporiji pad napona, prema vremenskom dijagramu  
 na sl. 24a. Isto tako na sl. 24b prikazan je cijeli sklop. Kad linearno padajući

napon dosegne vrijednost  $-U_k$ , komparator  $K_1$ , prekaci bistabil, koji tada na  
 islazu <sup>prilježnici</sup> ~~izlazu~~ ima negativni napon, pa tranzistor  $T_1$  provodi i brzo promjenjuje  
 linearno padajući ~~na~~ u rastući napon s velikom strujnom radi  
 malog otpora tranzistora i ~~na~~ velikom velikog napona na islazu bistabilna

Kad ovako rastući napon dosegne nulu sadu komparator  $K_2$  promjeni  
 stanje i povraća (resetira) bistabil u početno stanje. O veličini napona  
 $U_{x1}$  na ulazu u integrator ovisi pad nagib linearno padajućeg napona.

Na islazu iz integratora <sup>padajući</sup> napon  $u_{x2}$  dan je izrazom

$$u_{x2} = -\frac{1}{R_1 C} \int_0^t u_{x1} dt = -\frac{1}{R_1 C} U_{x1} t \tag{3.26}$$

Kada <sup>padajući</sup> napon  $u_{x2}$  dosegne napon komparacije  $-U_k$  <sup>od početka</sup> ~~trajanje~~ vrijeme  $\Delta t_x$ .

To vrijeme <sup>se dobije</sup> ~~može~~ <sup>iz</sup> izraza (3.26), kada se  $u_{x2}$  izjednači s  $-U_k$ , pa je



$$\Delta t_x = \frac{U_k \cdot R_i \cdot C}{U_{x1}} \quad (3.27.)$$

Ali se pretpostavi, da je period ovog napona vrlo kratak, može se reći da je frekvencija impulsa  $f_x = 1/\Delta t_x$  odnosa

$$f_x = \frac{U_{x1}}{U_k \cdot R_i \cdot C} \quad (3.28.)$$

Što uvrštavanjem u izraz (3.25) daje

$$N = f_x \cdot T = \frac{a U_{x1}}{U_k \cdot R_i \cdot C \cdot f_0} \quad (3.29)$$

odakle se vidi razmjernost između broja impulsa  $N$  i napona  $U_{x1}$ .

Kod ovog tipa pretvorke može se reći da je <sup>izuzimicne izmjenjke</sup> neosjetljiv na <sup>neosjetljiv na</sup> smetnje, jer se integracijom pozitivni i negativni poluvoltni međusobno poništavaju. O ovome detaljnije u [lit. 1].

### Digitalni voltmetar s dvostrukim piletinim naponom

Ovaj digitalni voltmetar spada također u pretvorbu napona u brojne ali je zbog primjene integracije integracionom <sup>na</sup> i neosjetljiv na smetnje, Druge toga upotrebe je točnost velika, što će pokazati daljnja analiza <sup>upotrebe</sup> <sup>radne</sup>. Iz toga razloga on se danas najviše upotrebljava u digitalnim voltmeterima. On je i dalje ~~je~~ vrlo spor obradom na trajanju upitnog ciklusa (od 3 do 5 Hz), ali to nije nedostatak kod digitalnih voltmetara.

Na sl. 25a. pokazana je pojednostavljena shema ovog voltmetra s uzirom pripadajućim vremenskim dijagramom rada. Trostranji shema izvedena je s analognom FET-sklopkom. Rad ovog pretvornika sastoji se od dva vremenska intervala <sup>prema sl. 25.b</sup> Prvi vremenski interval  $\Delta t_x$  nastaje kad se sklopka iz početnog položaja 1 prebacuje u položaj 2 na ~~na~~ <sup>na</sup> ujedini napon  $U_{x1}$ . Sada integrator <sup>To prebacivanje je izvršeno (sl. 27)</sup> počinje s integriranjem tog napona. ~~odnosno kada se~~ Na istom integratoru pojavljuje se linearno padajući napon  $u_{x2}$  prema formuli (3.26). U trenutku kada je sklopka bila prebacena u položaj 2 bistabil  $Bi$  se je prebacio u više stanje i preko I-sklopa brojilo brojilo impulsa. <sup>iz izvora frekvencije  $f_0$</sup>  Nakon toga se do najvećeg broja impulsa  $N_0$  koji još <sup>brojilo</sup> <sup>odnosno vrijeme  $t_0$</sup>  može izbrojiti. Nakon toga se



sklopka prebacuje u položaj 3 na ~~negativni~~ <sup>negativni</sup> vrlo stabilni napon  $-U_s$ . Dovodnjim negativnog napona  $-U_s$  kroz integrator npr. napon prema izrazu ( ) počinje sada rasti sve dok ne dosegne vrijednost napona  $u_{x2} = 0$  kada <sup>komparator K</sup>  $V$  resetira (vraća u početni položaj) bistabil B1 i brojnjaci pretaji. To je drugi vremenski interval  $\Delta t_x$  koji je prema izrazu (3.26.) sada

$$U_{x2} = \frac{1}{R_1 C} U_s \cdot \Delta t_x = U_0 \quad (3.30)$$

Ovo je vrijeme  <sup>$\Delta t_x$</sup>  rasuiranja veličini ulaznog napona  $U_{x1}$ , dok je <sup>pr</sup> prvom vrijeme  $t_0$  dosegnut negativni napon  $-U_0$  također rasuiranom ulaznom naponu  $U_{x1}$

$$-U_0 = -\frac{1}{R_1 C} U_{x1} t_0 \quad (3.31.)$$

Ako se sada izraz (3.30.) izjednači s izrazom (3.31.) dobiva se, da je

$$\Delta t_x = \frac{U_{x1}}{U_s} t_0 \quad (3.32)$$

Kako je broj izbrojane impulsa u drugom <sup>vremenskom</sup> intervalu  $N = f_0 \cdot \Delta t_x$ , a u prvom vremenskom intervalu  $N_0 = f_0 \cdot t_0$ , izlazi da je broj izbrojanih impulsa

$$N = \frac{N_0}{U_s} \cdot U_{x1} \quad (3.33.)$$

*is. pobj.!* Iz ovog izraza je vidljivo da je broj izbrojane impulsa  $N$  rasuiranom ulaznom naponu  $U_{x1}$  i da se može izvesti tako, da pokazuje točan napon. Pritome je ovaj digitalni voltmetar vrlo točan, jer se konstanta rasuiranosti može ostvariti vrlo točno  $N_0/U_s$ . Maksimalni broj impulsa  $N_0$  je uvijek toliki, a napon  $U_s$  može se također izvesti tako vrlo stabilno. Osim toga zbog integracije ulaznog napona u prvom vremenskom intervalu i ovaj tip digitalnog voltmetra je neosjetljiv na inzuljske smucije. To je razlog da se ovaj tip voltmetra najviše upotrebljuje, a gotovo isključivo kod svih multimetara. Jedini nedostatak ove A/D pretvorbe je sporost. Tako je najveća brzina uzimanja uzoraka nekoliko stotina Hz, pa se za uzimanje uzoraka iz naponskih signala ne upotrebljava. Frekvencija uzimanja uzoraka, kod digitalnog voltmetra, se kreće u granicama od 1 Hz do najviše 5 Hz.



### Digitalni voltmetar sa sljedivim približavanjem

Vrsta analogno-digitalnog (A/D) pretvorke sa sljedivim približavanjem (sukcesivnom aproksimacijom) je vrlo brza i u komercijalnim izvedbama ovelike preciznija nego dosadašnja od  $10^5$  usoraka u sekundi. Ovakve brzine kod digitalnih voltmetera s polusnom nije potrebna, pa se zato i u tehničkim slučajevima ne upotrebljavaju, ali se zato mnogo primjenjuje u stvaranju usoraka u obradbi signala i gdje se god računalo primjenjuje kod mjerenja <sup>i obrade</sup> ~~analognih~~ signala. Tako se upotrebljavaju kod digitaliziranih osciloskopa, analitatora cjepline i valne oblika, visokofrekventnog mjerenja itd.

Učelo rada A/D pretvorke kod sljedivog približavanja je u tome, da se u mijenjujući promjeni od npr. 0V do  $U_0$  V <sup>volta</sup> neposredni napon  $U_x$  upoređuje s polovinom maksimalnog napona  $U_0/2$ , pa ako je neposredni napon  $U_x$  veći od  $U_0/2$  ( $U_x > U_0/2$ ) onda se ta <sup>suprotnog napona  $U_0/2$</sup>  vrijednost  $U_x$  u okvir, dok ako bi bila manja od  $U_0/2$  <sup>( $U_x < U_0/2$ )</sup> ne bi se ušla u okvir i zapamtila. Nakon toga se ispituje, da li je  $U_x$  veći od  $U_0/2 + U_0/4$  pa ako je veći, od vrijednosti  $U_0/2 + U_0/4$ , uširava se u okvir  $V$ , a ako je manji <sup>i približava prvoj vrijednosti</sup> uširava se u okvir isli. za  $U_0/8$ ,  $U_0/16$  itd. Prave tome sljedivo približavanje se obavlja sa "dvoje strane" (u ne vrijednosti) neposrednog broja, a ne s gornje (veće vrijednosti) što se ne uširava u okvir <sup>prema čl. 3.26. a</sup>. To se može vidjeti na primjeru, ako je npr.  $U_x = 7,2V$  a  $U_0 = 10V$ , onda je u prvom koraku sljedivog približavanja  $U_x > U_0/2$  tj.  $7,2V > 5V$ , pa se se 5V uširava u okvir. Sada se ispituje, da li je  $U_x = 7,2V$  veći ili manji od  $U_0/2 + U_0/4 = 5 + U_0/4 = 5 + 2,5 = 7,5V$  pa kako je  $7,2V$  manje od  $7,5V$  <sup>vrijednosti</sup>  $U_0/4 = 2,5V$  ne uširava se u okvir nego se pokušava sa sljedivom  $U_0/8 = 1,25V$  odnosno,  $U_0/2 + U_0/8 = 5 + 1,25 = 6,25V$ . Kako je sada  $U_x > U_0/2 + U_0/8$  odnosno  $7,2V > 6,25V$  vrijednost  $U_0/8 = 1,25V$  se uširava u okvir, i tako se uširav sljedivog približavanja nastavlja.

Općenito se može napisati da je <sup>općenito</sup>  $V$  veliki binarni broj  $N$ , kojega treba sljedivim približavanjem odrediti

$$N = a_{n-1} \cdot 2^{n-1} + a_{n-2} \cdot 2^{n-2} + \dots + a_1 \cdot 2 + a_0 \cdot 2^0 \quad (3.34)$$

Maksimalna vrijednost  $N_{max}$  u binarnom brojuom sustavu je

$$N_{max} = 2^n \quad (3.35)$$



početka.

Predstavljeni impuls i sljedećih (9) bita za određivanje stanja na sklopovima D/A pretvornika i pamćenje u kratkotrajnoj memoriji. Stanje sklopova (a: koeficijenti) D/A pretvornika predstavlja binarni broj koji odgovara izlaznom naponu  $U_x$ . Tako zatvorena sklopova D/A pretvornika predstavlja 0 a otvorena 1, pa je binarni broj predstavljen stanjem koeficijenata  $a_i$  u izrazu (3.35).  
 Dvačeta table D.T. dobivaju impulse u brojele sačinjene u ovom slučaju od četiri bistabilne  $B_1', B_2', B_3'$  i  $B_4'$  koji upravljaju sljedećim odnosno dekodernu tako da se impuls na izlazu iz dekodera neprekidno pomice od 1 do 0 (dva mjesta) i onda opet ispočetka.

BCD dekodera koji u ovom slučaju upravlja ~~po~~ digitalnim pokazivačem direktniji je od prethodno opisanih dekadskih dekodera. BCD dekodera pretvara binarni broj sa više bita (8, 10 ili 12) u nekoliko dekadskih znamenaka najčešće izraženih sedam-segurnim pokazivačima.



velike slova

### 4.8. Analizatori spektra

Općenito

Analizatori spektra imaju veliku primjenu u akustici gdje dobivaju spektre promatranih signala ~~u~~ <sup>u</sup> dozi u kvalitetu reprodukcije govora i glazbe. Isto tako primjenjuju se u u bošćenju i čišćenju komunikacija, u analizi kvalitete prijenosa signala. Isto tako njihova funkcija je prisutna u elektroničkim uređajima najrašireniji su u odzivu u audio signala, audio snimci, kompjuterska kvaliteta u zvučnom i upravljanje na daljinskim itd.

Svi periodični signal ima svoj spektar, što znači, da neki nestimulirani periodični signal je sastavljen od sklopa sinusnih signala koji je funkcija nelinearnih osnovnog člana i različite su amplitude i faze, tako da njihov sklop čini nestimulirani signal koji se analizira. Analiza takvog signala može se prikazati Fourierom redom pa se i zove Fourierova analiza. Na sl. prikazuje se ~~ta~~ analiza prostorkom u zvučnom sa svim njegovim harmoničkim članovima, koji predstavljaju spektar takvog signala. Ovakav spektar nekog signala (npr. u zvučnom ili sluzi) može se dobiti mjerenjem i prikazati dvodimenzionalnim prikazom na sastavu katodne cijevi gdje ~~se~~ <sup>se</sup> amplituda signala prikazuje na vertikalnoj osi, a frekvencije na horizontalnoj osi, za razliku od osciloskopa, gdje je signal kao funkcija vremena. Ukoliko ~~je~~ <sup>je</sup> talasid na horizontalnoj osi prikazuje frekvenciju [vidi...] odnose prikazuje amplitudno-frekvencijsku karakteristiku ispitivanog čehropola.

Amplitudno-frekvencijsku funkciju mogu dobiti na tri načina i to: na sljedeći način s primjenom <sup>kao kod radioprijemnika</sup> heterodinskog sklopa  $V$ , paralelnim redom i razmjerenjem harmoničkih članova

#### Analizator spektra sa sljedećim načinom rada

U ovom slučaju svi članovi spektra koji predstavljaju <sup>sinuske odnose amplitude</sup> ~~frekvencije~~  $V_{\text{osc}}$  odgovarajućeg frekvenciji mogu se dobiti selektivnim volturnom opisivanju u poglavju ... No da se ovo mjerenje automatski obavi i prikaze na sastavu katodne cijevi, potrebno je frekvenciju lokalnog oscilatora fos <sup>kinemato</sup> mijenjati



i kod svakog dolaska na frekvenciji odvedenog harmoničnog otpora pojavit će se na izlazu selektivnog voltmetra, ali u ovom slučaju tako izvedenog ~~po~~ voltmetra pojačala s pretvornom izmjeničnog u istosmjerni napon  $U_p$  napon koji se može prikazati na vertikalnim pločicama osciloskopa. Ovo je prikazano na sl. ... U isto vrijeme kako se mijenja frekvencija <sup>lokalnog</sup> oscilatora <sup>fos</sup> mora se mijenjati i <sup>napon</sup> polarnaj na horizontalnim <sup>na horizontalnim</sup> osi V. To se može postići tako da ~~se~~ <sup>isti</sup> piletaj napon  $U_p$  koji se dovodi na horizontalne pločice <sup>katodne cijevi</sup> <sup>mjesto</sup> mijenja frekvenciji <sup>fos</sup> lokalnog oscilatora, što se opet može ostvariti naponsko-frekvencijskim pretvornikom <sup>mjesto</sup> promjenljivog oscilatora, kako je to na sl. -- prikazano. Iza pretvornika izmjeničnog u istosmjerni napon <sup>s odzivom na visoku frekvenciju</sup> VD nalazi se pojačalo, koje dodajući pojačava ovalno ispravljani napon <sup>pojačava</sup> na dovoljnu vrijednost za stabilu radu na vertikalnim pločicama katodne cijevi. Ovo pojačalo može imati i logaritamski odziv ukoliko se radi o velikim naponskim i amplitudama harmoničkih komponenti pa njihove vrijednosti <sup>može</sup> mogu biti <sup>izražene</sup> u decibelima. Područje frekvencija koji može ovalno polniti nije veliko, pa se često na ulazu u analizator spilitra, nalazi još jedan stupanj <sup>koji ima najveći sljedeći</sup> za mjerenje sa relativno širokim <sup>relativno uski</sup> područjem propustanja <sup>pojačala A<sub>1</sub></sup> <sup>u frekvenciji</sup> <sup>služi</sup> kako bi se mogao promatrati <sup>na nekoj visokoj frekvenciji</sup> signal na nekoj visokoj frekvenciji. Takav slučaj imamo kod analize modulačijskog spilitra kod amplitudne modulacije, gdje <sup>na osnovi</sup> frekvencija <sup>vele</sup> <sup>može</sup> <sup>prolje</sup> i dva <sup>frekvencijska</sup> <sup>pojasna</sup> //

Mjesto uporabe piletnog napona i naponsko-frekvencijskog pretvornika koje djeluje kao <sup>promjenljivi</sup> lokalni oscilator može se uporabiti i sintetizator frekvencija upravljan iz davaca talita D.T. kojega ovalni impuls mijenja frekvencija sintetizatora na jedan napon promjenjujući  $\Delta f$  tako da se frekvencija <sup>mjesto</sup> kontinuirano mijenja u malim skokovima što ne predstavlja nikakve probleme osim što je točnost i stabilnost frekvencije talitop <sup>izvora</sup> dovelo veća. S druge strane ovalni impuls iz davaca talita daje jedan mali naponski skok  <sup>$\Delta U_p$</sup>  <sup>promjenjujući</sup> veličini frekvencijske promjene  $\Delta f$  pa se tako shodno promjenjuju frekvencije  $\Delta f$  i mijenja napon na horizontalnim pločicama katodne cijevi. Davac se praktički ovalno i izvede analizator spilitra sa sljedećim učincima rada.

Kako bi slika na zaslon <sup>katodne cijevi</sup> bila mirna i neki treptanje to se rješava ako predmet  
 oscilator prihvati u sekundi što znači dosta veliku brzinu promjene frekvencije  
 oscilatora u jedinici vremena. To je <sup>brzina promjene</sup> ~~klasične~~ frekvencije  $f$  koja se može napisati kao

$$f = \frac{\Delta f}{\Delta t}$$

Brzina <sup>promjene</sup> ~~klasične~~ frekvencije  $f$  ne smije biti velika jer dolazi do smanjenja amplituda  
 svih članova spektra, jer kod uskopojasnog <sup>amplitude signala</sup> među frekvencijskog  
 filtra nema dovoljno vremena da uspute <sup>na</sup> maksimalnu vrijednost. Osim toga  
 do frekvencijskog prijelaza harmoničke komponente, što predstavlja drugu  
 pogrešku i do filtrinog proširenja pojasa uskopojasnog među frekvencijskog filtra.  
 Što je veća promjena klasične frekvencije  $f$  i uži ~~je~~ propusni pojas  <sup>$\Delta f$</sup>  među frekvencijskog  
 pojasa to su nevidena odstupanja i pogreške veće. S druge strane radi postizavanja  
 dobre selektivnosti  $\Delta f$  mora biti što uži. Ovi nedostaci mogu se otkloniti  
 uporabom analizatora spektra s paralelnim radom

Analizator spektra s paralelnim radom

Ovaj analizator spektra da bi izbjegao probleme nastale kod klasičnog  
 rada koristi veliki broj selektivnih <sup>(uskopojasnih)</sup> filtara po svojim propusnim frekvencijama  
 blizu susjednim može poloviti odnoscima uše podmreže frekvencijama u kojima se  
 želi ispitati signal. Najčešće se koristi kod prostornija spektra modulacije.  
 Na svakog selektivnog filtra nalazi se preobrniti izmjeničnog u istosmjerni  
 napon. Ovaj istosmjerni napon rasuipivan amplitudi komponente spektra koji  
 taj selektivni filter propušta. Nalazi se ispod multiplikera koji odvodi ciklički  
~~ti~~ Na izlazu iz multiplikera se nalazi još pojačalo koji te napone pri vodi  
 vertikalnim pločicama katodne cijevi. S multiplikserom uprovlja devica talas D.T.  
 koji u isto vrijeme uprovlja i sa generatorom <sup>usposluž</sup> stepenica koji se pri vodi  
 horizontalnim pločicama katodne cijevi i talas otkrivenje rasuipivni povesak na  
 horizontalnoj osi odnosi frekvencijskog osi. Ovaj analizator nema niže navedene  
 nedostatke, ali zbog velikog broja filtara (više stotina) je i skuplji. Budući  
 da je uskopojasni frekvencijski podmreže ušlo dodavanje jednog modulacijskog  
 stupnja može se ovo usko podmreže preumjestiti u širokom podmreži frekvenciji.

\* Na sl. - prikazana je blok shema digitalizirano<sup>g</sup> analizatora spektra  
u [lit...] dani su izdvojeni podaci.



S oba uvedena tipa analizatora spektra mogu se poloviti vrlo i vrlo podmreže frekvencija i to od 5Hz do 325 GHz. Ovi analizatori spektra mogu se raditi automatski uz odgovarajuću mikroprocesora tako da mogu računati i ispisivati stvarnu dobivenu spektru i na nekom katodnom ekranu sve relevantne podatke u vezi s frekvencijom i amplitudom spektra.

Digitalizirani analizator spektra neke periodične funkcije f(t)

Pojedini harmonički članovi spektra mogu se izračunati i računskim putem na temelju selekcija kojima su određeni. Tako je amplituda k-tog harmoničkog člana  $c_k$  dana preko realnog dijela  $a_k$  i imaginarnog dijela  $b_k$ .

$$a_k = \frac{2}{T} \int_0^T f(t) \cos k\omega_1 t dt$$

$$b_k = \frac{2}{T} \int_0^T f(t) \sin k\omega_1 t dt$$

kao

$$c_k = \sqrt{a_k^2 + b_k^2}$$

dok je faza pomaka

$$\psi_k = -\arctg \frac{b_k}{a_k}$$

Ovaj način se može bitno ubrzati ako se uporabi brza Fourierova transformacija, gdje se jednima već izračunane vrijednosti koriste u računanju svih članova reda.

Da bi se ovo provelo treba se računalo koje je ugrađeno u analizator.

Najprije se signal  $f(t)$  pojača na dovoljnu vrijednost kako bi se mogao upotrijebiti A/D pretvornik. Najčešće je to A/D pretvornik sa sljedećim približavanjem. Način što su se uz dovoljan broj uzoraka dobile njihove binarne vrijednosti, može se provesti način za svaku komponentu. Dobivene vrijednosti se onda prikazuju na monitoru koji je sačinjen od katodne cijevi s usuglašnim otblonom a slike se dobiva <sup>svjetlosnom</sup> modulaacijom dobivenog rastera kao i kod televizora. Na ovaj način mogu se promatrati i jednostavne pojave, a i mogu od prije navedenih nedostataka <sup>tako</sup> ~~se~~ <sup>izbjegnuti</sup>. ✓

Digitalizirani tip analizatora uz mnoge prednosti ima i nedostatak, da je spor, jer navedene načine treba provesti vrlo brzo i svaki put prikazati

Na zrakom katodne cijevi <sup>Potrebno je barom</sup> 50 priključaka u skladu da bi se dobila uistinu  
 slika <sup>bez interferencija</sup> i da bi se dobilo utisak da odigravanje pojave u realnom vremenu.  
 Zato frekvenije signale koji se na ovaj način promatraju nisu veći od 100 kHz,  
 dok se ~~sa~~ s druge strane mogu promatrati vrlo spore promjene od ~~sa~~  
 svega 20 μHz s velikom tačnošću, što je potpuno razumljivo, jer  
 zato ima dovoljno vremena. Iz navedenih razloga digitalizirani  
 analizator se <sup>u većini</sup> ~~mnogo~~ primjenjuje u akustici, te mjerenju mehaničkih vibracija  
 i ostalih mjerenja u strojarstvu, gdje frekvenije signale vijetno prelaze  
 15 kHz.

⊗ Prikaz logičkih stanja unima se na sabirnicama ili nožicama (pinovima) logičkih i digitalnih shema. Tako da deži prikaz trenutnog stanja na velikom broju nožicama, što se pojedinačnim upravljanjem na nožicama ili sabirnicama ne da nikako postići.

4.9. Logički analizator

Logički analizator omogućava analizu složenog vremenskog sustava na način da prikaze logička stanja na monitoru i to ne samo one, koji se traže, nego i ona, koja im prethode ili ona koja su prošla. Prikaz može biti prikazan na zlatom katodnom cijevi ili označena binarnog broja 0 ili 1. Binarni broj može imati 8, 16, 32 ili više značenika <sup>ili kao funkcija vremena.</sup> već prema tome koliko ima priključnica ili ulaza.

Logička stanja se mogu predviđati i vremenskim dijagramima pravokutni valovi oblika. Na sl. - predložena su ta dva načina prikazivanja.

⊗ Za analizu od osmerokupa logički analizator pamti logička stanja i ne zahtijeva nikakva posebnja.

Na sl. - prikazana je znatno pojednostavljena blok shema 16-kanalnog logičkog analizatora, koji prikazuje logička stanja, znamenkana 0 i 1. Podaci se prikupljaju na sondama koja ima potreban broj priključnica. U ovom slučaju broj <sup>priključnica je</sup> 16, što toliko <sup>ih je</sup> ima ulazni komparator koji s izdvojenim valovi oblika pretvara u pravokutni. Ova stanja se mijenjaju u taklu koji ima uređaj koji se ispituje priključkom na vanjsku sinkronizaciju. Nakon komparatora ova logička stanja prenose se u posredne registre kojih ima također 16. Posredni registri u ovom slučaju imaju 32 mjesta tako da se može zapamtiti 32 pozicije. Uz ovo pristoji i prepoznavač nječi bez kojih se unaprijed tastaturom postavi željeni broj kojeg treba prepoznati. Nakon je broj prepoznat, sastavlja se daljnji brojajući i sadržaj predloženih 32 vremenskih taktora može se prikazati na monitoru. Ovo se želi prikazati 32 nječi, koji će se

pojaviti nakon prepoznavanja <sup>binarnog broja,</sup> onda se to odigra na način da impulsi takta koji upravlja upravljanjem nječi preko dozji i shlopora I1 i I2 koji preko priključnica <sup>na izlazu upravljačkog shlopa</sup> a i b imaju svaki put kad dođe impuls i dovode taktu bilo internog ili izvanjskog dovode impulsa. Djelilo ce na svom izlazu c pokazati 1 i preko I1 i I2 <sup>16-kanalnog shlopa</sup> od lunde dolaze impulsi dati 1 na

⊗ To se postize, ako dijelo dijeli 1:2, a ne 1:32.



16 publikacionih ce 16 posrednih registara i tako nastaviti dalje  
 unimanje podataka. Isto tako program dijeljenja na neke druge vrijednosti  
 može se odabrati koliko će se takore i podacima useti prije raspoređivanja  
 željenog broja, koji je prirodno postavljen. Podaci iz posrednih registara  
 dovode se na slop koji stavlja 1 i 0 pretvara u analize 1 i 0. Ove oznake  
 se na numerički pojavljuju na uobičajeni način kao i kod računalnih  
 numerički. Preko Wehnelovog cilindri na katodnoj cijevi se upravlja svjetlosnom točkom  
 dala će se na strane <sup>vidjeti točka ili crta</sup> ili ne. <sup>ili me.</sup> Slop elektrone koji se odlikuje horizontalno i  
 sponje vertikalno strane raster, koji se ne vidi samo se ne odobrenim usjetima  
 pokazati vidljivost protivnim naponom na Wehnelu i tako <sup>sp</sup> slop željeni znakovi.  
 32-bitni logički analizator redovito ima ~~ta~~ 32-horizontalne redke  
 s izmicanim logičkim stanjima, prikazanim brojevima 1 i 0, najčešće  
 u grupama po četiri.

Prof. dr. ing. Ante Šantić  
redovni profesor Elektrotehničkog  
fakulteta Sveučilišta u Zagrebu

## Elektronička instrumentacija

Školska knjiga  
Zagreb 1978.

Stmēni' urednik  
dr. ing. Želimir Matutinović

Lektor:

Citave izradio:

Objavljivanje ovog udžbenika odobrio je Odbor Sveučilišne  
skupštine za izdavačku djelatnost Sveučilišta u Zagrebu  
rješenjem br. .... od ...

Tisak:



# Predgovor

~~ST~~

## 1. ELEKTRONIČKI MJERNI SISTEMI

### 1.1. Otvoreni mjerni sistemi ←

1.1.1. Statičke karakterističke mjernih sistema

1.1.2. Dinamičke karakterističke mjernih sistema

1.1.3. Općeniti prikaz prijenosnih karakteristika i izobličivanja mjernih sistema

### 1.2. Zatvoreni mjerni sistemi

## 2. MJERNA POJAČALA I NJIHOVA SVOJSTVA

### 2.1. Frekvencijske karakterističke

2.1.1. Gornja granična frekvencija

2.1.2. Donja granična frekvencija

### 2.2. Diferencijalna pojačala

### 2.3. Prijenos impulsa mjernim pojačalom

2.3.1. Utjecaj gornje granične frekvencije

2.3.2. Utjecaj donje granične frekvencije

### 2.4. Negativna povratna veza kod mjernih pojačala

### 2.5. Šum pojačala

### 2.6. Mjerne operaciona pojačala

2.6.1. Pojačanje operacionog pojačala

2.6.2. Ulosni i izlascni otpor operacionog pojačala

2.6.3. Primjena operacionih pojačala

2.6.4. Realna operaciona pojačala

2.6.5. Frekvencijske kompenzacija pojačala ←

### 3. POJAČALA ZA MJERENJE MALIH NAPONA I STRUJA

#### 3.1. Pojačala s transpozicijom frekvencije

3.1.1. Pojačalo s mehaničkim prekidačem ←

3.1.2. Pojačalo s poluvodičnim prekidačem

3.1.3. Pojačalo s poluvodičnim prekidačem i  
stabiliziranim posmakom nule

3.1.4. Pojačalo sa fotooptičnim prekidačem

3.1.5. Pojačalo sa varijabilnom kapacitnošću

Pojačalo sa dinamičkim kondenzatorom

Pojačalo sa modulatom sa kapacitivnim  
diodama

Niskofrekvencijsko parametarsko pojačalo ←

#### 3.2. Princip stvarajućeg pojačala i njegove izvedbe

3.2.1. Elektromagnetski spregnuta pojačala

3.2.2. Optoelektronička pojačala

#### 3.3. Elektronometrička pojačala

### 4. ANALOGNI INDIKATORI I REGISTRIRAJUĆE NAPRAVE

4.1. Instrument sa pomičnim namotajem

4.2. Pisači

4.2.1. Dinamička svojstva pisača

4.2.2. Impedancija pisača

4.2.3. Poprečne kod pisača s kosačkom

4.3. Svetlosni oscilografi

4.4. Kompensirani pisači

4.5. Koordinatni pisači (X-Y pisači)

4.6. Magnetska registracija

4.6.1. Princip magnetske registracije

- 4.6.2. Direktni postupak snimanja
- 4.6.3. Snimanje posredstvom frekvenjske modulacije
- 4.6.4. Snimanje digitalno

### 4.7. Katodne cijevi

- 4.7.1. Elektrostatiski otklonski sistem
  - Osigurjivati otklonu zrake
  - Naknadno ustrojenje elektronskog snopa
  - Fluorescentni zaslon katodne cijevi

### 4.7.2. Magnetski otklonski sistem

### 4.7.3. Katodne cijevi sa pamćenjem (Storage CRT)

- Princip pamćenja
- Katodne cijevi s pamćenjem na zaslonu
- Katodne cijevi s pamćenjem na rešetki
- Katodne cijevi s prijenosom naboja

## 5. DIGITALNI INDIKATORI I REGISTRIRAJUĆE NAPRAVE

- 5.1. Općenito o digitalnim indikatorima
- 5.2. Elektromehanički indikatori
- 5.3. Elektrooptički indikatori
- 5.4. Optoelektronički indikatori
  - 5.4.1. Indikatori sa tinjanim izbijanjem u plinu
  - 5.4.2. Katodoluminescentni indikatori
  - 5.4.3. Elektroluminescentni indikatori (luminofori)
    - ~~Prošireti i sublimirani elektroluminofori~~
  - 5.4.4. Svjetleće diode (LED-ovi)
  - 5.4.5. Indikatori s tekućim kristalima (Liquid-crystal)
- 5.5. Digitalne registrirajuće naprave, Štampači.
  - 5.5.1. Štampači intipnebnog znaka
  - 5.5.2. Štampači sintehziranoog znaka



## 6. MJERNI UREĐAJI SA PRIKAZOM JEDNE MJERNE VELIČINE

### 6.1. Uvod

### 6.2. Analogni elektronski voltmetri

6.2.1. Općenito

6.2.2. Atenuatori i ulasni kuglovi pojačala

6.2.3. Pretvarači izmjeničnog u istosmjerni napon

Pretvarači s odzivom na srednju vrijednost napona

Pretvarači s odzivom na trenutnu vrijednost napona

Pretvarači s odzivom na efektivnu vrijednost napona

6.2.4. Elektronski voltmetri sa logaritamskom karakteristikom

6.2.5. Selektivni elektronski voltmetri

6.2.6. Analizatori harmoničkih izobličenja signala

6.2.7. Diferencijalni elektronski voltmetar

### 6.3. Digitalni elektronski voltmetri

6.3.1. Uvod

6.3.2. Elementi digitalne upravljačke uređaja

Porajila i digitalna indikacija

Sklopke i multiplexeri

Komparatori

6.3.3. Digitalni voltmetar s pretvaranjem napona u vrijeme

6.3.4. Digitalni voltmetar sa pretvaranjem napona u frekvenciju

6.3.5. Digitalni voltmetar sa sukcesivnom aproksimacijom upravnog napona

6.3.6. Mjerenje izmjenične napona digitalnim elektronskim voltmetrom

### 6.4. Mjerne parametara električnih krugova

6.4.1. Pretvorba R, L, C vrijednosti u napon

6.4.2. Pretvorba R, L, C vrijednosti u vrijeme

### 6.5. Mjerne neelektrične veličine

6.5.1. Digitalni elektronički termometar

6.5.2. pH - metar

## 6.6. Mjerna frekvencije i vremenski intervali

6.6.1. Analogna mjerna frekvencije

6.6.2. Digitalna mjerna frekvencije i vremenskog perioda

Mjerna frekvencije

Mjerna vremenskog periode signala

Mjerna vremena. Digitalni elektronički satovi.

## 6.7. Mjerna fase

6.7.1. Analogna mjerna fase.

6.7.2. Digitalna mjerna fase

## 6.8. Mjerna snaga, $\cos \varphi$ i utrošene energije

6.8.1. Princip elektroničkog mjerenja snage

6.8.2. Elektronička mušica.

## 7. MJERNI UREĐAJI SA PRIKAZOM DVIJU MJERNIH VELIČINA

### 7.1. Općenito

### 7.2. Uređaji sa vremenskim bazama

7.2.1. Oscillografski uređaji

7.2.2. Katodni osciloskop

Općenito

Vertikalni kanal

Horizontalni kanal

Okidni sklopovi

Vremenska baza

Izvedba vremenske baze

7.2.3. Promatranje više istovremenih pojava na osciloskopu

7.2.4. Osciloskop sa rasterom za promatranje na velikom zastoru

### 7.2.5. Osciloskopi sa mogućošću pamćenja

Pamćenje na zaslon ili rešetki katodne cijevi. Analogno

Digitalni način pamćenja i prikaza na osciloskopu

Prihes alfanumeričkih znakova na zaslonu katodne cijevi.

### 7.2.6. Osciloskopi sa uimanjem uzoraka

Općenito

Sljedeće uimanje uzoraka

Slučajno uimanje uzoraka

## 7.3. Uređaji sa frekvencijskom bazom

### 7.3.1. Vobleri

### 7.3.2. Analizatori spektra

Analizator sa paralelnim radom

Analizator sa sljedećim radom

Frekvencijske baze. Napredno frekvencijski pretvornici.

Digitalni analizatori spektra

## 7.4. Ostali prihesi drži mjerni veličine

### 7.4.1. Apsopcioni analizatori i spektrofotometri

Ultravioletni apsopcioni analizator

Infracrveni apsopcioni analizator

Spektrofotometri

### 7.4.2. Spektrometar masa

### 7.4.3. Plinski kromatograf

### 7.4.4. Polarografija

### 7.4.5. Uređaji za prikazivanje U-I karakteristične poluvodiča (Curve-tracer)



# 8. MJERNI IZVORI

## 8.1. Općenito

## 8.2. Mjerni izvori sa kontinuiranom promjenom frekvencije

8.2.1. Općenito o izvornim sinusnog valnog oblika

Niske frekvencijski sinusni izvori

Visoke frekvencijski sinusni izvori, Signal generator

8.2.2. Mjerni oscilatori

Stacionarne oscilacije i stabilnost

LC-oscilatori

Oscilatori sa kristalnom kromena

RC-oscilatori

RC-oscilator s analognom konstantnom sinusoidu

8.2.3. Generatori funkcija

8.2.4. Generatori impulsa

8.2.5. Generatori digitalne podataka

## 8.3. Mjerni izvori s diskretnom promjenom frekvencije

8.3.1. Izvori s digitalnom konstantnom tokomastop i sinusnog napona

8.3.2. Sintetizatori frekvencija

Direktna metode sinteze frekvencija

Indirektna metode sinteze frekvencija

Promjenljivo digitalno djelo

Sintetizator sa više <sup>faze</sup> petlji i pomatue vese

Sintetizator sa jednom petljom pomatue vese

## Predgovor

Brz i sveobuhvatan razvoj elektronike u posljednjih dvadeset godina mijetovan je i ne manje značajan razvoj elektroničke instrumentacije. Brzji mijenilo uređaja kao i njihove mogućnosti postojećih uređaja neprekidno se povećavaju. Tehnika integriranih krugova povećala je složenost i potrošnju elektroničkih sklopova što daje mogućnost proširenja mjernih područja i dobivanja znatno većeg broja informacija na brži i pregledniji način. Elektronička instrumentacija predstavlja najrazvijenije područje primjene elektroničke i ne manje značajno nego primjena elektroničke u tehnici vesla i računarskoj tehnici. Primjena elektroničke instrumentacije neprekidno proširuje svoje područje primjene u sve <sup>što je</sup> širim <sup>područjima</sup> tehničke i naučne i istraživačke sferi. Danas se susreće elektronička mjerna instrumentacija primjenjivama u strojarstvu, fizici, kemiji i medicini <sup>je jedinstvo primjenjivama</sup> u procesnoj industriji, serijskoj proizvodnji i kontroli proizvoda <sup>i procesa</sup> kao i u industrijskim istraživačkim centrima, znanstvenim laboratorijima i servisnim radionicama.

Poučeni da u jednoj ~~vrsti~~ knjizi ne mogu prikazati svi tipovi elektroničkih mjernih uređaja, išlo se je za tim da se dadu osnovni sastavni ~~od koji~~ <sup>samo</sup> elementi mjernih uređaja odnosno <sup>osnovni</sup> karakteristični predstavnici cijele grupe instrumentata kako bi stecine sponu i male trajniju



\* Posebno se mora istaknuti da <sup>nije primoleno nikakva podjela na</sup> analogna i digitalna tehnika  
nego su one međusobno kvalitetno i količinski u potpunosti sastupane.





poželjni obrasci su izvan nelinearne volute oblike sa kontinuirano i  
diskretno promjenjivim frekvencijama.

Ova knjiga namijenjena je na prvom mjestu studentima i inženjerskim  
elektronikama kao ~~u~~ konstruktivna elektronička razvojna instrumentacija, ali  
može korisno poslužiti i drugim profesionalnim stručnjacima kao npr.  
strojarstvom inženjeringom, kemijom i fizikom koji se u svojoj praksi  
~~koriste~~ <sup>sučine</sup> elektroničkom instrumentacijom.

Ali ova knjiga može put do ovih knjiga je namijenjena  
i na taj <sup>se</sup> način ~~se~~ proširiti na stručnjake koji se ~~u svojoj praksi~~  
~~koriste~~ <sup>ili se odnose na</sup> ~~u svojoj praksi~~ <sup>u svojoj praksi</sup> elektroničkom instrumentacijom,  
Vidjeti je svoji svrhu.

Rujan 1981.

A. Šantić



# 1. ELEKTRONIČKI MJERNI SISTEMI

Elektronička instrumentacija pokriva jedan vrlo širok područje u elektrotehnici <sup>uopće</sup> Va ne može se primjenjivati u drugim područjima, kao što su procesna industrija, kemijska industrija, promet i vojska, strojarstvo, građevinarstvo, geologija, medicina <sup>općenito</sup> itd. Tako se ne bi pogled ovdje susrećemo sa najraznositelnijim uređajima u području mjerenja, ipak se kod njih ~~može~~ mogu naći zajednički elementi koje nam kod ili većinom znatno olakšavaju postupak konstrukcije nekog elektroničkog mjernog uređaja, bilo da se on koristi u elektroničkom laboratoriju, ~~ili~~ u industriji elektroničkih uređaja ili u meteorologiji. Tako možemo kao osnovne sisteme mjernih uređaja navesti:

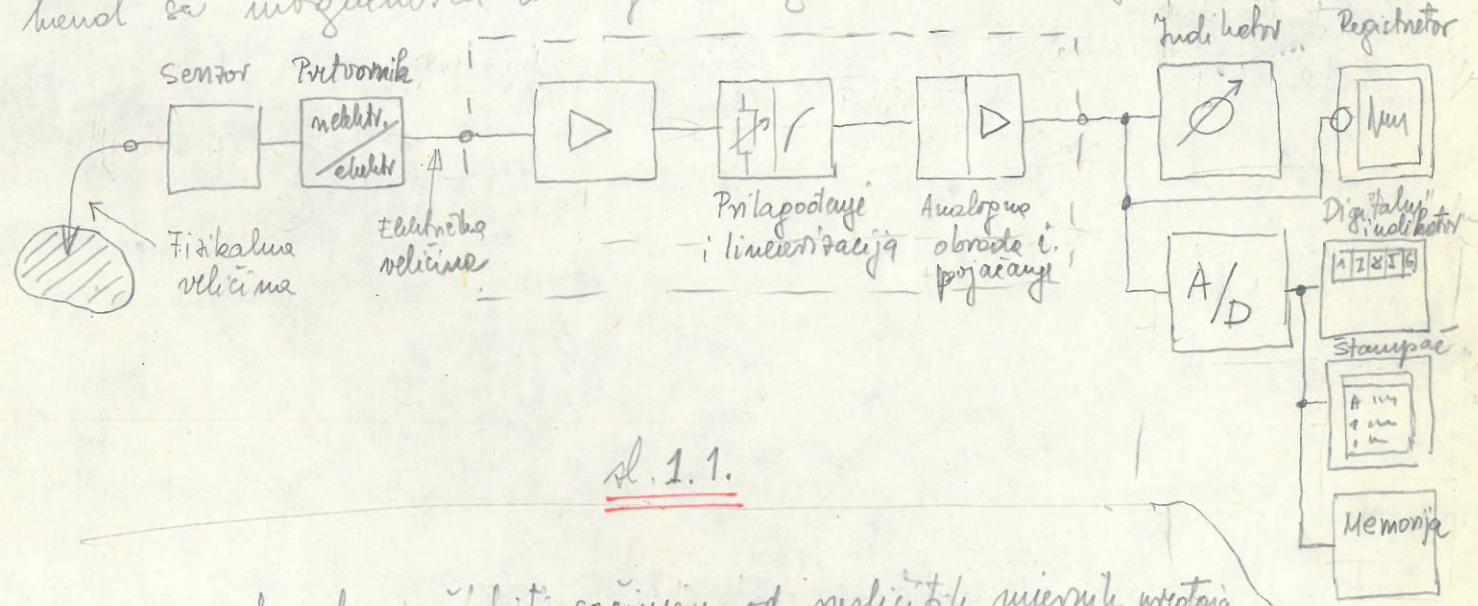
- a.) Otvoreni mjerni sistem
- b.) Izvori mjernih signala
- c.) Zatvoreni mjerni sistem

Kod nekih elektroničkih uređaja može činio samo jedan od navedenih sistema, dok činio kod drugih opet može kombinaciju od dva ili čak tri ovakva sistema.

Otvoreni mjerni sistem karakterizira mjerni <sup>kanal koji se sastoji</sup> od: mjernog pretvarača električne u električne veličine u električnu (ukoliko se mjeri veličine



električne veličine određenog elementa (veličina npr. napon), zatim slijedi pojačalo sa <sup>usporicom</sup> regulacijom pojačanja, pa član za prilagoditvene i linearnizacije. Katkada redoslijed može biti i obrnutiji. Na kraju dolazi analogni indikator ili registar (pisac, ~~ili~~ magnetske trake ili koji drugi način zabiljege). Na istom se u slučaju digitalne indikacije ili registracije (čitač) velični digitalni indikator (svojom signifikacijom) ili registar koji bilježi alfa-numeričke znakove, Analogni, a pogotovo digitalni. Da bi se mogla provesti digitalne indikacije ili registracije, neophodno je prethodno provesti analognu-digitalnu pretvorbu. Na sl. 1.1. je prikazan <sup>odnosno</sup> mjerni kanal sa mogućnošću analognu ili digitalnu indikaciju i registraciju.



sl. 1.1.

Mjerni kanal može biti sačinjen od različite mjernih uređaja kao što su: analogni i digitalni električni voltmetri, mjerni neelektrične veličine ~~kao što su~~ <sup>npr.:</sup> temperatura, pH mjerni kotirna protoka i slično. Svakako da među njima postoje oni gore navedeni elementi ~~koji su~~ <sup>koji su</sup> uređaji.

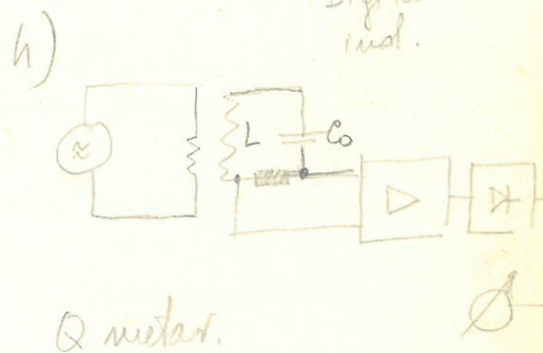
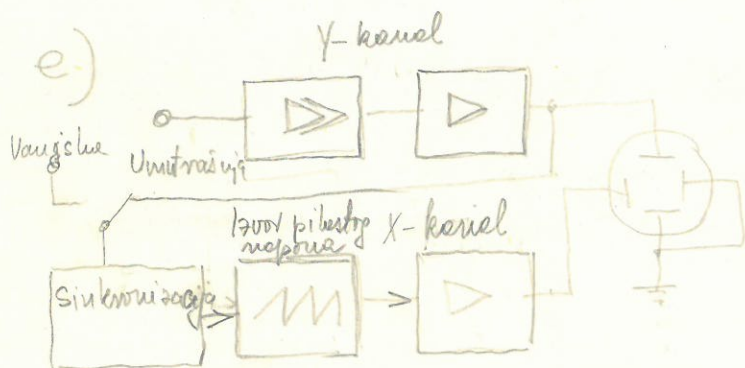
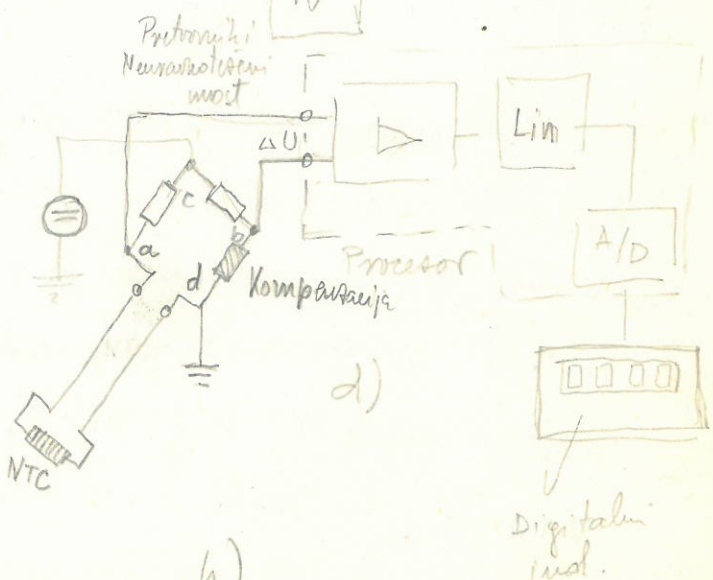
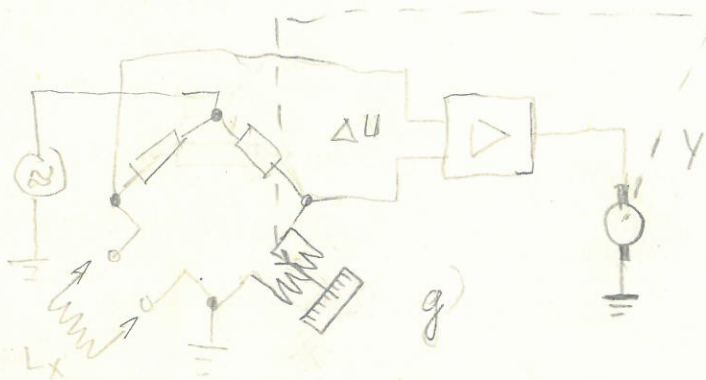
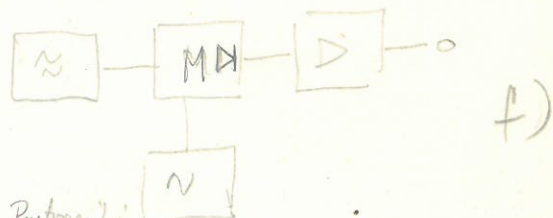
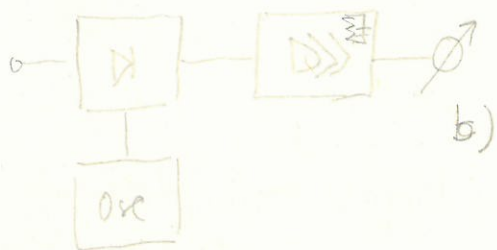
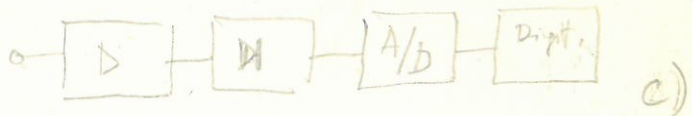
Jedan mjerni kanal prikazuje samo jednu mjernu veličinu. Za prikazivanje drugih mjernih veličina potreban je još jedan mjerni kanal koji mjeri i druge mjernu veličinu. Ove dvije mjernu veličine <sup>su u međusobnoj</sup> funkcionalnoj vezi sa sobom. Za prikazivanje drugih mjernih











sl. 1.4.

koji predstavlja otvoreni uzorni sistem ~~potrebno~~. Mjerenje temperature može se provesti na način  $\gamma$ . Pretvornik pretvara promjene temperature u komparaciju NTC otpora, a u dijagonali neravnotežnog mosta dobiva se napon  $\Delta U$  proporcionalan veličini promjene otpora oduvrat temperature. Kako ovaj ne vlada linearni odnos, potrebno je provesti linearizaciju da bi prije A/D konverzije. Osciloskop na sl. 1.4.e predstavlja sastoj se od dva diskretne uzorne sistema, odvojeno kanala, od kojih drugi dobiva sinkronizirani <sup>sa primotnom signalom</sup> pilotni napon iz izvora pilotnog

\* Zaboravni mjerni sistem u kojemu je upotrebljen samopodesivi most i služi za mjerenje induktiviteta predložen je na sl. 1.4.9. Prihlyičkom neposrednog induktiviteta  $L_x$  pojavljuje se na dijagonalni mosta napona  $SU$  koji pojačan pojačalom uz dovoljnu snagu dobivenu od istosnog pojačala pokreće motor, koji uvrntava most. Uvrntavanje mosta napona  $SU$  se smanjuje, dok motor ne postavi u položaju ravnoteže. Na skeli se očitava vrijednost neposrednog induktiviteta  $L_x$ .

\*\* O osjetljivosti govoreno kod osciloskopa kad kažemo da je otklon od npr. 20mm postignut naponom od 1mV ( $S = 2 \cdot 10^4$  mm/V) ili elektronskog termometra kad kažemo da otklon od jednog podjelka odgovara promjeni temperature od  $0.001^\circ\text{C}$ .

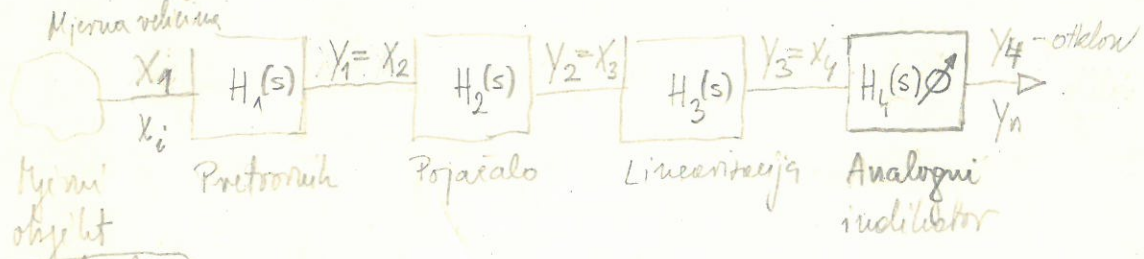


svi dosad opisani vrstovi predstavljali su otvoreni mjerni sistem  
 Na sl. 1.4. f. predložen je i ovaj visokofrekventnog signala, koji se može modelirati visokofrekventnom naponom. Kako su nedostupni signal i radio stanice, zove se često i signal-generator. Na posljednjem sl. 1.4. h predložen je Q-metar. Ovaj je ~~vrstoj~~ ~~od~~ kombinacija <sup>sinusnog napona</sup> i izvora i mjernog kanala. Mjerni kanal je rođi analogni induktivni elektromotri voltmetar. <sup>\*</sup> Vrlo su dani samo neki od primjera. Kako se vidi neki od vrstova samo su dio navedenih sistema, dok su drugi njihova kombinacija.

### 1.1. OTVORENI MJERNI SISTEM

#### 1.1.1. Statičke karakteristike mjernog sistema.

Kod otvorenog mjernog sistema prijenosna funkcija  $Y$  koja je dana <sup>kanala</sup> <sup>sistema</sup> odnosi <sup>odnos izlaska-ulaska veličine</sup>  $Y = f(X)$  predstavlja jednu od najvažnijih karakteristika  $Y$ . Ova karakteristika formata se pod imenom amplitudno-amplitudne karakteristika dok vrijedi mjerilo



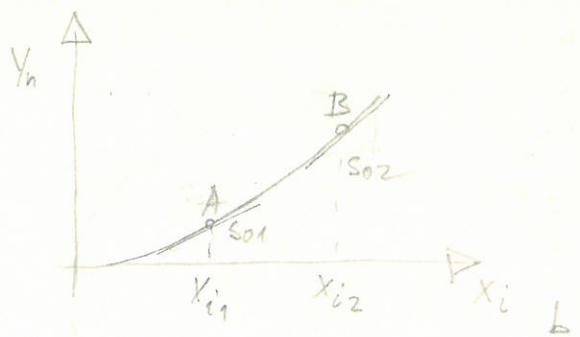
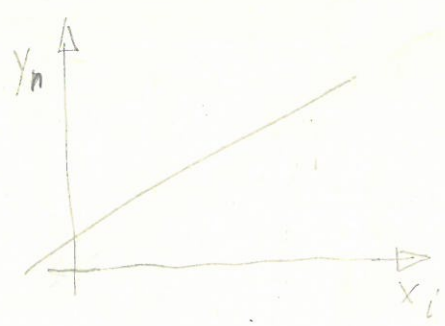
sl. 1.5.

statičku svojstvenost mjernog kanala  $S_s$ . Tako definirane svojstvenost odnosi se na linearni slučaj i može se napisati kao

$$S_s = \frac{Y_n}{X_i} \quad (1.1)$$

Dijeljenost se može odrediti iz grafički prikazanog funkcijskog odnosa između izlaska i ulaska veličine što je vidljivo na sl. 1.6. U slučaju linearnosti odnosa kao na sl. 1.6. a vrijedi izraz (1), dok se slučaj nelinearnosti između ulaska i ulaska veličine (sl. 6 b) svojstvenost se može definirati za vrlo male primjene izlaska odnosa ulaska signala.





sl. 1.6.

uz odredenu vrlo malu promjenu ulasne vrijednosti  $\Delta X_i$ , tako da je statička osjetljivost općenito definirana kao

$$S_0 = \frac{dY_n}{dX_i} \tag{1.2}$$

Ali je nelinearnost krivulje na sl. 1.6. predložena izrazom

$$Y_n = a + bX_i + cX_i^2 + dX_i^3 + \dots \tag{1.3}$$

onda je statička osjetljivost  $S_0 = b + 2cX_i + 3dX_i^2 + \dots$  (1.4)

Očito je da statička osjetljivost u slučaju nelinearnosti krivulje ovise o točki u kojoj se određuje. Tako je osjetljivost  $S_{01}$  u točki A, različita od osjetljivosti  $S_{02}$  u točki B.

$$S_{S1} = b + 2cX_{i1} + 3dX_{i1}^2$$

$$S_{S2} = b + 2cX_{i2} + 3dX_{i2}^2$$

Statička osjetljivost definirana prema izrazu (1.1), ili (1.2) ima svoju dimenziju, tako da je često vrlo zgodno osjetljivost izraziti kao koeficijent relativne promjene islasne veličine  $\frac{\Delta Y_n}{Y_n}$  prema relativnoj promjeni ulasne veličine  $\frac{\Delta X_i}{X_{ij}}$  što se

$$S_{sr} = \frac{\frac{\Delta Y_n}{Y_n}}{\frac{\Delta X_i}{X_{ij}}} \tag{1.5}$$

u kojim slučajevima je statička osjetljivost besdimenzionalna veličina. Ovakvo se relativno osjetljivost ili "koeficijent pretvorke". Na ovaj način se često definiše osjetljivost pretvorke (npr. kod tenzorskih otpornika)

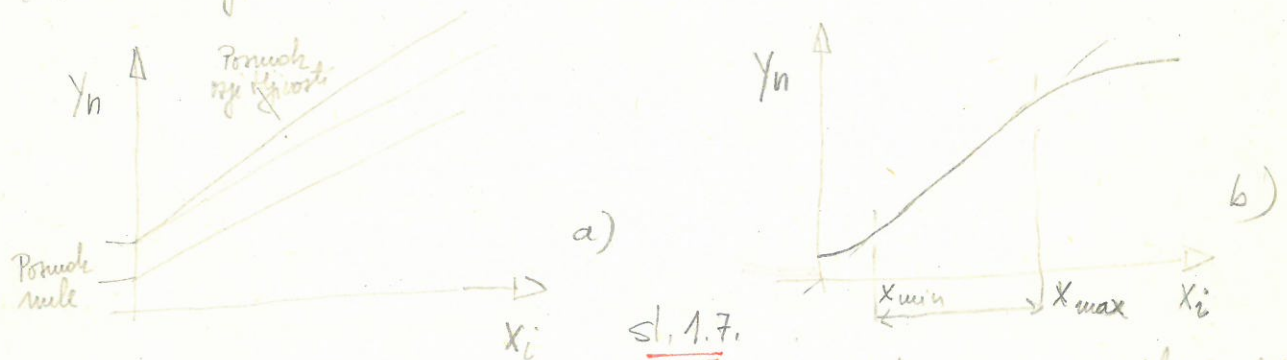
Produkt  
~~S<sub>0</sub> je~~  $S_{0uk}$  de se njegov kanal sastoji iz više stupnjeva ukupna statička  
 osetljivost  $S_{0uk}$  pojedinačne osetljivosti

$$S_{0uk} = \frac{\Delta Y_n}{\Delta X_i} = \frac{\Delta Y_1}{\Delta X_i} \cdot \frac{\Delta Y_2}{\Delta Y_1} \cdot \frac{\Delta Y_3}{\Delta Y_2} + \dots + \frac{\Delta Y_n}{\Delta Y_{n-1}} \quad (1.6.)$$

gde je  $S_{0uk} = S_1 \cdot S_2 \cdot S_3 \dots S_n$  (1.7.)

Prema tome može se lako može odrediti osetljivost cijelog sistema, ako se poznaju pojedinačne osetljivosti pojedinih stupnjeva.

Pravac koji pokazuje odnos između ulasne veličine  $X_i$  i izlazne veličine  $Y_n$  može se ~~transkribovati~~ ~~u~~ ~~z~~ smislu  $\gamma$ -osi u tom slučaju govorimo o promaku nule (zero drift). Ukoliko pak dođe do promjene koeficijenta stupnja pravca što predstavlja osetljivost nije je od promaku osetljivosti (sensitivity drift). Ovo je sve definisano na sl. 6.



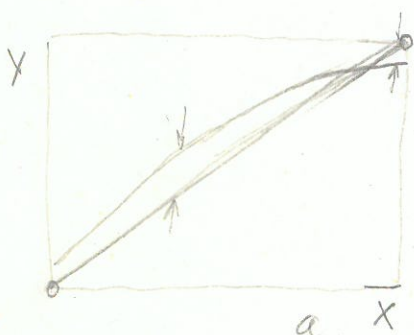
1.8. Amplitudna - amplitudna karakteristika samo u jednom svom dijelu linearna a preostalo se odnosi u uglavnom linearnom dijelu onda se ovaj maksimalne i minimalne ulasne veličine tog linearnog dijela izračunavaju u dB zove dinamički opseg (ili krasi "dinamički").

$$D = 20 \log \frac{X_{max}}{X_{min}} \quad (1.8.)$$

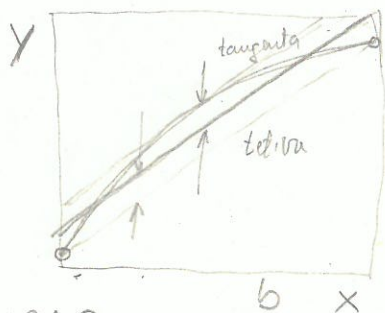
No amplitudna - amplitudna karakteristika se ne može uvijek biti jednodušna, što znači da se one kod porasta ulasne veličine  $X_i$  mijenja po jednom zakonu a kod smanjenja ulasne veličine  $X_i$  po drugom zakonu. U tom slučaju govorimo o histeresi koja je u



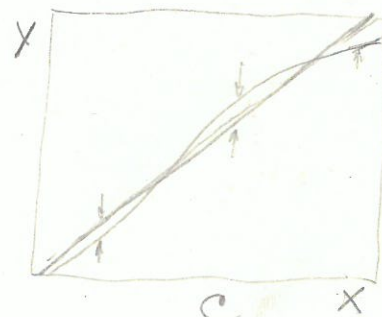
✓\*



a. X



b. X



c. X

Sl. 1.9.

Opremito nelinearnost se određuje odstupanjem statičke karakteristike dobivene baziranjem od pravca, jer je pravac predstavlja ~~te~~ krivulji kojoj se želimo priključiti. Odstupanja se mjeri u postotcima maksimalnog ~~odlona~~ odstupanja bazirane krivulji od pravca prema maksimalnom ~~odlona~~ odlona. Ovaj pravac koji predstavlja ~~pravac~~ apsolutnu linearnost može biti postavljen od ishodišta do ~~vrhovi~~ <sup>prema sl. 1.9.a. pravcem povučenim tokom u sredini;</sup> vrhovi maksimalnog odlona kada se govori o linearnosti krajnjih točaka, ili ~~vrhovi~~ <sup>smjeru</sup> tangente i tetive postavljene na baziranu krivulji prema slici 1.9.b. Tetiva se povlači u krajnim točkama očitavanja, i nije potrebno izmjeriti cijelu baziranu krivulju nego samo krajnje točke. Druge definicije linearnost zove se nesigurna linearnost. Ako se pravac povuče u smjeru najmanjih kvadrata udaljenosti onda se tako definira ~~linearna~~ nelinearnost zove linearnost najmanjih kvadrata (sl. 1.9.c)





\* Dinamičke karakteristike bit će <sup>ovdje</sup> promatrane samo u linearnom sistemu, jer bi uključivanje nelinearnosti znatno komplicirale raspravu, a u mnogim slučajevima to nije ni potrebno ~~uključivati nelinearnost~~.

## 1.1.2. Dinamičke karakteristike mjernog sistema

U prethodnom poglavlju razmatrane su statičke karakteristike mjernog kanala gdje se je pretpostavljalo da brzina promjene izlazne veličine nema nikakvog utjecaja, ~~statika~~ Statičke veličine su konstantne i ne mijenjaju se u vremenu. No mogu se dogoditi i <sup>spore</sup> promjene <sup>mjerne veličine</sup>, ~~statika~~ <sup>ili one</sup> ~~statika~~ <sup>neovisno</sup> utjecaja na mjerne rezultate. Elementi koji utječu na brzinu promjene <sup>izlazne veličine</sup> su u mehanici inercija i elastičnost a u elektrotehnici induktivnost i kapacitivnost. te su one od posebnog interesa kod ispitivanja dinamičke karakteristika.

Kako se kod pretvorika dolaze u obzir i mehaničke veličine onim elektrotehničkim i njih treba uzeti u obzir. Statičke karakteristike dana izrazom (1.1) predstavljaju najjednostavniji slučaj prenosne funkcije gdje ~~je~~ postoji direktna proporcionalnost

$$Y = S_0 \cdot X \quad (1.9.)$$

Ukoliko <sup>promatranom</sup> u sistemu izlazna veličina  $Y$  ima i član proporcionalan brzini promjene, onda ~~se~~ se to može prikazati linearnom diferencijalnom jednačinom

$$T \frac{dy}{dt} + Y = S_0 \cdot X \quad (1.10.)$$

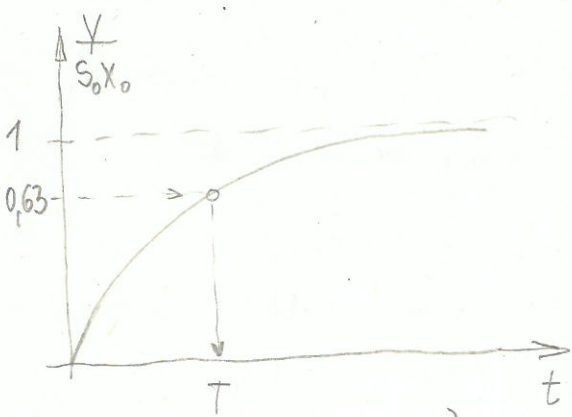
U ovom slučaju konstanta  $T$  ima dimenziju vremena, dok  $S_0$  predstavlja statičku osjetljivost i ima dimenziju izlazno-ulazne veličine. Jednačina (1.9.) je definirana sistem multoga reda, što znači da kako god vanjska ~~može~~ <sup>može biti</sup>  $X$  varirati u vremenu izlazna veličina  $Y$  je promjena slijedi u potpunosti bez ikakvog kašnjenja i vremenskog kašnjenja, ~~na koliko je bila~~ ~~promjene~~ ~~ulazne~~ ~~veličine~~ ~~X~~ ~~bita~~. Sistem multoga reda je savišen u pogledu svojih dinamičkih svojstava. Kao primjer u ovom slučaju bi bio potencionetar kome se vrijednost otpora između ključa i jedne njegove priključnice mijenja točno proporcionalno kutu otklona.

Sistem prvoga reda predložen je <sup>diferencijalnom</sup> jednačinom (1.10). Ovaj možemo riješiti ili supstitucijom rješenja  $Y_1 = e^{rt}$  koje zadovoljava homogeni dio jednačine (1.10)

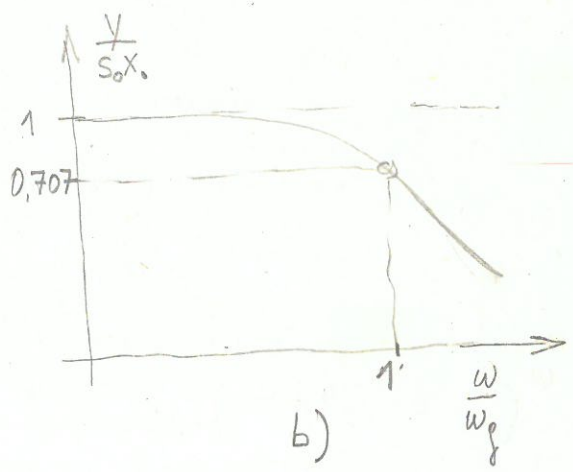


0,3878

\*



a)



b)

Sl. 1.10.

Opće rješenje diferencijalne <sup>jednadžbe (1.10)</sup> ~~je~~ sastoji se od  $Y_1$  i partikularnog rješenja koje je konstanta  $Y_0 = S_0 X_0$ . Supstitucijom  $Y_1 = e^{rt}$  u (1.10) dobiva se

$$T + e^{rt} + e^{rt} = 0$$

odakle je

$$r = -\frac{1}{T}$$

odnosno

$$Y_1 = C e^{-\frac{t}{T}} \quad (1.11)$$

Opće rješenje je

$$Y = C e^{-\frac{t}{T}} + S_0 X_0 \quad (1.12.)$$

uz  $Y=0$  za  $t=0$

$$Y = S_0 X_0 (1 - e^{-\frac{t}{T}}) \quad (1.13.)$$

Primjenom Laplaceove transformacije diferencijalne jednadžbe poprima oblik

$$T \cdot s \cdot Y(s) + Y(s) + Y(0) = \frac{S_0 X_0}{s} \quad (1.14)$$

odakle je  $Y(0) = 0$  za  $t=0$  tako da je

$$Y(s) = \frac{S_0 X_0}{s(1+sT)} \quad (1.15.)$$

Rastavljanjem na parcijalne razlomke dobiva se

$$Y(s) = \frac{A}{s} + \frac{B}{1+sT}$$

gdje je  $A = S_0 X_0$ , a  $B = -S_0 X_0 T$ , pa se može napisati

$$Y(s) = \frac{S_0 X_0}{s} - \frac{S_0 X_0 T}{T(\frac{1}{T} + s)}$$

odakle je inverzna Laplaceova transformacija

$$Y = S_0 X_0 (1 - e^{-\frac{t}{T}}) \quad (1.16.)$$

Ove funkcija kao rješenje sistema prvoga reda prihvatimo je uz sl. 1.10. a i dobro je poznato u primjenama, gdje god je ~~potrebno~~ <sup>dobiti</sup> inverzija. Takovo rješenje će se  $Y$ , ako se želi odrediti promjena

sl. 1.10,  $\nabla^*$

Temperatures predmetu odvojenosti mere koji su pošli razvijavati konstantu  
 dovodećim toplinu, zatim kao funkciji pomera broja okretaja <sup>električnog</sup> motora  
 koji je proporcionalan odjednom na ~~to~~ mjeru napajanja. Po istom zakonu se  
 mijenja i oblik hertzsche instrumenta kod koje njena prona teži konstantu  
 stija. Ova funkcija također je vrlo dobro poznata kao mjeru na  
 konstantnom za njome njegovog neložanja preko otpora  $R$  i  
 izvora <sup>istovremeno</sup> napona. ~~U~~ Sistemi prvog reda praktički su prisutni kod  
 većine pretvorilaca pa će o njima još biti riječi u ostalim poglavjima  
 Diferencijalne jednačine (1.10.) može se općenito je napisati u obliku

$$a_1 \frac{dy}{dt} + a_0 y = b_0 x \tag{1.10a}$$

Laplaceova transformacija ove diferencijalne jednačine je  
 $(a_1 s + a_0) \cdot Y(s) = b_0 X(s)$

Ali ~~se~~ <sup>se</sup> podijeli ~~ova~~ jednačine s  $a_0$  i skrajnji koeficijenti:  $\frac{b_0}{a_0} = S_0$   
 i  $a_1/a_0 = T, a$  koji je

~~U~~ koeficijent  $Y(s)/X(s)$  <sup>koji je</sup> prijenosna funkcija sistema ~~skrajnji~~ sa  $H(s)$   
 onda se može napisati da je

$$H(s) = \frac{Y(s)}{X(s)} = \frac{S_0}{1 + sT} \tag{1.17}$$

Ova ~~je~~ <sup>je</sup> prijenosna funkcija predstavlja mjeru sistema prvoga reda  
 (inercioni sistem) ~~V~~ koji se vrlo mnogo susreće u praksi kako kod pretvorilaca tako i kod RC-pojenja

Ali se  $X(t)$  sinusna <sup>funkcija</sup> ~~onda~~ kompleksni broj  $s = \sigma + j\omega$  ima samo  
 svoji imaginarni komponentu, pa je  $s = j\omega$ . Supstitucijom jed umjesto  
 $s$  u izraz (17) prijenosna funkcija  $H(s)$  poprima oblik

$$H(j\omega) = \frac{Y(j\omega)}{X(j\omega)} = \frac{S_0}{1 + j\omega T} \tag{1.18}$$

Pri tome je omjer amplituda ulaznog signala  $X$  i izlaznog  $Y$   
 apsolutna vrijednost od  $|H(j\omega)|$  odnosi

$$\frac{Y}{X} = \frac{S_0}{\sqrt{1 + \omega^2 T^2}} \tag{1.19}$$

Ali su amplitude  $X$  mjeru na ulazu u pojačalo  $U_1$  i  $Y$



u odnosu na izlazu i pojačala  $U_2$  onda je koeficijent  $U_2/U_1$  pojačanje, pa izraz (1.19.) poprima dobro poznati izraz za pojačanje pojačala u frekventnoj domeni  
 zvanom frekvencijski  $\omega_p = \frac{1}{T}$

$$A = \frac{S_0}{\sqrt{1 + (\frac{\omega}{\omega_p})^2}} \tag{1.20.}$$

Ovaj izraz je ~~isto~~ zapravo amplitudno-frekvencijska karakteristika pojačala ili bilo kojeg drugog sistema prvoga reda. Argument pojavnog funkcije  $H(j\omega)$  je kut koji zatvara imaginarna komponenta prema realnoj ~~u odnosu~~ što je vidljivo iz iznosa (18) pa se može napisati

$$\varphi = \arctg\left(-\frac{\omega T}{1}\right) = \arctg(-\omega T) \tag{1.21.}$$

~~Uz navedenog pretpostavljamo da je~~ Prijenosna funkcija  $H(j\omega)$  je kompleksan broj, čiji je modul odgovara amplitudnoj - frekvencijskoj karakteristici, a argument faza - frekvencijskoj karakteristici. U skladu s poglavljem (1.1.3.) dat je sasvim općenit prikaz ovih raznih karakteristika. U analizi mnogih kanala često se susreće u sistemu drugoga reda koji sadrži ~~u~~ derivaciju drugog reda tako da se može napisati

$$a_2 \frac{d^2 y}{dt^2} + a_1 \frac{dy}{dt} + a_0 = b_0 x(t) \tag{1.22.}$$

Primjenom Laplaceove transformacije u ovom slučaju se dobiva

$$(a_2 s^2 + a_1 s + a_0) Y(s) = b_0 X(s) \tag{1.23.}$$

odnosno prijenosna funkcija je

$$H(s) = \frac{b_0}{a_2 s^2 + a_1 s + a_0} \tag{1.24.}$$

što djelujući brojnik i nazivnik sa  $a_0$  daje

$$H(s) = \frac{\frac{b_0}{a_0}}{\frac{a_2}{a_0} s^2 + \frac{a_1}{a_0} s + 1} \tag{1.25.}$$

vidi se prema  $\frac{b_0}{a_0} = S_0$ , a može se pokazati da  $\sqrt{\frac{a_0}{a_2}} = \omega_0$  odgovara rezonantnoj frekvenciji sistema  $\omega_0$ , ako je koeficijent  $\frac{a_1}{a_0}$  dovoljno mali

prigušivanja dovoljno malim. Kvocijent  $a_1/a_0$  može se napisati i na sledeći način

$$\frac{a_1}{a_0} = \frac{a_1}{\frac{\sqrt{a_0 a_2}}{a_2}} = \frac{2 a_1}{2 \omega_0 \sqrt{a_0 a_2}} = \frac{2 \xi}{\omega_0} \quad (1.26.)$$

gde je  $\xi$  faktor prigušavanja

$$\xi = \frac{a_1}{2 \sqrt{a_0 a_2}} \quad (1.27.)$$

pa izraz (26) poprima oblik

$$H(s) = \frac{S_0}{\frac{s^2}{\omega_0^2} + 2 \frac{\xi}{\omega_0} s + 1} \quad (1.28.)$$

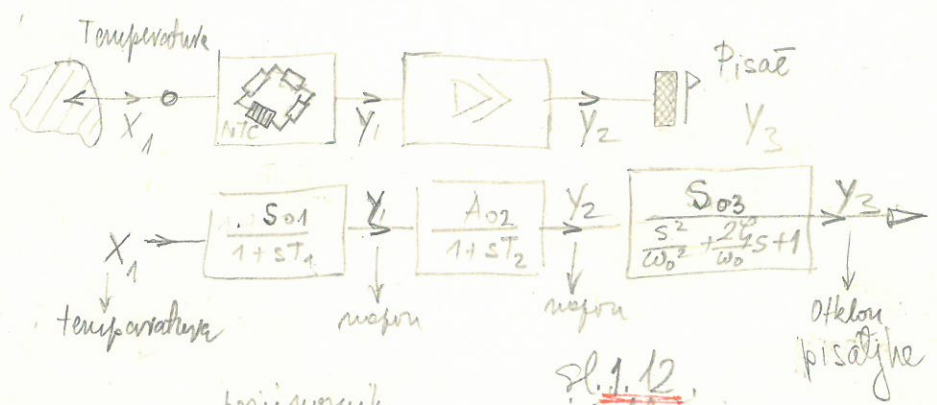
Mogući sistem drugog reda može se svesti kod realnih i kompleksnih nula i polova. Kao primer mogu se spomenuti realni sistem sa mernim telom, kada membrana na boji djeluje tlak i plinu ili tekućine uz mernu boju potizujućim i povratnim silu ( $a_0$ ) kao posledicu deformacije membrane ili djelovanja opruge. S druge strane jedan telesni sistem je i pisac, koji služi za registraciju nujnih veličina. Kod pisca postoji moment inercije zavojnice i beselje uz formiranje nula opruge. Budući da se kod pisca radi o kvadratu gibanja govornika o momentu inercije, a ne može biti slučaj kod linearnog gibanja. Sistem drugog reda možemo svesti i kod dvostranog pojačala kao i kod induktivno kapacitivnog pojačala i pisca. U ovom ovim slučajevima od pravega interesa koji dolaze uz istovremno pojačanje je frekventijska karakteristika kompleksnog broja sistema. Da bi odredili frekventijsku karakteristiku uvrstili ćemo nju u formu imaginarnu komponentu  $j\omega$ . U kojim slučajevima prijava (1.28) može napisati kao







se može ~~to~~ vidjeti da li je npr. pisac u stanju da prati brze promjene temperature ili da li je sam prebrži u stanju da prati te promjene. U ovom primjeru to stvarno nije nikakav problem, jer su promjene temperature relativno sporije. ~~Element~~ <sup>Uz</sup> element sa najvišom granicom prelazne zone je <sup>u stvari</sup> prebrži. ~~Ovaj niži sistem može biti~~ Sam prebrži predstoji sistem prvog reda, ~~što se isto može reći i za~~ ~~to~~ ~~je~~ ~~prebrži~~, dok je pisac sistem drugog reda. Sve skupa usvoji dobivamo rezultirajuću prenosnu funkciju ~~to~~ ovog nižeg sistema kao produkt prenosne funkcije pojedinih elemenata u skladu sa ~~funkcijom~~ ~~prelaza~~ (1.6). Svako da je ovaj element sa najvišom granicom prelazne zone i najbrži ~~u stvari~~. Ovaj sistem ~~može~~ prikazan je na sl. 1.12.



sl. 1.12.

1.1.3. Općeniti prikaz karakteristika kružnog sistema

Na kraju se ova izlaganja mogu prikazati još samo općenito po analogiji se dosadašnjim izlaganjima, što postoji neki niži sistem  $m$ -tog reda, onda se to može prikazati diferencijalnom jednačinom

$$a_m \frac{d^m y}{dt^m} + a_{m-1} \frac{d^{m-1} y}{dt^{m-1}} + \dots + a_1 \frac{dy}{dt} + a_0 y = b_0 x_0 \quad (1.32)$$

No ulovilo je i druge strane koja predstavlja uskuđu sistem  $n$ -tog reda ( $m$ -tog reda), onda se i druge strane jednadžbe može prikazati na isti način tj.

$$a_n \frac{d^m Y}{dt^m} + a_{n-1} \frac{d^{m-1} Y}{dt^{m-1}} + \dots + a_1 \frac{dY}{dt} + a_0 = b_m \frac{d^m X}{dt^m} + b_{m-1} \frac{d^{m-1} X}{dt^{m-1}} + \dots + b_1 \frac{dX}{dt} + b_0 \quad (1.33)$$

Primjenom Laplaceove transformacije na ovaj sistem, gdje je  $s = \sigma + j\omega$  kompleksan broj, diferencijalna jednačina (1.33.) postaje algebarska jednačina.

$$a_n s^m Y(s) + a_{n-1} s^{m-1} Y(s) + \dots + a_1 s Y(s) + a_0 = b_m s^m X(s) + b_{m-1} s^{m-1} X(s) + \dots + b_1 s X(s) + b_0$$

odakle je koeficijent ulaznog i izlaznog Laplaceovog transformata

$$H(s) = \frac{Y(s)}{X(s)} = \frac{b_m s^m + b_{m-1} s^{m-1} + \dots + b_1 s + b_0}{a_n s^n + a_{n-1} s^{n-1} + \dots + a_1 s + a_0} \quad (1.34)$$

primarne funkcija u ovom općem obliku za bilo kakav slučaj. Kod sinusne ulazne i izlazne realne varijable  $s$  je jednak realni, tako da je  $s = j\omega$  (1.34.) može prikazati tada kao

$$H(j\omega) = \frac{Y(j\omega)}{X(j\omega)} = \frac{b_m (j\omega)^m + b_{m-1} (j\omega)^{m-1} + \dots + b_1 (j\omega) + b_0}{a_n (j\omega)^n + a_{n-1} (j\omega)^{n-1} + \dots + a_1 (j\omega) + a_0} \quad (1.35)$$

$H(j\omega)$  je također kompleksni broj kojemu je apsolutna vrijednost  $|H(j\omega)|$  amplitudna karakteristika, a argument  $\angle H(j\omega)$  fazna karakteristika. Apsolutna vrijednost kompleksnog broja  $H(j\omega)$  je amplitudno-frekvencijska karakteristika, a argument fazno-frekvencijska karakteristika. Amplitudna karakteristika kao i faza pokazuje ovisnost o frekvenciji.

U podnezi, frekvencija koja pokriva spektar frekvencija ulaznog signala mora biti amplitudna karakteristika konstantna, a faza karakteristika linearna u ovisnosti o promjeni frekvencije. U protivnom dolazi do linearnih izobličenja amplitudna i faza. Ovo možemo razmotriti na jednom primjeru linearnog



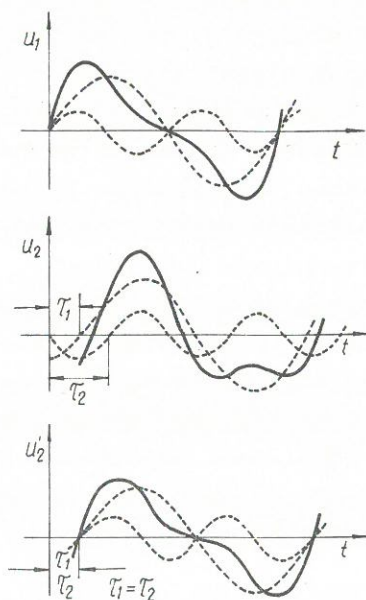




u analizatorima <sup>spektra</sup> valnih oblika, selektivnim voltmetrima, mje-  
 račima elektromagnetskog polja, itd. *No i kod selektivnih pojačala  
 potrebno je ispuniti uvjet (1.38) ali samo u ograničenom frekventijom području.*  
 U smislu dobivanja neizobličene napona na izlazu  
 pojačala nije dovoljno ispuniti zahtjev da je pojačanje  
 $A(\omega) = \text{konst.}$ , nego treba vidjeti i kakav se zahtjev postav-  
 lja obzirom na faznu razliku  $\psi_n$  između ulaznog  $u_1$  i izlaznog  
 signala  $u_2$ . *tj. fazno - frekventijnu karakteristiku* Iz tog razloga napišimo ~~1.27~~ u slije-  
 dećem obliku 1.37.

$$u_2 = \sum_{n=1}^{\infty} A_n(\omega_n) U_n \cos \left[ \omega_n \left( t - \frac{\psi_n}{\omega_n} \right) + \varphi_n \right] \quad \begin{matrix} 1.39 \\ \cancel{1.27} \end{matrix}$$

pri tome se članovi u uglastoj zagradi izraza /1.39./ razliku-  
 ju od članova u okrugloj zagradi izraza /1.37./ za član  $\tau_n = \frac{\psi_n}{\omega_n}$   
 tj. vrijeme kašnjenja prolaza faze. Da vidimo koliko mora  
 biti ovo vrijeme  $\tau_n$  za svaku pojedinu harmoniku, razmotrimo  
 slučaj, kada je signal na ulazu sastavljen od svega dva člana



Sl. 1.14.

Fourierovog reda, prema slici 1.2.a.  
 Ako su vremena kašnjenja prolaza  
 faze u pojačalu  $\tau_1$  i  $\tau_2$  različita  
 na izlazu bismo dobili izobličen  
 signal (sl. 1.2.b) koji nikako ne  
 odgovara valnom obliku signala na  
 ulazu. Samo u slučaju da su vreme-  
 na kašnjenja  $\tau_n$  za svaku harmoni-  
 ku ista

$$\tau_n = \tau_{n+1} = \text{konst.}$$

na izlazu dobivamo fazno neizobli-  
 čen signal. Odavle proizlazi da je  
 potrebno ispuniti uvjet

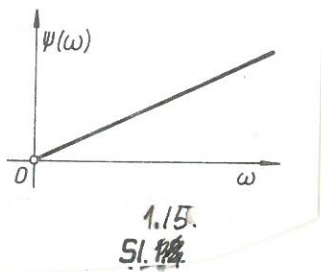
$$\frac{\psi_n}{\omega_n} = \tau_n = \text{konst.} \quad \begin{matrix} 1.43 \\ \cancel{1.51} \end{matrix}$$

odnosno da fazni pomak mora biti

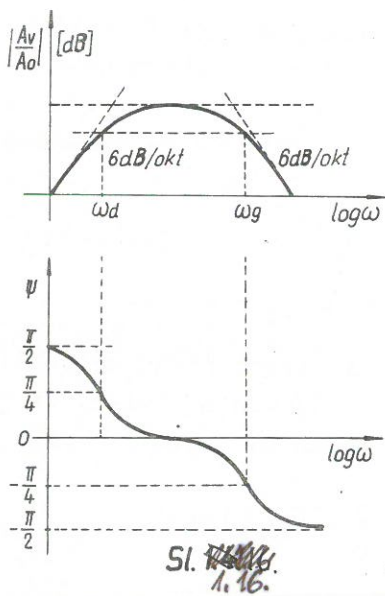
linearno proporcionalan sa frekvencijom

$$\psi_n = \gamma_n \cdot \omega_n \quad (1.41)$$

Ova je odstupanje prikazano na sl. 1.15.



Sva odstupanja od idealne amplitudne i faze karakteristike predstavljaju linearne izobličenja. U ovom slučaju signal na ulazu sistema ima isti broj harmonika kao i idealni signal.



Amplitudna i faza karakteristika jednog RC pojačala prikazana je na sl. 1.46. Vidimo da u slučaju RC pojačala izobličenja nastaju na <sup>u obliku</sup> graničnim frekvencijama  $\omega_d$  i  $\omega_g$  gdje se mijenja amplitudna i faza karakteristika, a ~~u~~ <sup>u</sup> ~~ovom~~ <sup>ovim</sup> slučajima (1.38) i (1.41) nisu izmijenjeni.

Da bi se odredilo povećanje prijemne funkcije  $H(j\omega)$  u zadanoj podnežnoj frekvenciji, potrebno je znati koeficijent polinoma u brojniku  $Z_i$  i u nazivniku  $P_i$ , ~~koji su pojedinačni s nulama~~. U tom slučaju prijemna funkcija  $H(j\omega)$  se može napisati kao <sup>koeficijent</sup>  $Y$  / ~~proizukata~~ <sup>proizukata</sup>

$$H(j\omega) = \frac{S_0 \prod_{i=1}^m (j\omega - Z_i)}{\prod_{i=1}^n (j\omega - P_i)} \quad (1.42)$$

Ovdje se mijenja da koji prijemna funkcija postaje nula i nazivni "nule"  $Z_i$ , a da koji postaju nule nazivnika "polovi"  $P_i$ . Pri tome uvijek mora biti ispunjeno da je  $n \geq m$ .

Kako je prijemna funkcija sistem složen od osnovnih



elementa, kojih su prijenosne funkcije obično prvog ili drugog reda, to se ~~at~~ prijenosna funkcija cijelokupnog sistema u analogiji sa statičnom prijenosnom funkcijom (1.6.) odražuje kao produkt osnovnih prijenosnih funkcija

$$H(s) = H_1(s) \cdot H_2(s) \cdot \dots \cdot H_n(s) \tag{1.43}$$

iz razloga jer su prijenosne funkcije pojedinih elemenata sistema

veliko:  $Y_1(s) = H_1(s) \cdot X_1(s); \quad Y_2(s) = H_2(s) \cdot X_2(s); \quad Y_n(s) = H_n(s) \cdot X_n(s)$

kako na mjestu spoja između elemenata mora biti ispunjeno

$$Y_1(s) = X_2(s); \quad Y_2(s) = X_3(s); \quad Y_{n-1}(s) = X_n(s)$$

to izlazi da je

$$\text{veliko } Y_n(s) = H_n(s) \cdot H_{n-1}(s) \cdot \dots \cdot H_2(s) \cdot H_1(s) \cdot X_1(s)$$

dobiva se odnosno  $H(s) = Y_n(s) / X_1(s)$ , jer je (1.43.)

**12** Činjenica da se u praksi ponuđeni elementi prijenosne funkcije elemenata koje su obično najčešće jednostavni sistemi prvog ili drugog reda, znatno je olakšano odrediti veći koeficijent, odnosno polova i nula. Zbog toga je tome prijenosna funkcija se dobiva u obliku produkta (1.42) sa poznatim nulama i polovima. U prijenosni prihosavom ne sl.1.12. prijenosna funkcija bi bila

$$H(s) = \frac{S_{01} \cdot A_{02} \cdot S_{03}}{(1+sT_1)(1+sT_2)(\frac{s^2}{\omega_0} + \frac{2\zeta}{\omega_0}s + 1)} \tag{1.44}$$

i imala bi samo polove.

...im toga može se pokazati da četveropoli sa minimalnim faznim pomakom, tj. oni koji imaju nul-točke i polove samo u lijevoj polovici kompleksne ravnine, imaju jednoznačni odnos između amplitudne i fazne karakteristike, te se kvalitativno može reći, da je faza proporcionalna derivaciji amplitudne karakteristike (zanemarujući "težinski faktor").

U dosadašnjim ispitivanjima pokazano je kakav utjecaj ima određivanje amplitudno - frekvencijske i faza - frekvencijske karakteristike na se ovisnu linearnu izobličenja. Kod linearnih izobličenja ulasni signal ima isti broj harmonika kao i ulasni signal.

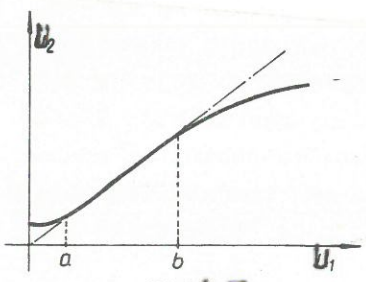
Ne manje važna je amplitudno - amplitudna karakteristika u poglavlju 1.1.1. kojoj je bilo govora kod određivanja statičke svojstvenosti. Osim u slučajevima specijalnim slučajevima (kvadratne, logaritamske amplitudne amplitudne karakteristike), čeli se postići linearni odnos kod amplitudno - amplitudnih karakteristika. Amplitudno - amplitudna karakteristika je definirana kao odnos izlazne  $Y$  i ulazne veličine  $X$

$$Y = f(X) \tag{1.45}$$

u idealnom <sup>linearnom</sup> slučaju treba biti  $\frac{Y}{X} = \text{konst}$

$$\tag{1.46}$$

$Y$  i  $X$  mogu biti bilo koje veličine. Kod pojačala su to <sup>ulazni i izlazni naponi</sup>  $U_1$  i izlazni napon  $U_2$ . Kakav oblik ima ova krivulja kod izlaska stupnjeva pojačala vidi se na sl. 1.17. Pojačanje



Sl. 1.17.

u ulaznog signala  $U_1$  iznad  $b$  (sl. 1.17) dovodi do smanjivanja pojačanja. Linearno područje je obično ograničeno na 3 do 4 deka-de (na sl. 1.17. od  $a$  do  $b$ ). Odstupanje od linearnosti u donjem dijelu je posljedica šuma, dok je u gornjem dijelu obično prouzro-

kovano "rezanjem" signala u izlaznim stupnjevima pojačala. Ukoliko je signal tako velik, da ulazi i u nelinearno područje karakteristike, nastaju nelinearna izobličenja, koja imaju za posljedicu nastajanje novih komponenta u spektru ulaznog signala na izlazu iz pojačala.

Resop zato dolazi do nastajanja novih komponenti u spektru ulaznog može se ustanoviti, ako amplitudno - amplitudna karakteristika aproksimiramo polinomom [vidi jedn. (3)]. Velika to bude polinom trećeg stupnja i u slučaju da se radi o pojačalu može se napisati da je



- \* a) amplitude - feldwelle jstrome komplitusstrome
- b) fasus - feldwelle jstrome -4-
- c) amplitude - amplitude komplitusstrome

$$u_2 = a_0 + a_1 u_1 + a_2 u_1^2 + a_3 u_1^3$$

(1.47.)<sup>23</sup>

Ukldilo ~~na~~ uveemo najjednostavniji slučaj u obzir da je ulazni uspor sinusna veličina čiji postupak samo je duom jedinom fреквенциjom

$$u_1 = U_1 \sin \omega t \quad (1.48.)$$

uvrštenjem u ~~gornji~~ izraz (47) izlazi da je

$$u_2 = a_0 + a_1 U_1 \sin \omega t + \frac{1}{2} a_2 U_1^2 - \frac{1}{2} a_2 U_1^2 \cos 2\omega t + \frac{3}{4} a_3 U_1^3 \sin \omega t - \frac{3}{4} a_3 U_1^3 \sin 3\omega t$$

$$u_2 = a_0 + \frac{a_2}{2} U_1^2 + (a_1 U_1 + \frac{3}{4} a_3 U_1^3) \sin \omega t - \frac{a_2}{2} U_1^2 \cos 2\omega t - \frac{3}{4} a_3 U_1^3 \sin 3\omega t \quad (1.49.)$$

izlazi očito da se osim osnovnog harmonika, javlja još i drugi i treći harmonik, koji nisu postojali u ulaznom signalu. Još je složenija situacija ako se ulazni signal sastoji iz uspora dviju fреквенција  $f_1$  i  $f_2$ . U tom slučaju se javljaju još i njihove međusobne sume i razlike. Radi veće jednostavnosti izostavimo ~~u~~ četvrti član  <sup>$a_3 u_1^3$</sup>  polinoma (47).

$$u_1 = U_{11} \sin \omega_1 t + U_{12} \sin \omega_2 t \quad (1.50)$$

$$u_2 = a_0 + a_1 U_{11} \sin \omega_1 t + a_1 U_{12} \sin \omega_2 t + \frac{a_2}{2} U_{11}^2 + \frac{a_2}{2} U_{12}^2 - \frac{a_2}{2} U_{11}^2 \cos 2\omega_1 t - \frac{a_2}{2} U_{12}^2 \cos 2\omega_2 t + \frac{a_2}{2} U_{11} U_{12} \cos (\omega_1 - \omega_2) t - \frac{a_2}{2} U_{11} U_{12} \cos (\omega_1 + \omega_2) t \quad (1.51.)$$

Očito je da se osim drugog harmonika javljaju još kombinacije sume i razlike fреквенција. Kako se na izlazu pojačala ne bi dobilo ono što je bilo na ulazu, bez dodatnih <sup>amplitudno-amplitudna</sup> viših harmonika, jasno je da ~~se~~ se ne bi ostvarilo po mogućnosti ličnima <sup>amplitudno-amplitudna</sup> karakteristična pojačala i s time izbjeci ~~na~~ nastajanje nelinearnih iskličenja.

Faktor nelinearnog iskličenja definiran je kao

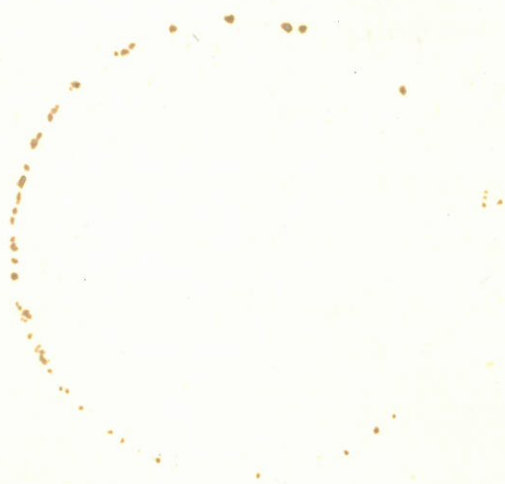
$$D^* = \frac{\sqrt{A_2^2 + A_3^2 + \dots + A_n^2}}{A_1} \quad (1.52)$$

gdje su  $A_1, A_2, A_3, \dots, A_n$  amplitude osnovnog i viših harmonika. Faktor nelinearnog iskličenja obično se obilježava sa  $D$ . Događa se slučaj da se nastitaju od dinamičkog opsega (8) koji je toliko velik da se  $D$  u izrazu 1.52.

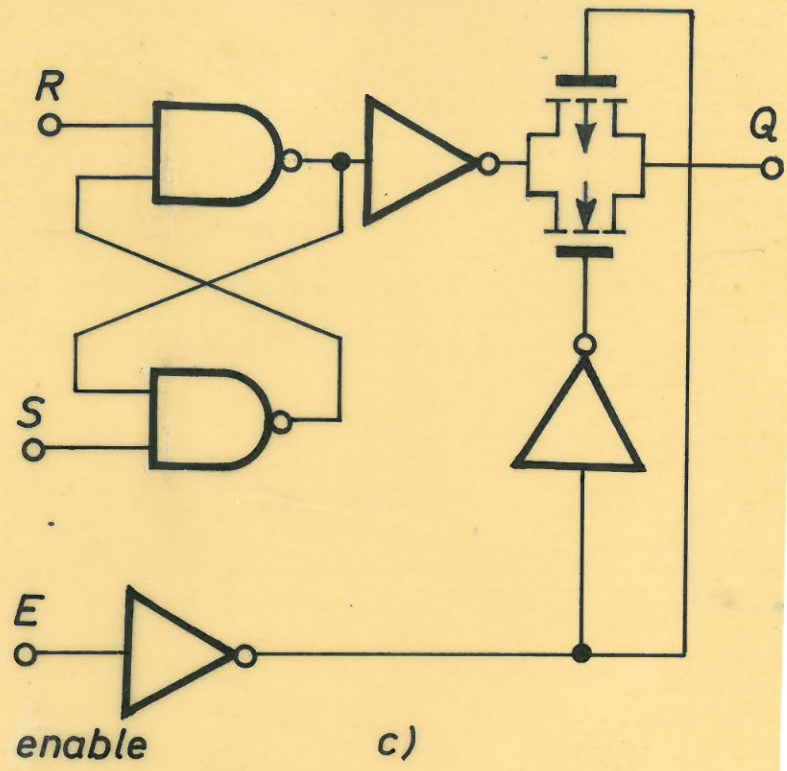
U dopadajućem prilikama da su ~~u~~ osnovne svojstva ~~u~~ nelinearnog sistema određena:



\* Oni se sastoji od stvarnog mijenog sistema koji se petljom povratne  
vise od ishoda prema ulazu pretvara u rekonstruirani mijenog sistem.



... ..

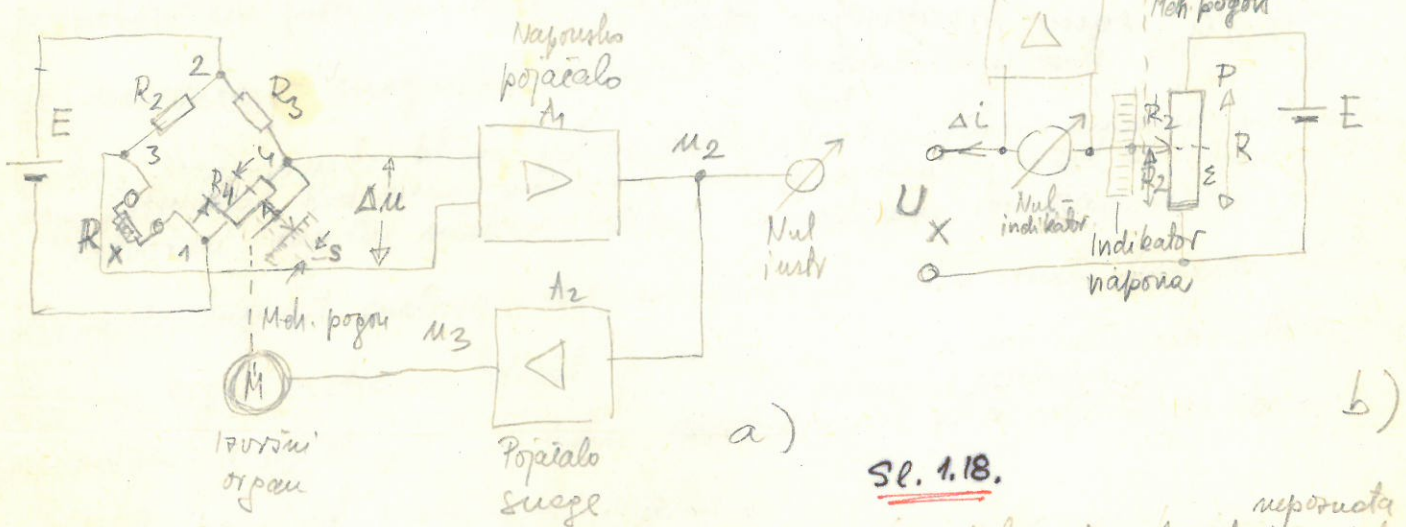




# 1.2. ZATVORENI MJERNI SUSTAVI

Zatvoreni mjerni sustavi predstavljaju mjerni servo sistem.

U ovom slučaju poznata veličina sljedi nepoznatu i njoj se proporcionalno ili potpuno jednaka. Moment kada je jednakost ili omjer postignut ustanovljava se indikatorom nule. Kada instrument pokese vrijednost nule znači da je dosta do nivoa koje između nepoznate i poznate veličine pa je vrlo lako iz ~~se~~ poznate vrijednosti odrediti o nepoznatoj. Regulacija se može postići ili manuelno ili automatski pomoću motora oduvratno slupali. Pojednostavljeni primjeri mehaničkih i električnih mjernih sistema predloženi su na sl. 1.18.



Sl. 1.18.

Automatski mjerni most na sl. 1.18a djeluje tako, da kada <sup>nepoznata</sup> vrijednost

otpora  $R_x$  nije u određenom omjeru sa poznatom vrijednosti otpora  $R_4$  most je rasposten čija je posljedica neki napon  $\Delta u$  koji se pojačava na određenom <sup>vrijednost</sup>

veličini bi se povećala osjetljivost indikacije nule. Standardni <sup>mosta</sup> potvrdi <sup>mosta</sup> otvara se mijenja sve dalje, dok se ne uspostavi <sup>mosta</sup> ravnoteža što se

ostuže sa nulom na nul. instrumentu. Regulacija se može vršiti <sup>konstetici se motorom M kao izvršnim organom</sup> manuelno i automatski u posljednjem slučaju <sup>potvrdi</sup> naponske

$u_2$  koja se je pojavljuje na izlazu iz pojačalov preko pojačala snage  $A_2$  upravlja električnim motorom, koji mijenja vrijednost <sup>potvrdi</sup> otpora  $R_4$ , dok se ne uspostavi ravnoteža i motor stane te se klizne promjenljivoj otpora <sup>potvrdi</sup> vraćaju na vrijednost  $R_4$ . Kako



$\checkmark^*$  Kako se promjenjivom mjeduvosti <sup>otpora</sup>  $R_4$ , koja obično nije veća od 1:20  
 ne može postati cijelo podmišje u kojem se sve mogu mijenjati nepomaci  
 otpori  $R_4$  to je potrebno mijenjati omjer  $R_2:R_3$  pa i same maksimalne  
 mjeduvosti otpora  $R_4$ . Ovo se može riješiti na taj način da kad hliva  
 otpora  $R_4$  dosegne ekstremnu točku nhopća kontakt koji mijenja omjer  
 $\frac{R_2}{R_3}$  ili sam promjenjivi otpor.







$x_0$  je mjednost nepoznate veličine (u namjeri navedenom primjeru  $R_0$ )  
 $x_1$  je raslika napona  $\Delta u$  ili stupa  $\Delta i$  koja se pojačava pojačavačem  
na mjednost  $y_1$ . Ova mjednost se može pohvatati multindikatorom  
koji kod manualne ručne regulacije promatra čovjek, dok kod  
automatske regulacije ova mjednost ~~može~~ upr. napona ~~može~~  
biti pojačana i upravlja izvršnim organom tj. motorom  
koji pohvata klatno. Pomak klatna relativno mjednost otpora  
 $R_4$  odgovara veličini  $y_2$ . Kako je

$$x_1 = x_0 - y_2 \tag{1.54}$$

(negativna početna vred)

ova mjednost upravlja ~~može~~ vrtnjom motora u takvom smislu, da  
se raslika  $x_0 - y_2$  smanjuje, dok ne postane tako mala da više ne  
može pohvatati motor i ovaj se zaustavlja. Pri tome se može smatrati  
da je približno ispunjen uslov

$$\tag{1.55}$$

Što znači, da je  $x_1 \dot{=} 0$ . Ako su poznate prenosne funkcije  $H_1, H_2$

onda je

$$y_1 = H_1 \cdot x_1 \tag{1.56}$$

i

$$y_2 = H_2 \cdot x_2 \tag{1.57}$$

gdje je  $x_2 = y_1$  pa je

$$y_2 = H_1 H_2 \cdot x_1 \tag{1.58}$$

Supstitucijom (1.58) u (1.54), onda u (1.58), izlazi da je

$$y_2 = \frac{H_1 H_2}{1 + H_1 H_2} x_0 \tag{1.59}$$

pri tome, ako je  $H_1 H_2 \gg 1$ , izlazi da je

$$y_2 \dot{=} x_0 \tag{1.55}$$

Što smo i gore tvrdili tj. da je indikatorna veličina  $y_2$

jednako nepomatoj veličini  $x_0$  ( $R_x = \frac{R_2}{R_3} R_4$  ili  $x_0$  jednako indicijsnoj veličini na potencijalnom  $\varphi$ ). Pri tome su tačnost i indicijsne veličine ne utiču na druge eksperimentalne promjene prijenosne funkcije  $H_1, H_2$  u ovom slučaju pojačanja i odnosa između stuje napajanja motora i njegovog momenta, ako su veličine  $H_1, H_2$  dovoljno velike da se ispunjavaju uvjeti

$$H_1, H_2 \gg 1.$$

(1.60)

U nevidenih nesloja uslova automatskim mjerenim metodom ili kompenzacionom metodom koja predlaže za određeni <sup>indicijski</sup> ~~indicijski~~ sistem mogu biti vrlo tačna i uglavnom ovisi o tačnosti <sup>potrebe</sup> veličine  $Y_2$  (otpor, induktivitet ili kapacitet). Granice u povećanju vrijednosti  $H_1, H_2$  obično postavlja stabilnost cjelokupnog sistema.

Na ovom principu rade automatski motori za mjerenje otpora, kapaciteta i induktiviteta sa tipičnom tačnošću od oko 0.2% (može se 0.1%). Vrijeme praćavanja je obično oko 0.5s.

Indicija je digitalna. Motori su napajani istomizom i ispunjavaju sa nekoliko različite frekvencija od kojih su tipične 1 kHz i 1 MHz.

Metoda kompenzacije koja se primjenjuje kod diferencijalnih ~~istomiziranih~~ <sup>istomiziranih</sup> voltmotora također je karakterizirana velikom  $\epsilon$  tačnošću i vrlo malom ulasnom otporom  $\Delta$  i koja osigurava <sup>veći</sup> veliki ulasni otpor instrumenta. Metoda kompenzacije suradi se i kod tzv. kompenzacionih pisara koji se sloje svoje velike tačnosti (0.1%) primjenjuje i kod koordinatnih pisara ~~koji se sloje~~ (pregledje 4.5.)

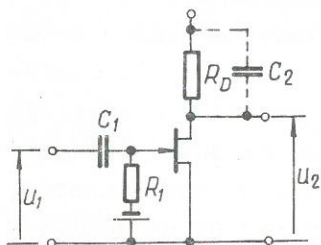


## 2. MJERNA POJAČALA / NJIHOVA SVOJSTVA

### 2.1 FREKVENCIJSKE KARAKTERISTIKE

#### 2.1.1. Gornja granična frekvencija

Razmotrimo slučaj jednostepenog pojačala sa FET-om, predočenog na sl. 2.4. Pojačanje ovakvog sklopa u području



Sl. 2.1.

srednjih frekvencija, gdje je zanemariv utjecaj reaktancija  $1/\omega C_1$  i  $1/\omega C_2$ , može se dobiti iz nadomjesne sheme sa strujnim izvorom

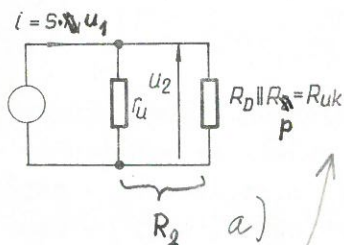
prema sl. 2.2., kada je naponsko pojačanje je u ovom slučaju

$$A_{vo} = \frac{u_2}{u_1} = S(r_u \parallel R_{uk}) = SR_2 \quad /2.4./$$

Ovdje je S strmina,  $r_u$  unutrašnji otpor izvora, a  $R_{uk}$  paralelni spoj svih vanjskih otpora. Znak  $\parallel$  ovdje

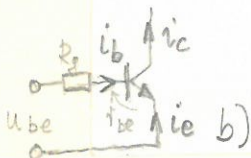
otnačava paralelni spoj otpora Na sl. 2.4.

slučaj prikazan je kao aktivni element FET, no izraz vrijedi jednako za bipolarni tranzistor ili elektronsku cijev. Pri tome



Sl. 2.2.

Izračunavanje pojačanja pomoću strujne posebnosti je jednostavnije, može se općenito prihvatiti bez obzira na vrstu aktivnog elementa. Strminu S možemo kod tranzistora izraziti npr. preko njegovih hibridnih parametara, ako je ne odredimo grafički ili poznavajući parametar  $Y_{21}$ .



matrice vodljivosti.

Strminu možemo općenito definirati kao odnos izlazne struje prema naponu na ulazu aktivnog elementa, kod tranzistora bi to bilo

$$S = \frac{i_c}{u_{be}} \quad 2.2.$$

odnos kolektorske struje  $i_c$  prema naponu baze emiter  $u_{be}$ . Ako se uzmue još u obzir otpor izvora  $R_g$ , dok je  $r_{be}$  otpor baze-emiter. Strminu bi mogli izraziti kao

$$S = \frac{i_c}{i_b \cdot r_{be} (1 + \frac{R_g}{r_{be}})} \quad 2.3.$$

Ako je  $R_g \ll r_{be}$  onda je

$$S = \frac{i_c}{r_{be} \cdot i_b} = \frac{\beta}{r_{be}} \quad 2.4.$$

Ovdje je  $\beta$  strujno pojačanje,  $r_{be}$  otpor baze-emiter sa strujnim predstavlja

statičku struju u kojem slučaju se smatra da je otpor  $R_{ub} = 0$ . Dinamička struja  $S_D$  je manja od statičke struje  $S$  u ovjersu  $\frac{r_u}{r_u + R_{ub}}$  tako da je

$$S_D = S \frac{r_u}{r_u + R_{ub}}$$

2.5

Otpor emiter - baza  $r_{eb}$  predstavlja otpor diode u vrtulju, koji se može odrediti iz odnosa emiterske struje  $I_e$  i napona  $U_{eb}$  emiter - baza  $I_e = I_{e0} (e^{\frac{U_{eb}}{\eta kT}} - 1)$

2.6

gdje je

$$\frac{1}{r_{eb}} = \frac{dI_e}{dU_{eb}} = \frac{I_e}{\eta kT} = \frac{1}{\eta U_T} \cdot \frac{I_e}{\alpha}$$

2.7

$U_T = \frac{k \cdot T}{q} = 0.026 \text{ V}$ . Budući da je struja kroz bazu  $i_b = I_e - I_c$  može se napisati da je otpor baza-emiter (razdružni emiter)  $r_{be} = \frac{dU_{be}}{dI_{be}} = \frac{r_{eb}}{1 - \alpha}$  ( $U_{eb} = U_{be}$ )

2.8

Budući da je napon između baze i emitera isti bez obzira radi li se o spoju zajedničkog emitera ili kolektora proizlazi da je i strujna u slučaju oba spoja ista  $S = \frac{dI_c}{dU_{be}} = \frac{\alpha}{r_{eb}} = \frac{\beta}{r_{be}} = \frac{I_c}{\eta \cdot U_T} = \frac{I_c}{0.026}$

2.9.

Strujno pojačanje  $\alpha$  je kod spojnih tranzistora je vrlo blizu 1 tako da istas da je strujna predložak jednaka za sve tranzistore i ovini samo o struji kolektora  $I_c$ . Ovo vrijedi samo približno ukoliko se radi o malom ~~području~~ signala u području gdje vrijedi eksponencijalni zakon. U potreba pojma strujne kod pravačnima pojačanja je vrlo podnesna i primjenjiva kako kod tranzistora tako i kod FET-ova i elektroskopskih cijevi.

U dva posljednja slučaja strujne se u svom iznosu mnogo razlikuju i kreću se u <sup>redici</sup> području od 1 mA/V do 12 mA/V. Kod tranzistora

28  $\alpha$  je strujne znatno veća iznosi <sup>običajno</sup> nekoliko stotina mA/V. Ovime zbog konstanti se iznosu sa pojačanju (2.1.) koji uključuju strujnu dobiva se znatno pojednostavniji proračun i mnogo, nije tako kao poznati, parametri tranzistora su isključeni iz računa. Dvije svakeho nije usita

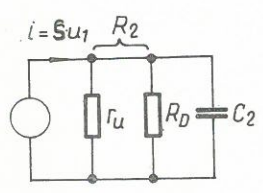


u obzir pomenu  $r_{be}$  koja nastaje preko kapacitivnosti kolektor-baze i obuhvaćena je hibridnim parametrom  $h_{ie} = h_{12}$  jer ~~se~~ ona nema bitnog utjecaja kod viših frekvencija i ne velikih ulaznih otpora.

na sl. 2.2.

Kod viših frekvencija u izrazu (2.1) i ~~na~~ nadomjesnoj shemi  $V$  treba uzeti u obzir utjecaj kapacitivnosti  $C_2$  koji reaktancija  $X_c = 1/\omega C_2$  postaje sve manja, što je frekvencija  $\omega_2$  veća, a isto tako smanjuje se i pojačanje pojačala.

U ovom slučaju pojačalo je prikazano nadomjesnom shemom na sl. 2.3., 2.3. gdje su u kapacitivnosti  $C_2$  sadržane kapacitivnosti odvod-uvod, rasipne kapacitivnosti spojnih žica i ulazna kapacitivnost narednog stepena. Na osnovu ove nadomjesne sheme možemo odrediti naponsko pojačanje za gornje područje frekvencija kao



Sl. 2.3.

$$A_v = S \cdot Z_2 = S \cdot \frac{R_2 \cdot \frac{1}{j\omega C_2}}{R_2 + \frac{1}{j\omega C_2}} \quad \begin{matrix} 2.10 \\ /2.12./ \end{matrix}$$

odakle izlazi

$$A_v = \frac{A_{v0}}{1 + j\omega C_2 R_2}$$

Kako je po definiciji gornja granična frekvencija ostvarena kada naponsko pojačanje padne na vrijednost  $A_v = A_{v0} / \sqrt{2}$ , onda je određujemo iz uvjeta

$$\omega_g C_2 R_2 = 1 \quad \begin{matrix} 2.11. \\ /2.13./ \end{matrix}$$

ili

$$\omega_g = \frac{1}{\tau} \quad \text{gdje } \tau = C_2 R_2 \quad \begin{matrix} 2.12. \\ /2.14./ \end{matrix}$$

Sada možemo napisati izraz za naponsko pojačanje u gornje području frekvencija u obliku

$$A_v = A_{v0} \frac{1}{1 + j \frac{\omega}{\omega_g}} \quad \begin{matrix} 2.15. \\ /2.15./ \end{matrix}$$

Prema tome bi amplitudno-frekvencijska karakteristika u svom gornjem području frekvencija imala oblik

$$|A_v| = \frac{A_{v0}}{\sqrt{1 + (\frac{\omega}{\omega_g})^2}} \quad \begin{matrix} 2.14. \\ /1.18./ \end{matrix}$$

da bi fazna karakteristika bila

$$\psi = - \text{arc tg } \frac{\omega}{\omega_g} \quad \begin{matrix} 2.15. \\ /1.19./ \end{matrix}$$

jer je tg  $\psi$  dan odnosom imaginarne i realne komponente. Ako je  $\omega \gg \omega_g$  onda iz izraza /2.13./ vidimo da se uz dvostruko povećanje frekvencije  $\omega$  naponsko pojačanje dva puta smanjuje, što odgovara padu karakteristike od 6 dB, <sup>po oktavi.</sup> ~~Kako je odnos frekvencija kod oktave 1:2 onda izlazi, da je u ovom slučaju pad pojačanja 6 dB po oktavi.~~

Gornju graničnu frekvenciju  $\omega_g$  možemo <sup>se</sup> kod širokopojasnih mjernih pojačala smatrati i širinom pojasa  $\Delta \omega$ , jer je kod ovih pojačala donja granična frekvencija  $\omega_d$  vrlo niska ili čak 0 (kod <sup>istovremeno</sup> direktno spregnutih pojačala), pa se može i zanemariti ( $\omega_d \ll \omega_g$ ).

Da bi <sup>se</sup> odredili važni produkt pojačanje x širina pojasa <sup>podat se</sup> od izraza /2.11./ Kako je kod gornje granične frekvencije  $\omega_g$  reaktancija  $\frac{1}{\omega_g C_2}$  baš jednaka otporu  $R_2$ , to izraz /2.11./ možemo napisati kao  $S \cdot \frac{1}{\omega_g C_2}$

$$A_{v0} = S \cdot \frac{1}{\omega_g C_2} \quad \begin{matrix} 2.16. \\ /1.18./ \end{matrix}$$

odnosno

$$F = A_{v0} \cdot f_g = \frac{S}{2\pi C_2} \quad \begin{matrix} 2.17. \\ /1.19./ \end{matrix}$$

Odavde je produkt naponskog pojačanja i širine pojasa F to veći, što je strmina S veća uz što manje kapacitivnosti na izlazu iz pojačala. Ovaj produkt je važan iz razloga, <sup>koji ukazuje da</sup> ~~što~~ nije dovoljno samo postići veliku širinu pojasa, nego je pri tome potrebno imati još dovoljno pojačanja. Produktu  $A_v \cdot f_g$  približno odgovara frekvencija  $f_T$  (transition frequency), a to je frekvencija kod koje je ~~strujno~~ pojačanje tranzistora 1.

Kod elektronskih cijevi, namijenjenih za gradnju širokopojasnih pojačala, strmina je obično 10 do 15 mA/V uz ukupne kapacitivnosti na izlazu od 10-20 pF, tako da F ne prelazi 120 MHz. Posebno izvedene elektronske cijevi sa vrlo malim razmakom rešetka-katoda od svega 50  $\mu$  mogu imati strminu i do 50 mA/V, a F do 400 MHz. ~~Takova je američka elektronska cijev 7788.~~ Kod FET-ova strmina redovito ne prelazi 10 mA/V, a F može iznositi i više od 400 MHz. Iako FET nema toliku strminu kao specijalne elektronske cijevi ipak njegov produkt pojačanje x širina pojasa doseže vrijednosti najboljih elektronskih cijevi. Ovome su glavni razlog male izlazne kapacitivnosti od svega nekoliko pF, što je posljedica malih dimenzija FET-ova.



Tranzistori su zbog svojih vrlo velikih strmina i malih kapacitivnosti osobito pogodni za gradnju širokopojasnih pojačala. Kod tranzistora strmine dosežu i ~~150~~ <sup>više stotina</sup> mA/V, uz vrlo male izlazne kapacitivnosti, tako da se u ovom slučaju mogu postići vrijednosti F veće od 1 GHz, dok frekvencija  $f_T$  može doseći i vrijednosti od 1,6 GHz (BFW 30). No ovdje je potrebno napomenuti, da je kod tranzistora i strmina ovisna o frekvenciji, jer je  ~~$f_T = \beta f_\beta$~~

$$\beta = \frac{\beta_0}{1 + j \frac{f}{f_\beta}}$$

2.18  
/1.20./

dok je

$$f_T = \beta \cdot f_\beta$$

2.19  
/1.21./

Iz navedenih razloga naponsko pojačanje ne pada samo zbog rasipnih kapacitivnosti, nego i zbog smanjenja strmine odnosno  $\beta$ . Tako kod tranzistora, ako nastupe oba faktora, imamo strmiji pad pojačanja kod viših frekvencija, jer je (12 dB/okt).

Granična frekvencija spoja zajedničkog emitera  $f_\beta$  manja od one kod spoja zajedničke baze ( $f_\alpha = \beta f_\beta$ ).

Ako povežemo više pojačala u kaskadu još se više smanjuje gornja granična frekvencija cjelokupnog pojačala. Kod n-pojačala spojenih u kaskadu sa istim graničnim frekvencijama  $f_g$  ukupno je pojačanje

$$|A_{vn}| = \frac{A_{vo}^n}{\left[1 + \left(\frac{f}{f_{g1}}\right)^2\right]^{\frac{n}{2}}}$$

2.20  
/1.23./

Iako je izračunati da će pojačanje  $|A_{vn}|$  pasti na vrijednost  $A_{vo}^n / \sqrt{2}$  kod frekvencije

$$f_{gn} = f_{g1} \sqrt{\frac{1}{2^n} - 1}$$

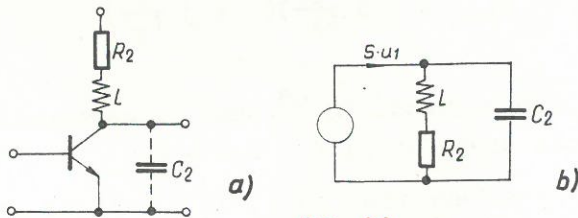
2.21  
/1.24./

Iz ovoga izraza vidimo, da će gornja granična frekvencija  $f_{gn}$  n-stepenog pojačala biti uvijek manja od granične frekvencije pojedinog stupnja  $f_{g1}$ . Iako se povećanjem broja stupnjeva smanjuje širina pojasa ipak se produkt pojačanja x širina pojasa F povećava povećanjem broja stepeni pojačala.

Gornja granična frekvencija pojedinih stupnjeva može se povećati dodavanjem induktiviteta u seriju otporu ~~emitera~~ <sup>katode R<sub>D</sub></sup> ili kolektora <sup>R<sub>L</sub></sup>. Na koji se način povećava veličina impedancije u tom krugu kod većih frekvencija. Ovakav način proširenja frekventnog pojasa zove se paralelna kompenzacija. Na sl. 119. prik-

2.4

zana je izvedba ovakve kompenzacije (a) i nadomjesna shema (b).



Sl. 113. 2.4.

Relativno pojačanje na osnovu nadomjesne sheme možemo napisati da je

$$\frac{A_v}{A_{v0}} = \frac{(1 + j\omega L/R_2) \frac{1}{j\omega C_2}}{R_2 + j\omega L + \frac{1}{j\omega C_2}} \quad \begin{matrix} 2.22. \\ /1.29./ \end{matrix}$$

Ako uvrstimo za  $\frac{L}{C_2 R_2^2} = m$ , a za  $\omega_g = \frac{1}{C_2 R_2}$  prema izrazu /2.14./

dobivamo ~~konacno~~ da je *relativno pojačanje prjeivna karakteristika drugog reda*

$$\frac{A_v}{A_{v0}} = \frac{1 + j \frac{\omega}{\omega_g} m}{1 + j \frac{\omega}{\omega_g} - \frac{\omega^2}{\omega_g^2} m} \quad \begin{matrix} 2.23 \\ /122./ \end{matrix}$$

odakle izlazi fazna karakteristika

$$\psi = \arctg \frac{\omega}{\omega_g} m - \arctg \frac{\frac{\omega}{\omega_g}}{1 - \frac{\omega^2}{\omega_g^2} m} \quad \begin{matrix} 2.24 \\ /123./ \end{matrix}$$

*odnosno amplitudna karakteristika*

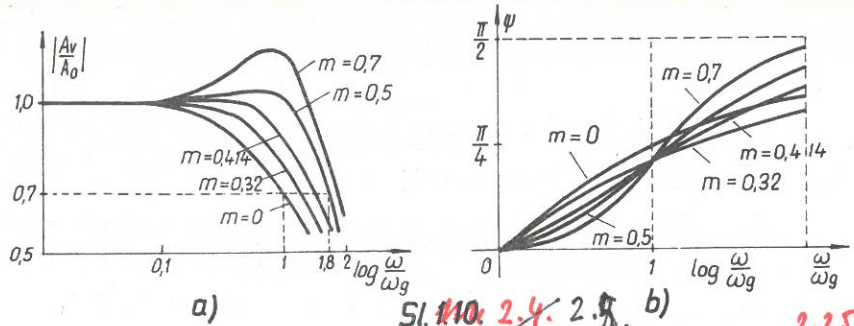
$$\left| \frac{A_v}{A_{v0}} \right| = \frac{\sqrt{1 + (\frac{\omega}{\omega_g})^2 m^2}}{\sqrt{[1 - (\frac{\omega}{\omega_g})^2 m]^2 + (\frac{\omega}{\omega_g})^2}} \quad \begin{matrix} 2.25 \\ /130./ \end{matrix}$$

Gornju graničnu frekvenciju u slučaju primjene paralelne kompenzacije određujemo iz izraza /2.25./ kada padne pojačanje na vrijednost  $A_v = \frac{A_{v0}}{\sqrt{2}}$ , odakle se dobiva bikvadratna jednažba

$$m^2 \left(\frac{\omega}{\omega_g}\right)^4 - (2m^2 + 2m - 1) \left(\frac{\omega}{\omega_g}\right)^2 - 1 = 0 \quad \begin{matrix} 2.26 \\ /131./ \end{matrix}$$

čija rješenja daju gornju graničnu frekvenciju  $\omega_g$ .

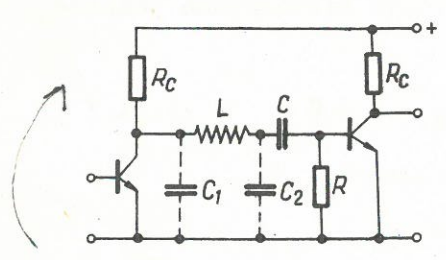




Grafički prikaz izraza za relativno pojačanje  $\frac{A_v}{A_0}$  i izraza za faznu karakteristiku  $\psi$  dan je na sl. 2.11a i sl. 2.11b. Za ponašanje jedne i druge karakteristike mjero-davna je veličina  $m$  koja odgovara kvadratu faktora kvalitete LRC kruga  $m = Q^2 = L/C_2 R_2^2$ . Vidljivo je da vrijednost  $m$  ne smije biti veća od 0,5, jer dolazi do prevelikih izdizanja amplitudno - frekvencijske karakteristike. Ovo je zapravo najveća vrijednost koja se u praksi još upotrebljava za jednostepena pojačala kada je proširenje pojasa  $\omega_1 = 1,8 \omega_g$ . Kod više-stepenih pojačala izobličenja se brojem stepena jako povećavaju tako da vrijednost  $m$  mora biti manja. Maksimalna širina pojasa  $\frac{\omega_1}{\omega_g} = 1,4$  bez izdizanja amplitudno-frekvencijske karakteristike postiže se kod  $m = 0,414$ , dok su najmanja fazna izobličenja kod  $m = 0,32$ . No u ovom je slučaju i manje proširenje po-

jasa tj. svega  $\frac{\omega}{\omega_g} = 1,4$ . Iako se ovom kompenzacijom mogu postići maksimalna proširenja pojasa do  $\frac{\omega}{\omega_g} = 1,9$  uz  $m = 0,75$ , ipak se do ovakvih vrijednosti ne ide, bar što se tiče mjernih pojačala, jer su izobličenja nedopustivo velika.

Serijska kompenzacija prikazana je na sl. 2.12. Ova kompenzacija praktički se ~~ne~~ upotrebljava kod mjernih pojačala, jer uz veće proširenje frekventnog pojasa, nego u slučaju



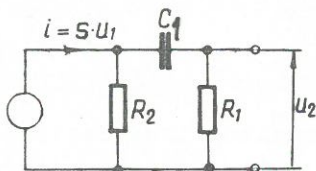
Sl. 111 2.5.

paralelne kompenzacije i fazna izobličenja su veća. Ovo se posebno zamjećuje kod prijenosa impulsa u nastalim nadvišenjima. Serijska kompenzacija se češće susreće kod video pojačala. Osim toga serijska kompenzacija je složenija za podešavanje.

Paralelna kompenzacija svakako nalazi svoju primjenu u mjernim pojačalima iako se rijetko primjenjuje na više od dva stupnja.

2.1.2. Donja granična frekvencija

Donju graničnu frekvenciju određuju sprežni kondenzatori i otpori narednog stupnja, što je prikazano nadomjesnom shemom na sl. 2.24. Ovdje dolazi do dijeljenja izlaznog napona kada se kod niskih frekvencija



2.6. Sl. 2.24.

reaktancija  $1/\omega C_1$  ne može zanemariti. Pad pojačanja je u ovom slučaju lako odrediti iz

$$A_v = S \frac{R_2(R_1 + \frac{1}{j\omega C_1})}{R_1 + R_2 + \frac{1}{j\omega C_1}} \cdot \frac{R_1}{R_1 + \frac{1}{j\omega C_1}} \quad \begin{matrix} 2.27. \\ /4.36./ \end{matrix}$$

što se može napisati i kao

$$\frac{A_v}{A_{v0}} = \frac{1}{1 - j \frac{\omega_d}{\omega}} \quad \begin{matrix} 2.28. \\ /4.37./ \end{matrix}$$

gdje je  $\omega_d = \frac{1}{C_1(R_1 + R_2)}$ . Budući da je redovito  $R_2 \ll R_1$ , može se smatrati da je

$$\omega_d = \frac{1}{CR_1} \quad \begin{matrix} 2.29. \\ /4.38./ \end{matrix}$$

Drugim riječima donja granična frekvencija  $\omega_d$  je ona frekvencija kod koje se reaktancija  $1/\omega_d C_1$  izjednačuje sa otporom  $R_1$ . Kod niskih frekvencija se katkada mjesto donje granične frekvencije običava govoriti o vremenskoj konstanti pojačala

$\tau = CR_1$ , koja se lako može odrediti na nastalom izobličenju pravokutnog napona dovoljno niske frekvencije, a vezana je sa donjom graničnom frekvencijom izrazom /2.29./ Na osnovu izraza /2.27./, fazna karakteristika glasi frekvencijska karakteristika

2.28.

$$\psi = \text{arc tg } \frac{\omega_d}{\omega} \quad \begin{matrix} 2.30. \\ /4.39./ \end{matrix}$$

Svakako i u ovom slučaju kod višestepenog pojačala dolazi do promjene donje granične frekvencije prema izrazu

$$\omega_d = \frac{\omega_{d1}}{\sqrt{2^n - 1}} \quad \begin{matrix} 2.31. \\ /4.40./ \end{matrix}$$

što znači povišenje donje granične frekvencije  $f_d$  ili smanjenje ukupne vremenske konstante u recipročnom smislu.

Snižavanje donje granične frekvencije zahtjeva prema izrazu (2.29.) povećanje vremenske konstante. Obično se ne ide na povećanje vremenske konstante > na više od 5s. Ovo nije tako teško ostvariti kod FET-ova gdje otpori u krugu napajanja elektrode mogu da iznose i više MΩ, pa kondenzatori ne prelese više od nekoliko μF. Kod tranzistora zbog ulaznih otpora od svega nekoliko kΩ iznose i stotinjak μF. Kondenzatori ovako velikog kapaciteta ili su elektrolitski

litiski ili su izvedeni sa dielektrikom od TaO<sub>2</sub>. Ovi posljednji imaju manje struje propuštanja, pa su kvalitetniji i više od elektrolitskih



i više

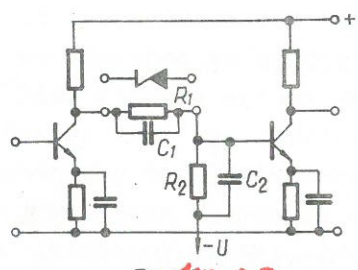
se upotrebljavaju. No uza sve to zaostaju za kondenzatorima od poliestera ili polikarbonata od kojih su izvedeni kondenzatori manje kapacitivnosti.

Vremenske konstante veće od nekoliko sekundi ne upotrebljavaju se jer dovede do dugotrajnog "blokiranja" pojačala.

Ta je pojava naročito izražena kod višestepenih pojačala, kada napon od neke smetnje na ulazu pojačala toliko nabije sprežne kondenzatore da ovi ostale stepene pojačala dovedu u područje zasićenja ili zapiranja tako da pojačalo više ne pojačava. Tek nakon izvjesnog vremena, kad se kondenzatori izbiju i radne točke uspostave, pojačalo može opet pojačavati. Za ovo je katkada potrebno i više sekundi, što ovisi o veličini vremenske

konstante  $\tau$ , napona smetnje i pojačanja pojačala.

U području donje granične frekvencije svakako ne postoje takvi problemi kakvi su postojali kod realizacije što veće gornje granične frekvencije. Donju graničnu frekvenciju se može smanjiti na nulu, ako se izbace sprežni kondenzatori i stupnjevi spoje međusobno direktno. Kako se to izvodi prikazano je na sl. 1.16



Sl. 1.16. 2.7.

Neposredno spajanje kolektora sa bazom narednog stupnja nije moguće, jer bi tranzistor narednog stupnja imao preveliki pozitivni potencijal. Da se to izbjegne postavlja se djelitelj napona, koji da bi zadržao svoj omjer djeljenja i kod viših frekvencija mora biti kompenziran kapacitivnostima prema uvjetu

$$R_1 C_1 = R_2 C_2 \quad \frac{2.32}{1.142.1}$$

Budući da je obično omjer djeljenja od 1:2 do 1:3 dolazi do smanjenja pojačanja za 1/2 do 1/3. Ovo smanjenje ne predstavlja nikakav problem, jer se daje lako nadoknaditi npr. jednim stupnjem pojačanja više. No da se i ovakav gubitak pojačanja svede na minimum, koriste se Zener diode koje daju potrebni pad napona od nekoliko volta, dok je gubitak pojačanja beznačajan zbog njihovog relativno vrlo malog dinamičnog otpora. Ipak se Zener-ove diode kod mjernih direktno spregnutih pojačala malo upotrebljavaju, bar ne u ulaznim stepenima pojačala zbog njihovog velikog šuma.

Kod izuzimne upotrebe n-p-n i p-n-p tranzistora može se provesti direktno spajanje bez djelitelja, no u tom slučaju se upotrebljavaju najčešće diferencijalna pojačala koja zahvaljujući zajedničkom otporu u krugu emitera postižu potreban pad napona.

sl. 72

✓ --- temperature na elemente različite temperaturni koeficijenti,  
vloge itd.

Vo kojima će biti nječi kasnije.





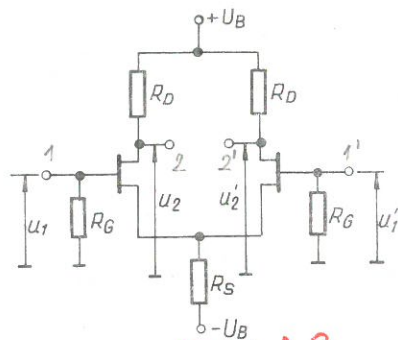
Direktno spregnuta pojačala su idealno rješenje obzirom na donje frekvencijsko područje, no ona imaju i jedan značajan nedostatak, a to je drift, odnosno "posmak radne točke". Ovo je naročito važno kod višestepenih pojačala sa velikim pojačanjem, kada se male promjene napona u prvom stepenu pojačala pojačavaju ostalim stepenima pojačala do nedopustivo velikih vrijednosti na izlazu. Ovakva pojava može biti posljedica promjene napona napajanja, promjene u elementima zbog starenja, utjecaja ~~zbog promjene temperature itd.~~ Da se ovo izbjegne danas se isključivo koriste diferencijalna pojačala kao istosmjerna mjerna pojačala. Diferencijalna pojačala su simetrično izvedena zbog čega je drift znatno smanjen. Općenito se može reći, da su danas gotovo isključivo u svim mjernim pojačalima za pojačavanje nižih frekvencija zastupana diferencijalna pojačala i služe pretežno za pojačanje signala većih od 0,1 mV, jer kod nižih vrijednosti napona drift je nedopustivo velik. Za niže vrijednosti napona koriste se spećijalna pojačala sa transpozicijom frekvencije. Ukoliko frekvencije signala koji se pojačavaju nisu niže od nekoliko desetinki Hz, ipak se radije koriste RC pojačala gdje je drift zanemariv (samo posljednjeg stepena). Kod tranzistorskih pojačala se ne odvađa svaki stupanj kondenzatorom, što pogoršava faznu karakteristiku pojačala, nego se pojačalo izvodi u dva dijela, međusobno odjeljena sprežnim kondenzatorom, pa je svaki dio za sebe izveden kao istosmjerno pojačalo. Na ovaj način se zamjećuje drift samo izlaznog dijela pojačala, no on je zbog manjeg pojačanja i znatno manji. Tako se npr. pojačanje od  $10^6$  puta može postići pojačanjem svakog dijela od svega  $10^3$  puta. Diferencijalna pojačala se primjenjuju i kod linearnih integriranih krugova.

*kyacé  
"posmak nule"*

**2.2.**

**DIFERENCIJALNA POJAČALA**

Osnovno svojstvo diferencijalnog pojačala da pojačava protufazne signale, a guši istofazne, čini ga nezamjenljivim u tehnici pojačavanja istosmjernih ili sporo promjenljivih signala uz prisustvo smetnji. Diferencijalna pojačala imaju mali drift te se gotovo isključivo primjenjuju za pojačavanje istosmjernih signala većih od 1 mV. Ova se pojačala koriste i za pojačavanje napona manjih od 1 mV čak do napona od 1  $\mu$ V, samo u tom slučaju pojačalo se izvodi kao izmjeničko sa bar jednim sprežnim kondenzatorom kako bi se smanjio nedopustivo veliki drift koji bi kod ovako velikog pojačanja nastao. Na sl. 2.8. prikazano je diferencijalno pojačalo sa



**Sl. 2.8.**

FET-ovima, koji se obično koriste u prvom stepenu pojačanja, tj. na ulazu ili između stupnjeva pojačala odjeljenih kondenzatorom, ako se ne želi da ovaj bude prevelike kapacitivnosti. Naponi koji se dovode na upravljajuće elektrode FET-ova mogu biti istofazni



ili protufazni

$$u_1 = u_1'$$

$$u_2 = -u_2'$$

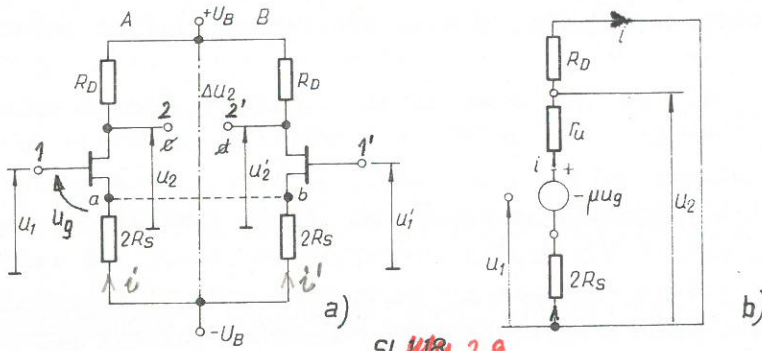
Ako su naponi  $u_1$  i  $u_2'$  različiti po svojoj veličini ( $u_1 \neq u_2'$ ), onda se oni mogu rastaviti na istofaznu

$$u_{1i} = \frac{u_1 + u_2'}{2} \quad \begin{matrix} 2.33. \\ /143./ \end{matrix}$$

i protufaznu komponentu

$$\Delta u_1 = u_1 - u_2' \quad \begin{matrix} 2.34 \\ /144./ \end{matrix}$$

Da bismo odredili osnovne parametre diferencijalnog pojačala razdijelimo gore nacrtano pojačalo na dva simetrična dijela prema sl. 1.18., a jedan od ovih prikažimo nadomjesnom shemom na sl. 1.18b.



Sl. 1.18. 2.9.

Jednadžba za petlju na sl. 1.18.b je

$$iR_D + ir_u + 2R_S i + \mu u_g = 0 \quad \begin{matrix} 2.35. \\ /145./ \end{matrix}$$

Pri tome možemo  $u_g$  izračunati iz relacije

$$u_1 = u_g - 2R_S i \quad \begin{matrix} 2.36. \\ /146./ \end{matrix}$$

i uvrstiti ga u gornju jednadžbu, gdje nakon sređivanja dobivamo

$$\frac{i}{u_1} = \frac{-\mu}{R_D + r_u + 2R_S(1 + \mu)} \quad \begin{matrix} 2.37 \\ /147./ \end{matrix}$$

Kako je  $u_2 = iR_D$  možemo napisati, da je naponsko pojačanje u ovom slučaju

$$\frac{u_2}{u_1} = \frac{-\mu R_D}{R_D + r_u + 2R_S(1 + \mu)} \quad \begin{matrix} 2.38. \\ /148./ \end{matrix}$$

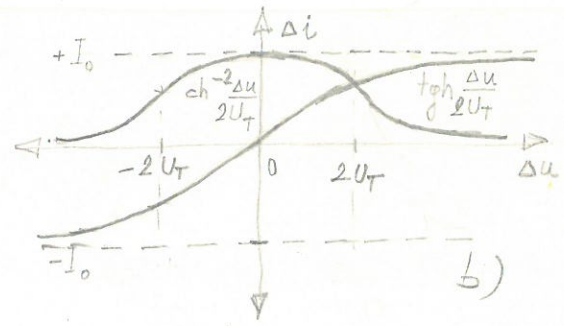
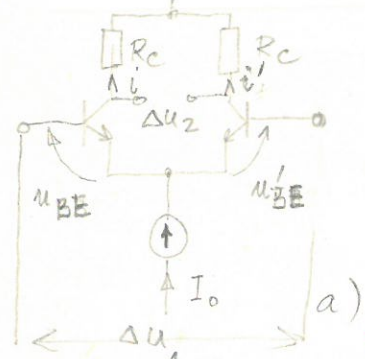
Ukoliko je  $\sqrt{R_S}$  veliki pojačanje je malo i mora biti mnogo manje od jedinice. Ako se dovede na stezaljke 1, 1' istofazni signal tj  $u_1 = u_1'$ , tada će se na izlazu pojaviti naponski napon  $u_2$  odnosno  $u_2'$  koji će biti potpuno jednaki u slučaju potpune simetrije kada su elementi A i B grane savršeni jednaki. Ako su točke a i b <sup>na sl. 2.9.</sup> kratkotlo spojene stajala <sup>otpor</sup> kroz rezultirajući otpor  $R_S$  mijenjati će se u ritmu istofaznog signala na ulazu isto tako kao i u jednoj polovini diferencijalnog pojačala prema nadomjesnoj shemi Sl. 1.18. b i izrazu 1.48.

Potpuno je drukčija stvar, ako na ulaz pojačala dovedemo protufazni napon  $u_1 = -u_1'$ . Sada će za isti istus koliko je jedna upravljačka elitrada FET-a potisnuta, druga biti negativnija što će imati za posledicu povećanje struje u jednoj grani  $i_2$  i smanjenje struje u drugoj  $i_1$ . Ako se točke a i b imaju izvora FET-a kratko spoje, suma struja  $i_1$  i  $i_2$  u A i B grane FET-a ostat će nepromenjena  $i_0 = i_1 + i_2$ . Paralelni spoj otpora  $2R_s$  u A i B grani može se sada zamijeniti jedinim otporom

veličine  $R_s$ . Kroz ovaj otpor teći će sada nepromijenjena struja u slučaju primjene na ulazu pojačala protufaznog signala, pa na otporu  $R_s$  vlada konstantni napon. Ovo znači da za protufazni signal otpor  $R_s$  kao da ne postoji ( $R_s = 0$ ), pa prema tome možemo na izlaznim priključnicama očekivati pojačani protufazni signal  $\Delta u_2$  prema izrazu

$$\frac{\Delta u_2}{\Delta u_1} = - \frac{\mu R_D}{r_u + R_D} \quad \text{2.40. / 1.50. /}$$

Na ovaj način ostvarili smo osnovno svojstvo diferencijalnog pojačala da pojačava protufazni signal prema izrazu /1.50./, a potiskuje istofazni prema izrazu /1.48./.



sl. 2.10.

Ponašanje diferencijalnog pojačala u slučaju primjene protufaznog signala na ulazu gdje su useti i nelinearnosti karakteristične tranzistora u obzir može se odrediti polazeći od sljedećih izvora i slike 2.10.

$$\Delta i = i - i' \quad \text{iti}' = I_0 \quad \text{2.41, 2.42}$$

$$\Delta u_1 = U_{BE} - U_{BE}' \quad \Delta u_2 = \Delta i \cdot R_c \quad \text{2.43, 2.44.}$$

Struja kroz kolektor tranzistora  $i$  odnosi se na naponom baza-emeter  $U_{BE}$  sljedećom funkcionalnom vezom (ovo vrijedi za sve struje kroz p-n spoj tj. kada je  $U_{BE} \gg U_T$  i  $U_{BE}' \gg U_T$ ).

$$i = I_s e^{\frac{\Delta u_1 + U_{BE}'}{\eta U_T}} \quad \text{2.45.}$$

$$i' = I_s e^{\frac{U_{BE}'}{\eta U_T}} \quad \text{2.46.}$$

Supstitucijom izvora (2.45) u (2.46) u jednadžbu (2.41) može se izračunati

$$i = I_0 \frac{e^{\frac{\Delta u_1}{\eta U_T}}}{e^{\frac{\Delta u_1}{\eta U_T}} + 1} \quad \text{2.47}$$

$$i' = I_0 \frac{1}{e^{\frac{\Delta u_1}{\eta U_T}} + 1} \quad \text{2.48.}$$



\* dok za male  $\Delta u_1 < 2U_T$  jednodobka 2.54 postaje

$$\Delta u_2 = \frac{R_c \cdot S_0}{2U_T \eta} u_3 \cdot \Delta u_1$$

(2.54a)

odakle islo da je  $\Delta i$  malou <sup>numerena brojilka</sup> i manjila sa  $e^{-\frac{\Delta u_1}{2U_T}}$

$$\Delta i = I_0 \frac{e^{\frac{\Delta u_1}{2U_T}} - e^{-\frac{\Delta u_1}{2U_T}}}{e^{\frac{\Delta u_1}{2U_T}} + e^{-\frac{\Delta u_1}{2U_T}}} \quad 2.49.$$

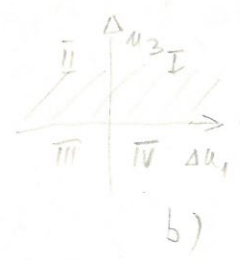
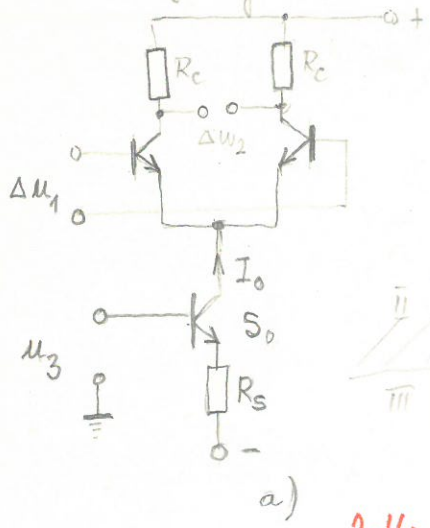
$i_i$

$$\Delta i = I_0 \tanh \frac{\Delta u_1}{2U_T} \quad 2.50.$$

a strmina je

$$S = \frac{d \Delta i}{d \Delta u_1} = \frac{I_0}{2\eta U_T} \cdot \operatorname{ch}^{-2} \frac{\Delta u_1}{2U_T} \quad 2.51.$$

Na sl. 2.10.b se vidi ~~kako~~ <sup>da</sup> se mijenja raslika struja na izlazu pojačala  $\Delta i$  (ili napona  $\Delta u_2 = \Delta i R_c$ ) kao ~~to~~ <sup>je</sup> tangens hiperbolni od  $\Delta u_1 / 2U_T$ , a strmina  $S$  kao recipročna vrijednost ~~to~~ <sup>kvadratna</sup> ~~to~~ <sup>je</sup> cosinusa hiperbolnog od  $\Delta u_1 / 2U_T$ . Iz slike vidimo da je ~~su~~ <sup>su</sup> ~~vrijednosti~~ <sup>vrijednosti</sup> ~~preklopene~~ <sup>preklopene</sup> ~~sigurne~~ <sup>sigurne</sup> manje od  $U_T$  kada dobra linearnost i da je strmina ~~su~~ <sup>su</sup> približno konstantna. Također je očito da je strmina  $S$  linearno proporcionalna struji  $I_0$  kroz zajednički emiterški otpor  $R_S$ . Ovo se karakteristika diferencijalnog pojačala ~~upotrebljava~~ <sup>upotrebljava</sup> kod uprave primjene kao multiplikator. Na sl. 2.11.



priskazana je principijelna shema multiplikatora. Struja  $I_0$  ovisi o naponu  $u_3$  na sljedeći način

$$I_0 = S_0 \cdot u_3 \quad 2.52.$$

a kako je

$$\Delta u_2 = S \cdot R_c \cdot \Delta u_1 \quad 2.53.$$

supstitucijom (2.51) u (2.53) islo da je

$$\Delta u_2 = \frac{R_c \cdot S_0}{2U_T \cdot \eta} \cdot u_3 \cdot \Delta u_1 \cdot \operatorname{ch}^{-2} \frac{\Delta u_1}{2U_T \cdot \eta} \quad 2.54.$$

2.11.

odakle je očito da je napon na izlazu pojačala  <sup>$\Delta u_2$</sup>  proporcionalan produktu napona  $\Delta u_1$  i  $u_3$ . Dok <sup>napon</sup>  $\Delta u_1$  može poprimiti i pozitivne i negativne vrijednosti, napon  $u_3$  može biti samo pozitivan ~~to~~ <sup>je</sup> ~~prava~~ <sup>pravilna</sup> (sl. 2.11. a) ovalna multiplikativna se ove dvokvadrantna, ako  $u_3$  može poprimiti i negativne vrijednosti, tada su pokrivena sva četiri kvadranta govoreći o četvero kvadrantnom multiplikatoru. Ovi multiplikatori primaju vrlo široko područje frekvencija koje sežu sve do 100 MHz; linearni su i primaju široki dinamički dijapazon.



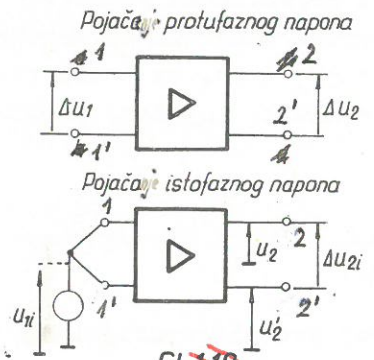
Spomenuto svojstvo diferencijalnog pojačala da pojačava protufazni signal a potiskuje istofazni i vrlo se primjenjuje.

Sretnu okolnost ovdje čini da su gotovo svi naponi smetnje ili općenitije i sve neželjene promjene istofazne ili gotovo istofazne. Tako npr. možemo promjenu napona napajanja smatrati istofaznom smetnjom, zatim promjene nastale uslijed promjene temperature također smatrati istofaznom smetnjom, ukoliko su tranzistori smješteni u istom hladilu, ili čak na istoj pločici. Isto vrijedi i za napone smetnji, koji se induciraju izvana na ulazne priključnice pojačala, kao npr. napon gradske električne mreže.

Prema tome, da bi <sup>kvantitativno</sup> izrazili osnovno svojstvo diferencijalnog pojačala: da potiskuje istofazne signale, a pojačava protufazne, definiran je faktor rejekcije (CMRR - common mode rejection ratio) kao

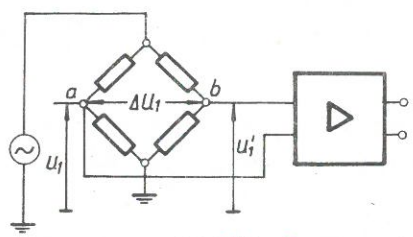
$$H = \frac{\frac{\Delta u_2}{\Delta u_1}}{\frac{\Delta u_{2i}}{u_{1i}}} \quad 2.55. /1.51./$$

gdje je protufazan napon na ulazu pojačala označen sa  $\Delta u_1$ , a sa  $\Delta u_2$  na izlazu između priključnica 2 i 2' na sl. 2.12. Sa  $\Delta u_{2i}$  je označen protufazni napon na izlazu pojačala, koji je posljedica djelovanja istofaznog napona  $u_{1i}$  na ulazu pojačala. Istofazni signal  $u_{1i}$  na ulazu možemo u svrhu mjerenja realizirati kratkim spajanjem ulaznih priključnica na koji se spaja izvor napona jednim krajem, dok je drugi uzemljen.



Sl. 1.19. 2.12.

Mnoga mjerenja ne bi se mogla ni zamisliti bez dovoljno velikog faktora rejekcije H, jer je često puta istofazni napon smetnje za nekoliko redova veličine veći od korisnog signala. Kao primjer uzmimo mjerenja koja iziskuju indicaciju "nule" kod uravnoteženja mosta, Da bi što točnije bilo mjerenje, potrebno je izmjeriti razliku napona  $\Delta u_1$  u dijagonali mosta,

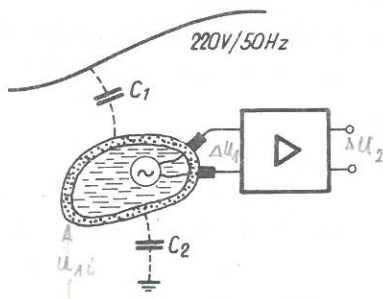


Sl. 1.20. 2.13.

a i b, iako je ova vrlo mala, dok s druge strane imamo veliki istofazni signal  $(u_1 + u_1')/2$  prema zemlji.

Kod mjerenja bioloških napona može biti napon smetnje i stotinu do tisuću puta veći od samog napona koji želimo iz-

mjeriti. Ovaj slučaj prikazan je na sl. 1.21. <sup>2.14</sup> Napon smetnje je ovdje napon mreže od 220 V, koji se zbog postojećih rasipnih kapacitivnosti <sup>dijelom</sup> prenosi i na



Sl. 1.21. 2.14.

mjereni objekt tj. pacijenta. Kako je kapacitivnost između pacijenta i zemlje  $C_2$  možda i oko  $10^4$  puta veća od kapacitivnosti  $C_1$ , to će se na pacijentu pojaviti napon  $10^4$  puta manji, tj. oko 22 mV. No to je napon još nekih 500 puta veći od napona koji ~~želimo~~ mjeri (cca  $50 \mu V$ ) <sup>od napona mreže</sup>. Kako je vodljivost organi-

zma velika, to možemo smatrati, da se na ulazu u pojačalo navedeni dio napona mreže pojavljuje kao istofazni signal, dok

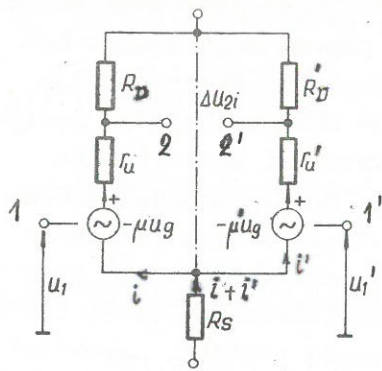
<sup>biološkog izvora</sup>

je ~~bioelektrični~~ napon protufazan. U ovom slučaju se zahtijeva faktor rejekcije veći od nekoliko tisuća puta.

Faktor rejekcije <sup>H</sup> se uglavnom kreće od ~~nekoliko~~ stotina, kod vertikalnih pojačala manje kvalitetnih osciloskopa, do  $H > 20000$  puta. Diferencijalna pojačala ~~sa direktnom spregom~~ kod Tektronix-ovih osciloskopa dosežu ~~u H = 100.000 puta~~ <sup>u vrijednosti H i od  $10^6$  puta</sup>. Kod pojačala za pojačavanje biopotencija faktor rejekcije se kreće u granicama od 1.000 do 20.000.

*Kod analitičkog određivanja faktora rejekcije H najviše računa zahtijeva određivanje koeficijenta  $\Delta u_{2i}/u_{1i}$  odnosno protufaznog signala napona  $\Delta u_{2i}$  uz istofazni mikljnomicama  $2:2'$ .*

Očito je da bi u slučaju potpune simetrije lijeve i desne polovine diferencijalnog pojačala napon  $\Delta u_{2i}$  bio jednak nuli i kad bi otpor  $R_S$  bio jednak nuli (sl. 1.22.). No kako je teško ostvariti potpunu simetriju <sup>jedne</sup> u druge <sup>2.15.</sup> polovine,



Sl. 1.22. 2.15.

to je bolje većim  $R_S$  ostvariti manje iznose napona  $u_2$  i  $u_1'$  (sl. 1.23.) kada će i razlika

$\Delta u_{2i} = u_2 - u_2'$  biti manja. Razlika  $\Delta u_{2i}$  postoji, ako su elementi lijeve i desne polovine različiti i kada su i struje "1" i "1'" međusobno različite uz istofazni signal na ulazu  $u_1 = u_1'$ . Primjenom II Kirchoffovog zakona na jednu i drugu petlju dobivamo dvije jednad-

žbe

$$[R_D^2 + r_u' + R_S(1 + \mu')] i' + R_S(1 + \mu') i = \mu' u_1 \quad 2.56.$$



$$[R_D + r_u + R_S(1 + \mu)] i + R_S(1 + \mu)i' = \mu u_1 \quad /2.54./$$

iz kojih se mogu izračunati struje  $i$  i  $i'$  pa je

$$\Delta u_{2i} = i'R_D' - iR_D \quad \begin{matrix} 2.58. \\ /1.55./ \end{matrix}$$

Kako su izrazi za  $i'$  i  $i$  dosta složeni, to je potrebno dosta računati da dobijemo vrijednost za  $\Delta u_{2i}$ . Pri tome je potrebno izvršiti slijedeće supstitucije za  $\mu' - \mu = \Delta\mu$ ,  $R_D' - R_D = \Delta R_D$  i  $S' - S = \Delta S$ . Osim toga namjesto unutrašnjeg otpora FET-a  $r_u$  supstituiramo se strminu  $S$  prema Barkhausenovoj relaciji  $R_u = \frac{\mu}{S}$ . Na kraju dobivamo da je faktor rejekcije

$$H = \frac{2}{\left(\frac{\Delta R_D}{R_D} + \frac{\Delta S}{S}\right) \frac{1}{SR_S} + \frac{\Delta\mu}{\mu^2} \left(2 + \frac{R_D}{R_S}\right)} \quad \begin{matrix} 2.59. \\ /1.56./ \end{matrix}$$

uz slijedeća zanemarenja

$$\mu + 1 \approx \mu \quad i \quad R_D + r_u \ll 2R_S(1 + \mu)$$

Iz ovog zanimljivog izraza proizlazi, da se veliki faktor rejekcije  $H$  može postići uz veliki  $R_S$ . Pokušati da se  $\Delta R_D/R_D$  i  $\Delta S/S$  podešavanjem naprave jednakim nuli bilo bi vrlo teško postići i ne bi mogli zbog malih nestabilnosti  $\Delta S$  zadržati podešenu vrijednost. Ako se pusti da  $R_S$  teži u beskonačnost, onda faktor rejekcije teži graničnoj vrijednosti

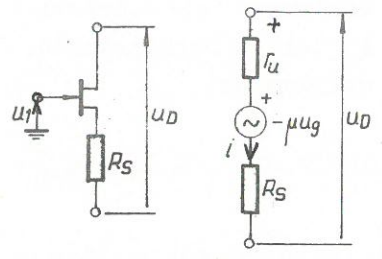
$$\lim_{R_S \rightarrow \infty} H = \frac{\mu^2}{\Delta\mu} \quad \begin{matrix} 2.60. \\ /1.57./ \end{matrix}$$

Iz ovog izraza vidimo, da usprkos vrlo velikom otporu  $R_S$  faktor rejekcije  $H$  prelazi određenu vrijednost. Kod uparenih FET-ova  $H$  obično nije veći od 2000 puta, ako se ne primijene posebne mjere. Da bi se ostvarile i ove vrijednosti proizvođači provode selekciju i uparivanje FET-ova. Ni kod tranzistora se povećanjem otpora  $R_S$  do vrlo velikih vrijednosti ne može ostvariti  $H$  veći od neke granične vrijednosti.

Ipak se u jednom i drugom slučaju mogu postići i veće vrijednosti  $H$  od one date izrazom /1.57./ ukoliko se izvede minimalna korekcija ulaznog napona  $u_1$  i  $u_1'$ , kojom se gore spomenuta razlika korigira. Ovo se da riješiti asimetričnom negativnom povratnom vezom.

Faktor rejekcije nije frekvencijski neovisna veličina, nego redovito pada povećanjem frekvencije. Isto tako faktor rejekcije opada na nižim frekvencijama kod RC spregnutih pojačala zbog razlike u fazi između protufaznog i istofaznog signala.

Da bi se ostvario veliki faktor rejekcije H ne bi bilo praktično upotrijebiti otpornik  $R_s$  velike vrijednosti, jer bi se na ovom pojavio veliki pad napona pa bi trebalo odabrati i visok napon izvora, nego je povoljnije odabrati element sa velikim dinamičkim otporom na kojem je pad istosmjernog napona mali.



Sl. 128,  
2.61. 2.16.  
/1.58./ dobivamo

2.16.  
Na sl. 128. prikazan je način kako se može ostvariti veliki dinamički otpor  $R_s$ , koristeći FET.

Tako je  

$$u_D = i r_u + i R_s - \mu u_g \quad /1.58./$$
2.61.

gdje je  

$$u_1 = u_g + i R_s = 0 \quad /1.59./$$
2.62.

Supstitucijom  $u_g$  iz /1.59./ u

$$R'_s = \frac{u_D}{i} = r_u + R_s(1 + \mu) \quad /1.60./$$
2.63.

Vidimo da se uz  $R'_s$  od nekih 10 kΩ i  $\mu = 50$  može ostvariti  $R'_s = 0.5 M\Omega$ .

Relaciju /1.60./ možemo izraziti pomoću strmine, kada je

$$R'_s = r_u + R_s(1 + S r_u) \approx r_u(1 + R_s S) \quad /1.61./$$
2.64

~~U slučaju primjene tranzistora je~~

~~$$R'_s = r_c(1 + R_s \cdot \frac{\beta}{r_{be}}) = r_c + R_s \frac{\beta}{r_{be}} \quad /1.62.b/$$~~

Nešto manje važan je kod diferencijalnih pojačala sa simetričnim izlazom faktor diskriminacije ili faktor potiskivanja F, ~~stok~~

*dok kod diferencijalnih pojačala sa asimetričnim izlazom jednako pojačalo jer faktor rejekcije H nema smisla / karakterizira V. Faktor diskriminacije je definiran kao kvocijent protufasnog i istofasnog signala.*

$$F = \frac{\Delta u_2}{\frac{u_{2i}}{u_{1i}}} \quad /1.65./$$

Ovdje je  $u_{2i}$  istofasni napon na izlazu pojačala istovremeno istofasnim naponom  $u_{1i}$  na ulazu u pojačalo. Ako se radi o pojačalu sa simetričnim izlazom gdje je  $u_2$  napon na priključnicu 2 a  $u_2'$  napon na priključnicu 2' (sl. 2.15.) onda je istofasni signal na izlazu  $u_{2i} = (u_2 + u_2')/2$ .



\* Općenito se faktor različitosti za  $n$ -stepeno pojačalo može napisati kao:

$$H_{uk} = \left[ \frac{1}{H_1} + \frac{1}{F_1 H_2} + \frac{1}{F_1 F_2 H_3} + \dots \right]^{-1}$$

2.66. a

Faktor diskriminacije posebno dolazi do izražaja kod spajanja više <sup>stupnjeva</sup> ~~u kaskadu~~ diferencijalnih pojačala sa simetričnim izlazom. Tako je npr. kod spajanja dva takva stupnja u kaskadu ukupni faktor rejekcije

$$H_{uk} = \frac{1}{\frac{1}{H_1} + \frac{1}{F_1 H_2}} \quad \begin{matrix} 2.66. \\ /1.64./ \end{matrix}$$

Ovdje su  $H_1$  i  $H_2$  faktori rejekcije prvog i drugog <sup>stupnja</sup> stepena, a  $F_1$  faktor diskriminacije prvog <sup>stupnja</sup> stepena. Iz izraza (2.66./) je vidljivo da je ukupni faktor rejekcije uvijek manji od faktora rejekcije prvog <sup>stupnja</sup> stepena

$$H_{uk} < H_1$$

i da samo zahvaljujući velikom faktoru diskriminacije prvog stupnja  $F_1$ , faktor rejekcije drugog stupnja  $H_2$  ne mora biti velik. Iz toga proizlazi da je za ostvarenje velikog faktora rejekcije višestepenog pojačala, nužno ostvariti samo veliki faktor rejekcije i diskriminacije samo prvog stepena, dok je ostvarivanje velikog faktora rejekcije ostalih stupnjeva ~~na~~ ~~nije~~ ~~važno.~~ ~~nije~~ ~~potrebno.~~ ✓

Analitički izraz za faktor diskriminacije možemo lako dobiti prema definiciji kao kvocijent pojačanja protufaznog /1.50./ i pojačanja istofaznog napona /1.48./ 2.40. / 2.38.

se dobiva ovaj izraz za ~~odakle je nakon sređivanja~~ faktor diskriminacije

$$F = 1 + 2 \frac{R_s (1 + \mu)}{R_D + r_u} \quad \begin{matrix} 2.67. \\ /1.66./ \end{matrix}$$

Oдавде proizlazi također, da je za povećanje faktora diskriminacije  $F$  potreban veliki  $R_s$ , samo za razliku od faktora rejekcije  $H$ , faktor diskriminacije  $F$  teži u beskonačnost za  $R_s \rightarrow \infty$ . Općenito uzevši vrijednosti faktora rejekcije su veće od vrijednosti faktora diskriminacije. Koristeći se Barkhausenovom relacijom  $\mu = r_u \cdot S$ , koja vrijedi za elektronske cijevi i ~~FET-ove~~ možemo faktor diskriminacije /2.66./ izraziti pomoću strmine  $S$  i unutrašnjeg otpora  $r_u$  2.67.

$$F = 1 + 2 \frac{R_s \cdot S \cdot r_u}{R_D + r_u} \quad \begin{matrix} 2.68. \\ /1.66a/ \end{matrix}$$

ovdje je pretpostavljeno da je  $\mu \gg 1$ . Koristeći se izrazom /2.68/ /1.66a/ i izrazom za strminu tranzistora /2.9./ možemo napisati da je faktor diskriminacije za tranzistore u spoju zajedničkog emitera

$$F = 1 + 2 \frac{R_E \cdot r_u \cdot \beta}{R_C + r_u} \approx 2 \frac{\beta \cdot R_E}{r_{be}} \quad \begin{matrix} 2.69. \\ /1.67./ \end{matrix}$$

Ovdje je  $R_E$  zajednički otpor u krugu emitera, a  $R_C$  je otpor u krugu kolektora.



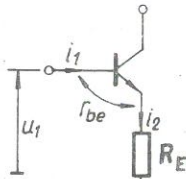
Veći Faktor diskriminacije i rejekcije dade se ~~veći~~ ostvariti tranzistorima nego FET-ovima. Diferencijalno pojačalo izvedeno tranzistorima ima međutim, jedan nedostatak, tj. da ~~je~~ <sup>mali</sup> ulazni otpor ~~mali~~. Zato je obično ulazni stupanj višestepenog pojačala izveden FET-ovima, dok su ostali stupnjevi izvedeni tranzistorima, kada nije više neophodan veliki ulazni otpor među stupnjevima. ~~u~~ Pojačanje postignuto tranzistorima je veće od pojačanja s FET-ovima.

Da bi se povećao ulazni otpor nekog tranzistora u sklopu sa zajedničkim emiterom stavlja se otpor u krug emitera prema sl. 1.24. U ovom slučaju je

$$u_1 = r_{be} i_1 + i_2 R_E = r_{be} i_1 + (\beta R_E i_1)$$

odakle je

$$R_{ul} = \frac{u_1}{i_1} = r_{be} (1 + \beta R_E) \quad 2.70.$$



Sl. 1.24.  
2.17.

Na ovaj način može se znatno povećati ulazni otpor, jer je produkt  $S \cdot R_E$  dosta velik, npr. uz  $S = 150 \text{ mA/V}$  i  $R_E = 1 \text{ k}\Omega$  izlazi da je  $R_{ul} = r_{be} \cdot 150$ . Ako je  $r_{BE}$  nekoliko kilooma to ulazni otpor postaje veći od nekoliko stotina  $\text{k}\Omega$ .

U slučaju diferencijalnog pojačala diferencijalni ulazni otpor je

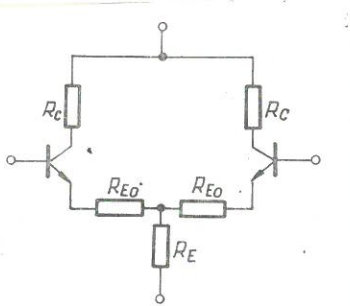
$$\Delta R_{ul} = 2 r_{be} \quad 2.71.$$

Odnosno

$$\Delta R_{ul} = 2 r_{be} (1 + \beta R_{EO}) \quad 2.72.$$

ukoliko se u emiterovom krugu prema sl. 2.18. nalaze otpori  $R_{EO}$ . No ovi otpori svakako smanjuju

naponsko pojačanje pojačala.



Sl. 1.25.  
2.18.

Ulazni otpor se može povećati i smanjenjem struje kolektora  $I_C$  kod tranzistora budući da će onda ulazni otpor tranzistora porasti jer je prema 2.63. uz  $I_C \approx I_e$

$$r_{be} = \frac{1}{1 - \alpha} \cdot \frac{kT}{q \cdot I_C} = \frac{0,026}{I_C} \cdot \beta \quad 2.73. \quad 1.72. /$$

Tako je za  $I_C = 10 \mu\text{A}$  i  $\beta = 100$ ,  $r_{be} = 0,026 \cdot 10^5 \cdot 100 = 260 \text{ k}\Omega$

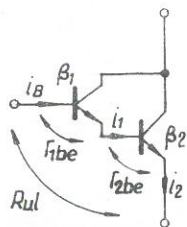
Još veći ulazni otpor se može postići Darlingtonovim spojem prikazanim na sl. 1.26. Strujno pojačanje  $\beta_{uk}$  u ovom slučaju

je

$$\beta_{uk} = \beta_1 \beta_2 \quad 2.74. \quad 1.74. /$$

jer je  $i_1 = \beta_1 i_B$  i  $i_2 = \beta_2 i_1$  odnosno

$$\frac{i_2}{i_B} = \beta_1 \beta_2 \quad 2.75. \quad 1.75. /$$



Sl. 1.26. 2.19.

Ulazni otpor je u ovom slučaju prema maloprije napisanom izrazu /2.76./

$$R_{ul} = r_{1be} \left( 1 + \frac{\beta_1}{r_{1be}} \cdot r_{2be} \right) \quad /2.76./$$

i ako je  $r_{1be} \doteq r_{2be}$  onda je

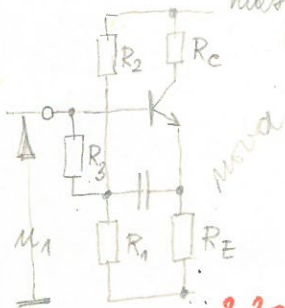
$$R_{ul} = r_{1be} (1 + \beta_1) \quad /2.77./$$

Na ovaj način se mogu ostvariti uz manje struje kolektora ulazni otpori i do  $1M\Omega$ . Isto tako ukupna strmina  $S_{uk}$  je jednaka strmini drugog stupnja, jer je

$$S_{uk} = \frac{\beta_1 \cdot \beta_2}{\beta_1 \cdot r_{2be}} = \frac{\beta_2}{r_{2be}} \quad /2.78./$$

pa izlazi, da se Darlingtonovim spojem ne povećava ukupna strmina, odnosno ni naponsko pojačanje.

Ulazni otpor može se povećati i shlopom prema slici 2.20.



kođa je

$$u_1 = i R_3 + A \cdot u_1$$

odnosno

$$R_{ul} = \frac{R_3}{1-A}$$

2.79.

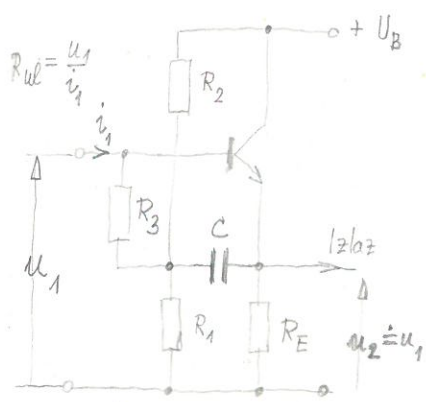
A je pojačanje naponskog sledila koji je manji ali vrlo blizu 1. povećanja ulaznog otpora zove se u angloameričkoj literaturi

2.20  
Ovaj način "bootstrapping".

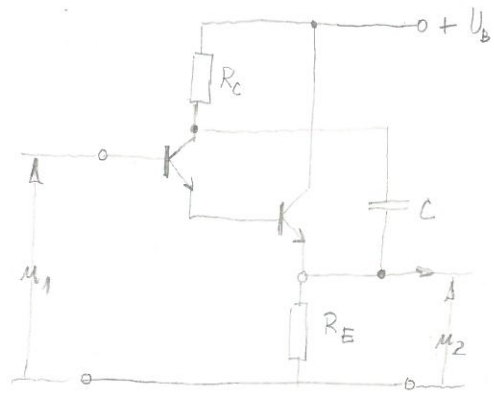
2.21  
dobata

~~Skema dif. pojačala  
strujno izlaza?~~





Sl. 2.20.



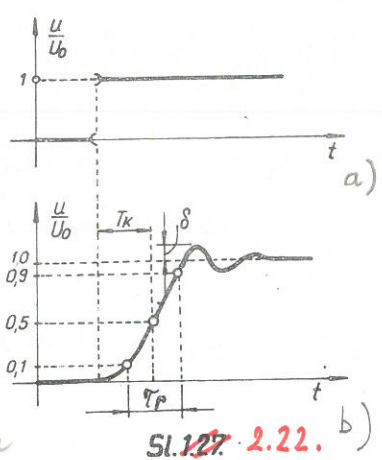
Sl. 2.21.

### 2.3. PRIJENOS IMPULSA MJERNIM POJAČALOM

U poglavlju 1.1 opisani su usjeti koji treba ispunjavati mjerimo pojačalo da bi prijenos signala, pa prema tome i impulsa, bio vjeran. U području bliskom gornjoj odnosno donjoj graničnoj frekvenciji ovaj usjet nije ispunjen pa dolazi do istobličenja. Kako se to odražava <sup>ponudilo</sup> na veliki oblik impulsa ili deskorate funkcije opisano je u sljedećem tekstu.

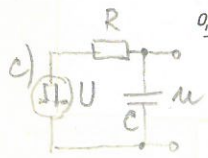
#### HG | 2.3.1. Utjecaj gornje granične frekvencije

Na sl. 2.22.a prikazana je jedinična funkcija skoka, a na sl. 2.22b odziv na ovu funkciju. Impuls je sastavljen iz dvije jedinične funkcije skoka od kojih jedna ima pozitivan, a druga negativan skok.



Odstupanja odnog stabilnog odziva od pokude u području gornje granične frekvencije pojačala mogu se označiti sa tri karakteristične veličine:

- a) Vrijeme kašnjenja  $T_k$  je proteklo od trenutka pokude do trenutka kada vrijeme, dok je odziv dosegao 0,5 svog stacionarnog iznosa.
- b) Vrijeme porasta (rise time)  $\tau_r$  je vrijeme potrebno da impuls



Sl. 2.22. 2.22. b)

odziva dosegne 90% vrijednosti od 10% vrijednosti stacionarnog stanja.

- c) Nadvišenje (overshoot) pokazuje maksimalnu vrijednost za koliko je odziv premašio stacionarno stanje, a obično se izražava u % od stacionarnog stanja.

Vrijeme porasta je naročito važna veličina, koja karakterizira pojačalo i ne ovisi o veličini amplitude ulaznog signala ukoliko pojačalo radi u linearnom području.

Ovim vremenom se obilježavaju obično pojačala sa visokom gornjom graničnom frekvencijom  $f_g$ , dok pojačala sa nižim graničnim frekvencijama obilježavaju se podatkom o gornjoj graničnoj frekvenciji. Odredimo sada vezu koja veže gornju graničnu frekvenciju pojačala  $f_g$  sa vremenom porasta  $\tau_r$  za najjednostavniji slučaj jednostepenog pojačala. U području gornje granične frekvencije možemo pojačalo nadomjestiti otporom R i kondenzatorom C (koji predstavlja rasipnine kapacitivnosti) spojenim u seriju.



Ako na serijski spojen otpor R i kondenzator C dovedemo napon jedinične funkcije, možemo odrediti promjenu napona na kondenzatoru C iz diferencijalne jednačbe

$$\frac{di}{dt} + \frac{i}{RC} = \frac{U}{R}$$

2.80  
/2.79./

koje rješenje glasi:

$$i = \frac{U}{R} e^{-\frac{t}{\tau}}$$

gdje je  $\tau = RC$  odnosno napon

$$u = U (1 - e^{-\frac{t}{\tau}})$$

/2.84./

Ako je napon u imao 10% maksimalne vrijednosti kod  $t_1$ , a narastao na 90% u ~~vremenu~~ <sup>u trenutku</sup>  $t_2$ , onda je

$$0,1 = (1 - e^{-\frac{t_1}{\tau}}) ; 0,9 = (1 - e^{-\frac{t_2}{\tau}})$$

odakle je koeficijenta 0,9/0,1 lako izračunati da je

$$\frac{t_2}{\tau} = 2,2$$

(2.82)

Ovdje je vrijeme porasta  $\tau_r = t_2 - t_1$ . Kako je granična frekvencija  $f_g$  vezana za vremenskom konstantom  $\tau$  prema izrazu (1.14.)  $f_g = (2\pi\tau)^{-1}$  to je

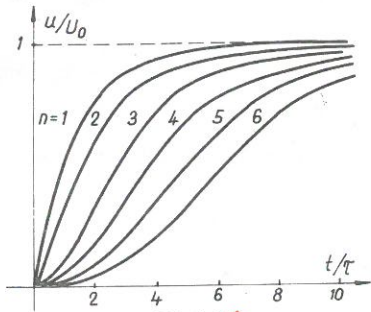
$$\tau_r = \frac{0,35}{f_g}$$

/2.83./

Ovaj vrlo važan izraz nam omogućava, da na osnovu vremena porasta  $\tau_r$  odredimo gornju graničnu frekvenciju i obrnuto. Veličina 0,35 koju daje produkt  $\tau_r \cdot f_g$  vrijedi za jednostepeno RC pojačalo.

Kod beskonačnog niza jednakih RC pojačala produkt  $\tau_r \cdot f_g$  teži graničnoj vrijednosti  $\tau_r \cdot f_g = 0,32$ . Amplitudno frekventijska karakteristika ovakvog pojačala odgovara po obliku zvonolikoj krivulji. Ako je provedena kompenzacija onda je produkt  $\tau_r \cdot f_g > 0,35$ . Kod Tektronix-ovih osciloskopskih  $\gamma$ -pojačala ovaj produkt se kreće u granicama od 0,35 - 0,37 i pojačala nemaju praktički nadvišenja. Ako je vrijednost produkta u granicama od 0,35 do 0,4 nadvišenje se obično kreće u granicama od 2% do 5%. Primjenom kompenzacije vrijeme porasta  $\tau_r$  se skraćuje, iako se vrijednost produkta malo povećava. Obično ne premašuje vrijednost 0,4.

Povećanjem broja kaskada i vrijeme porasta se povećava što je vidljivo iz karakteristika na slici 2.23. Vidimo da se odziv na jedinični skok kod višestepenog pojačala približava se



Sl. 1.28. 2.23

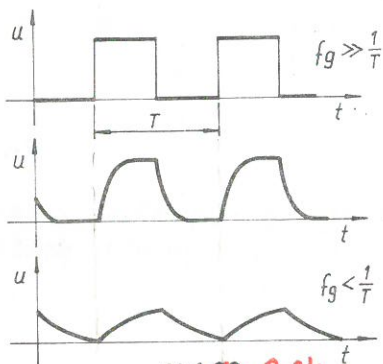
obliku zvonolike krivulje (jedna grana). Ako funkcija jediničnog skoka prolazi n-stepenim pojačalom, onda svaki stupanj daje svoj doprinos povećanju vremena porasta  $\tau_r$ , tako da je ukupno vrijeme porasta za n-stepeno pojačalo

$$\tau_{rn} = \sqrt{\sum_{i=1}^n \tau_{ri}^2} \quad /2.84./$$

Vrijeme kašnjenja je

$$T_k = \sum_{i=1}^n T_{ki} \quad \begin{matrix} 2.85. \\ /2.84./ \end{matrix}$$

Na osnovu izobličenja koja nastaju kod jedinične funkcije lako je zaključiti na izobličenja koja će nastati kod pravokutnih impulsa, kad se propuste kroz jednostepeno pojačalo.

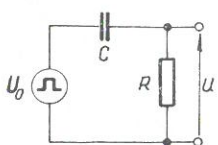
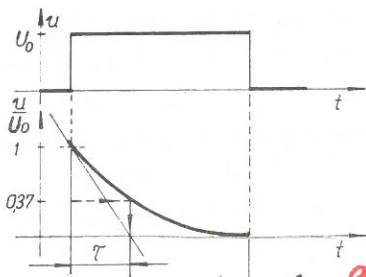


Sl. 1.29. 2.24

Na sl. 2.24. može se vidjeti da se porastom frekvencije impulsa i približavanjem vrijednosti gornje granične frekvencije pojačala, valni oblik sve više izobličava. Budući da je vrijeme porasta nepromjenljivo, to porastom frekvencije impulsa napon uopće ne može da dosegne svoju maksimalnu vrijednost, pa se amplituda smanjuje.

2.3.2. Utjecaj donje granične frekvencije

Ukoliko je frekvencija impulsa toliko niska da dolazi u područje donje granične frekvencije, primjećuje se izobličenje odziva u smislu pada horizontalnog dijela impulsa (sl. 2.25. a.).



a) Sl. 2.25. b) 2.25. Sl. 1.31.

To je posljedica izbijanja sprežnog kondenzatora C. U ovom slučaju bi nadomjesni spoj bio prikazan na sl. 2.25. b.), a primjena II Kirchoffovog zakona daje integralnu jednadžbu

$$u = \frac{1}{C} \int i dt + R \cdot i \quad /2.86./$$

koju se nakon deriviranja i dijeljenja sa R može napisati kao

$$\frac{di}{dt} + \frac{i}{RC} = \frac{1}{R} \frac{du}{dt} \quad /2.86./$$

Ako potražimo rješenje ove diferencijalne jednadžbe uz  $U_0 = \text{konst}$  dobivamo da je

$$u = U_0 e^{-\frac{t}{RC}} \quad \begin{matrix} 2.88. \\ /2.88./ \end{matrix}$$



2.25.b

Na osnovu dobivenog odziva lako je na sl. 1.31. odrediti vremensku konstantu  $\tau$  jednostepenog pojačala, a iz ove onda dobiti donju graničnu frekvenciju prema izrazu /1.38./

$$f_d = \frac{1}{2\pi\tau}$$

Kad prođe vrijeme  $t$  jednako vremenskoj konstanti  $\tau$ , onda napon "u" padne na vrijednost

$$\frac{u}{U_0} = e^{-1} = 0,368$$

od svoje maksimalne vrijednosti, pa se prema tome može odrediti vremenska konstanta  $\tau$ , što ima veliko praktičko značenje, od svoje maksimalne vrijednosti prema sl. 1.30. Odziv na pravokutni napon kod višestepenog pojačala nije isti kao u slučaju na sl. 1.30., koji vrijedi za jednostepeno pojačalo i jednu vremensku konstantu. Pretpostavimo da su pojačanja svih stupnjeva jednaka 1. Napon na ulazu drugog stupnja nije konstantan, nego je dan izrazom /1.87./ tj. naponom  $u_1$ . U ovom slučaju je struja "i" kroz otpor R drugog R-C člana

$$\frac{di}{dt} + \frac{i}{RC} = \frac{du_1}{dt} \quad \begin{matrix} 2.89. \\ /1.88./ \end{matrix}$$

uz napon na ulazu drugog RC člana dan izrazom

$$u_1 = \frac{U_0}{\tau} e^{-\frac{t}{\tau}} \quad \begin{matrix} 2.90 \\ /1.89./ \end{matrix}$$

što uvrštavanjem u jednadžbu /1.88./ daje

$$\frac{di}{dt} + \frac{i}{\tau} = -U_0 \frac{1}{\tau} e^{-\frac{t}{\tau}} \quad \begin{matrix} 2.91. \\ /1.90./ \end{matrix}$$

Ovo je linearna diferencijalna jednadžba koju možemo općenito napisati kao

$$\frac{di}{dt} + P \cdot i = f(t) \quad \begin{matrix} 2.92. \\ /1.91./ \end{matrix}$$

koje je partikularno rješenje

$$i = e^{-Pt} \left[ \int f(t) e^{Pt} dt + K \right] \quad \begin{matrix} 2.93. \\ /1.92./ \end{matrix}$$

Ako uvrstimo da je  $P = 1/\tau$  i odredimo konstantu integracije  $K$  iz uvjeta  $i = I_0$  za  $t = 0$  kao  $K = I_0$ , dobivamo nakon sređivanja, da je struja kroz otpor R drugog RC-člana napon iz drugog RC-člana

$$u_2 = U_0 e^{-\frac{t}{\tau}} \left[ 1 - \frac{t}{\tau} \right] \quad /2.94./$$

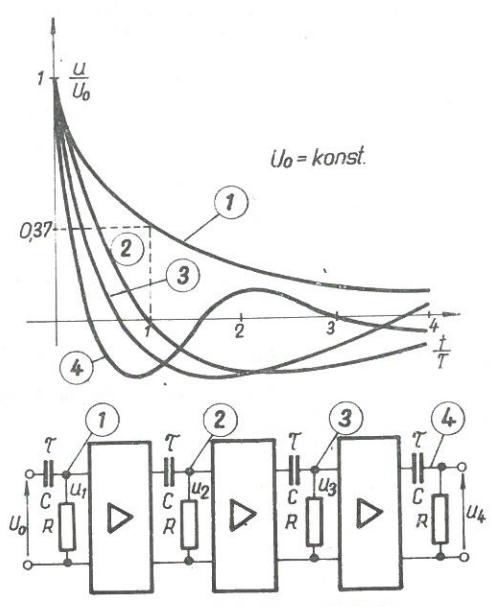
Napon na izlazu trećeg RC-člana  $u_3$  određujemo iz jednadžbe /1.88./, samo sada na ulazu trećeg RC-člana djeluje napon  $u_2$  dan izrazom /2.94./, Računajući na isti način dobivamo, da je

$$u_3 = U_0 e^{-\frac{t}{\tau}} \left[ 1 - 2 \frac{t}{\tau} + \frac{t^2}{2\tau^2} \right] \quad /2.95./$$

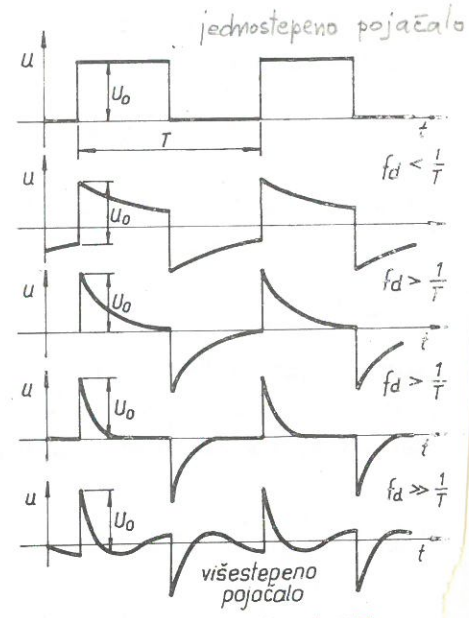
a u slučaju četiri vremenske konstante iza trećeg stupnja pojačanja izlazni napon poprima oblik

$$u_4 = U_0 e^{-\frac{t}{\tau}} \left[ 1 - \frac{3t}{\tau} + \frac{3t^2}{2\tau^2} - \frac{t^3}{6\tau^3} \right] \quad /2.96./$$

Istim postupkom bi se moglo doći do odziva i za pojačalo sa još više stepeni, što se u praksi vrlo rijetko susreće. (Sl. 2.26.)



Sl. 2.26.



Sl. 2.27.

reni. Karakteristično je smanjenje ukupne vremenske konstante  $\tau_{uk}$  višestepenog pojačala prema vremenskoj konstanti jednog stepena, pa prema tome i povećanje rezultirajuće donje granične frekvencije. Kako smanjenje frekvencije impulsa i približavanje donjoj graničnoj frekvenciji jednostepenog pojačala utječe na izobličene impulse vidljivo je na sl. 2.27.

### 2.4. NEGATIVNA POVRATNA VEZA KOD MJERNIH POJAČALA

Kod mjernih pojačala postavlja se naročito zahtjev za stabilnošću i linearnošću osnovnih karakteristika. Pojačala u poluvodičkoj tehnici ne bi imala dovoljno stabilno pojačanje da se ne primjenjuje negativna povratna veza koja im omogućava primjenu i u mjernoj tehnici. U teoriju povratne veze ovdje se ne bi upuštali, jer o tome postoji obilna literatura i na našem jeziku (Priručnik u području mjernih pojačala). Negativna reakcija u tonfrekventnoj tehnici). Poznato je da se pojačanje  $A$  kod primjene negativne povratne veze smanjuje i iznosi:

$$A = \frac{A_0}{1 + \beta A_0} \quad /2.97./$$

Općenito je u izrazu /2.97./ za povratnu vezu predznak u nazivniku negativan, no kako je  $\beta A_0$  kod negativne povratne veze negativnog predznaka, to dobivamo gore napisani izraz sa pozitivnim predznakom.



Pojačanje  $A_0$  se primjenom negativne povratne veze smanjuje  $(1 + \beta A_0)$  puta. Važno je sada viditi koliko će se puta i promjene pojačanja  $dA_0$  smanjiti. Da bi u ~~tem~~ smislu bilo koristi od <sup>primjene</sup> negativne povratne veze utjecaj promjena  $dA_0$  morao bi se još više smanjiti. Nakon deriviranja izraza /2.97./ dobivamo da je

$$dA = \frac{1}{(1 + \beta A_0)^2} dA_0 \quad /2.98./$$

Pri tome nam sama vrijednost promjene  $dA/dA_0$  ne kaže mnogo, pa je potrebno vidjeti kako se odnose relativne promjene pojačanja sa  $dA/A$  i bez  $dA_0/A_0$  primjene negativne povratne veze

$$\frac{\frac{dA}{A}}{\frac{dA_0}{A_0}} = \frac{dA}{dA_0} \frac{A_0}{A} = \frac{(1 + \beta A_0)}{(1 + \beta A_0)^2} = \frac{1}{1 + \beta A_0} \quad /2.99./$$

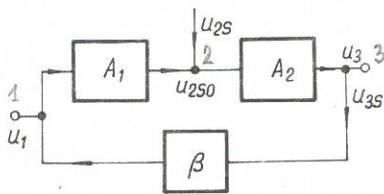
Vidimo da su relativne promjene  $dA/A$  uz primjenu povratne veze  $(1 + \beta A)$  puta manje, nego bez primjene negativne povratne veze.

Osim toga negativna povratna veza ima i veliki utjecaj na nelinarna izobličenja ukoliko ona nastaju u posljednjim stupnjevima pojačala. Izobličenje nastalo u izlaznom stupnju pojačala može se nadomjestiti naponom izobličenja ili smetnje  $u_{2s}$  na ulazu u ovaj stupanj pojačala. Na izlazu iz ovog stupnja pojačanja  $A_2$  <sup>bez povratne veze</sup> pojavit će se napon smetnje

$$u_{3s}^1 = A_2 u_{2s} \quad /2.100./$$

Ako se primjeni negativna povratna veza preko ulaznih stupnjeva (pojačanja  $A_1$ ), koji ne unose izobličenja ili smetnju ~~biti~~ <sup>dobit</sup> će se

$$u_{3s} = A_2 (u_{2s} + u_{2s0}) \quad /2.100a./$$



Sl. 134.  
2.28.

gdje je

$$u_{2s0} = -u_{3s} \beta A_1 \quad /2.101./$$

odnosno uvrštavanjem jednačbe /2.101a./ u /2.100a./ dobiva se da je

$$u_{3s} = \frac{A_2}{1 + A_1 A_2 \beta} u_{2s} \quad /2.102./$$

Očito je da je u ovom slučaju napon smetnje na izlazu  $u_{3s}$  mnogo manji od  $u_{3s}^1$  bez povratne veze, ili čak i sa povratnom vesom <sup>primjenom</sup>

imajući točaka 2 i 3, kadla  $A_1$  možemo smatrati jednakiim 1. Isto tako da smetnja djeluje na samom ulazu pojačala (priključnica 1) povratna veza ne bi dala nikakvo poboljšanje. Poboljšanje koje daje negativna povratna veza u smislu smanjenja smetnji i izobličenja ovise samo o tome koliko je izvor smetnji i izobličenja dalje od ulaza pojačala u traktu pojačanja, odnosno koliko je pojačanje  $A_1$  veće, pa je lako pokazati, da je smanjenje izobličenja i smetnji proporcionalno veličini  $1/A_1$ .

\*  
V. Ima (2. 105.) vrijedi za ne preveliki faktor pozitivne vese  
 $1 + \beta A_0$ . Ukoliko je ovaj faktor veliki tj. jako negativna pozitivna  
vesa <sup>i pojačalo njezine</sup> može doći do isključenja pojačanja na myistima granicima  
frekvencija ( $\omega_g$  i  $\omega_d$ ), zbog nestalih faza isključenja, koji mogu  
imati i komponentu pozitivne pozitivne vese. Očito je da u  
slučajima primjene negativne pozitivne vese, koliko se proširi frekvencijsko  
počmiči, toliko se smanji pojačanje, pa produkt pojačanje  
puta čimna pojasa ostaje nepromijenjen.



Osim navedenog, negativna povratna veza utiče i na proširenje frekventnog pojasa. Iako ovaj odnos između proširenja frekventnog pojasa i veličine povratne veze nije jednostavan, ipak se može konstatirati, da se povećanjem negativne povratne veze proširuje frekventni pojas.

Ukoliko se radi o jednostepenom pojačalu, odnosno pojačalu sa svega jednim polom može se napisati prema izrazu (2.13) da je

$$A = \frac{A_0}{1 + j \frac{\omega}{\omega_p}} \quad (2.13)$$

Kod primjene negativne povratne veze pojačanje je ~~u~~ dato izrazom (2.97.) u koji kod supstituiramo izraz (2.13) dobivamo da je

$$A = \frac{\frac{A_0}{1 + j \frac{\omega}{\omega_p}}}{1 + \beta \frac{A_0}{1 + j \frac{\omega}{\omega_p}}} = \frac{A_0}{1 + \beta A_0 + j \frac{\omega}{\omega_p}} \quad (2.103)$$

Ako se podijeli brojnik i nazivnik izraza (2.103) sa  $1 + \beta A_0$  dobiva se

$$A = \frac{\frac{A_0}{1 + \beta A_0}}{1 + j \frac{\omega}{\omega_p (1 + \beta A_0)}} \quad (2.104)$$

odakle primisli kao da se je gornja granična frekvencija  $\omega_p$  povećala za  $1 + \beta A_0$  puta zbog primjene negativne povratne veze, tako da je sada gornja granična frekvencija povećana

$$\omega_{gn} = \omega_p (1 + \beta A_0) \quad (2.105)$$

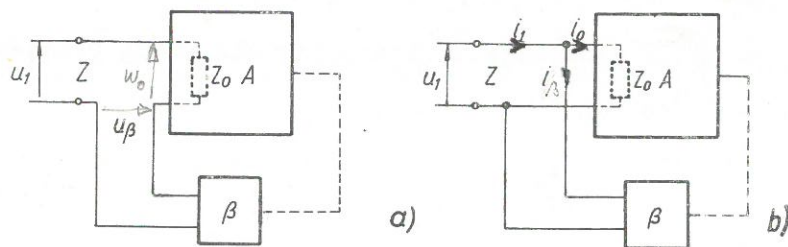
Na kraju da se podsjetimo: negativna povratna veza utiče i na ulazni i izlazni otpor pojačala. Ako smo na ulazu u pojačalo priključili izlazne priključnice  $\beta$ -grane serijski, ulazni otpor će se povećati, dok ako ih priključimo paralelno, ulazni otpor će se smanjiti. Pri tome je potpuno svejedno kako je priključen ulaz  $\beta$ -grane na potrošač. Što se tiče izlaznog otpora pojačala, ovaj će se smanjiti kod paralelnog priključka ulaznih stezaljki  $\beta$ -grane, a povećati kod serijskog priključka istih. Pri tome je opet svejedno kako je priključen ulaz. Paralelan priključak  $\beta$ -grane na izlazu se može nazvati i naponskom, a serijski strujnom povratnom vezom.

Na osnovu ovog, može se reći, da:

serijska - (strujna), negativna povratna veza povećava impedanciju, dok

paralelna - (naponska), negativna povratna veza smanjuje impedanciju.

Ovo je vrlo lako izvesti na osnovu priloženih slika (a i b) 2.29.



Sl. 1.35. 2.29.

Tako je kod serijske povratne veze

$$u_1 = u_o + u_\beta \quad /2.106./$$

uz  $u_\beta = u_o A \beta$

$$u_1 = u_o + u_o A \beta \quad /2.107./$$

i nakon dijeljenja sa strujom  $i$  dobivamo

$$\frac{u_1}{i} = Z = Z_o(1 + \beta A) \quad /2.108./$$

U slučaju paralelne povratne veze je

$$Z = \frac{u_1}{i_1} = \frac{u_1}{i_o + i_\beta} \quad /2.109./$$

gdje je  $i_\beta = \frac{u_1 \cdot \beta \cdot A}{Z_o}$  i  $i_o = \frac{u_1}{Z_o}$ , tako da je nakon sređivanja

$$Z = \frac{Z_o}{1 + \beta A} \quad /2.110./$$

Na isti način bi se mogla pokazati serijski i paralelni utjecaj povratne veze na izlazni otpor pojačala.

### 2.5. ŠUM POJAČALA

Šum predstavlja <sup>kaotične</sup> neželjene fluktuacije napona ili struja koje ograničavaju mogućnosti pojačanja vrlo malih napona. ~~Vidjeli smo da je drift~~ također predstavljao granicu mogućnosti pojačanja malih napona kod direktno spregnutih pojačala. Šum se pak proteže na sve vrste pojačala i određuje zapravo granicu do koje pojačanje nekog pojačala ima smisla povećavati. Ako je šum pojačala npr.  $1 \mu V$ , onda svakako nema nikakvog smisla graditi pojačalo, koje će moći pojačavati signale još manjih napona, kad bi ovi ionako bili "prekriveni" šumom, iako izvedba takvog pojačanja ne bi predstavljala nikakve poteškoće. Prema tome šum određuje granicu mogućnosti mjerenja malih napona i struja i treba ga prema tome nastojati smanjiti na najmanju moguću mjeru, kako bi <sup>se</sup> ostvarila što bolji odnos signal - šum, odnosno postigla što veću točnost kod mjerenja.



Izvori šuma su različiti elementi pojačala. Tako se slobodni elektroni u vodiču ili u poluvodiču gibaju kod neke temperature potpuno kaotično. Ali ako ovu pojavu promatramo u vrlo malim jednakim odsječcima vremena primjetit ćemo da u svakom ovakvom odsječku vremena ne pristiže ista količina elektrona na krajeve vodiča, <sup>ili otpornika</sup> pa nastaju fluktuacije struje. Snaga ovakvih fluktuacija je

$$P_t = 4 kT \Delta f \quad /2.166./$$

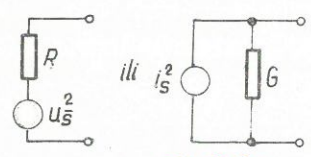
i odgovara električnoj snazi  $\frac{u_s^2}{R}$  ili  $\frac{i_s^2}{G}$ , pa se može pisati

$$u_s^2 = 4 kTR \Delta f \quad \text{ili} \quad i_s^2 = 4 kTG \Delta f \quad /2.162a \text{ i } b/$$

55

gdje je  $\Delta f$  relativno uski frekvencijski pojas,  $k$  je Boltzmann-ova konstanta, a  $T$  apsolutna temperatura u  $^\circ K$ . Kod sobne temperature je  $4 kT = 1,6 \cdot 10^{-20}$  W s. Ovaj šum koji nastaje pod utjecajem kaotičnog gibanja naboja u vodiču u ovisnosti o temperaturi zove se termički šum. (thermal noise, Johnson noise)

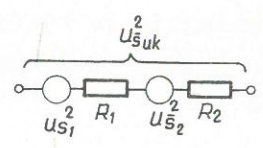
Na sl. 2.30. predočene su nadomjesne sheme naponskog i strujnog izvora šuma.



Sl. 2.30.

Kod šuma poznajemo redovito snage pa se onda <sup>prema tome poznati</sup> upotrebljavaju u računima kvadrati napona  $u_s^2$  ili struje  $i_s^2$  šuma. Kako je valni oblik napona ili struje šuma potpuno nepravilan onda nam  $\sqrt{u_s^2}$  i  $\sqrt{i_s^2}$

predočuje efektivnu vrijednost napona ili struje, dok o drugim vrijednostima napona i struja nema smisla govoriti. Ako imamo dva izvora šuma  $u_{s1}^2$  ili  $u_{s2}^2$  spojena u seriju prema sl. 2.31. onda je ukupni šum <sup>suma ovih snaga</sup> npr.  $u_{s1}^2 + u_{s2}^2 = u_{suk}^2$ . Kako vidimo prema izrazu /2.166./ ovaj šum nije ovisan o frekvenciji i proteže se od vrlo niskih frekvencija, do približno 6000 GHz.



Sl. 2.31.

Ako bismo željeli odrediti veličinu šuma za neko određeno frekvencijsko područje od  $f_1$  do  $f_2$ , onda se to može izraziti kao

$$i_s^2 = \int_{f_1}^{f_2} 4kTG df \quad /2.168./$$

Budući da je  $4 kT$  frekvencijski neovisna veličina, a i  $G$  u navedenom slučaju, onda je

$$i_s^2 = 4 kTG (f_2 - f_1) \quad /2.169./$$

P.11.2

11.5

\* Nastali sum zbog nejednolike raspodjele struja kod tranzistora je prikazan izrazom

$$i_{s,r}^2 = 2g I_c \cdot \left(1 - \frac{\alpha^2}{\alpha_0}\right) \Delta f$$

2.119.

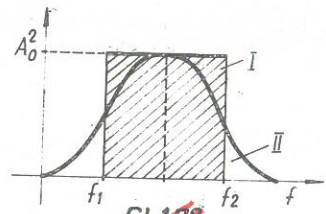
gdje je  $I_c$  struja kolektora, a  $\alpha$  koeficijent strujnog pojačanja tranzistora u spoju zajedničke baze za bilo koju frekvenciju podnože, dok se  $\alpha_0$  odnosi na podnože vrlo niskih frekvencija. Kako je  $\alpha$  vrlo blizu jedinici isključivo se struja kolektora ništa manje umanjuje. Sum zbog raspodjele dolazi više do izražaja kod viših frekvencija kada se  $\alpha$  smanjuje porastom frekvencije

$$\alpha = \frac{\alpha_0}{1 + j \frac{f}{f_{\alpha}}}$$

2.120



Širinu pojasa možemo općenito odrediti iz amplitudno - frekven-  
cijske karakteristike. Tako je širina pojasa definirana kao jed-  
nakost površina I i II na sl. 1.73. 2.32.



$$(f_2 - f_1) \cdot A_0^2 = \int_0^{\infty} A^2(f) df \quad \frac{2.115}{12.176.1}$$

pa je sama širina pojasa

$$\Delta f = f_2 - f_1 = \frac{\int_0^{\infty} A^2(f) df}{A_0^2} \quad \frac{2.116.}{12.177.1}$$

U slučaju da se radi o pojačalu sa jednim polom tj. jednostepenoj  
pojačalu odnos između gornje granice frekvencije  $f_g$  i širine pojasa  $\Delta f$  je

$$\Delta f = 1.57 f_g. \quad 2.117.$$

Druge vrste šuma je šum zbog efekta sačme (shot, Schottky noise)

koji je prisutan kadgod teče struja kroz n-p spoj poluvodiča ili između katode i  
anode elektronske cijevi

Takoder je šum zbog efekta sačme prisutan i kod elektronskih cijevi.

Struja sastavljena od diskretnih čestica bilo da se radi o elektronima ili  
šupljinama nije apsolutno konstantna kako se čini pri uvičenju zbog vrlo  
niske gornje granice frekvencije instrumenta. Struja koja teče ima vrlo ~~to~~ nisku  
kvadratnu fluktuaciju koje su to veće što se promatraju kraće vremenski  
intervali. Samo je srednja vrijednost struje konstantna. Svake amplitude  
vrste fluktuacija su vrlo male u usporedbi sa srednjom strujom. Šum  
zbog efekta sačme može se predložiti izrazom

$$i_s^2 = 2q I \cdot \Delta f \quad 2.118.$$

gdje je  $q$  elementarni naboj elektrona  $q = 1.6 \cdot 10^{-19} \text{ As}$ ,  $I$  je  
struja istosmjerna u A, a  $\Delta f$  širina pojasa u Hz. Struja zbog efekta  
sačme pokriva dosta široko područje od npr. do 0.5 GHz.

Kod tranzistora postoji tri osnovna izvora šuma. Dva su izvori  
šuma zbog efekta sačme na spoju emiter - baza i baza - kolektor i  
termički izvor šuma na otporu baze. Osim toga treba dodati šum zbog

nejednolike raspodjele koji je prisutan uvijek kada dolazi do grananja struje  
u njezinom toku. Tako se npr. struja dijeli između baze i kolektora

kod tranzistora i ovaj dijeljenja neprekidno se vrlo malo mijenja  
odnosno fluktuiraju, što neke srednje vrijednosti. Šum zbog

nejednolike raspodjele prisutan je i kod pentode gdje se struja dijeli



imeđu zakrivne osjetke i amode, <sup>uprostojajuću</sup> struja kroz ~~već~~ je zamenjena u skladu ~~de~~ prema amodnoj struji da bi mogla imati veliki značenje kao šum zbog ~~ne~~ nejednolike raspodjele. Isto tako ovakav šum ne postoji kod FET-ova. Šum tranzistora nastaje ponovom struji kolektora zbog šuma sačme i nejednolike raspodjele, koji ovise o struji kroz tranzistor, pa se može reći da šum tranzistora ima otpor izvora ovisi i o odabranoj radnoj točki.

57 ~~\*~~ Vidjeli smo da dosada opisani šum od efekta sačme, ~~ne-~~ ~~jednolike raspodjele~~ i termički šum praktički ne ovise o frekvenciji.

Šum koji je recipročno proporcionalan frekvenciji svakako najviše dolazi do izražaja kod nižih frekvencija. Ovaj šum zato ima naziv 1/f šum, ali se pojavljuje još i pod imenima: šum od flicker efekta ili eksces - šum. Karakteristično je da ovaj šum kao i šum od efekta sačme ovisi o istosmjernoj struji koja protječe kroz otpor. U području niskih frekvencija 1/f šum znatno nadvisuje (10<sup>2</sup> do 10<sup>3</sup> puta) šum zbog efekta sačme. Iz tih razloga je 1/f šum baš važan kod niskofrekventnih pojačala, a nastaje u otporima (najviše ugljenim) zatim u tzv. tankoslojnim metaliziranim otporima, poluvodičima (diodama, tranzistorima itd.). Uzrok nastajanja ovakvog šuma nije još potpuno ispitan, ali se smatra da najvećim dijelom ovisi o procesima na površini vodljivog sloja kod otpornika, gdje struja uslijed granularne strukture otpora "bira" različite putove bolje vodljivosti. Kod poluvodiča ovaj šum ovisi najvećim dijelom o odnosima na površini kristala. Eksperimentalno je dokazano, da se utjecajem na površinsku gustoću naboja, npr. magnetskim putem, može utjecati na 1/f šum. Na ovaj šum utječe vlaga i vanjska atmosfera, dok je utjecaj temperature u užim granicama promjene zanemariv. Empirički izraz za ovakav šum koji je direktno proporcionalan struji, a obrnuto proporcionalan frekvenciji, možemo napisati kao

$$i_{sf}^2 = K \cdot \frac{I^a}{f^b} df \quad \begin{matrix} 2.121. \\ /1.178./ \end{matrix}$$

Ovdje veličine eksponenata "a" i "b" nisu jednake za svaki materijal, a razlikuju se od autora do autora koji je mjerenja provodio. Ipak se može konstatirati, da se "a" kreće u granicama od 1 do 2 (najčešće 2), dok je "b" oko 1. Gore napisani izraz vrijedi sve do područja 10<sup>-14</sup> Hz, kada i<sub>s</sub><sup>2</sup> ostaje približno konstantan, bez obzira na dalje smanjenje frekvencije. Kod ugljenih otpornika 1/f šum opada povećanjem njihovog volumena V

$$i_{sfv}^2 = \frac{K_0}{V} \cdot \frac{I^a}{f^b} df \quad \begin{matrix} 2.122. \\ /1.179./ \end{matrix}$$

1/f šum je osim kod otpora i poluvodičkih elemenata prisutan i kod elektronskih cijevi sa oksidnom katodom, gdje je posljedica fluktuacija u emisiji katode, a dat je analognim izrazom /2.121./



\* FET-ovi imaju vrlo dobre sumne karakteristike. Osnovni izvori šuma su termički šum zbog otpora kanala, šum zbog efekta sačme zbog reverzne struje p-n spoja kod upravljajuće diode i  $1/f$  šuma izazvanog protokom puštanja strujama.

Ako je potrebno odrediti šum šireg frekvencijskog područja od  $f_1$  do  $f_2$ , onda ~~se~~ ovaj dobiva integriranjem

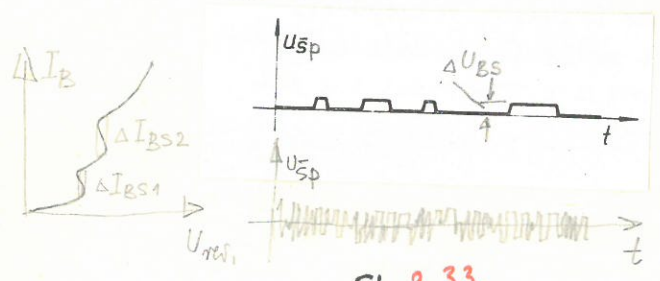
$$i_{sf}^2 = K \int_{f_1}^{f_2} \frac{I^2}{f} df = KI^2 \ln \frac{f_2}{f_1} = i_{sf0}^2 \cdot f_0 \cdot \ln \frac{f_2}{f_1} \quad \begin{matrix} 2.123. \\ /1.166./ \end{matrix}$$

za razliku od slučaja kad šum nije ovisio o frekvenciji, kao u slučajevima danim izrazima /1.166., 1.172. i 1.175./ u ovom (2.123.)

je  $i_{sf0}^2 = K \cdot I^2 / f_0$

Osim 1/f šuma u području niskih frekvencija susrećemo se još sa jednom vrstom šuma, koju možemo nazvati "praskaju-ći" šum, (popcorn noise ili burst noise). Ovaj šum je naročito prisutan kod silicijevih tranzistora izvedenih u planarno-difuzionoj tehnici i kod integriranih krugova koji se također realiziraju u planarnoj tehnici. <sup>Praskajući</sup> ovaj je šum <sup>na</sup> naročito lako je <sup>na</sup> uočiti po <sup>njegovom</sup> svom obliku, koji se sastoji od dva <sup>napona</sup> nivoa (bistabil-

noise) ili kadkada i tri nivoa, što se odnosi na diferencijalno pojačalo. Dužina trajanja ovog niza stohastičkih impulsa kreće se od nekoliko desetinki ms do više sekunda. Valni oblik bistabilnog šuma vidi se



Sl. 2.33.

na sl. 2.33. Za dva slučaja sa različitim dužinom trajanja impulsa, ali približno iste veličine amplitude. Razlog nastanka bistabilnog šuma do danas nije potpuno objašnjen. Neki autori smatraju da je on

posljedica miniaturnog područja sa "negativnim otporom" na U-I karakteristici p-n spoja baza-kolektor ~~revertno polariziranog~~ kao posljedica defekta u području prostornog naboja, što izaziva povremene lavinne proboge. Na osnovu provedenih mjerenja [ ] može se konstatirati da se ovdje radi o skokovima, ali konstantne amplitude, promjenama baze struje ~~u~~ ulaznih tranzistora  $\Delta I_{BS} = konst.$  Ako se povećava ulazni otpor baze  $R_s$ , ~~to će~~ <sup>se</sup> napon skoka  $\Delta U_{BS}$  povećavati prema

$$\Delta U_{BS} = \Delta I_{BS} \cdot R_s \quad 2.124.$$

Velicina  $\Delta I_{BS}$  se obično kreće u granicama od 0.2 do 0.5 nA, što ograničava veličinu otpora u ulaznom krugu pojačala, ako se žele mjeriti mali naponi. Praktički velika većina operacionih pojačala u integriranoj tehnici pokazuje prisustvo praskajicij šuma uveliko nisu podvrgnute posebne mjere kod samog tehnološkog postupka ~~ne~~ <sup>ni</sup> proizvodnje.



Do povećanja šuma dolazi kako u području niskih tako i u području visokih frekvencija. Uostanovljenom <sup>i<sub>70A90</sub>( )</sup> u <sup>i<sub>70A90</sub>( )</sup> (2.118.) proizlazi da šuma zbog raspodjele raste porastom frekvencije i može se približno napisati da je

$$i_{sV}^2 = 2g I_c [f^2 + \alpha^2(1-\alpha_0)] \Delta f \approx 2g I_c \cdot f^2 \cdot \Delta f \quad 2.125.$$

Kod FET-ova opet povećanjem frekvencije raste šum prema izrazu

$$i_{sFET}^2 = 1,18 \cdot 4kT \frac{C^2 f^2}{S} \Delta f \quad 2.126.$$

gdje je C kapacitivnost upravljajućia elektrode - kanal, a S strujna FET-a. Očito je da šum raste tahooter s kvadratom frekvencije i kapacitivnosti, dok opada povećanjem strujine. Slično vrijedi i kod elektronskih cijevi, pa se može općenito napisati da šum raste s kvadratom frekvencije ~~na~~ kod ova prete određenu kritičnu vrijednost koja je kod tranzistora ~~upr~~  $f_c \sqrt{1-\alpha_0}$ .

$$i_s^2 = G f^2 \Delta f \quad 2.127.$$

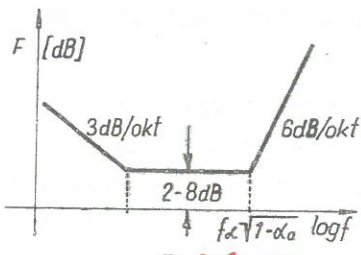
Na ulazu u pojačalo uvijek je prisutan nekakav šum, koji se može izraziti snagom šuma  $N_{ul}$  na ulazu. Da ne bi korisni signal tj. mjerni napon bio prekriven šumom, potrebno je, da njegova snaga  $S_{ul}$  bude za nekoliko redova veličine veća od snage šuma  $N_{ul}$  što je dato tzv. omjerom signal-šum:

$$\frac{S_{ul}}{N_{ul}} \quad \begin{matrix} 2.128. \\ /2.125./ \end{matrix}$$

Mo ovaj omjer se pojačanjem kroz pojačalo redovito pogorša, tako da je omjer signal-šum na izlazu pojačala  $S_{izl}/N_{izl}$  manji nego na ulazu ~~/2.125./~~. Zato da bi okarakterizirali svojstva mjernog pojačala u pogledu šuma, treba promatrati razmjer poznat pod imenom faktora šuma

$$F = \frac{\frac{S_{ul}}{N_{ul}}}{\frac{S_{izl}}{N_{izl}}} = \frac{N_{izl}}{N_{ul}} \frac{S_{ul}}{S_{izl}} = \frac{N_{izl}}{N_{ul}} \frac{1}{A_s} \quad \begin{matrix} 2.129. \\ /2.126./ \end{matrix}$$

gdje je  $A_s$  pojačanje snage pojačala. Za idealno pojačalo, koje nema vlastitog šuma, omjer signal-šum na izlazu iz pojačala je jednako omjeru signal šum na ulazu u pojačalo, pa je faktor šuma  $F=1$  ili 0dB. Kako se faktor šuma za neko pojačalo mijenja u ovisnosti od frekvencije prikazano je na sl. 2.34., gdje vidimo, da dolazi do povećanja faktora šuma F kod sasvim niskih i kod visokih frekvencija. Kod niskih frekvencija je to poslje-



Sl. 1.75. 34.

dica  $1/f$  šuma, a kod visokih je posljedica vremena proleta elektrona kod elektronskih cijevi odnosno zbog smanjenja strujnog pojačanja  $\propto$  kod tranzistora. Prema sl. 2.34. najmanji je šum u području gdje dominira šum od efekta sačme i termički šum. Zato mjerna pojačala sa

transpozicijom frekvencije imaju noseću frekvenciju u navedenom području, gdje je šum najmanji. Ako se promatra neko višestepeno pojačalo kojem svaki stupanj ima odgovarajući faktor šuma  $F_1, F_2, F_3$  itd. onda je ukupni faktor šuma pojačala dan zv. Friiss-ovom formulom

$$F_{uk} = F_1 + \frac{F_2 - 1}{A_{s1}} + \frac{F_3 - 1}{A_{s1} A_{s2}} + \dots$$

2.130.  
1.287.1

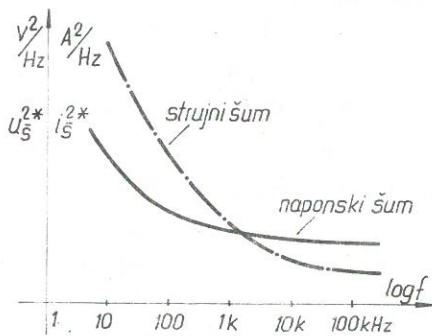
Ovdje su  $A_{s1}$  i  $A_{s2}$  maksimalna pojačanja snage prvog i drugog stepena. Vidimo ukoliko su  $A_{s1} > 1$  i  $A_{s2} > 1$ , da je utjecaj šuma

ostalih stupnjeva zanemariv i da gotovo isključivi doprinos ukupnom faktoru šuma daje prvi <sup>stupanj</sup> stepen, isto kao i kod ukupnog faktora rejekcije  $H_{uk}$  prema izrazu /2.66./

Proizvođači šumna svojstva tranzistora, FET-ova i linearnih integriranih krugova najčešće prikazuju faktorom šuma  $F_d$  izraženog u decibelima

u nekom određenom frekvencijskom području  $\Delta f$  i uz poznati otpor  $R_g$  na ulazu. Podatak o frekvencijskom području nije potreban, ako se promatra šum frekvencijski neovisan. Često se

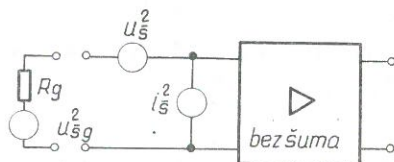
šum prikazuje dijagramom (sl. 1.76.) naponskog -  $u_s^{2*}$ , izraženog u  $V^2$  po Hz, i strujnog šuma  $i_s^{2*}$ , izraženog u  $A^2$  po



Sl. 1.76. 2.35.

Hz, ~~no može se dati i u nV/Hz odnosno pA/Hz.~~ Na osnovu ovih podataka može se odrediti faktor šuma i optimalni otpor  $R_g$  opt izvora.

Prvi stepen pojačala smatrajmo četveropolom bez šuma, kome se na ulazu nalazi generator naponskog  $u_s^2$  i strujnog šuma  $i_s^2$  prema sl. 1.77. Ako je ulaz kratko spojen, onda je prisutan samo naponski šum, dok kod otvorenog ulaza prisutan je samo strujni šum. Tako se ovi izvori šuma mogu i mjerenjem odrediti, ukoliko nisu dati od proizvođača.



Sl. 1.77. 2.36.

Ukoliko su poznati pojedini naponski i strujni izvori šuma, faktor šuma se može odrediti i



Ako se promatra širokopojasno pojačalo sa gornjom gra-  
ničnom frekvencijom od više stotina kHz, onda se udio  $1/f$  šuma  
može zanemariti i promatrati samo frekvencijski neovisan šum.  
U ovom slučaju je lako odrediti faktor šuma. Širina pojasa  
( $f_2 - f_1$ ) ne dolazi u obzir u izrazu za faktor šuma /1.191./,  
jer se kao zajednički faktor brojnika i nazivnika ukida, pa  
se mjesto  $u_s^2$  može pisati  $u_s^{*2}$  odnosno mjesto  $i_s^2$   $i_s^{*2}$ .

Faktor šuma  $F$  je prema izrazu /2.129./ odnos šuma u  
pojačalu sveden na njegov ulaz ( $1/A_g$ ) prema šumu izvora dove-  
đenog na ulaz pojačala, tako da možemo napisati

$$F = \frac{\frac{u_s^{*2}}{R_g} + i_s^{*2} R_g + \gamma u_s^* i_s^* + \frac{u_{sg}^{*2}}{R_g}}{\frac{u_{sg}^{*2}}{R_g}} \quad /2.191./$$

gdje je  $u_{sg}^{*2}/R_g$  snaga šuma izvora vlastitog otpora  $R_g$ , koji  
se prema izrazu /1.127a/ može napisati i kao

$$\frac{u_{sg}^{*2}}{R_g} = 4kT \quad /2.192./$$

tako da izraz /1.191./ postaje

$$F = 1 + \frac{u_s^{*2} + i_s^{*2} R_g^2 + \gamma u_s^* i_s^* R_g}{4kT R_g} \quad /2.193./$$

pri tome koeficijent  $\gamma$  odgovara faktoru korelacije između  
naponskog  $u_s^2$  i strujnog generatora  $i_s^2$ . Ukoliko ove ko-  
relacije nema, onda je  $\gamma = 0$ , dok je kod potpune korelaci-  
je  $\gamma = 1$ . U ovom slučaju se može smatrati da je  $\gamma = 0$ .  
Da bi odredili za koji otpor izvora  $R_g$  faktor šuma ima ekstrem,  
potražimo prvu derivaciju faktora šuma od  $R_g$ , a s drugom deri-  
vacijom bi konstatirali da ta ekstremna vrijednost predstavlja  
minimum za vrijednost otpora

$$R_{g_{opt}} = \sqrt{\frac{u_s^{*2}}{i_s^{*2}}} \quad /2.194./$$

Uvrštavanjem ove optimalne vrijednosti otpora izvora  $R_{g_{opt}}$  u izraz  
za faktor šuma (1.133) dobiva se minimalna vrijednost ovog faktora

$$F_{min} = 1 + \frac{\sqrt{u_s^{*2} \cdot i_s^{*2}}}{2kT} \quad (2.135)$$

Ako pojačalo pojačava u nižem području frekvencija, gdje se  $1/f$   
šum ne može zanemariti, onda se izraz za naponski odnosno strujni  
šum proširuje za član ovisan o frekvenciji u smislu  $1/f$  prema izrazu (2.123a)  
tako da je

$$u_s^2 = u_{ss}^{*2} (f_2 - f_1) + u_{sf_0}^{*2} \cdot f_0 \cdot \ln \frac{f_2}{f_1} \quad (2.136)$$

odnosno

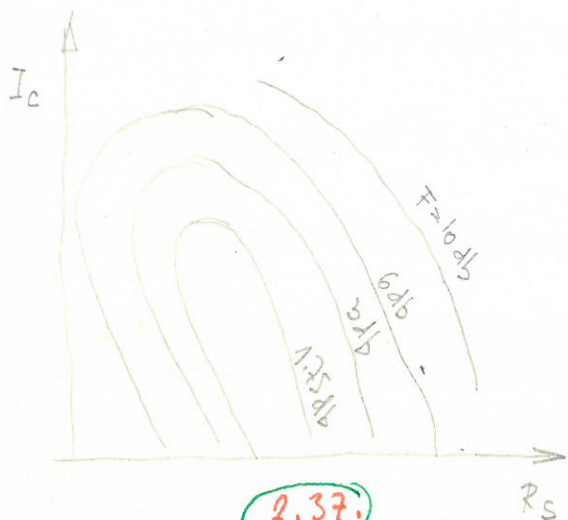
$$i_s^2 = i_{ss}^{*2} (f_2 - f_1) + i_{sf_0}^{*2} \cdot f_0 \cdot \ln \frac{f_2}{f_1} \quad (2.137)$$

Ovdje je  $f_2$  gornja, a  $f_1$  donja granična frekvencija pojačala, a  $f_2 - f_1$  širina

pojasa. Ovdje se svakako ne radi o sumu za jediničnu širinu pojasa od 1Hz, nego na cijeloj frekventni pojas pojačala  $f_2 - f_1$ . Izračunato vrijednosti šuma prema izmjerima (2.136) i (2.137) uvlače se u izraz (2.133) odnosno (2.134) koji u potpunosti vrijedi i u ovom slučaju.

Osim poznavanja faktora šuma, često je potrebno znati ukupni napon šuma  $u_{\bar{s}}^2$  uk na ulazu u pojačalo koji je

$$u_{\bar{s}}^2 \text{ uk} = \sqrt{u_{\bar{s}}^2 + i_{\bar{s}}^2 \cdot R_G + u_{\bar{s}g}^2} \quad \begin{matrix} 138 \\ /2.136./ \end{matrix}$$

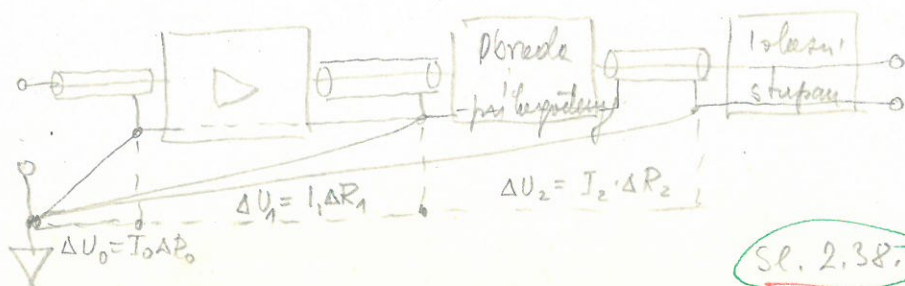


2.37.

Za pojedine tranzistore često se prikazuje faktor šuma kao funkcija kolektorske struje  $I_c$  i otpora izvora  $R_s$  za određenu frekvenciju što je vidljivo sa slike 2.37. Današnji tranzistor imaju vrlo mali faktor šuma koji nije veći od 2dB. U nekim slučajevima faktor šuma se prikazuje kao funkcija

otpora izvora i frekvenciji dok je kolektorska struja konstantna.

U šum neki uključuju i smetnje koje nastaju izvan sistema. Tu bi mogli uključiti smetnje od napona mreže kao najčešće, zatim smetnje od električne aparata zatim i atmosferske smetnje. Otklanjanje ovih smetnji je jednostavnije i postiže se oklopanjem samih vodova upotrebljavajući olopljene kablove ili uvijetaja postavljajući ih u metalne kutije. Velikim smetnji oviti o dužini to vodova istosmjernih smetnji, otpora ulaznog kruga i dimenzija vodova i uvijetaja. Kod usmjerenja delopa posebnu pažnju treba posvetiti da se svi delopi vezuju u istu točku da ne dođe do nesigurnog pada napona duž pojedinih dijelova vodova sa usmjerenje kao što je to na sl. 2.38. cotbano nesigurno



Sl. 2.38.



2.6. MJERNA OPERACIONA POJAČALA

Operaciona pojačala su svoje ime dobile u tehnici analognih računala gdje se konice sa u sklopovima se provode različitim računalske operacija i to od brojanja, otklapanja, množenja i dijeljenja do integriranja, diferenciranja i nudiiranja.

Danas su operaciona pojačala našla daleko širu primjenu izvan područja analognih računala, a posebno u području elektroničke instrumentacije i regulacione tehnike. Masovnijoj primjeni operacionih pojačala svakako je mnogo doprinijela planarna tehnika u proizvodnji linearnih integriranih krugova. Operaciona pojačala proizvedena u tehnici integriranih krugova u većini slučajeva zadovoljavaju zahtjevima, a i po cijeni su vrlo pristupačna. Tako je jedno operaciono pojačalo izvedeno u tehnici integriranih krugova danas nekoliko desetaka puta jeftinije, nego u izvedbi sa diskretnim elementima, a svega dva

puta kao sastaje u nekim svojim karakteristikama pogotovo što se tiče širine frekventijskog područja i dinamike.

U ovom poglavlju biti će razmatrana operaciona pojačala u svojoj osnovnoj funkciji kao linearna pojačala, dok će njihova primjena u drugim sklopovima elektroničke instrumentacije biti razmatrana detaljnije kasnije u nekim poglavljima.

Operaciona pojačala u idealnom smislu morala bi imati:

1. Pojačanje koje je beskonačno
2. - Širina frekventijskog pojasa /obuhvaća frekvencije od 0 do  $\infty$ .
3. - Ulaznu impedanciju /teži u beskonačnost
4. - Izlaznu impedanciju /teži nuli

Takvo bi napori i starij offset-a morali bi biti jednaki nuli.

Jasno da ovakve zahtjeve je nemoguće u praksi ispuniti, pa se zadovoljavamo slijedećim približenjima. gornje navedenom idealnom slučaju. Ako su ulazni otpori operacionog pojačala oko nekoliko kilooma onda će ulazni otpor od stotinjak kilooma biti potpuno zadovoljavajući ili ako je pojačanje koji moramo ostvariti negativnom potrošnom visom 100 puta onda će nam pojačanje u otvorenoj petlji potratne veze od 10000 puta biti zadovoljavajuće. No morde mi ovaj broj neće biti dovoljan ako se zahtijeva veća točnost buduće će nam morde pojačanje od 10000 puta ispuniti točnom točnost. Iz ovih nekoliko primjera vidi se da su



veličine karakteristika za operacionog pojačala relativne u njihovom iznosu i da ih se svaki konkretni slučaj prouči tačnije točnije možemo odrediti. Za tih razloga potrebno je provesti detaljniji analizir pojačanja operacionog pojačala.

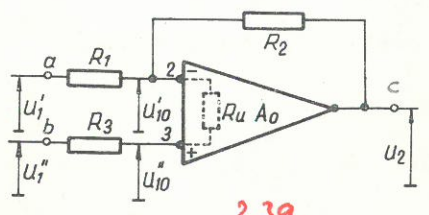
2.6.1. Pojačanje operacionog pojačala

Pojačanje operacionog pojačala redovito je tako veliko da bi bez primjene negativne povratne veze rad bio zbog nestabilnosti i možda nastajanja samooscilacija potpuno nemoguć. Zato se kod operacionog pojačala redovito primjenjuju negativna povratna veza koja točno definira pojačanje operacionog pojačala.

Operaciono pojačalo sa negativnom povratnom vezom predloženo je na sl. 2.39. Operaciono pojačalo u tehnici integriranih krugova gotovo uvijek se izvodi sa simetričnim ulazom i asimetričnim izlazom, *Uzima se u obzir kod koje postoji faza*

*razlike od  $\pi$  razlijanu između ulaznog i izlaznog napona zove se "invertirana" i obilježava se sa "-".* *Uzima se u obzir kod koje postoji faza razlike u fazi između ulaznog i izlaznog napona zove se "neinvertirana" i obilježava se sa "+".*

U daljnjem tekstu deta je detaljni proračun pojačanja operacionog pojačala kao i njegov ulazni otpor kako bi se uočio utjecaj pojedinih parametara i opravdanost eventualnog zanemarivanja.



2.39. Sl. 1.36.

U ovom izvedu uzet ćemo u obzir i veličinu ulaznog otpora  $R_u$  koju se kod primjene tranzistora ne smije uvijek zanemariti. Uzmimo kao prvo u razma-

trzanje invertirani spoj, kada smatramo da je  $u_1'' = 0$  odnosno priključnica "b" spojena na zemlju, a napon na ulazu priključen samo na priključnicu "a" pa je

$$u_2 = -A_0(u_{10}' - u_{10}'')$$

2.139 /1.111./

gdje je  $A_0$  pojačanje pojačala bez djelovanja povratne veze. Napon  $u_{10}''$  dobivamo na naponskom djelitelju od otpora  $R_3$  i  $R_u$

$$u_{10}'' = u_{10}' \frac{R_3}{R_u + R_3} \quad \text{za } u_1'' = 0$$

2.140. /1.112./



Uvrštavanjem izraza /1.142./ u /1.139./ dobivamo da je

$$u_2 = -A_0 u'_{10} \frac{R_u}{R_u + R_3} = -A_0 u'_{10} \cdot \gamma \quad (2.141.)$$

Napon  $u'_{10}$  nastaje superpozicijom napona u točki 2 nastalih dijeljenjem napona  $u_1$  i  $u_2$ , tako da je

$$u'_{10} = \alpha \cdot u_1 + \beta \cdot u_2 \quad \begin{matrix} 2.142. \\ /1.113./ \end{matrix}$$

gdje je

$$\alpha = \frac{R_2 \parallel (R_u + R_3)}{R_1 + R_2 \parallel (R_u + R_3)}, \quad \beta = \frac{R_1 \parallel (R_u + R_3)}{R_2 + R_1 \parallel (R_u + R_3)} \quad \begin{matrix} 2.143. \\ /1.113. a i b/ \end{matrix}$$

Oznaka  $\parallel$  označava paralelan spoj otpora s lijeve i desne strane znaka. Nakon što se uvrsti izraz za  $u'_{10}$  (2.142.) u (2.141.) i izvrši srećivanje islasi da je

$$A = \frac{u_2}{u_1} = -\alpha \frac{A_0 \cdot \gamma}{1 + \beta A_0 \cdot \gamma} \quad (2.144)$$

Ako je ispunjen samo uvjet, da je  $\beta A_0 \gamma \gg 1$  formula (2.144) poprima oblik

$$A = -\frac{\alpha}{\beta} \quad (2.145)$$

Uvrštavanjem vrijednosti za  $\alpha$  i  $\beta$  prema (1.143 a i b) i nakon niza srećivanja dobivamo bez ikakvih daljnjih zanemarivanja da je

$$A = -\frac{R_2}{R_1} \quad (2.146)$$

Važno je uočiti da je izraz (1.146) dobiven bez obzira na vrijednost  $R_u$  i na veličinu otpora  $R_3$ , ako je ispunjen gore spomenuti uvjet  $R_u / R_3 \gg \frac{1}{A_0}$

$$\beta \gamma \gg \frac{1}{A_0} \quad (2.147)$$

koji nakon uvrštavanja ~~za~~ vrijednosti za  $\beta$  i  $\gamma$  prema (2.143 b) i (2.142) daje da mora biti ispunjeno

$$A_0 \gg 1 + \frac{R_2}{R_1} + \frac{R_3}{R_u} \left[ \frac{R_2}{R_3} + \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \right] \quad (1.148)$$

Očito je da se uvjet (2.147) odnosi (2.148) ne može ispuniti ako je uvjet  $R_u / R_3$  vrlo mali. Koliko mali, to ovisi o veličini pojačanja  $A_0$  i drugim parametrima.

Uz ispunjeni uvjet (2.147) vidi se

Vidimo da je pojačanje isključivo ovisno o omjeru otpora  $R_2/R_1$ . Kako su otpori dvije čvrste veličine praktički neovisne o promjeni temperature i ostalih utjecaja, to se na ovaj način može ostvariti vrlo stabilno pojačanje, bez obzira na promjene pojačanja  $A_0$ , koje se inače dosta mijenja u ovisnosti o promjeni temperature. *i napona napajanja.*

U neinvertiranom slučaju je  $u_1' = 0$  i priključnica "a" vezana na zemlju, tako da je prema (2.142)

$$u_{10}' = \beta u_2$$

2.149,  
/1.118./

Supstitucijom ovog iznosa u izraz (2.139.) dobiva se da je

$$u_2 = -A_0(\beta u_2 - u_{10}'')$$

2.150  
/1.119./

$u_{10}''$  možemo odrediti kao prema sl. 2.39.

$$u_{10}'' = u_1'' \frac{R_u + R_1 \parallel R_2}{R_3 + R_u + R_1 \parallel R_2} = u_1'' \cdot \delta$$

2.151,  
/1.120./

što uvrštavanjem u (2.150) daje

$$A = \frac{u_2}{u_1''} = \frac{\delta A_0}{1 + \beta A_0}$$

(2.152)

Ako se može pojednostaviti sa  $\beta$  i (za pretpostavku da je  $\beta A_0 \gg 1$ ) isklasi da je

$$A = \frac{\delta}{\beta} = \gamma \cdot \left(1 + \frac{R_2}{R_1} + \frac{R_2}{R_u}\right)$$

(2.153.)

U slučaju da je  $R_u \gg R_2$  i  $R_3$  izraz poprima u praksi često primjenjiviji pojednostavljeni izraz za pojačanje za neinvertirani slučaj

$$A = 1 + \frac{R_2}{R_1}$$

(2.154.)

Do iznosa (2.154.) možemo mnogo pojednostaviti doći ako <sup>odmah na početku</sup> navedena zrenemarenja tj. ako je  $R_2/R_u \ll R_2/R_1$  ili ako je  $R_u \gg R_1$  i  $R_u \gg R_3$  (kadu je  $\gamma = 1$ ). Očito je da su male vrijednosti ~~u~~ ulaznog otpora  $R_u$  prema otporima  $R_1$  i  $R_3$  može doći do većih odstupanja od iznosa (2.154) Svaka ovih izvoda je bilo da se pokušaju utjecaji ulaznog otpora  $R_u$  na pojačanje pojačala A.



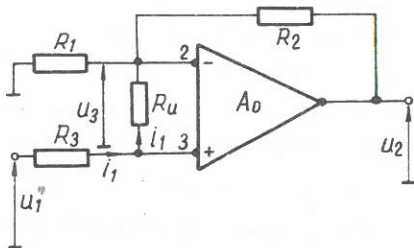
. Na ovaj način možemo točku 2 operacionog pojačala smatrati virtualnim kratkim spojem. Uzimajući u obzir virtualni kratki spoj mogli smo i na jednostavniji način izvesti izraz ~~2.147.~~ za pojačanje, jer je ~~2.146.~~

$$\frac{u_1}{R_1} = i_1 \text{ a } \frac{u_2}{R_2} = i_2$$

kako je opet struja  $i_1 + i_2 = 0$  zbog velikog  $R_u$ , izlazi da je

$$\frac{u_2}{u_1} = -\frac{R_2}{R_1} \quad \begin{matrix} 2.146 \\ \text{2.117.} \end{matrix}$$

Određimo još ulazni otpor operacionog pojačala za slučaj neinvertirane priključnice prema sl. ~~2.38.~~ <sup>2.41.</sup> Pođemo li od izraza



~~2.155.~~ kao u prvom slučaju, primjenom II Kirchhoffovog zakona možemo napisati

$$u_1'' = R_3 \cdot i_1 + R_u \cdot i_1 + u_3 \quad \begin{matrix} 2.162. \\ \text{2.146} \\ \text{2.117.} \end{matrix}$$

pri tome je

$$u_3 = -\beta u_2 = \beta \cdot A_o \cdot R_u \cdot i_1$$

Sl. ~~2.38.~~ <sup>2.41.</sup>

odakle izlazi da je

$$R_{ul} = \frac{u_1''}{i_1} = R_3 + R_u(1 + \beta \cdot A_o) \quad \begin{matrix} 2.143b \\ \text{2.163.} \end{matrix}$$

gdje je  $\beta$  dan izrazom ~~2.143a~~

Vidimo da je u ovom slučaju došlo do velikog povećanja ulaznog otpora, jer je  $\beta A_o \gg 1$ , što je potpuno u skladu sa činjenicom da serijska negativna povratna veza povećava vrijednost ulaznog otpora, dok paralelna (slučaj invertiranog ulaza) smanjuje ulazni otpor. (Poglavlje 2.4.).

Na sličan način bi se moglo pokazati da se izlazni otpor  $R_o$  izl kod operacionog pojačala smanjuje za iznos  $\beta A_o$ , tako da je

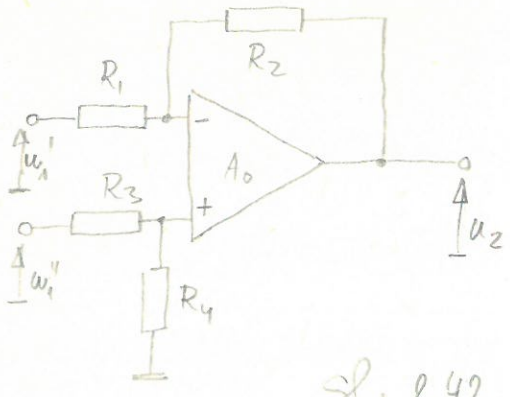
$$R_{izl} = \frac{R_o \text{ izl}}{\beta A_o} \quad \begin{matrix} 2.164. \\ \text{2.134.} \end{matrix}$$

za oba slučaja.

2.6.3. PRIMJENA OPERACIJSKIH POJAČALA

Diferencijalno operaciono pojačalo prikazano je na

sl. 2.42. Izlazi napona  $u_2$  nastaje pojačanjem napona  $u_1'$  i  $u_1''$  koji se nalaze istovremeno na oba ulaza pojačala. Upotrebom izraza za pojačanje (2.146.) i (2.154.) za invertirani i neinvertirani ulaz dobivamo



Sl. 2.42.

$$u_2 = -\frac{R_2}{R_1} u_1' + \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) u_1'' \cdot \left(\frac{R_4}{R_3 + R_4}\right)$$

odnosno

$$u_2 = -\frac{R_2}{R_1} \left[ u_1' - u_1'' \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \left(1 + \frac{R_3}{R_4}\right)^{-1} \right] \quad (2.165.)$$

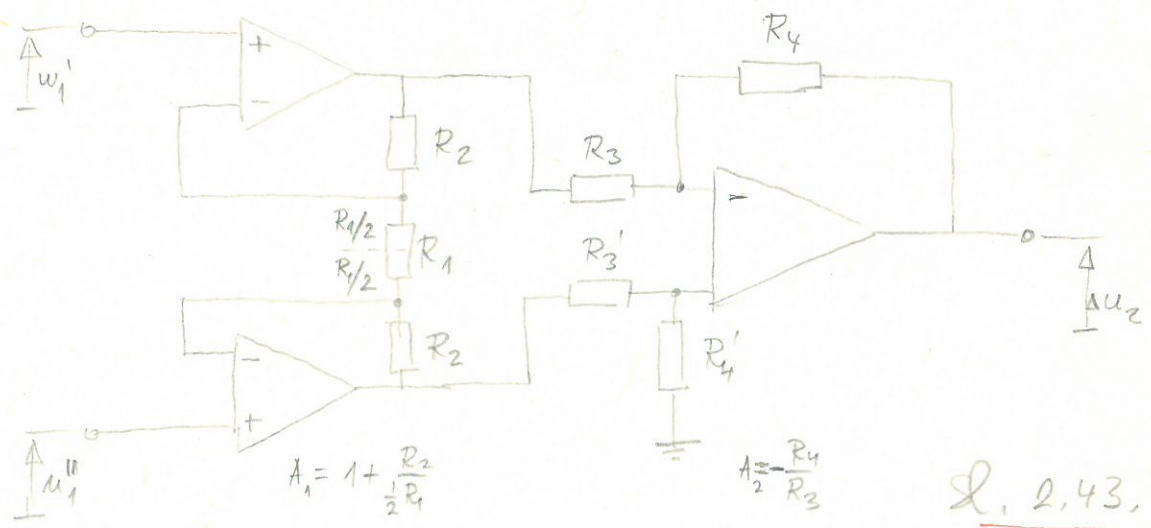
Uvednost u otkrugloj pogledi može se kod većeg pojačanja odnosno omjera  $\frac{R_2}{R_1}$

zanemariti. Ako na ulazu pojačala dolazi protufazni signal kada je  $u_1 = u_1' = -u_1''$  onda možemo napisati da je pojačanje protufaznog signala u spomenuto zanemarjenje

$$A_d = \frac{u_2}{u_1} = -2 \frac{R_2}{R_1} \quad (2.166)$$

Za postizavanje što boljeg faktora distorzionacije mora se približiti rasvijeni  $R_2/R_1 = R_4/R_3$  što bolje.

U nekim svrha često se upotrebljavaju diferencijalna pojačala sastavljena od tri operacijska pojačala. Ovakvo pojačalo je talvratit diferencijalno i poznato je pod imenom instrumentacijsko pojačalo a predloženo na sl. 2.43.



Sl. 2.43.

Pojačanje protufaznog signala ovog dvostepenog diferencijalnog pojačala lahko je odrediti kao produkt pojačanja prvog i drugog stupnja

$$A = \frac{\Delta u_2}{\Delta u_1} = \left(1 + \frac{2R_2}{R_1}\right) \frac{R_4}{R_3} \quad (2.167.)$$

Može se pojačalo može konstitit usviti samo prvi stupanj koji je pojačalo



sa simetričnim ulasom i  
 podeliti promjenom otpora  $R$   
 što nije bio slučaj se do

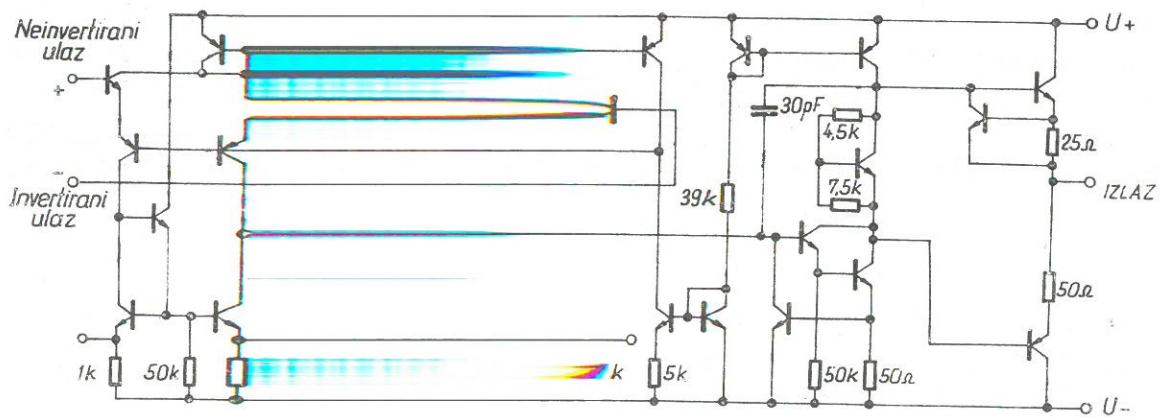
ishodom. Pojačanje pojačala  
 a da se time ne menja  
 frekvencijski pojačalom su do

### 2.6.4. Realna operaci

ona pojačala

Zahvaljujući tehničari integriranih krugova oper  
 pojačala su danas prošla široku primjenu. Linearni int  
 krugovi redovito se izvode kao višestepena direktno s  
 diferencijalna pojačala. Kao direktno spregnuta se iz  
 se izbjegnu kondenzatori koji se ne mogu izvesti u pl  
 tehničari dovoljno velikog kapaciteta, a da pri tome d  
 nična frekvencija bila previsoka. Direktna spre  
 gućava i prijenos svih sporih naponskih promjena, d  
 utjecaj drifta ionako otklanja jakom vanjskom negativ  
 ratnom vezom. Da bi se ostvarila što bolja stabilnost  
 te se diferencijalna pojačala, Zener diode i tranzist  
 generatori konstantne struje. Na sl. 2.44. dana je sh  
 arnog integriranog kruga IL 741 ili  $\mu L 141$ , koji ima  
 roku primjene. Njegovе su karakteristike:

Napon pomaka (offseta) za $R_1 = R_3 < 10 \text{ k}\Omega$	1,0
Struja pomaka (offseta)	30
Ulazna struja (input bias current)	200
Ulazni otpor $R_{ul}$	1000
Naponsko pojačanje $A_o$ uz $R_p \geq 2 \text{ k}\Omega$	2
Faktor diskriminacije	90
Vrijeme porasta	0,3
Maksimalna brzina porasta napona uz $R_p \geq 2 \text{ k}\Omega$	0,5
Maksimalna promjena izlaznog napona	$\pm 14$
Napon napajanja	$\pm 15$
Potrošnja energije	50



Sl. 2.44.

Postoje operaci  
 'instrumentaciji' i zuehu  
 integriranog kruga. On  
 pojedini dijelovi pojačala

one pojačala koja se  
 su bolje performancija od u  
 se najviše izvode u hibrid  
 mogu biti ispodu u integriran

Do sada smo u razmatranjima uzimali u obzir da se realno pojačalo razlikuje od idealnog slučaja u tome što mu pojačanje ne teži u beskonačnost i što mu je ulazni otpor velik iako konačan i izlazni mali, ali ne i nula. No realno operativno pojačalo ima još značajnijih odstupanja od idealnog pojačala, koja se očituju u tome, da iako je ulazni napon pojačala nula, na izlazu pojačala se pojavljuje neki napon. Ovaj napon je posljedica tzv. napona i struje pomaka (offseta).

Na sl. 2.39. se vidi da se ulazni stupanj linearnog integriranog kruga izvodi kao diferencijalno pojačalo. Ulazne priključnice vezane su na baze tranzistora <sup>ulaznog</sup> ovog stupnja. ~~U~~ kroz <sup>koje</sup> ~~svake~~ teče struja. Obilježimo li struju koja teče kroz invertiranu priključnicu sa  $I_-$ , a struju koja teče kroz neinvertiranu priključnicu sa  $I_+$ , onda je struja pomaka (offset-a), razlika ovih dviju struja uz napon na izlazu pojačala jednak nuli

$$I_{off} = | I_+ - I_- | \quad \begin{matrix} 2.168 \\ /2.135./ \end{matrix}$$

Prosječna struja (od struja  $I_+$  i  $I_-$ ) kroz svaku ulaznu priključnicu uz napon na izlazu jednak nuli ~~je~~ poznata je pod imenom ulazne struje (input bias current), a definirana je kao

$$I_B = \frac{I_+ + I_-}{2} \quad \begin{matrix} 2.169. \\ /2.136./ \end{matrix}$$

Razlika među strujama svake pojedine priključnice (struja offset-a) svakako je manja od prosječne struje kroz svaku pojedinu ulaznu priključnicu  $I_B$  i to za 5 do 10 puta. Ulazne struje su nepovoljne, jer stvaraju padove napona na ulaznim otporima ( $R_1$  i  $R_3$ , sl. 2.40. i 2.41.). Ukoliko su ovi otpori dosta veliki, javit će se na njima i veći padovi napona, pa ~~uz~~ <sup>može</sup> postojeće razlike među strujama jedne i druge priključnice biti i veća naponska razlika među ulaznim priključnicama. Ova se razlika još do izlaza pojačala pojača  $A$  puta, što na izlazu može dati velika odstupanja izlaznog napona  $\Delta U_{2s}$  nule. Na osnovu ~~ovog~~ rečenog možemo <sup>se</sup> pisati da je ~~na~~ izlazu napon

$$\Delta U_{2s} = (R_1^* I_- - R_3 I_+) A \quad \begin{matrix} 2.170 \\ /2.137./ \end{matrix}$$

Kod većih vrijednosti otpora  $R_1^*$  i  $R_3$  i većih pojačanja  $A$  <sup>napon na izlazu  $\Delta U_{2s}$  doseg</sup> može doći do napona zasićenja na izlazu pojačala, a to je u

*Ovdje se pod  $R_1^*$  podrazumijeva paralelni spoj otpora  $R_1$  i  $R_2$ .  
U svakom slučaju mora postojati potpuna jednakostranost otpora i neinvertirajuć ulaznog kruga.*

Napon  $\Delta U_{2s}$  na izlazu daće se istina smanjiti na nulu promjenom otpora  $R_1^*$  i  $R_3$  tako da vrijedi

$$R_1^* I_- = R_3 I_+ \quad \begin{matrix} 2.171 \\ /2.139/ \end{matrix}$$



samo se ova jednakost ne može zadržati kroz duže vrijeme pogotovo za veće vrijednosti  $R_1$  i  $R_3$ , jer se struje  $I_-$  i  $I_+$  mijenjaju pod utjecajem promjene temperature, napona napajanja, itd. Iz tih razloga kod većih ulaznih otpora  $R_1$  i  $R_3$  treba odabrati integrirani krug sa što manjim strujama offseta.

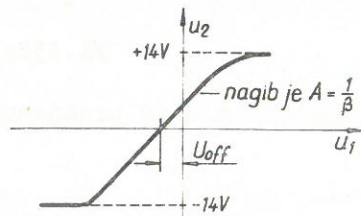
No i kad su ulazne priključnice pojačala kratko spojene ( $\Delta U_{2s} = 0$ ) na izlazu pojačala se može pojaviti napon  $\Delta U_{2u}$ , koji se može smatrati da je izazvan nekim naponom  $U_{off}$  na ulazu. To je napon pomaka (offseta). Ovaj napon se inače definira kao onaj napon na ulazu u pojačalo (uz  $R_1$  i  $R_3$  zanemarivo mali), koji reducira izlazni napon  $\Delta U_{2u}$  na nulu. ~~Tako da uz isti napon  $U_{off}$  na ulazu, napon na izlazu  $\Delta U_{2u}$  može biti veći ili manji što ovisi o pojačanju pojačala A. Uzevši i napon pomaka u obzir, izraz /1.137/ sada glasi~~

$$\Delta U_2 = A [ U_{off} + R_1^* I_- + R_1 I_+ ]$$

2.172.  
/1.140/

*Podmije je promjena izlaznog napona može se kretati samo u određenim granicama, što ovisi o naponu napajanja i veličini otpora opterećenja*

Tako je u konkretnom slučaju uz napon napajanja  $\pm 15$  V maksimalna promjena izlaznog napona  $\pm 14$  V. Na sl. 2.45. je prikazana amplitudno-amplitudna karakteristika linearnog integriranog kruga. Vidi se da je ona većim svojim dijelom linearna. Karakteristično je da ne prolazi kroz ishodište, nego je za veličinu napona pomaka  $U_{off}$  od ovog pomaknuta lijevo ili desno, ~~već prema predznaku napona  $U_{2s}$~~



Sl. 2.45.

zana amplitudno-amplitudna karakteristika linearnog integriranog kruga. Vidi se da je ona većim svojim dijelom linearna. Karakteristično je da ne prolazi kroz ishodište, nego je za veličinu napona pomaka  $U_{off}$  od ovog pomaknuta lijevo ili desno, ~~već prema predznaku napona  $U_{2s}$~~

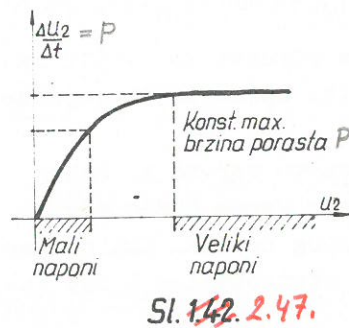
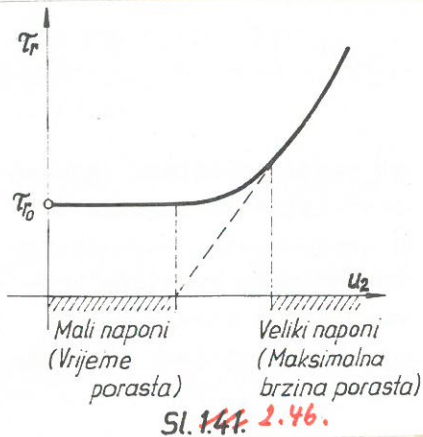
U poglavlju 1.5. je rečeno, da je porast napona  $\tau_r$  (rise time) jedna karakteristična veličina mjernog pojačala, neovisna o veličini napona na ulazu u pojačalo, <sup>kad</sup> ukoliko ovo radi u linearnom području. ~~Kod operacionih pojačala uz primjenu~~

*No u slučaju da su naponi <sup>i struja</sup> na ulazu pojačala veliki i da ulaze u područje nelinearnosti pojačala, ne može se više smatrati vrijeme porasta  $\tau_r$  konstantnim. Na sl. 2.46. je pokušano kako vrijeme porasta  $\tau_r$  <sup>u</sup> raste sa povećanjem izlaznog napona  $U_2$  pojačala. Zato se u području većih napona i struja na izlazu pojačala definiira druga veličina koja karakterizira povećanje pojačala ~~pod~~ <sup>u ovom području</sup>, a zove se maksimalna brzina porasta napona (slew rate ili slow rate)*

$$P = \frac{du_2}{dt}$$

(2.173)

Ova veličina se redovito izražava u voltima u mikrosekundi ( $V/\mu s$ ). Kod linearnih integriranih krugova se obično kreće u granicama od 0,1 do  $1 V/\mu s$ , dok kod ostalih operacionih pojačala može doseći i vrijednosti od  $1500 V/\mu s$ .



Na sl. 1.42. je prikazana ovisnost maksimalne brzine porasta napona  $\frac{\Delta u_2}{\Delta t}$  o veličini izlaznog napona, gdje se vidi da ova veličina za manje signale raste.

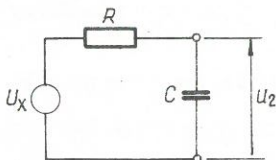
*gdje je vrijeme porasta napona konstantno, dok je za veći napone  $u_2$  maksimalna brzina porasta napona  $P$ , konstantna.*

Kao uzrok ovoj pojavi možemo navesti ograničenu struju kojom se

može nabijati kapacitivnost  $C$ , koja se sastoji od rasipnih kapacitivnosti izlaznog stepena i od kondenzatora koji služe za frekvencijsku kompenzaciju kod operacionih pojačala. Na slici 2.48.

1.43. je prikazana nadomjesna shema za ovaj slučaj. Ako izvor  $U_x$  nije

*zbog nelinearnosti ograničena,* onda nabijanje kondenzatora  $C$  teče po eksponencijalnom zakonu i vrijeme porasta ne ovisi o veličini napona  $U_x$ . S druge strane, ako izvor ne može dati struju veću od neke granične vrijednosti  $I_0$ , onda će se kondenzator  $C$  nabijati konstantnom strujom  $I_0$  pa je napon



Sl. 1.43. 2.48.

$$u_2 = \int_0^t \frac{i dt}{C} \quad \begin{matrix} 2.174. \\ /1.142./ \end{matrix}$$

odnosno uz  $i = I_0 = \text{konst}$

$$u_2 = \frac{I_0}{C} t \quad \begin{matrix} 2.175. \\ /1.143./ \end{matrix}$$

U ovom slučaju napon na kondenzatoru  $C$  rasti će linearno sa vremenom i vrijeme porasta  $\tau_r$  više neće biti neovisno o veličini signala. Sada će samo brzina porasta napona biti konstantna prema izrazu

$$\frac{du_2}{dt} = \frac{I_0}{C} \quad \begin{matrix} 2.176 \\ /1.144./ \end{matrix}$$



Do ograničenja struje na izlazu pojačala dolazi dijelom i zbog limitiranja ("rezanja") velikih izlaznih signala u samom izlaznom stupnju ili u stupnju ispred ovog, tako da izlazni stupanj ne može dati veće struje od neke granične vrijednosti. Uzmimo kao primjer da je maksimalna struja koju sklop može dati 10 mA, a vanjska kapacitivnost 1000 pF, onda je maksimalna brzina porasta napona

$$P = \frac{du_2}{dt} = \frac{10^{-2}}{10^{-9}} = 10^7 = 10 \text{ V}/\mu\text{s} \quad \begin{array}{l} 2.179. \\ /1.145./ \end{array}$$

Ova pojava znatno smanjuje vrijeme porasta kod većih izlaznih signala i time kvari karakteristike operacionih pojačala

Da se vidi kako ograničena maksimalna brzina porasta  $P$  utječe na gornju graničnu frekvenciju pojačala pogledajmo sljedeći primjer. Ako je napon na izlazu pojačala sinusoidalan i dat izrazom

$$u_2 = U_2 \sin \omega t \quad \begin{array}{l} 2.180 \\ /1.146./ \end{array}$$

Brzina promjene <sup>napona</sup> sinusoide je

$$\frac{du_2}{dt} = \omega U_2 \cos \omega t, \quad \begin{array}{l} 2.181 \\ /1.147./ \end{array}$$

pa ~~dok~~ je maksimalna brzina <sup>porasta  $P$</sup>  promjene kod sinusoide na presjecištima sa apscisom tj.

$$\left( \frac{du_2}{dt} \right)_{\max} = \omega U_2 \leq P \quad \begin{array}{l} 2.182 \\ /1.148./ \end{array}$$

Kako ova vrijednost ne može biti veća od veličine  $P$  <sup>za to pojačalo</sup> toga sklopa, to nastaju izobličenja, pa se sinusoida pretvara u trokutasti napon porastom frekvencije sinusoide iznad maksimalne vrijednosti  $\omega_m$ , koja proizlazi iz izraza /1.148./

$$\omega_m \leq \frac{P}{U_2} \quad \begin{array}{l} 2.183. \\ /1.149./ \end{array}$$

Vidimo da što je veći napon na izlazu  $U_2$ , to će izobličenja nastati kod niže maksimalne frekvencije  $\omega_m$ . Kod ~~ja-ke negativne povratne veze i velikih napona na izlazu je~~  $\omega_m < \omega_g$ , pa ova nelinearna izobličenja nastaju kod frekvencija nižih od gornje granične frekvencije  $\omega_g$ , <sup>dokine se slučaj linearnog pojačala</sup>

### 2.6.5. Frekvencijska kompenzacija pojačala

Kod operacionih pojačala sa jakom negativnom povratnom vezom može lako doći do samooscilacija na višim frekvencijama što potpuno onemogućava rad pojačala, a može dovesti i do njegovog uništenja zbog termičkog preopterećenja.

\* Kod jedinstepnog R-C pojačala prijenosna funkcija imaće jedan pol koji odgovara gornjoj graničnoj frekvenciji tog pojačala.



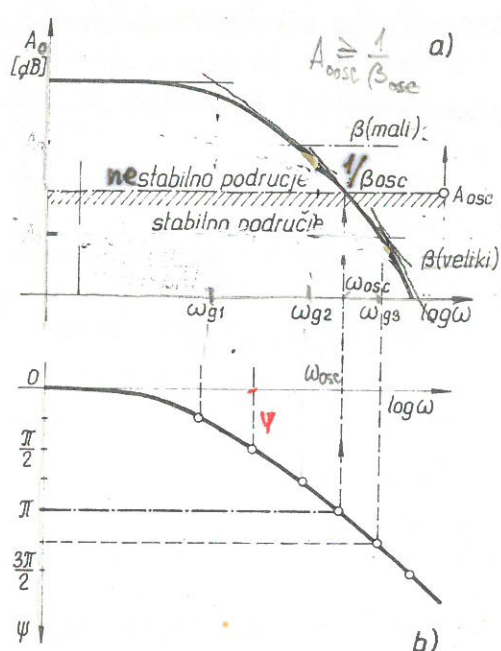
U poglavlju 2.4.1. je pokazano da kod jednostepenog pojačala pojačanje iznad gornje granične frekvencije opada za 6 dB/okt /2.14./ Ako je pojačalo izvedeno kao višestepeno, sa različitim gornjim graničnim frekvencijama  $\omega_{g1}$  svakog pojednog stepena, onda se može napisati da je ukupno pojačanje

$$A = \frac{A_{01} A_{02} A_{03} \dots A_{0n}}{\sqrt{1 + (\frac{\omega}{\omega_{g1}})^2} \sqrt{1 + (\frac{\omega}{\omega_{g2}})^2} \sqrt{1 + (\frac{\omega}{\omega_{g3}})^2} \dots \sqrt{1 + (\frac{\omega}{\omega_{gn}})^2}}$$

2.184.  
/1.150./

Uzmimo da je pri tome  $\omega_{g1} < \omega_{g2} < \omega_{g3} \dots < \omega_{gn}$  i zadržimo se u razmatranju samo na tri stepena pojačanja, onda na osnovu izraza /2.184./ možemo na sl. 1.44. grafički

prikazati amplitudno-frekvencijska i fazno-frekvencijska karakteristika u logaritamskom mjerilu inace poznata kao Bode-ov prikaz. Na sl. 2.49. prikazana je amplitudno-frekvencijska i fazno-frekvencijska karakteristika jednog trostepenog pojačala sa tri pojedinačne granične frekvencije  $\omega_{g1}, \omega_{g2}, \omega_{g3}$ . Pojačanje pada nakon frekvencije  $\omega_{g1}$  za 6 dB/okt, nakon  $\omega_{g2}$  za 12 dB/okt i konačno nakon  $\omega_{g3}$  za 18 dB/okt.



Sl. 1.44. 2.49.

do  $\omega_{g3}$  pada sa 12 dB/okt, da bi za frekvencije veće od  $\omega_{g3}$  pad pojačanja bio 18 dB/okt. Ovakav slučaj susrećemo kod većine linearnih integriranih krugova.

Fazna karakteristika je prema jednačbi /2.15./ za slučaj višestepenog pojačanja

$$\psi = \arctg \frac{\omega}{\omega_{g1}} + \arctg \frac{\omega}{\omega_{g2}} + \dots + \arctg \frac{\omega}{\omega_{gn}}$$

/2.185./  
~~/1.151./~~

prikazana na sl. 1.49.b. Vidimo da kod frekvencije  $\omega_{osc}$  između druge  $\omega_{g2}$  i treće  $\omega_{g3}$  gornje granične frekvencije, dolazi do zaokreta faza za 180°, a to znači da se u izrazu /2.97./

promijenio predznak u nazivniku, pa da sada glasi

$$A = \frac{A_0}{1 - \beta A_0}$$

2.186.  
/1.152./

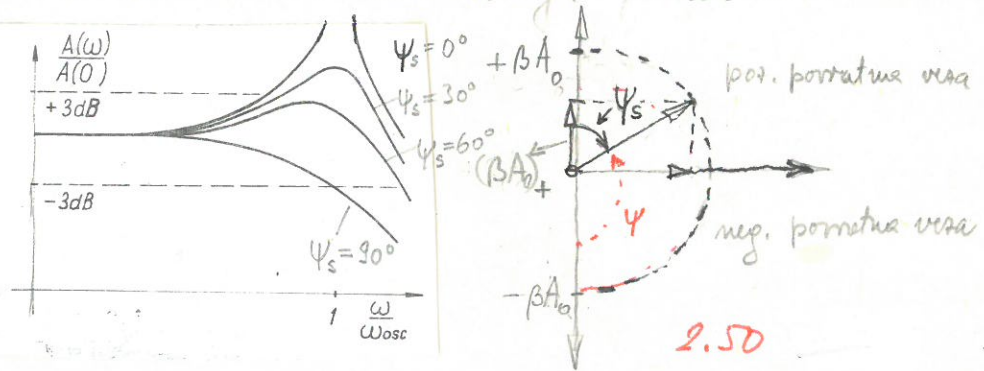
Da dođe do samooscilacija mora biti ispunjen uslov  $\beta A_0 \geq 1 \angle 0^\circ$ . Ukoliko je  $\beta A_0 > 1$  doći će do porasta amplituda, dok se pojačanje ne smanji uslijed nelinearnosti i ne bude zadovoljen uslov stacionarnih oscilacija za  $\beta A_0 = 1 \angle 0^\circ$ . Formulu mora se redovito izvoditi otporna kada je  $\beta \angle 0^\circ$ . U poznatu mjerilu za  $\beta$  oscilacije će nastupiti, ako

$$A_{osc} \geq \frac{1}{\beta}$$

i ako je zakret faze pojačala  $180^\circ$ . Određivanje veličine  $A_{osc}$  odvratiti se frekvencijsko-amplitudne i faze karakteristike na sl. 2.49. Kod frekvencije  $\omega_{osc}$  gdje je zakret faze  $180^\circ$  ispitati koliko je pojačanje  $A_0$  na amplitudno-frekvencijskoj karakteristici, bez povratne veze. U istom slučaju može se ispitati da li se  $A_0$  veći od  $A_{osc}$  ili ne. Tako npr. linearni integrirani krug  $\mu A702$  ima granične frekvencije na 0,8 MHz, na 4 MHz i 40 MHz. Samo-oscilacije nastaju kod 14 MHz, jer je tu zakret faze  $180^\circ$ , a koeficijent povratne veze  $\beta$  mora biti manji od  $1/50$ , da ne nastupe oscilacije, jer je pojačanje  $A_0$  na frekvenciji od 14 MHz oko 50 puta.

Budući da pojačanje  $A_0$  ovisi u priličnoj mjeri o temperaturi, naponu napajanja i vremenu, to za realizaciju stabilnog pojačanja  $A$  ovo pojačanje mora biti iz razloga sigurnosti iznad pojačanja  $A_{osc}$  gdje nastupaju samooscilacije,

Ako je fazi kut  $\psi$  manji od  $180^\circ$  onda iako ne nastaju oscilacije može doći do značajnih izobličenja zbog velikih nelinearnosti amplitudne i faze karakteristike. Poslije izmjeru fazonog kuta pojačala  $\psi$  i  $180^\circ$  zove se fazi kut sigurnosti  $\psi_s = 180^\circ - \psi$ . Ovaj fazi kut je suma fazonog kuta pojačala i povratne veze. Na kolov je kod povratne veze bez fazi kut  $0$  zbog otpornog djelitelja to je fazi kut pojačala i fazi kut cjelokupne povratne veze. Ako je fazi kut sigurnosti  $\psi_s = 0$  nastupaju oscilacije. Najgorim porastom oscilacije i modriranja u amplitudno-frekvencijskoj karakteristici opadaju dok  $\psi_s$  ne postane  $90^\circ$  kada više nema modriranja prema sl. 2.50.



2.50

Nadmiranje u amplitudno-frekvencijskoj karakteristici su posljedica komponente  $(\beta A_0)_+$  u smislu pozitivne povratne veze za kutove sigurnosti  $\psi_s$  manji od  $90^\circ$ .

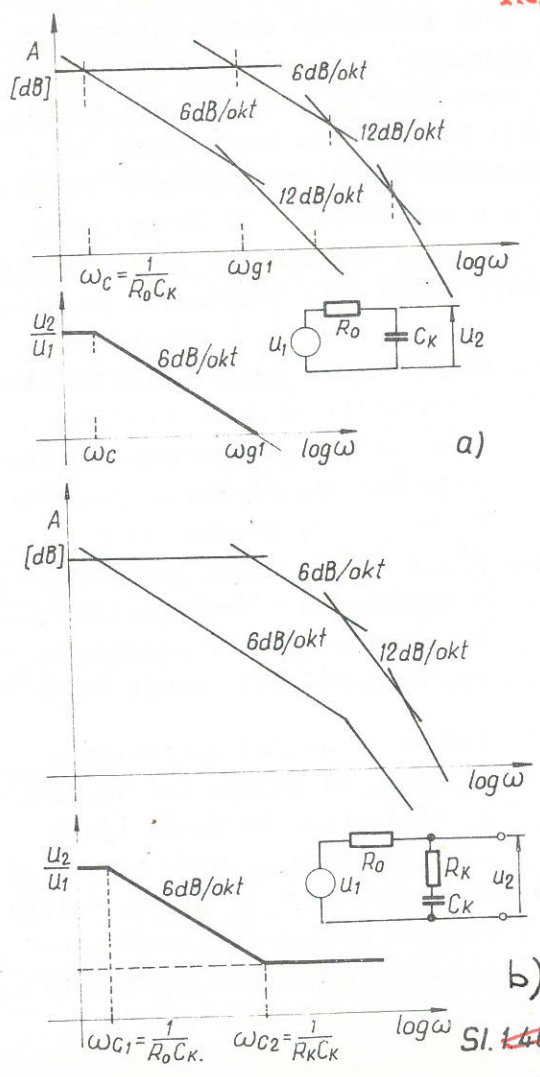


Prema tome da ne nastupe samooscilacije kut sigurnosti  $\psi_s$  pojačala mora biti svakako veći od  $0^\circ$ , a da ne bude i nadvišenja u amplitudno - frekvencijskoj karakteristici kut sigurnosti  $\psi_s$  ne smije biti manji od  $90^\circ$ .

Budući da se kod operacionih pojačala ne možemo zadovoljiti sa činjenicom da koeficijent povratne veze  $\beta$  mora biti mali

(a u većini slučajeva se želi jaka povratna veza tj.  $\beta$  velik za stabilno pojačanje), to se u ovakvim slučajevima mora provesti frekvencijska kompenzacija, koja omogućava i primjenu jake povratne veze uz zadovoljavajuću stabilnost.

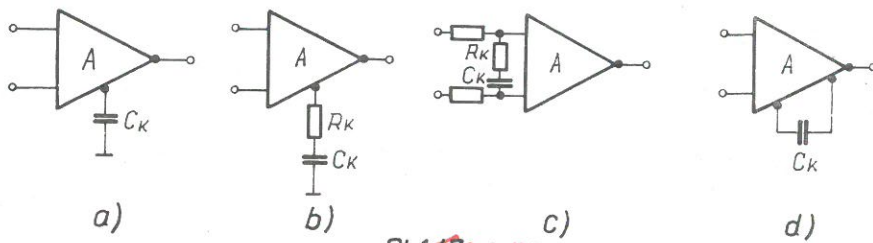
Frekvencijska kompenzacija se sastoji u tome da se pojačanje u petlji povratne veze  $\beta A$  smanji ispod 1, prije nego što se dosegne kritična frekvencija  $\omega_{osc}$ , gdje je fazni zakret  $180^\circ$ , i gdje mogu nastati samooscilacije. Frekvencijska kompenzacija se može sprovesti na najjednostavniji način tako, da se u krug pojačanja ubaci jedan kondenzator. Na ovaj način dolazi do pada pojačanja već kod nižih frekvencija, pa je pojačanje povratne petlje  $\beta A < 1$ , kad zakret faze dosegne kritičnu vrijednost od  $180^\circ$ . Ovo je lako uočljivo na prikazanoj slici



2.51.1.46.a. Ukoliko želimo ostvariti sa jakim negativnom povratnom vezom malo pojačanje  $A$ , onda je  $\beta$  velik. Sa kondenzatorom  $C_k$  se postiže da je pojačanje već kod prve granične frekvencije  $\omega_{g1}$  jednako željenom uz zakret faze od svega  $90^\circ$ , tako da je kut sigurnosti također  $90^\circ$ . Ako se želi ostvariti šire frekvencijsko područje onda se frekvencijska kompenzacija izvodi sa otporom  $R_k$  i kondenzatorom  $C_k$  u seriju, tako da se zakret faze od  $90^\circ$  postiže tek kod druge granične frekvencije  $\omega_{g2}$  zahvaljujući činjenici da za frekvencije veće od  $\omega_{g1}$  nema zakreta faze, jer je  $R_k \gg 1/\omega_{g2} C_k$ . Na ovaj

Sli. 1.46. 2.51.

Na slici 1.47 a i b je pokazano kako se frekvencijska kompenzacija izvodi u prvom i drugom slučaju. Kompenzacija izvršena u drugom slučaju može biti primjenjena bliže izlazu (1.47.b) ili



Sl. 1.47. 2.52.

## 2.53.

na samom ulazu (sl. 1.47.c). S gledišta stabilnosti u principu je svejedno na kojem mjestu u pojačalu će se kompenzacija primjeniti, ali s obzirom na maksimalnu brzinu porasta napona (slewing rate) kod većih izlaznih signala i obzirom na faktor šuma nije tako. Ako se kompenzacija primjenjuje bliže izlazu pojačala, onda se može ostvariti bolji faktor šuma, ali manja maksimalna brzina porasta napona  $P$ , dok kod kondenzatora  $C_k$  i  $R_k$  smještenih na ulazu pojačala brzina porasta napona je znatno veća, a faktor šuma lošiji tj. veći. Osim na navedene načine kompenzacija se može ostvariti spajanjem kondenzatora između dva stupnja (sl. 1.47.d) na koji se način može postići znatno proširenje frekventnog opsega.



### 3. POJAČALA ZA MJERENJE MALIH NAPONA I STRUJA

81

Koliku god pažnju posvetili konstrukciji istosmjernog odnosno direktno spregnutog pojačala, uvijek je prisutan relativno velik posmak radne točke (drift). Za razliku od istosmjernog pojačala kod izmjeničnog pojačala posmaka nema. Ako ovaj i postoji on je zanemarivo mali, jer je posljedica posmaka samo izlaznog stupnja, koji je od prethodnog odijeljen kondenzatorom. Zato je blizu pomisao, da se sporo promjenljivi napon koji se mjeri, pretvori u napon više frekvencije moduliran sporo promjenljivim naponom. Ovakav napon više frekvencije pojačava se sada izmjeničnim pojačalom, ~~ali bez posmaka~~. Da bi se nakon pojačanja napon više frekvencije pretvorio u prvobitni oblik <sup>sporo promjenljive</sup> signala vrši se sinhro - demodulacija. Pojačala koja rade na navedenom principu zovu se pojačala sa transpozicijom frekvencije. No ni ova pojačala nisu potpuno

imuna od posmaka nule (drifta). Stupanj na ulazu pojačala u kojemu se vrši modulacija (modulator) ~~na~~ redovito ima izvjesni posmak nule koji se u potpunosti ne da izbjeći. Ovaj posmak nule je svakako znatno manji, nego što je to u slučaju direktno spregnutih pojačala.

Na posmak nule utječu najviše tri osnovna faktora: promjena temperature, starenje i promjena napona napajanja. Uslijed različite temperaturnih koeficijenta sastavnih dijelova pojačala dolazi <sup>do stvaranja</sup> u promjenljivoj ~~raz~~ istosmjernog napona zbog nastale nesimetrije, što se izražava <sup>koeficijentom</sup> u posmaku nule ovisnom na temperaturu ~~se~~ najčešće kao  $\mu V/^{\circ}C$ .

Koeficijent posmaka nule ovisnom na vrijeme je posljedica starenja materijala i njemu se njegove promjene odvijaju samo u jednom smjeru. Obično se izražava u  $\mu V/dan$ . Ovaj posmak ne raste linearno sa vremenom. Ako obilježimo koeficijent posmaka nule ovisnom na vrijeme sa  $K_0 = V/T_0$ , gdje je  $T_0$  <sup>manji</sup> određeni vremenski period (sat, dan) onda se koeficijent za duži vremenski period  $T$  može odrediti prema empirijskom izrazu  $K_T = K_0 \cdot \sqrt{\frac{T}{T_0}}$ . Koeficijent posmaka nule ovisnom na napon napajanja je znatno manji od posmaka zbog promjene temperature i dade se relativno lako umanjiti <sup>boljom</sup> stabilizacijom napona napajanja. Osim toga kod mjerenja vrlo malih struja poseban na drift utječu vlažnost, loša izolacija i agresivni plinovi u atmosferi.



Da se dobije jedina približna informacija može se reći da je kod diferencijalnih pojačala postave nule zbog promjene temperature u podnežji od  $3 \mu V/^\circ C$  <sup>u</sup> najboljim slučajima <sup>kod specijalnih monolitnih integracijskih</sup> do nekih  $0.5 \mu V/^\circ C$ , zbog starenja najmanje  $5 \mu V$  i više i od 100 do 200  $\mu V/V$  zbog promjene napona napajanja. Ove vrijednosti se odnose i na većinu integriranih operacionih pojačala.

Mnogobolji rezultati mogu se postići u pogledu uvedene veličine prijenosne pojačala sa tranzicijskom frekvencijom. Pretvorba više frekvencije signala u visu može se postići mehaničkim prekidacima ili poluprovodničkim barijerama koje se koriste tranzistori ili FET-ovi. <sup>Također se kao prekidaci mogu koristiti i fotootpori</sup> Osim toga kao modulatori - može se koristiti i promjenljiva kapacitivna reaktancija ostravene kapacitivnim diodama. Tu razlikujemo modulator sa kapacitivnim diodama u osnovnom spoju, mikrofrekvencijsko parametarsko pojačalo i pojačalo sa dinamičkim kondenzatorom. Sve ove pojačala sa kojima koriste kapacitivne diode u modulatoru mogu biti plivozračnog tipa i imati velike ulazne otpore, što se posebno odnosi na pojačalo sa dinamičkim kondenzatorom gdje ulazni <sup>otpor</sup> može iznositi i  $10^{16} \Omega$ . Unasle i pojačala plivozračnog tipa koja ne koriste kapacitivne diode, iako se koriste tranzicijskom frekvencijom signala nještanjem. Posebne ~~tipa~~ plivozračna pojačala pretvaraju signal u svjetlo i zatim svjetlo ponovo u električni signal. To su tzv. optoelektroničke pojačale.

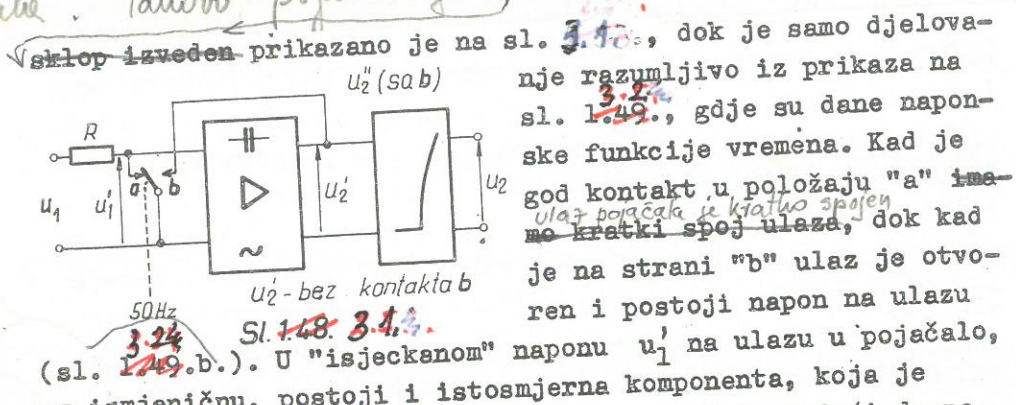
Na kraju ovog uvoda može se reći da se <sup>sa</sup> <sup>u</sup> upotrebi vrlo male struje  $< 10^{-14} A$  koriste elektroničarske pojačale. U ovoj grupi pojačala ide i pojačalo sa <sup>modulatorom</sup> sa kapacitivnim diodama i sa dinamičkim kondenzatorom.



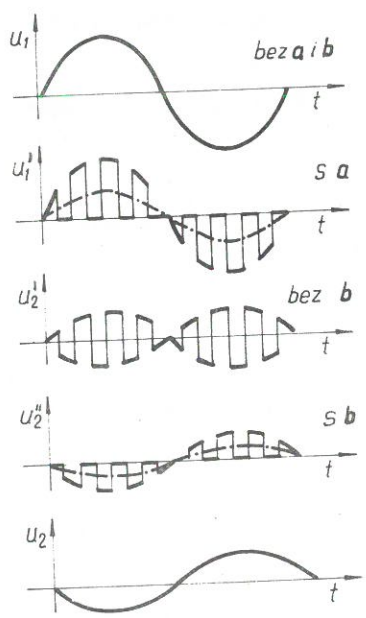
### 3.1. Pojačala s transpozicijom frekvencije

#### 3.1.1. Pojačalo s mehaničkim prekidačem ("Chopper")

Preobratanje napona niske frekvencije u višu vrši se mehaničkim kontaktom koji vibrira kratkospajajući i otvarajući ulaz izmjeničnog pojačala. Takovo pojačalo je --



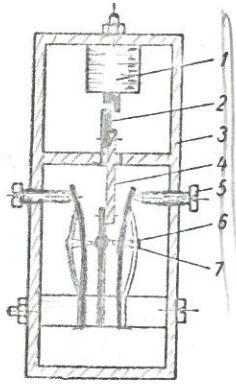
(sl. 149.b.). U "isjeckanom" naponu  $u_1'$  na ulazu u pojačalo, uz izmjeničnu, postoji i istosmjerna komponenta, koja je crta-točka krivuljom predočena na istoj slici. Budući da pojačalo ne može pojačavati i istosmjernu komponentu na izlazu imamo isti oblik napona, samo povećane amplitude zbog pojačanja pojačala, ali bez istosmjerne komponente. Ako bi ovakav signal ispravili jednim fazno neosjetljivim ispravljačem koji restaurira samo anvelopu krivulje



Sl. 149. 3.2.

restaurira samo anvelopu krivulje  $u_2'$ , ne bi dobili oblik napona sa ulaza. Zato je provedena sinhro-demodulacija, koristeći drugi položaj "b" kontakta. Sada će biti kratko spojen napon na izlazu  $u_2'$  u odsječcima vremena kada nije kratko spojen ulazni napon, pa će napon na izlazu ponovo sadržavati pojačanu istosmjernu komponentu  $u_2''$ . Da bi se riješili visokofrekventne komponente koristi se niski propust. Treba nastojati da je parazitna kapacitivnost među kontaktima što manja, kako ne bi došlo do pozitivne povratne veze, koja može izazvati samooscilacije.

Prekidajući kontakt se pokreće elektromagnetom. Kontakt i uzbuđeni elektromagnet nazivaju se vibratorom (u engl. lit. je uobičajen naziv "chopper"). Svakako da se želi koristiti najveća Na sl. 3. 3. koji prikazuje ovaj vibrator na pojednostavljen način.



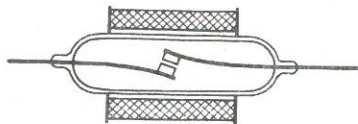
sl. 3.3.

Sa 1 je omotač elektromagnet, 2 je pomična kotva, 3 je kućište vibratora, 4 je njah za podešavanje, 5 su kontakti. Zahvaljujući dobrom oklopu elektromagneta smetnje su male i šum je manji od 1  $\mu$ V. Dio između kotve i pomičnog pera je izveden od nemagnetskog materijala, što također smanjuje utjecaj polja uzbuđenog magnetu. Vrlo je važno da se uzbudni magnet što bolje oklopi da ne utiče u prostor kontakata, a i b. Frekvencija prekidanja je postojno da bude što veća, jer se ona odvrtuje i goni granicu frekvencije pojačala. Frekvencija prekidanja je obično 5 do 10 puta veća od gornje granice frekvencije pojačala. Frekvencija prekidanja je zapravo rezonantna frekvencija vibrirajućeg žičica, kada su

amplitude pomičnog kontakta najveće uz minimum utroška energije u uzbuđenom elektromagnetu. Potrebna energija za uzбудu je redovito manja od 1 W, dok se frekvencija prekidanja kreće u granicama od 50 Hz do 400 Hz. Vibrator izdrži bez ikakvih intervencija najmanje oko 3000 sati rada. Da bi kontakti što dulje trajali i imali što manje međusobne potencijale izvode se od zlata, bronce ili neke specijalne legure (npr. 62% srebra, 4% zlata i 30% paladija). Osim toga unutrašnjost vibratora je ispunjena plemenitim plinom kao što je argon.

Popunak male u ovisnosti o temperaturi je vrlo mali i iznosi  $0,4 \mu$ V/°C. o ho

Da bi se povećala frekvencija prekidanja vibratora, mora se smanjiti masa pomičnih kontakata i povećati krutost povratnog pera. Tako se kod tzv. "reed-kontakata", kontaktna pera izvode od feromagnetskog materijala pa se na njihovo pokretanje direktno utječe magnetskim poljem zavojnice smještene izvan ovih kontakata prema sl. 3.4.



Reed relej

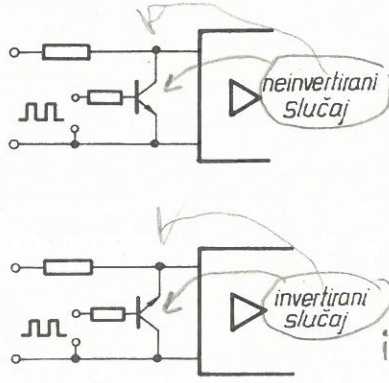
Sl. 150. 3.4.

Na ovaj način se mogu ostvariti frekvencije prekidanja i od 2,3 kHz. U ovom slučaju su kontakti jednostavni radni, a ne izmjenični kao kod vibratora i ne može se provesti sinhro-demodulacija. Razmaci među kontaktima su i kod vibratora i kod reed-kontakta mali i kreću se od 0,1 mm do 0,4 mm.

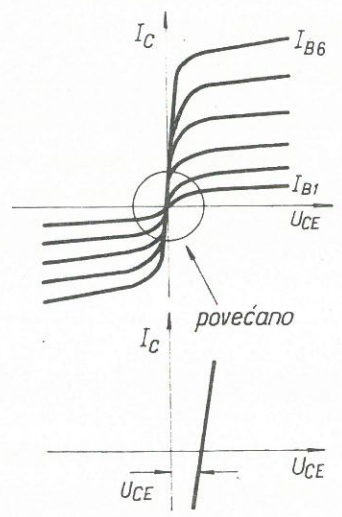


3.1.2. Pojačalo sa poluvodičkim prekidačem

Da bi se još više proširila gornja granična frekvencija pojačala potrebno je povećati frekvenciju prekidanja, što se može postići, ako se odustane od mehaničkog prekidanja i uvedu tranzistori ili FET-ovi kao sklopke. Na sl. 3.5 je prikazan tranzistor u ulozi prekidača ili sklopke. Ovdje su prikazana dva različita slučaja: neinvertirani i invertirani. U prvom slučaju djeluje pravokutni napon uzbude između baze i emitera, a u drugom između baze i kolektora. Između kolektora i emitera nalazi se vrlo mali mjerni napon, tako da je struja baze čak veća od struje kolektora odnosno emitera. Tranzistor kao sklopka je bidirekcionalan tj. kad je struja baze veća od



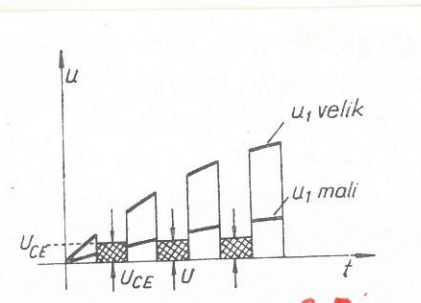
Sl. 151. 3.5.



Sl. 152. 3.6.

nule propuštati će struju bez obzira, da li između kolektora i emitera vlada pozitivan ili negativan napon. Ovo se vidi sa slike 3.5. Osim toga je vidljivo da postoji mali otpor kolektor-emiter u području vođenja, što nije bio slučaj kod mehaničkog kontakta, gdje je taj otpor bio manji od  $0,1\Omega$ . No ovdje se javlja jedan nepovoljan napon  $U_{CE}$ , dok tranzistor vodi, koji se u neinvertiranom slučaju kreće oko 5 do 20mV, dok je u invertiranoj izvedbi manji i iznosi oko 0,25 do 2 mV. U otvorenom stanju otpor između kolektora i emitera je kod germanijevih tranzistora oko desetak  $k\Omega$ , dok kod silicijevih iznosi više  $M\Omega$ . Preostali napon  $U_{CE}$  ili  $U_{EC}$  koji tranzistor udaljuje svakako od idealnog slučaja povećava minimalni napon koji se ovakvim pojačalom može pojačavati.

Najmanji napon koji se pojačava ne može biti mnogo manji od preostalog napona  $U_{CE}$  ili  $U_{EC}$  tim više što ovaj ovisi o temperaturi, vremenu, itd., pa se ne zna, da li je nastala promjena na izlazu pojačala uslijed promjene napona na ulazu u pojačalo ili napona  $U_{CE}$  odnosno  $U_{EC}$ . Očito je da je invertirani slučaj zbog manjeg napona  $U_{EC}$  oko 0,25 mV povoljniji i omogućava pojačavanja signala istog reda veličine.

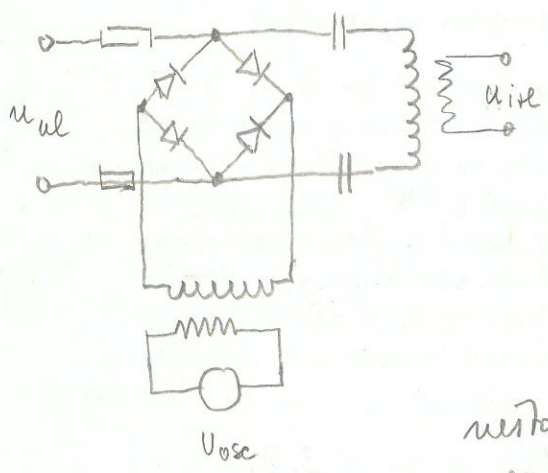


Sl. 153. 3.7.

Utjecaj napona  $U_{CE}$  na mjereni napon  $u$ , naljiv je sa sl. 3.7.



\* Ulogu prekidača mogu i grafi i diode u modulatom prema shemi na sl. 3.10. Napon oscilatora koji vrši ulogu prekidača može biti pravokutni ili sinusoidni



sl. 3.10.

može biti neholički puta veći od napona ulaznog signala da sa sigurnošću otvora i kratko spaja ulaz odvojeno propušta ili ne ulazi signal  $u_{ul}$  pa djeluje kao sklopka.

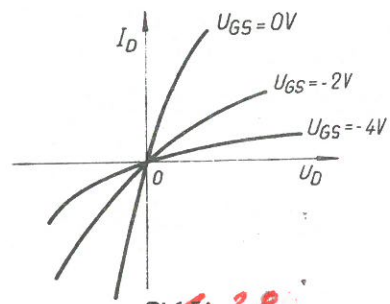
Pojačalo sa ~~sa~~ diodnim prekidačem nešto se manje upotrebljavaju jer je pomak napona relativno velik tj. ne manji od  $15 \mu V / ^\circ C$  (od  $+10$  do  $+50$ ) a i vremenska stabilnost nije osobito dobra i iznosi oko  $100 \mu V / \mu s$ . Usluži otvor pojačala sa diodnim

prekidačem je ~~oko~~ neholički statički kHz. Frekvencija prekidača ne odabire se većom od 500 kHz.



Primjena FET-a kao sklopke je svakako povoljnija, jer kod FET-a ne postoje preostali naponi budući da njegova karakteristika prelazi kroz ishodište.

Ako FET promatramo u neposrednom okolišu oko ishodišta odnosno, kad na njemu nije priključen napon između odvoda i izvora, onda ćemo primjetiti, da se on ponaša kao promjenljivi otpor kome veličinu mijenjamo promjenom napona na upravljajućoj elektrodi  $U_{GS}$ . Iz navedenog razloga FET kao sklopka je svakako povoljniji od tranzistora i s njime se mogu ostvariti pojačanja napona od nekih  $10 \mu V$ . Pri tome napomenimo još da je nivo šuma kod FET-ova nešto manji nego kod tranzistora i da iznosi oko  $0,2$  do  $0,3 \mu V$  za širinu pojasa od  $1 Hz$ .



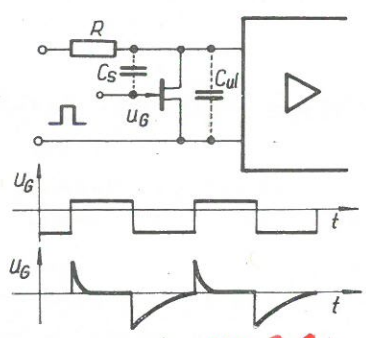
Sl. 154. 3.8.

Pomak nule kod FET-a kao sklopke je u najboljim slučajima  $2 \mu V/^\circ C$ , dok je kod

tranzistora nešto lošiji. Tome je razlog promjena otpora kanala FET-a kod promjene temperature

Ipak ni

tranzistori ni FET-ovi se kao sklopke ne mogu koristiti na vrlo visokim frekvencijama prekidanja. Frekvencija prekidanja kod tranzistora i FET-ova je oko  $100 kHz$ . Razlog tome što se ne može ostvariti veća frekvencija prekidanja leži u pojavi transijentnih napona, koji nastaju od rasipnih kapacitivnosti  $C_S$  između baze i emitera u invertiranom



Sl. 155. 3.9.

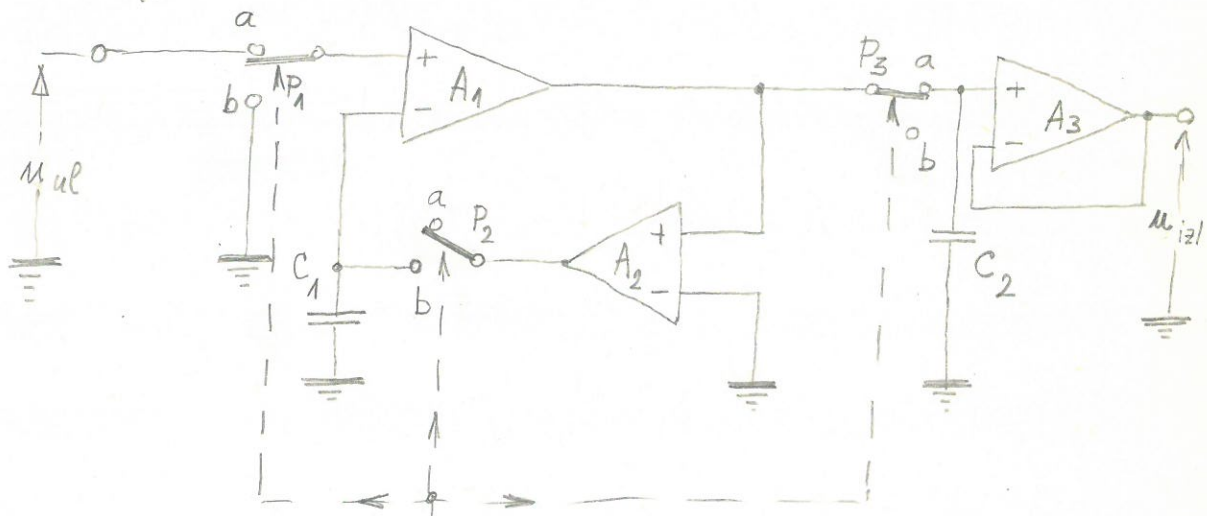
slučaju tranzistora odnosno upravljajuće elektrode i odvoda kod FET-ova. Transijentne pojave prikazane su na sl. 3.9. Gornji impuls je nešto kraći, jer je vremenska konstanta kad FET ili tranzistor vodi manja, nego kad ne vodi.

Jedini razlog pomaka nule nisu

poluvodički elementi, tranzistori, ili FET-ovi kad djeluju kao sklopke. Tome su razlog i različiti termoeleftri kod upotrebe nekih metala kao vodiča. kod male vrijednosti napona pomaka oni mogu biti čak veći od pomaka nule istovrsnog poluvodičkim elementima. Osim se mora povesti kod konstrukcije računara. Pomak nule je svakako od manje važnosti ako su izvori napona malog naponskog otpora kao što je to slučaj kod mjerenja temperature termoparovima ili napajanja nesternim otporima (strain gauges). Sklopke izvedene s FET-ovima imaju još prednost pred tranzistorom u tome što im je uskućeni krug odijeljen od ulaznog kruga pojačala.

### 3.1.3. Pojačalo sa poluvodičnim prekidničim i stabiliziranim posmakom nule

U dosadašnjem isloženju proviđeni da se sa poluvodičnim prekidničima ne da ostvariti mali posmak nule. No ako se ~~to~~ uvede stabilizacija ~~u~~ posmaka nule na većim keloh je to prihvatano na pojednostavljenom shemi na sl. 3.11, mogu se dobiti ekstremno dobri rezultati i sa poluvodičnim prekidničima. Tako se može realizirati pojačalo sa posmakom nule od svega  $0.1 \mu V/^\circ C$  <sup>i vremenskom stabilnošću  $5 \mu V/godina$</sup> , te sumom ne većim od  $0.4 \mu V_{tt}$  u području frekvencija od 0.01 do 1 Hz. Još je jedna povoljna okolnost kod upotrebe poluvodičnih prekidnika u izvedbi pojačala, da se cjelokupno pojačalo može izvršiti u monolitnoj integriranoj tehnici, što znači, vrlo malih dimenzija, kao što su npr. modeli firme "Analog Devices" 235 i 261.



Astab. Multivibr. Davač talita **Sl. 3.11.**

Da bi se shvatilo djelovanje ovog pojačala sa samopodesivim posmakom nule treba uočiti dva konkluzivna stanja, a to su kad su svi preklopnici u položaju "a" i zatim kad su u položaju "b". Ova se stanja neprekidno izmjenjuju. Kad su preklopnici u položaju "a" usimna se utvrdi signal  $u_{ul}$ , pojačava pojačalom  $A_1$  i  $A_3$  i dovodi na izlaz. U drugom trenutku, kad su svi preklopnici u položaju "b" ulaz pojačala  $A_1$  je vezan na



masu i postojeći drift na istom pojačala  $A_1$  se pojačava pojačalom  $A_2$  u putji negativne povratne veze. što ima za posledicu znatno smanjenje pomaka nule jer je pojačanje cjelokupnog pojača usmjeren negativne povratne veze

$$A = \frac{A_1}{1 + A_2 A_1} \doteq \frac{1}{A_2} \tag{3.1.}$$

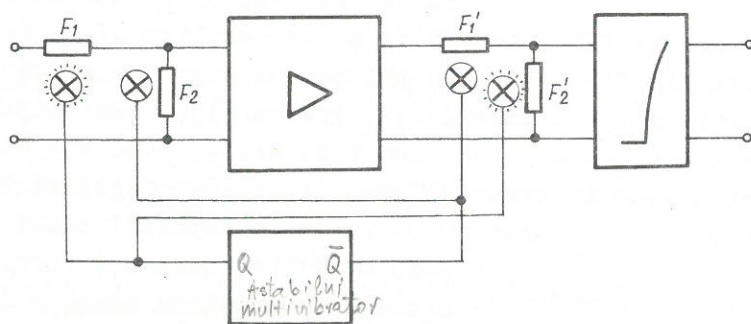
Ali je pojačanje  $A_2 = 1000$  puta, za toliko se puta smanjuje pomak na istom pojačalu. Ovoj znatno smanjenim pomak nule odgovara se na kondenzatoru  $C_2$  i za vrijeme, dok su preklopnici u položaju "a", odnosno kad se usima usovak usmjerenog napona  $u_{in}$  na ulazu pojačala. Kad su preklopnici u položaju "b" a ulaz cjelokupnog pojačala na nuli (masa) svaki postojeći pomak nule biva smanjen  $A_2$  puta tako da se na invertivani priključak pojačala  $A_1$  dovodi napon vrlo blizak nuli, odnosno postojeći pomak nule na ulazu pojačala smanjen  $A_2$  puta. Preklopnik  $P_3$  dok je u položaju "a" dovodi izvorni signal preko pojačala  $A_3$  na istos, dok kad preklopnik  $P_3$  prebaci u položaj "b" i dolji se podatak o usmjerenom naponu odgovara na ulazu pojačala  $A_3$  pa prema tome i na istom cjelokupnog pojačala. Preklopnik  $P_2$  i kondenzator  $C_1$  kao i  $P_3$  i  $C_2$  čine jednu "sample and hold" konfiguraciju. Frekvencija prekladanja je najviše nekoliko kHz no može biti i čak nekoliko MHz. Naime postoji nekoliko pojačala kojime gonja granične frekvencije seže čak do 500 kHz.



### 3.1.4. Pojačalo sa fotootporničkim prekidačem

Kod fotoelektričkog modulatora ulogu sklopke igra foto-otpornik, koji kad je ovaj osvijetljen ima <sup>mali</sup> manji otpor i obrnuto. Omjer između otpora u tami i osvijetljenog otpora se kreće u granicama od  $10^4$  do  $10^5$  puta, u ovisnosti o tipu upotrebljenog fotootpora. Izvor svjetla je mala tinjalica smještena u neposrednoj blizini fotootpora, a paljena je i gašena pomoću multivibratora u čijem se krugu kolektora nalazi. Osim tinjalica kao izvori svjetla koriste se specijalni izvori svjetla za žarnom niti male inercije (do 50 Hz), ili luminofori (poglavlje 2.2.4.). Jedna od mana ovakvog modulatora u sklopu pojačala je dosta niska frekvencija prekidanja, koja je ispod 100 Hz kod primjene fotootpora, dok kod primjene fotodioda ili fototranzistora frekvencija prekidanja se penje i do 30 kHz, jer ovi fotoelementi imaju mnogo manju inerciju.

Na sl. ~~1.56~~ <sup>3.12</sup> prikazana je izvedba sa fotoelektričkim <sup>otporničkim</sup> prekidanjem.



Sl. ~~1.56~~ <sup>3.12</sup>.

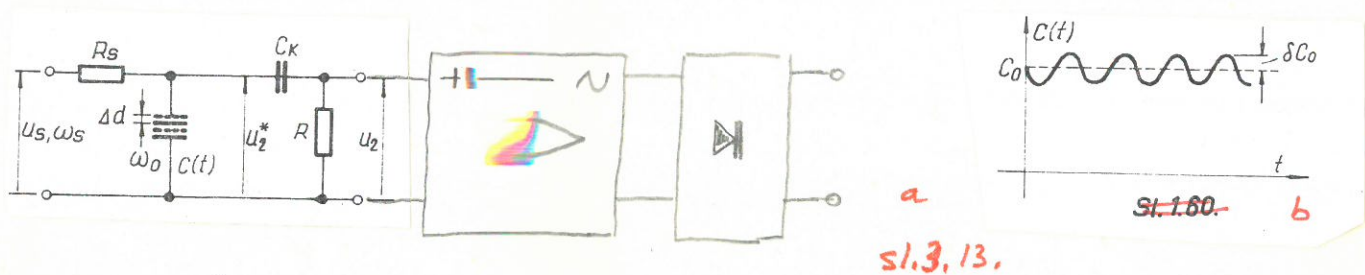
Dva fotootpora su postavljena na ulazu i izlazu pojačala tako dok  $F_1$  ima mali otpor (osvijetljen), dotle  $F_2$  ima veliki otpor (u tami). Na taj način je ostvareno propuštanje signala. U obrnutom slučaju ulaz je kratko spojen ( $F_2$  predstavlja mali, a  $F_1$  veliki otpor). Fotootpори na izlazu djeluju suprotno tako da je princip rada jednak kao i u slučaju pojačala s mehaničkim prekidačem na sl. 3.1.. Sklopka izvedena sa dva otpora daje mnogo bolje gubitke odnosno propuštanje ulaznog signala nego ako je izvedena s jednim otporom. Pomak napona kod pojačala sa fotootporničkim prekidačem je u najboljem slučaju  $0.5 \mu V/^\circ C$  u području promjene temperature od  $0^\circ$  do  $55^\circ C$ .

Opremi to se može napomenuti da je kod svih pojačala sa prekidačem ulazni diferencijalni otpor (između priključnica) mali i kreće se u obično u granicama od 40 kΩ do 400 kΩ, tako da su ova pojačala predviđena za pojačavanje napona iz izvora malog unutrašnjeg otpora (termoparovi, termometri, induktivni pretvornici itd.)



3.1.5. Pojačavači sa varijabilnom kapacitnošću  
 Pojačalo sa dinamičkim kondenzatorom

Pojačalo sa varijabilnim prekidačem nisu imala velike ulazne otpore. Ukoliko se umesto prekidača primeni promjenljiva kapacitivnost vrlo veliki ulazni otpor se može ostvariti. Maksimalne vrijednosti ulaznog otpora mogu biti do  $10^{16} \Omega$ , ako se kao promjenljiva kapacitivnost upotrijebi dinamički kondenzator. Za tu vrstu veličine mogući vrijednosti ulaznog otpora se upotrijebila poluvodičke kapacitivne diode. Na sl. 3.13a prikazana



sl. 3.13.

je nadomjestna shema pojačala sa dinamičkim kondenzatorom. Promjenljiva kapacitivnost se dobiva <sup>međusobnim</sup> približavanjem i razdvajanjem pločice dinamičkog kondenzatora, kao posljedica čega se na otporu  $R_2$  javlja ~~na~~ napon visoke frekvencije (mehanička rezonantna frekvencija ~~u~~ pomicaju pločice dinamičkog kondenzatora) moduliranom naponom niske frekvencije na ulazu pojačala. Ovaj modulirani signal pri vodi se izmjeničnom pojačalu. Način pojačanja vrši se fasno sigurno demodulirajući kao i u slučaju pojačala s preklopnicom.

Budući je "mala" priključnica potpuno galvanski odvojena od mase ulazni otpor je praktički otpor izolacije koji može biti jako velik. Za toga razloga veoma male struje dopri do ulaza pad napona na ulazu pojačala pa se mogu upotrijebiti struje u ekstremnim slučajevima i od  $10^{-17} A$ , što se može realizirati ni sa jednim drugim tipom pojačala. Pojačalo koje omogućava mjerenje struja manjih od  $10^{-10} A$  već se može smatrati elektromehaničkim pojačalom.

Za razumijevanje rada pojačala možemo se poslužiti sljedećim matematičkim  
Ako pločica dinamičkog kondenzatora vibrira ~~slabijom~~ frekvencijom  $\omega_0$ , onda <sup>se</sup> možemo napisati da se raz-

mak među njima mijenja po zakonu

$$d = d_0 + \Delta d \sin \omega_0 t \quad \begin{matrix} 3.2. \\ /1.154./ \end{matrix}$$

gdje je  $d_0$  razmak u stanju mirovanja, a  $\Delta d$  amplituda promjene razmaka pločica. Frekvencija uzbude  $\omega_0$  odabire se na frekvenciji mehaničke rezonancije pomične pločice kondenzatora, kada se postižu najveće amplitude uz najmanju energiju uzbude. Promjena kapacitivnosti bi u ovom slučaju dinamičkog kondenzatora bila

$$C(t) = \epsilon' \epsilon_0 \frac{S}{d} = \frac{C_0}{1 + \delta \sin \omega_0 t} \quad \begin{matrix} 3.3. \\ /1.155./ \end{matrix}$$

gdje je  $C_0 = \epsilon_0 \epsilon' \cdot S/d_0$  i  $\delta = \Delta d/d_0$ . Budući da je na pločicama dinamičkog kondenzatora naboj  $q$ , onda je između pločica napon  $u_2^*$

$$u_2^* = \frac{q}{C_0} (1 + \delta \sin \omega_0 t) \quad \begin{matrix} 3.4. \\ /1.156./ \end{matrix}$$

88 / Uz konstantni naboj  $q$  smanjenjem kapacitivnosti  $C(t)$  (povećanjem razmaka među pločicama) povećava se napon  $u_2^*$ , a povećanjem kapacitivnosti,  $C(t)$  se smanjuje. Proporcionalno osci-

Tako dolazi zbog mehaničkog pomicanja pločice do nestajanja izmjeničnog napona  $u_2^*$  na pločicama dinamičkog kondenzatora. Ako naboju  $q$  nije konstantan nego se sporo mijenja u skladu sa promjenama napona  $u_s$  na ulazu pojačala prema izrazu  $q = C_0 \cdot u_s$  onda će doći do modulacije napona više frekvencije. Za spore promjene ulaznog napona  $u_s$  dolazi u obzir srednja vrijednost promjene kapacitivnosti  $C(t)$  tj.  $C_0$ . Otpor na ulazu u pojačalo  $R_s$

~~strana~~ mora biti dovoljno velik, da spriječi kratko spajanje izmjenične komponente napona  $u_2^*$  tj. treba biti  $R_s \gg 1/\omega_0 C_0$ . Otpor  $R$  <sup>također</sup> mora biti što veći (veći od  $10^{10} \Omega$ ), da smanji gubitak energije sa kondenzatora, koja se inače nadoknađuje iz izvora napona  $u_s$ . Što je ovaj gubitak energije manji, izvor je manje opterećen, odnosno veći je ulazni otpor pojačala. Ako je  $u_s$  sporopromjenljivi sinusni napon frekvencije  $\omega_s \ll \omega_0$ , onda je

$$q = C_0 \cdot u_s = C_0 \cdot U_s \cos \omega_s t \quad \begin{matrix} 3.5. \\ /1.157./ \end{matrix}$$

Uvrštavanjem relacije /1.157./ u /1.156./ dobiva se

$$u_2^* = U_s \cos \omega_s t (1 + \delta \sin \omega_0 t) \quad \begin{matrix} 3.6. \\ /1.158./ \end{matrix}$$



Nakon množenja i primjene poznatih trigonometrijskih relacija dobivamo da je

$$u_2^* = U_s \cos \omega_s t + \frac{\delta}{2} U_s \sin(\omega_s + \omega_0)t + \frac{\delta}{2} U_s \sin(\omega_0 - \omega_s)t \quad /1.159./ \quad 3.7.$$

Kako je  $1/\omega_s C_k \gg R$ , to se prvi član na desnoj strani jednadžbe /1.159./ neće pojaviti na otporu R, nego samo gornji ( $\omega_0 + \omega_s$ ) i donji ( $\omega_0 - \omega_s$ ) bočni pojas amplitudno moduliranog signala  $u_2$ , bez <sup>frekvencije</sup> nosioca. Amplitude moduliranog signala ~~su~~ <sup>su</sup> dosta male, jer se  $\delta$  ~~oko 0,15~~ <sup>kreće u granicama od 0,1 do 0,2</sup> pa da bi se u cijelosti pojavile na otporu R potrebno je ~~napraviti~~ <sup>napraviti</sup> da ~~je~~ <sup>je</sup> bude  $R \gg 1/\omega_0 C_k$ . ~~Prema tome~~ <sup>kada</sup> je napon na otporu R

$$u_2 = U_s \frac{\delta}{2} [\sin(\omega_0 + \omega_s)t + \sin(\omega_0 - \omega_s)t] \quad /1.160./ \quad 3.8.$$

Ovaj napon se dalje pojačava selektivnim pojačalom i demodulira fazno osjetljivim demodulatorom, da se postigne opet <sup>isti valni oblik</sup> napon ~~oblika~~ <sup>isti valni oblik</sup>  $u_s$ , samo pojačan. Da bi se ~~opterećenje~~ <sup>opterećenje</sup> izazvano ot-

vito je da bi se navedene nejednakosti zadovoljile mora biti

$\omega_0 \gg \omega_s$ . No usprkos činjenici, da je za vrlo niske frekvencije  $\omega_s$  mjenog signala ulazni krug potpuno odvojen od otpora R, ulazni otpor pojačala ne može se smatrati beskonačno velikim.

Snaga koja se troši na ulazu pojačala ~~je~~ <sup>je</sup>  $\frac{U_s^2}{2R_{ul}}$ , ~~ona~~ <sup>ona</sup> mora biti jednaka snazi koja se troši na otporu R, ~~a to~~ <sup>a to</sup> je prema /1.160./

$$\frac{U_s^2}{2R_{ul}} = \frac{U_s^2 \delta^2}{2 \cdot R}$$

tako da je

$$R_{ul} = \frac{R}{\delta^2}$$

Ako je npr.  $R = 10^{12} \Omega$ , a  $\delta = 0,1$  onda se može postići  $R_{ul} = 10^{14} \Omega$ .

Sam dinamički kondenzator može se izvesti tako da mu se pomicanje pločice postiže djelovanjem magnetskih sila ili elektrostatičkih. U prvom slučaju jedna pločica kondenzatora je izvedena od feromagnetskog materijala na koji djeluje uzbuđni elektromagnet. Frekvencije oscilacija koje se u ovom slučaju postižu su oko 250 do 500 Hz. Znatno veće frekvencije oscilacija mogu se postići u drugom slučaju kada ove iznose i do 40 kHz

Na sl. 3.14. ~~Umm~~ prikazan je dinamički kondenzator sa elektromagnetskom uzbuđnom a na sl. 3.15. sa elektrostatičkom uzbuđnom.

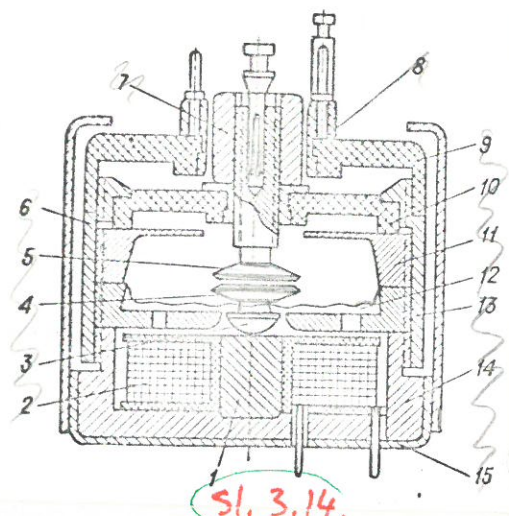
zbog velikih  
realitaneja  $(\omega C_k)^{-1}$   
 $i(\omega C_k)^{-1}$

Admitancija ulaznog kruga je

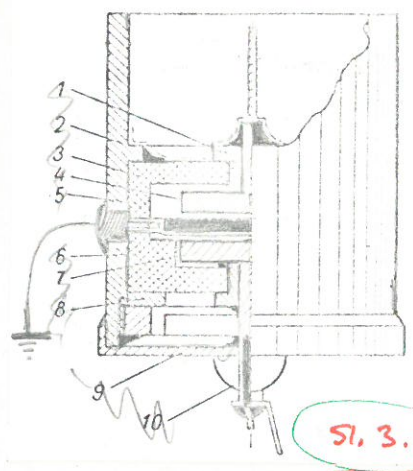
$$Y = G + j(\omega_s C_k) + j(\omega_s G)$$

ME

3.9.  
/1.161./

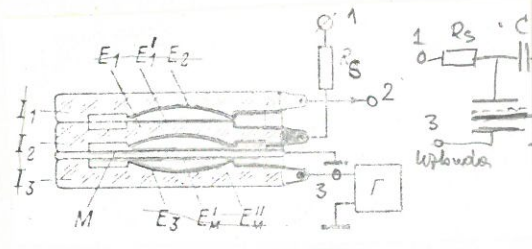


SI. 3.14.



SI. 3.15.

Kod elektrostatičke uskude dinamičkog kondenzatora srednja pločica je pomična, i oscilira relativno izolovano fреквенциjom i usuljinom je. Mjerni napon priovodi se na gornji pločicu, dok se na donji pločicu dovodi izmjenični uskudni napon od 300 do 400 V. Postojanje između pomične pločice i uskudne pločice je oko 0.1 mm. Amplituda oscilacija pomične pločice je svega nekoliko  $\mu\text{m}$ . Elektrostatička uskuda ima prednosti pred elektromagnetnom, jer je fреквенција vlastitih oscilacija veća i jer se može provesti potpuna hermizacija tako da se može dinamički kondenzator vakumirati što maći organizati manji porazak nule. Osim toga i smetnje od uskude mogu biti manje. Na sl. 3.16. prikazana je jedna izvedba



SI. 3.16.

dimamičkog kondenzatora firme Keithley (USA) koji je us dinamički upravljen i kondenzator  $C_k$  sa otporom  $R_s$  u jednom jedinicu. Tri ploče su staklene izolatori koji je unutrašnjost metalizirane, predstavlja obloge kondenzatora

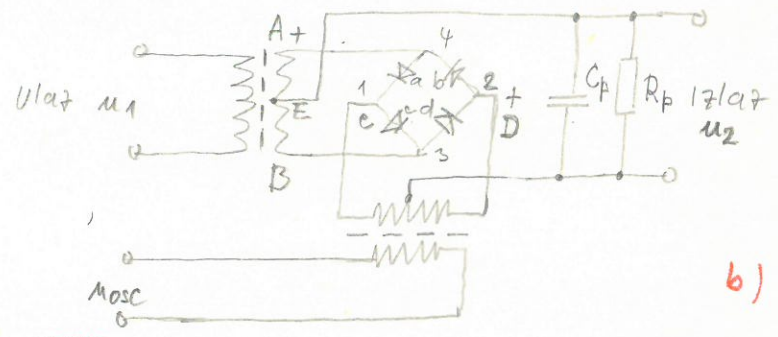
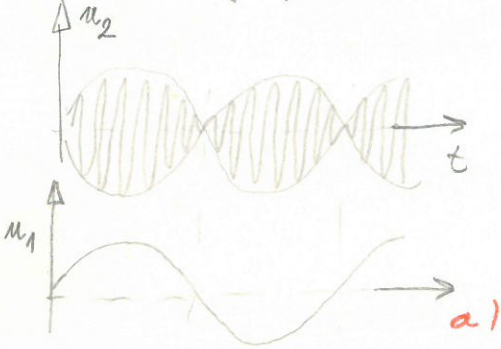
od stakla je i vibrirajuća ploča kondenzatora ali joj je površina metalizirane i ima vlastitu rezonanciju 6 kHz sa promjerom 18 mm. Debljina zračnog staklenog izolatora je 3 mm, Usmni otpor je  $10^{14} \Omega$ . Uskudni napon koji djeluje između elektrode 3 i vibrirajuće usuljine elektrode ima oko 300 do 400 V. Postoji između uskudne i pomične elektrode je oko svega 0.1 mm.



nakon modulacije,

Vidjeli smo da se na otporu  $R$  dobiva ~~se~~ amplitudno modulirani signal bez veće nosioca (sa dva bočna pojasa) što je istovremeno jednodobno (3.8)

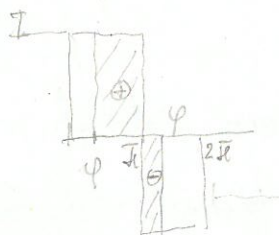
Na sl. 3.17.a je prikazan vremenski dijagram ovog napona. Očito je kad bi se



Sl. 3.17

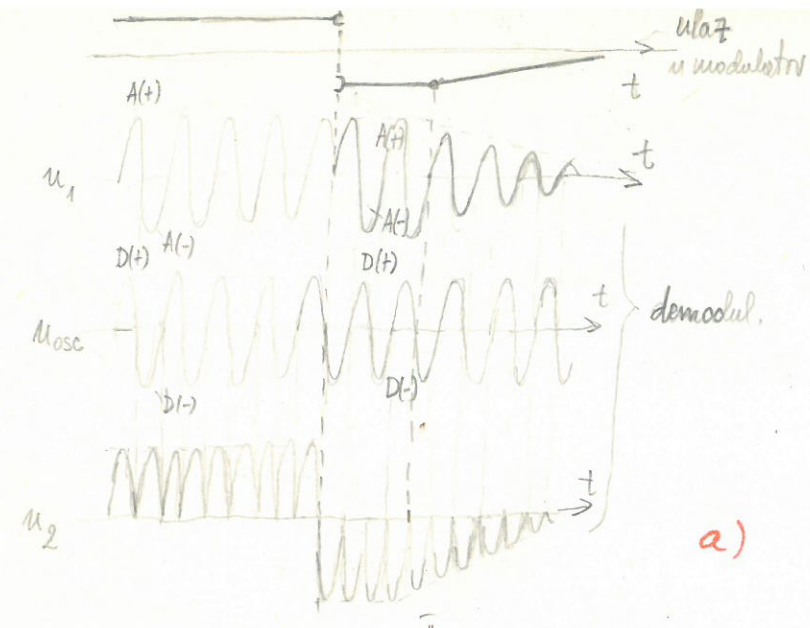
na ovakav oblik moduliranog napona primjenio pretvornik istosmjernog napona u istosmjerni (demodulator) sa odzivom na frekvencu nosioca, koji daje amplitudu moduliranog napona (pogledaj...), da se ne bi dobio napon na ulazu u modulator, zato jer ovakav demodulator ne „osjeća“ promjene faze, koja je prisutna kod svakog prelaza amplitude moduliranog napona kroz nulu (ovo će biti podrobnije objašnjeno u sljedećem poglavlju). Na ovakvom promjene faze osjetljiv je tzv. fazno osjetljivi demodulator prikazan na sl. 3.17.b. Da bi se osjetila promjene faze napona  $u_1$ , uporediti sa nekim referentnim naponom  $u_{osc}$ . U konkretnom slučaju je to dio istosmjernog napona koji se mora bez okreta faze privesti na dijagonalni most sa diodama 1-2. Napon  $u_{osc}$  mora biti dosta veći od napona  $u_1$ , jer on određuje koji će diode voditi bez obzira na polarnost napona  $u_1$  u promatranom trenutku. Tako prema sl. 3.17.b proizilazi, da ako je priključnica 2 diodnog mosta pozitivnija od priključnice 1 da gornje diode vode, dok ako je obrnuto priključnica 1 pozitivnija od 2 donje diode vode, bez obzira kakvog je polariteta napon  $u_1$ .

Na sl. 3.18 prikazani su vremenski dijagrami iz kojih se

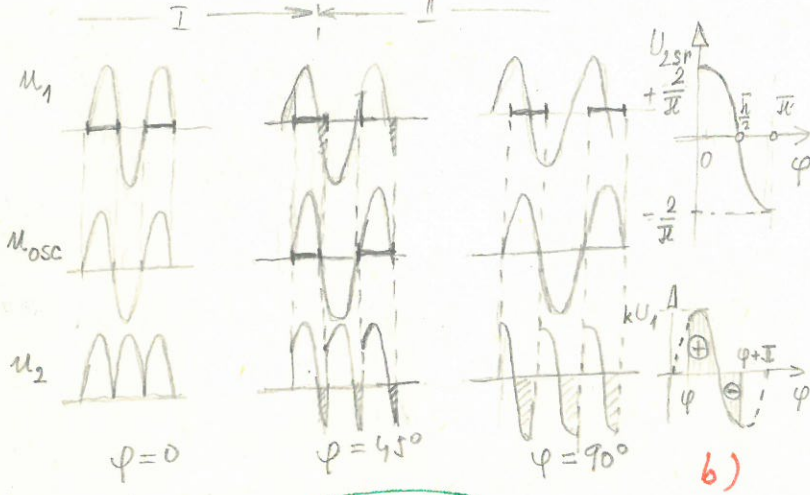


$$\frac{U_{eff}}{U_m} = \frac{I\psi - I\psi - I\psi}{I \cdot 2\psi} = \frac{I(\psi - 2\psi)}{I \cdot 2\psi} = 1 - \frac{2\psi}{2\psi}$$





može zjednačiti na funkcionirajuće demodulatore. Ako se namotni sučelje stuje kroz otpor  $R_p$  kada je "+" u točki A i D demodulatore na sl. 3.17. (diode a i b vrde) i kada je "-" u istim točkama <sup>(diode c i d vrde)</sup> onda se križi da nije stuje kroz otpor  $R_p$  došlo do promjene sučelja (promjena ispravljajuće). Ukoliko dođe do promjene polariteta u točki A(-), a da je pri tome u točki D polaritet "+" tj da je došlo do promjene prema prvom slučaju <sup>(drugi je vremenski interval na sl. 3.18)</sup> stuje kroz ~~otpor~~  $R_p$  mijenja sučelje. Na taj način istosni napona demodulatore biva fazonosjetljiv. U slučaju da se napon  $u_1$  na ulazu u demodulator i napon uskude



**Sl. 3.18.**

$u_{osc}$  razlikuju u fazi tj. kada  $\varphi$  nije 0 ili višekratnik od  $\pi$ , onda se napon na izlazu demodulatore sučeljuje. Kako se mijenja napon na izlazu demodulatore  $U_{2sr}$  kao funkcija kuta  $\varphi$  lako je odrediti integriranjem između  $\varphi$  i  $\varphi + \pi$ . Dobivena površina podjeljima sa  $\pi$  daje srednju vrijednost napona  $U_{2sr}$  na izlazu.

$$U_{2sr} = k \frac{U_1}{\pi} \int_{\varphi}^{\varphi+\pi} \sin \varphi d\varphi = -k \frac{U_1}{\pi} \cos \varphi \Big|_{\varphi}^{\varphi+\pi} \quad /3.10/$$

našom svotvoraju dobivamo da je

$$U_{2sr} = k \frac{2}{\pi} U_1 \cos \varphi \quad /3.11/$$

Što znači da je srednja vrijednost napona na izlazu demodulatore ovisi kao kosinus kuta  $\varphi$ . Tako npr. kada je pomak između ulaznog napona  $u_1$  i  $u_{osc}$   $90^\circ$  na izlazu neće biti napona. Prema tome ako se želi postići maksimalni napon na izlazu iz fazonosjetljivog demodulatore  $\varphi$  mora biti 0 ili višekratnik od  $\pi$  između ulaznog napona  $u_1$  i napona uskude  $u_{osc}$ .

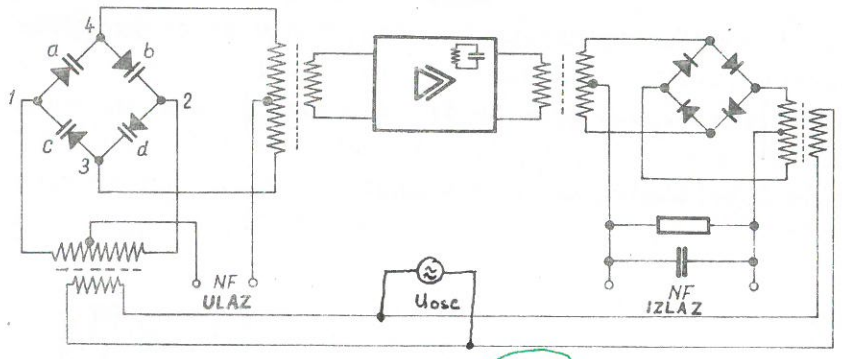
\* Poredi paralelni spojnik kondensatora  $C_p$  otporu  $R_p$  na istom se  
povećuje napon proporcionalno frekvencijnoj vrijednosti napona  $U_2$ , a u  
srednjoj vrijednosti  $U_{2sr}$ , što je zbog sinusoide ~~to~~ daljke napona  
da  $\sqrt{2}$  puta veća vrijednost od srednje.



Demodulator može imati i <sup>proporcionalnom</sup> istu strukturu kao jedinica koja je kod sinusnog napona  $\frac{1}{2}$  puta  
 \* Fasno osjetljiv demodulator može se konstituirati i sa izdvojenim željenog signala iz smetnje kadre signal smetnje nije u fazi sa naponom uzbuđivača  $U_{osc}$ . Ovakav demodulator može biti upotrebljiv i sa mjerenjem faze. Ipak kod mjerenja faze radije se koristi linearni odnos između  $U_{sr}$  i faze  $\varphi$  koji se dobije, ako se ismijernički sinusni napon pretvori u pravokutni napon. Uspoređivanjem pravokutnih napona na jednom logičkom "1" sklopu postoji izlaz samo kad su prisutna oba napona ne ulazu između kojih se odvrtuje faza. ~~O tome bit će više rečeno u poglavlju~~

Pojačalo sa modulatorom sa kapacitivnim diodama

Da bi se ~~još~~ <sup>što</sup> više proširio frekventni <sup>opseg</sup> ~~pojas~~ <sup>cijeli</sup> pojačala koriste se još više frekvencije prekidanja. Tako se kod modulatora sa kapacitivnim diodama koriste uzbuđne frekvencije od 50kHz do 10 MHz, što je moguće postići <sup>djelovanjem</sup> obzirom da nema mehaničkih. Modulator sa kapacitivnim diodama izvodi se u formi mosta u čijoj se svakoj grani nalazi jedna kapacitivna dioda (varicap dioda, varaktorska dioda). Ukoliko nema na ulazu u pojačalo nikakvog signala, most je u ravnoteži i u drugoj dijagonali (3-4)



Sl. 157 3.19.

napon je nula (1-2) mosta ~~nema nikakvog signala~~ iako je u prvoj dijagonali priključen uzbuđni generator. Ovdje treba napomenuti da je napon uzbuđnog generatora mali reda veličine 100 mV, <sup>tako da silicijum diode ne dolaze u vodeni</sup> Rad kapacitivnog modulatora se bitno razlikuje od prstenastog, gdje je napon uzbuđnog generatora velik da može sigurno otvarati odnosno zatvarati diode u granama mosta. Budući da ne teče struja kroz kapacitivne diode postiže se ulazni otpor <sup>najmanje</sup> od  $10^8 \Omega$  no može se realizirati ulazni otpor i od  $3 \cdot 10^{11} \Omega$ . Neke izvedke upotrebljavajući i preduspon ~~na~~ sa diode da bi se ostvario što veći ulazni otpor.

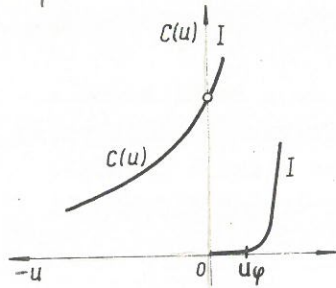
Kapacitet kapacitivnih diode onisan je o predusponu koji je negativan da diode ~~to~~ radi u naponom podmeđji.

0 pomenu negativnog napona u kapacitivnost kapacitivne diode opada prema istasi

$$C = \frac{C_0}{\sqrt[3]{1 - \frac{u}{u_\phi}}}$$

/3.12/

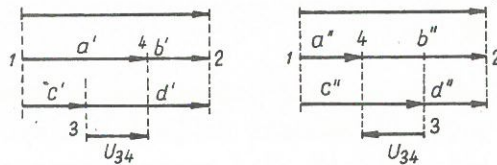
Treći korijen odnosi se na kapacitivne diode dobivene postupnom difuzijom. Kod ostrog prijelasa p-n spaja u istasi (3.12) je drugi korijen. Ova ovisnost kapacitivnosti o naponu prikazana je na sl. 1.58. gdje se vidi da struja kroz diodu počinje da teče u znatnijoj mjeri tek za napone veće od 0,5 V, jer su u upotrebi Si-diode. Ako prema sl. 3.19. dovedemo na NF ulaz pojačala neki npr. istosmjerni napon doći će do neravnoteže mosta, što će imati za posljedicu pojavu VF napona na drugoj dijagonali mosta. Ako bi promijenili polaritet istosmjernog napona na ulazu došlo bi do promjene faze visokofrekventnog napona. Do ovoga zaključka može se doći na osnovi sl. 3.21. gdje je dat fazorski prikaz napona u pojedinim granama i dijagonali 3-4 mosta. Na sl. 3.21. a, b i c prikazan je i VF signal na ovoj dijagonali mosta kod primjene



Sl. 1.58. 3.20

3.20

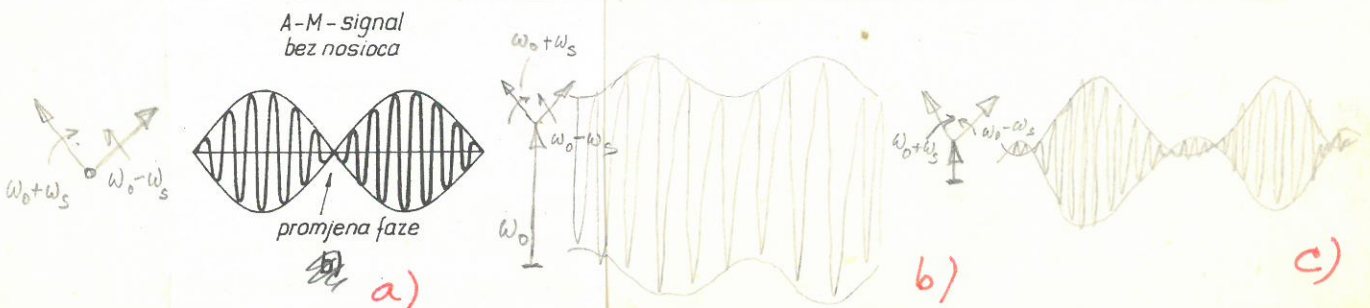
3.21. gdje je dat fazorski prikaz napona u pojedinim granama i dijagonali 3-4 mosta. Na sl. 3.21. a, b i c prikazan je i VF signal na ovoj dijagonali mosta kod primjene



a) Sl. 3.21.

Sl. 1.59.

sinusnog napona na ulazu. Vidimo da je to amplitudno modulirani signal bez nosioca. Ukoliko ne bi bio most uravnotežen za slučaj bez signala na ulazu pojačala, dobili bismo amplitudno modulirani signal sa nosiocem. Na sl. 3.22 b i c pokazan je amplitudno modulirani signal sa velikim i manjim nosiocem i to kao funkcija vremena i kao fazorski dijagram. Redom to se nestoji pokazati nosioce ~~na~~ podizavajim s dodatnim kapacitivnostima mosta.

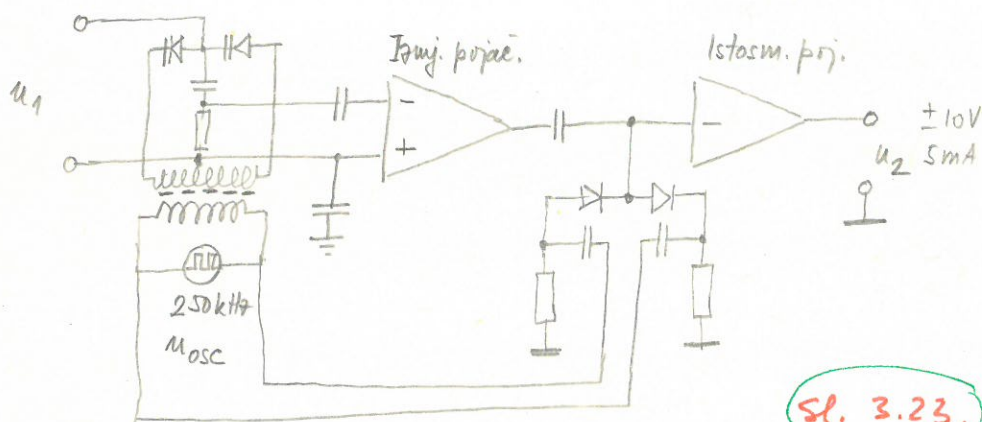


Sl. 3.22.



Nosilac velike amplitude u predaju sa amplitudom boćnih pojačava nije potreban jer on ne ~~ima~~ sadrži nikakvu informaciju, a samo može da dovede do zasićenja ~~pa~~ usledeno pojačalo (sl. 3.19.) i time smanji amplitudu boćnih pojačava. Demodulacija je provedena faznoosjetljivim demodulatorom koji je opisan u prethodnom poglavlju. Ovdeš demodulator posmat je i pod imenom prstenastog demodulatora.

Na slici 3.23. prikazan je još jedan pojačalo sa kapacitivnim mostom kao modulatorom i diodnim <sup>faznoosjetljivim</sup> demodulatorom <sup>koji vrši polovale ispravljanje</sup>. U ovom slučaju je iskorišten mali broj induktivnih odvojnica transformatora, tako da je cijelo pojačalo uvedeno u hibridnoj tehnici i male je dimenzija (42 x 78 x 17 mm).



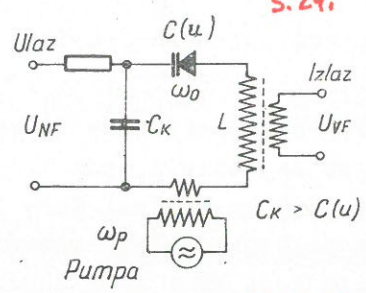
Sl. 3.23.

Uključujući <sup>diferencijalne</sup> Masno stupa ovog pojačala je manja od  $10^{-14} A$ , a ulazna impedencija je  $3 \cdot 10^{11} \Omega // 30 pF$ , iz kojih nastopa se ovo pojačalo smatra elektrometarским. Faktor otkrića je  $10^5$ , a pojačanje je najmanje  $10^5$ . Temperaturni pomak nule je od 10 do 30  $\mu V / ^\circ C$ , a vremenski  $\pm 100 \mu V / \text{mjesec}$ . Uskudni nepou je presohutni i doliva se it aslabilnog multivibratora (nije potreban induktivni filter) a frekvencija je 250 kHz. Ovo pojačalo proizvodi firma Analog Devices.

<sup>cijev</sup>  
Niskofrekventno parametarsko pojačalo

U smislu što većeg smanjenja šuma pojačala, pokušalo se pojačanje ostvariti upravljanjem sa promjenljivim reaktancijama, za razliku od klasičnog aktivnog elementa (tranzistor, fet, elektronska cijev), gdje se pojačanje ostvaruje upravljanjem promjenljivim otporom. Kako reaktancije nisu izvori šuma kao otpori, to je u ovakvom slučaju za očekivati, pojačanje bez šuma. Svakako da se ovakvom idealnom slučaju možemo samo približiti, jer se ne mogu realizirati čiste reaktancije bez gubitaka.

Principijelna shema niskofrekventnog parametarskog pojačala dana je na sl. ~~1.62.~~ <sup>3.24.</sup> ~~3.24.~~ Kako je kapacitivnost kondenzatora



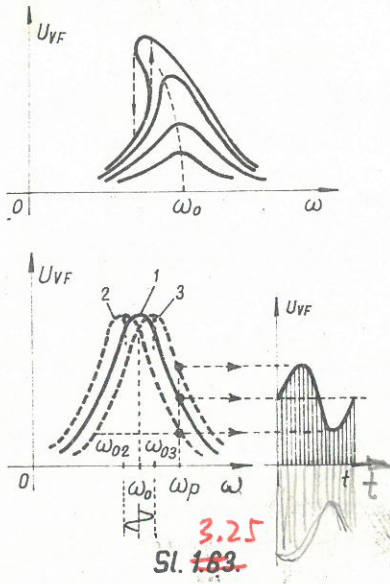
<sup>3.24.</sup>  $C_k$  mnogo veća od naponski ovisne kapacitivnosti  $C(u)$ , to je za rezonantnu frekvenciju titrajnog kruga mjerodavna kapacitivnost  $C(u)$  i induktivnost  $L$

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{C(u) \cdot L}}$$

~~13.13.1~~  
~~12.162.1~~

~~Sl. 1.62.~~ <sup>Sl. 3.24.</sup>

Ovaj titrajni krug stalno je napajan jednom visokom frekvencijom  $\omega_p$ , koja se obično nalazi u području od nekoliko stotina kHz do više MHz. Izvor ovakve frekvencije naziva se pumpa. Ovisnost napona na izlazu o promjeni frekvencije pumpe dan je na sl. ~~1.63.~~ <sup>3.25.</sup> Ovdje smo pretpostavili da je napon pumpe mali, tako da se dobivena karakteristika ne razlikuje bitno od karakteristike titrajnog kruga sa konstantnom kapacitivnošću. Kod povećanja napona pumpe dolazi do izobličenja kako je crtkano označeno na sl. ~~1.63.~~ <sup>3.25.</sup> zbog ovisnosti kapacitivnosti kondenzatora o naponu.

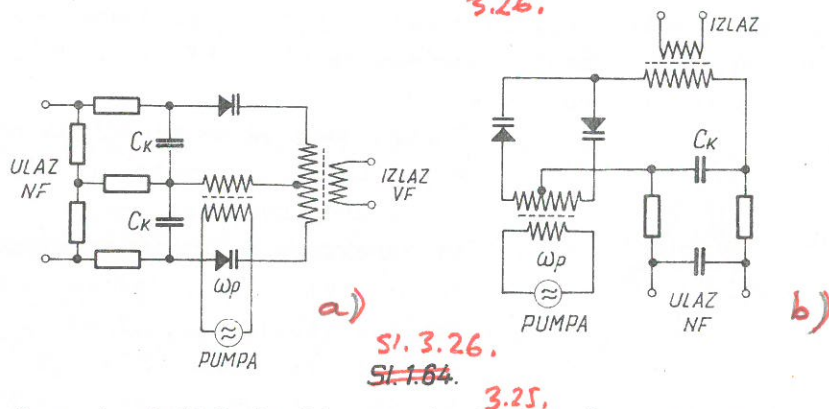


Uzmimo sada da se niskofrekventni napon na ulazu u pojačalo mijenja, to bi, zbog ovisnosti kapacitivnosti varaktora o naponu na ulazu, imalo za posljedicu promjenu rezonantne frekvencije  $\omega_0$ . Tako uz kratkospojeni ulaz imamo krivulju 1. Ako je napon na ulazu postao pozitivan, to je povećalo kapacitivnost varaktora odnosno smanjilo rezonantnu frekvenciju  $\omega_0$  na vrijednost  $\omega_{02}$  što odgovara krivulji 2. U slučaju negativnog napona na ulazu smanjuje se kapacitivnost varaktora, što znači povećanje rezonantne frekven-



\*  
✓ Pojačalo na sl. 3.26. b vrlo je slično modulatoru iz prethodnog poglavlja. Da li će pojačalo u ovakvom slučaju raditi kao parametrisirano sa nepovratnim pojačanjem ili kao modulator kao nepovratno pojačanje ovisi da li je most sa postojećim kapacitetima, induktivitetom ~~po~~ podlegao na resonantnu frekvenciju ili ne i koliko je  $Q$  takvog fiksnog kruga.

cije  $\omega_0$  (krivulja 3). Ako je frekvencija pumpe postavljena nešto izvan rezonantne frekvencije, onda ćemo zbog strmine krivulje dobiti na izlazu promjenljivi visokofrekventni napon u ritmu ulaznog napona, ili drugim riječima amplitudno modulirani signal sa valom nosiocem. Treba napomenuti da su u ovom slučaju promjene VF napona veće od promjena napona ulaznog signala, pa se nakon demodulacije u ovom slučaju ~~može ostvariti i~~ <sup>postije</sup> naponsko pojačanje. Obično se sa demodulacijom ne ide odmah nakon modulacije zbog premalog signala na izlazu pojačala, nego se prethodno amplitudno modulirani VF signal pojača jednim usklađenim pojačalom, kako bi se mogla sprovesti demodulacija. Budući da je stupanj modulacije vrlo mali, odnosno nosilac amplitudno moduliranog signala vrlo velik, to da ne bi došlo do limitiranja u usklađenom pojačalu nastoji se potpuno poništiti nosilac ~~pa~~ <sup>tako da</sup> preostaje samo gornji i donji bočni pojas. To se ostvaruje simetričkom izvedbom parametarskog pojačala. Sheme dviju takvih izvedbi dane su na sl. 1.64.

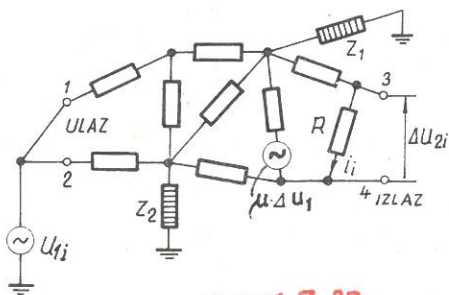


Promatrajući krivulje na sl. 1.63. očitno je da će naponsko pojačanje pojačala biti veće, ako je krivulja rezonancije na boku strmija, odnosno, ako je  $Q$  titrajnog kruga veći. Kako se kod većih napona pumpe rezonantna krivulja izobličuje u smislu povećanja strmine može doći i do samooscilacija, tj. kada strmina postane beskonačna. Praktički se ovakvom slučaju ne smijemo približiti, niti odabrati vrlo veliki  $Q$ , jer uz veliko pojačanje imamo i veću nestabilnost pojačala, što mu ograničuje primjenu kao mjernom pojačalu. Ovakvim pojačalima se mogu ostvariti ulazni otpori od  $10^{10} \Omega$  i vrlo veliki faktor rejekcije ( $H = 10^5$  - plivajuće pojačalo), dok je šum obično manji od  $1 \mu V$  uz širinu pojasa od  $100 \text{ Hz}$ .

Na kraju treba naglasiti da je analiza niskofrekventnog parametarskog pojačala ovdje dana na vrlo pojednostavljen i s time nedovoljno točan način, <sup>stvarno ovo izračunavanje je</sup> da bi se dobila samo fizikalna slika djelovanja parametarskog pojačala u području niskih frekvencija.



Plivajuća pojačala (floating amplifiers) su pojačala, koja su za frekvencije protufaznog i istofaznog signala praktički odvojena od izvora za napajanje, tako da mogu u potpunosti slijediti ulazni istofazni signal. Iz tih razloga ~~ovaj~~ <sup>da se postigne</sup> ova pojačala omogućavaju <sup>veliki faktor rejekcije H.</sup>



Sl. 1.65. 3.27

Uzmimo da smo na sl. 1.65. prikazali neku <sup>bilo kakvu</sup> mrežu koja predstavlja neko pojačalo. ~~bilo kako izvedeno.~~ Impedancije  $Z_1$  i  $Z_2$  su obično kapacitivnog karaktera, a mogu biti predstavljene i nekim odvodnim otporima. Ako na ulaz 1 i 2 pojačala dovedemo neki istofazni napon  $u_{1i}$  za očekivati je, da će u cijeloj ovoj mreži teći neke struje izazvane istofaznim naponom  $u_{1i}$  na ulazu, pa će se svakako i na otporu  $R$  pojaviti neka struja  $i_i$  odnosno napon ~~na izlazu~~  $\Delta u_{2i}$ , koji je jednak  $\Delta u_{2i} = R \cdot i_i$ . Ove struje teku zato, jer je preko impedancija  $Z_1$  i  $Z_2$  zatvorena petlja u kojoj se nalazi izvor napona  $u_{1i}$ . Ako bi uspjeli načiniti da impedancije  $Z_1$  i  $Z_2$  teže u beskonačnost, struje u granama mreže izazvane izvorom napona  $u_{1i}$  težile bi nuli (pa i struja  $i_i$ ), što znači, da bi i napon  $\Delta u_{2i} = R \cdot i_i$  težio nuli, odnosno faktor rejekcije  $H$  u beskonačnost.

$$\lim H = \frac{A_d}{\frac{\Delta u_{2i}}{u_{1i}}} = \infty$$

za  $Z_n \rightarrow \infty$

13.14/  
12.5.81

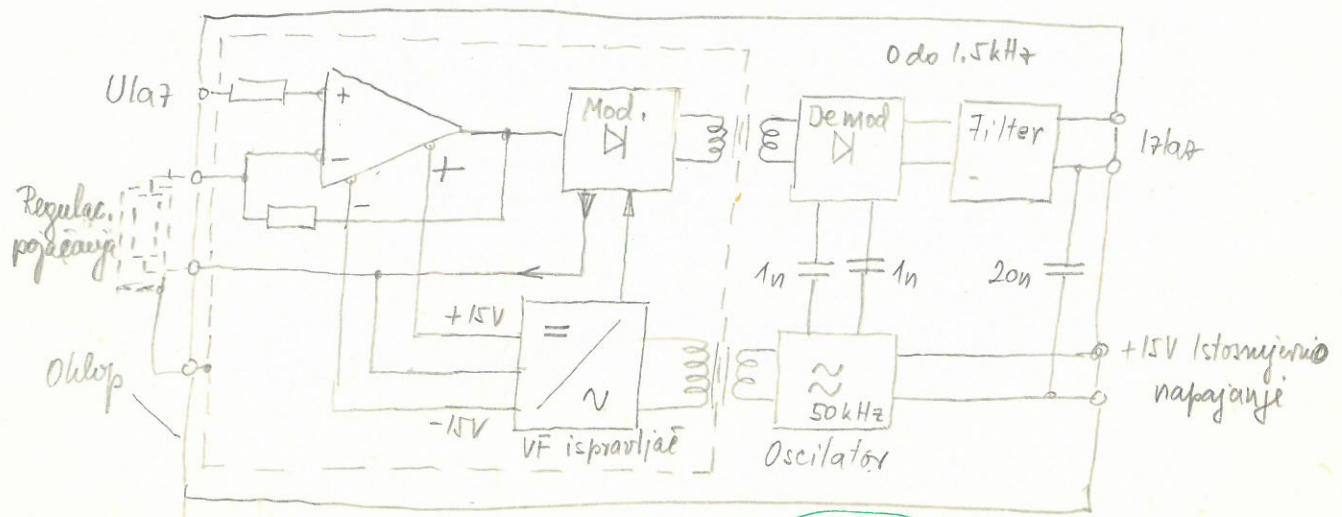
gdje je  $A_d$  pojačanje protufaznog signala  $\Delta u_{2i} / \Delta u_{1i}$ .

Ovoj grupi pojačala <sup>pripadaju u pretvornim postupcima</sup> kapacitivni most i NF parametarsko pojačalo, <sup>Kod ovih pojačala</sup> jer se kod njih vrši napajanje VF strujom preko visoko frekventnih transformatora pa su impedancije  $Z_1$  i  $Z_2$  predstavljene samo malim rasipnim kapacitivnostima između primara i sekundara transformatora, što za niskofrekventni signal predstavlja impedancije od <sup>više</sup> nekoliko stotina  $M\Omega$ .

3.2.4. Elektromagnetski spregnuta pojačala

Osim ~~navedene~~ <sup>navedene</sup> pojačala koja su sama po sebi plivajuća imade pojačala koja su posebno izvedena da budu plivajuća. Kod njih ne postoji nikakva galvanaska <sup>mit</sup> veza izvorom napajanja mit sa izlaskom. To se može realizirati ili elektromagnetskom spregom na visim frekvencijama ili optičkom spregom. Tako je pokušaja i u korišćenju ultrazvuka ali su njihova bila prekomplisovana.

Elektronuagnetska sprema se ostvaruje pomoću visokofrekventne transformatora  
 koji su malih dimenzija na nižim frekvencijama jedinica postojeća međusobna  
 veza je kapacitorna. Kapaciteti između primara i sekundara transformatora  
 su obično između  $10$  do  $20 \text{ pF}$ , što na frekvenciji od  $50 \text{ kHz}$  daje reaktanciju veću od  $10^8 \Omega$   
 Na sl. 3.28. je prikazano jedno pojačalo sa elektronuagnetskom spremanom



Sl. 3.28.

Žrtop vrlo velike impedancije između ulazne pojačala i mase  
 kod ovog pojačala mogu se ostvariti faktori veći od  
 $120 \text{ dB}$  za  $50 \text{ kHz}$ . A zbog male kapacitivnosti i vodljivosti između  
 ulaznih priključnica i zemlje, a tako i struje manje od  $4 \mu\text{A}$ ,  
 kada se između ulaznih priključnica i zemlje priključi napon od  $220 \text{ V}$   
 istosmjernog napona frekvencije od  $50 \text{ kHz}$ . Ovo je vrlo važno kod primjene  
 u medicinskim uređajima. Ovim tipa može se postići i vrlo  
 dobra izolacija između ulaznih sklopki i zemlje, tako da  
 može izdržati i napon do  $4000 \text{ Vef}$  (kon. 1 minutu) ili u  
 impulsima do  $6000 \text{ V}$ . Zato se ovakva pojačala zovu i  
 izolaciona pojačala.

Ciklohupno pojačalo sastoji se od tranzistornog diferencijalnog  
 pojačala na ulazu i izolaciono pojačani napon modulira visoku



\* Šum optoelektričkog pojačala potječe uglavnom od neželjene emisije svjetle  
svjetle diode iz koje nastaje se optoelektroničkim pojačalom primjenjajući se  
velike signale, gdje šum ne dolazi do izražaja.

frekvenciji dobivenu iz oscilatora koji oscilira na frekvenciji od 50 kHz  
 U isto vrijeme ovaj visokofrekventni napon se ~~u~~ upotrebljava za napajanje  
 transformatornog pojačala nakon što je provedeno ispravljanje. Nakon što  
 se je modulirani visokofrekventni napon prenio transformatorom i kroz delokupirajućeg  
 ulaznog dijeta provodi se demodulacija fasno osetljivim demodulatorom  
 koji konsti isti napon od 50 kHz. Nakon demodulacije prošle kroz  
 keramičke prečke se ~~filtriraju~~ visokofrekventnim filterom.

Ovalova pojačala konste se u industriji kod visikanalnih <sup>myinili</sup> sustava, kao  
 interfece kod računala i gdje god je kod pretvorika na ulazu <sup>pojačala</sup> veliki  
 napon ili postoji opasnost da se ovakav napon pojavi. Zatim se također  
 upotrebljavaju u medicini u intenzivnoj upoti kod visikanalne elektrokardio-  
 grafiji, poligrafiji i gdje postoji opasnost kod upotrebe 6 kV impulsa  
 defibrilatora da dođe do oštećenja pojačala. Termički posturali tolerancijom  
 pojačala je ~~to~~ od 5 do 10  $\mu V/^\circ C$ .

3.2.2. Optoelektronička pojačala

(optroni)

Kod optoelektroničkih pojačala <sup>optroni</sup> sprema se stranje optičkim  
 putem. Pojačalo poponi ~~veliki~~ luminofor najčešće svetleća dioda (LED)  
 koja prouziče napone, odnosno struje, pretvara u prouziče svetla.  
 Svetlo se prenosi na malu udaljenost do fototransistora koji  
 opet prouziče svetlo pretvara u prouziče struje odnosno napona.

~~U ovom slučaju može se ostvariti još~~ <sup>veća</sup> izolacija ( $10^{12}$  ili  $10^{14}$ )  
 i ne boji <sup>(120 db) nego u slučaju električnog magnetske sprege</sup>  
 faktor rejekcije HV. U ovom slučaju postoji veća nelinernost  
 i odličnija prijemna karakteristika, <sup>veći temperaturni</sup> posebno male i mnogo veći sum ~~koji~~  
 potječe od svetlećih dioda. U ovom tipu rade pojačala imaju reletivno  
 veliki frekvencijski pojas, koji je ~~oni~~ alio se upotrebi fotodioda, a



\* Za drugi fotoaparat <sup>OS2</sup> se može napisati da je  $i'_2 = f'(u_2)$ , odnosno

$i_3 = u_3/R_3$  pa je

$$\frac{u_3}{R_3} = f'(u_2)$$

13.16.1

a uvrštavanjem jedn. (3.15.) u (3.16.) dobiva se

$$\frac{u_3}{R_3} = f' \left[ f^{-1} \left( \frac{u_1}{R_1} \right) \right]$$

13.17.1

Ako se izabere dva optička sprešnika što znači karakteristika kada se može smatrati da su funkcije  $i_2 = f(u_2)$  i  $i'_2 = f'(u_2)$  iste, onda je

$$\frac{u_3}{R_3} = f' \left[ f^{-1} \left( \frac{u_1}{R_1} \right) \right] = \frac{u_1}{R_1}$$

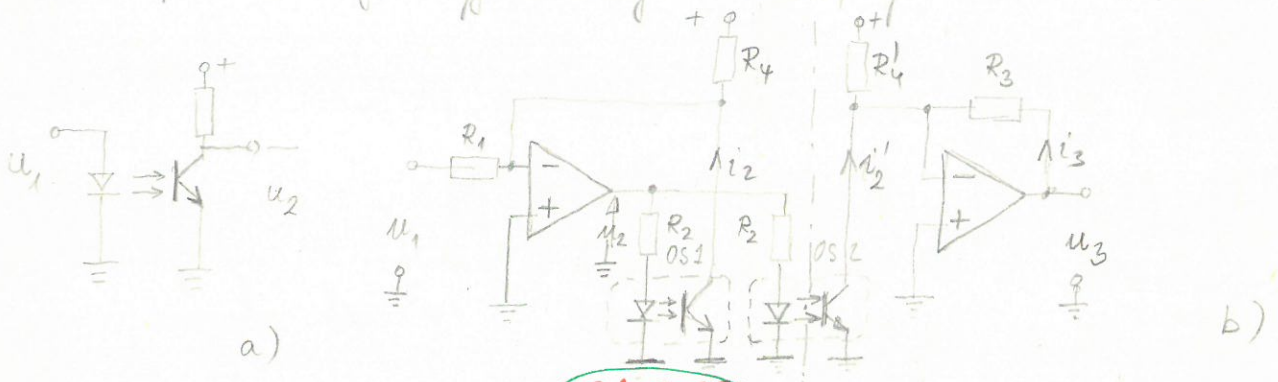
13.18.1

odnosno

$$\frac{u_3}{u_1} = \frac{R_3}{R_1}$$

13.19.1

može se koristiti fototransistor. Opto sprežnici se najčešće izrade u kombinaciji svetlećih dioda (LED) - fototransistor, a nešto rjeđe svetleća dioda - fotodiode. Na sl. 3.29 prikazane su najjednostavnija izvedba, koja se može upotrijebiti



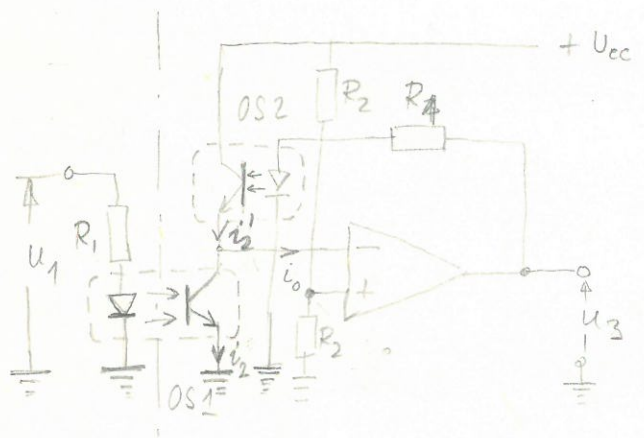
**Sl. 3.29.**

Način na koji se prijenos digitalnog signala ili kod primjene pulsno-frekvencijske ili pulsno-sinusne modulacije, zbog velike nelinearnosti i temperaturnog promjena. Da bi se nelinearnosti i temperaturne nestabilnosti svela na najmanji mogući nivo primjenjuju se jedna negativna pozitivna vrsta preme sl. 3.29.b. Na ovaj način se može prenosi i analogni signal, jer se nelinearnost može smanjiti na svega 0.3%. Ukloni signal pojačava prvim pojačalom u istomom krugu i ima dva optičke sprežnika od kojih je drugi fototransistor je spojen sa ulasom (prvog pojačala) a drugoga sa ulasom drugog pojačala. Odnos struje  $i_2$  i napona  $u_2$  prvog fotosprežnika OS1 je nelinearan  $i_2 = f(u_2)$  dok je  $i_1 = u_1/R_1$  pa se može napisati

$$u_2 = f_1^{-1} \left( \frac{u_1}{R_1} \right) \quad (3.15)$$



Na sl. 3.30. data je još jedna mogućnost primjene negativno pozitivno reze, gdje se nelinearni odnos napon-struja prvog optičkog sprežnika korijira istim tokom optičkim sprežnikom u jednoj pozitivnoj sprezi pojačala na izlazu. Ako je nelinearni odnos između ulasnog napona  $u_1$  i struje  $i_2$  prvog fotosprežnika OS1 predociem



$i_2 = i_2'$  **Sl. 3.30.**



funkcionalnom vezom

$$i_2 = f(u_1) \quad 13.20.1$$

a odnos struje  $i_2'$  izmrene naponom na izlazu  $u_3$  predociem

$$i_2' = f'(u_3) \quad 13.21.1$$

ouda je zbog zamjenjivosti struje kroz pojačalo  $i_2 = i_2'$  odnosno

$$f(u_1) = f'(u_3) \quad 13.22.1$$

zakonu što sticnijih karakteristika jednog i drugog optospremnika  
iskazi da su funkcionalne osiuvosti  $f$  i  $f'$  iste odnosno.

$$u_1 = u_3$$

13.23.1

\*\*

✓ Među elektrometarske pojačala spadaju i već dosada

opisana pojačala kao što su pojačala sa dinamičkim kondenzatorom,  
sa kapacitivnim moduliranjem i parametarske pojačala.

Da bi se uspjelo

smajlje nelinearnosti optičke sprave pri primjeni negativne pomodne vese osnovni zahtjev je da su primarne karakteristike dva sprave po mogućnosti iste.

Optoelektrona pojačala se najviše upotrebljavaju gdje su ~~naponi~~ istofazni naponi na ulazu pojačala veliki kao što je slučaj kod mjerenja svetlosti na različitim istosmjernim polarizacijama i kod mjerenja bioloških napona. Kod optoelektrona se može postići velika naponska izlazna ulazna se za vodeni signalanog signala primarne stabilne vake (pogledaj...), na koji način se još više može udaljiti izvor signala od prijemnika.

### 3.3. ELEKTROMETARSKA POJAČALA

Pod elektrometarskim mjerenjima podrazumijevaju se mjerenja vrlo male struje, ne veće od  $10^{-10}$  A ~~i vrlo velikog otpora~~ <sup>već</sup> otpora. Otpori koji se u ovakvom slučaju susreću kod mjernog pojačala veći su od  $10^{12} \Omega$ . Minimalne struje koje se još mogu izmjeriti su  $10^{-17}$  A, a <sup>najveći</sup> otpori  $10^{12} \Omega$ .  $V^{**}$

Elektrometarska pojačala kod kojih teku vrlo male ulazne struje mogu ostvariti na velikom <sup>ulaznom</sup> otporu veliku strujnu pojačanu. To je slučaj kod svih naponski upravljanih aktivnih elemenata kao što su MOSFET-ovi i elektronske cijevi. Naponsko pojačanje je odvošteno pomnoženjem

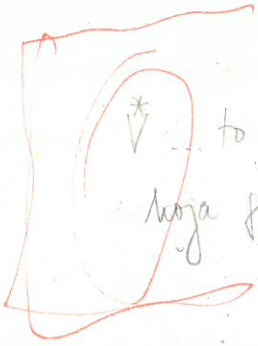
$$A_v = \frac{u_2}{u_1} = S \cdot R_D \quad |2.1.1|$$

kaoko je  $u_2 = R_D \cdot i_2$  i  $u_1 = i_1 \cdot R_{ul}$ , gdje je  $i_1$  ulazna struja, a  $R_{ul}$  ulazni otpor, to je strujno pojačanje

$$A_i = \frac{i_2}{i_1} = S \cdot R_{ul} \quad |3.24.1|$$

$R_{ul}$  može poprimiti vrlo velike vrijednosti ako su struje upravljajice elektrone  $i_1$  kod FET-ova ili rešetke kod elektronskih cijevi vrlo male, jer





to se kod struje ig smjerljivi sa izvornom strujom  $i_1$  ne zna  
koja je struja ig ili  $i_1$  ispred i iza promjena struje

$$i_2 = S \cdot \text{Rad } i_1 \left(1 \pm \frac{1}{n}\right)$$

očito je da moraju biti manje od mjere ulazne struje  $i_1$ . Budući da  
kao ulazni otpor  $R_{ul}$  teknu obje struje ( $i_g + i_1$ ) to je

$$i_2 = S \cdot R_{ul} (i_1 + i_g)$$

← 2 2

13.25/

Struja  $i_2$  pojačava neć ovisiti o struji  $i_g$  ako je  $i_g \ll i_1$ . Osim toga kako pad  
napona na upnevljivoj elektrodi ili rešetki ne smije biti veći od nekoliko  
volta  $U_{max}$ , to je veličina ulaznog otpora ograničena ovim naponom i strujom  
ulaznog kruga  $i_g$  tj.

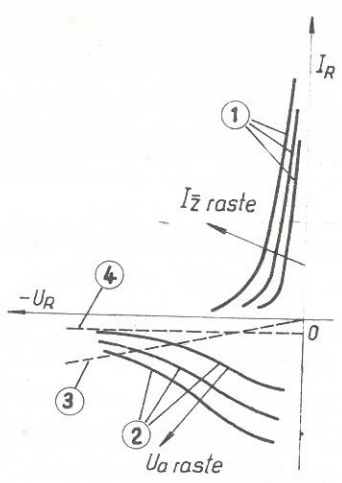
$$R_{ul} \leq \frac{U_{max}}{i_g}$$

13.26/

što je istovremeno i ograničujući strujnog pojačanja prava (3.24).  
Elektronske cijevi kod kojih su rešetkine struje vrlo male poznate su pod  
imenom elektrometarske cijevi. Budući da elektrometarske cijevi imaju  
mali anodni napon od 6 do 10V i smanjenu struju šarenja kompaktnije  
su sa poluvodičkim elementima. Osim toga imaju i jednu prednost pred  
MOSFET-ovima što su neopasne na prenapone u ulaznom krugu koji mogu  
biti i do stotina volta bez nekih štetnih posljedica s druge strane troše  
više energije zbog struje šarenja. Isto se tiče ulaznih struja struja rešetke  
jedna je nešto manja od struje upnevljive rešetke MOSFET-a.

Struje rešetke kod komercijalnih elektronskih cijevi se obično kreću u granicama od  $10^{-8}$  do  $10^{-10}$  A, dok kod elektrometarskih cijevi mogu doseći vrijednosti od  $10^{-15}$  A, odnosno 1 fA (femoamper =  $10^{-15}$  A). Da bi mogli struju rešetke održati što manjom, treba vidjeti od kojih se komponenta ova struja sastoji. Utjecaje na pojedine komponente struje rešetke elektronskih cijevi: Na sl. 3.31. prikazane su ovisnosti ovih komponenti struje rešetke od ulaznog prednapona.





Sl. 1.67. 3.31.

Struja rešetke sastoji se od slijedećih komponenti:

1.- Struje elektrona, koja nastaje od elektrona koji i usprkos negativnom prednaponu bivaju zahvaćeni rešetkom. No ova struja naglo opada povećanjem negativnog prednapona. Osim toga ova struja elektrona se povećava strujom žarenja.

2.- Struje pozitivnih iona koji nastaju uglavnom prilikom neelastičnog sraza elektrona sa molekulama preostalog plina u elektronskoj cijevi. Ova pozitivni ioni bivaju prihvaćeni

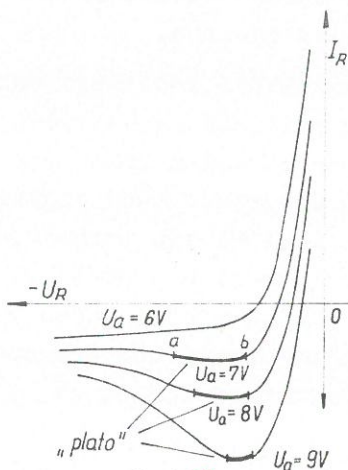
uglavnom rešetkom, koja je na nižem negativnom potencijalu. Struja pozitivnih iona je manja ukoliko su anodni napon i struja elektrona manji pa prema tome opada povećanjem negativnog prednapona rešetke. Ova komponenta struje je protivnog smjera od struje elektrona.

3.- Osim navedenih komponenti struje postoji i komponenta koja je posljedica nesavršene izolacije između priključka rešetke i ostalih elektroda, a proporcionalna je naponu na rešetki.

4.- Četvrta komponenta je posljedica emisije elektrona iz same rešetke i ona je istog polariteta kao i struja pozitivnih iona, jer navedenom emisijom elektrona rešetka postaje pozitivnija. Do emisije elektrona iz rešetke dolazi zbog zagrijavanja rešetke od isijane topline katode, a zbog isparenog barijevog oksida sa katode smanjuje se i rad izlaza rešetke. Osim toga katoda emitira i pozitivne ione koji bivaju zahvaćeni rešetkom, te na taj način povećavaju ukupnu struju pozitivnih iona. Navedena četvrta komponenta proporcionalna je temperaturi katode (T<sub>k</sub>). Struja kao posljedica fotoemisije slabijeg je utjecaja.

Od navedenih komponenti prve dvije se mogu smatrati najvažnijima. Na osnovu svega dosada rečenog vidimo, da struju rešetke možemo smanjiti, ako smanjimo što više anodni napon i struju žarenja katode. Za elektronske cijevi, koje rade sa smanjenim anodnim naponom i strujom žarenja kaže se da rade u elektrometarskom režimu. Anodni napon se obično kreće u granicama od 6 do 10 V. Dok struja žarenja iznosi obično 60% od nominalne vrijednosti. Ukoliko promatramo ukupnu struju rešetke sastavljenu od komponenti na sl. 1.67. možemo je predočiti slikom 1.68. 3.32.





Sl. 1.68. 3.32.

Vidimo da pogodnim izborom anodnog napona možemo ostvariti područje, tzv. "plato", gdje se struja rešetke praktički ne mijenja u dosta širokim granicama (a,b) u ovisnosti o prednaponu. To je područje naročito povoljno izabrati kao radno područje, jer se ovdje mjerene struje mogu približiti veličini rešetkine struje, a da to na mjerjenje ne utiče.

Ukoliko se obične elektronske cijevi koriste u elektrometarskom režimu, onda im struja rešetke može pasti

do  $10^{-12}$  A, jasno da se pri tome smanjuju znatno strmina i faktor pojačanja  $\mu$ , koji se smanjuje obično za cijeli red veličine. No ovo smanjenje pojačanja, prema izrazu 3.32. ne znači mnogo, jer se sada mogućnošću povećanja otpora  $R_{ud}$  za dva reda veličine strujno pojačanje povećava ipak za red veličine.

U elektrometarskom režimu najčešće se koriste pentode (npr. "žir" pentode) i to tako da kočea rešetka bude upravljajuća, dok se na prvu rešetku (upravljajuću) i drugu (zaštittu) dovodi mali napon od nekoliko volta. Struje rešetke se i kod ovih komercijalnih cijevi mogu smanjiti na jako male vrijednosti, ako se koriste u tzv. "izgladnjelom" elektrometarskom režimu kada se napon žarenja odabire i do 30% od nominalne vrijednosti, kada anodna struja iznosi svega  $10^{-8}$  A, a struja rešetke se smanjuje do  $10^{-15}$  A.

Svakako najbolji rezultati mogu se postići posebno tvornički proizvedenim elektrometarskim cijevima. Kod ovih cijevi se struja rešetke od  $10^{-15}$  A ostvaruje uz znatno veće anodne struje koje se kreću u granicama od 10 do 300  $\mu$  A. Strmina iznosi od 15  $\mu$  A/V do 150  $\mu$  A/V. Statički faktor pojačanja  $\mu$  redovito nije manji od 1 ni veći od 2, dok je struja rešetke u granicama od  $10^{-13}$  do  $10^{-15}$  A. Elektrometarske cijevi koje su posebno konstruirane sa rešetkom na balonu cijevi imaju dakle male struje rešetke uz znatno veću anodnu struju, faktor pojačanja i strminu, nego što to imaju komercijalne cijevi u elektrometarskom režimu, pa se sa ovima mogu ostvariti i mnogo veća strujna pojačanja. Cijena elektrometarskih cijevi je za cijeli red veličina veća od komercijalnih cijevi. Anodni napon se kreće u granicama od 5 V do 7 V, a iznimno i 10 V.

Elektrometarske cijevi se najčešće proizvode kao triode, ali za povećane zahtjeve u smislu stabilnosti izvode se i kao elektrometarske cijevi sa dvije rešetke od kojih je prva pomoćna, dok je druga upravljajuća. Napon pomoćne elektrode ima svega 0,5

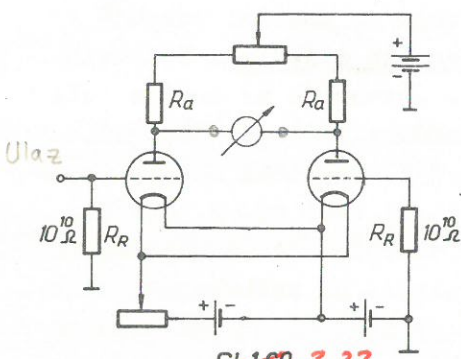


\* Da bi se izbjegla upotreba vrlo osjetljivog galvanometra, sve se više upotrebljavaju višestepena ~~z~~ elektromotorna pojačala, gdje se prvi stupanj izradi sa elektromotornim cijevima, a ostali stupnjevi sa tranzistorima. Zbog malog ausduhug nepuna elektromotorske cijevi se dobro uklapaju u tranzistorSKU shemu.

do 2 V. Ovo ima za posljedicu proširenje područja prostornog naboja oko katode na područje koje se poklapa sa pomoćnom rešetkom. Na taj način se povećava efektivni promjer katode odnosno strmina elektrometarske cijevi. Osim toga zahvaljujući pomoćnoj rešetki smanjuje se komponenta rešetkine struje od pozitivnih iona koje emitira katoda. Pozitivne ione emitira svaka oksidna katoda, dok torirane katode znatno manje.

Ako se dvije elektrometarske cijevi koriste u masnom spoju, onda postoje izvedbe elektrometarske cijevi sa dva tetrodna sistema u jednom balonu, pri čemu je katoda i pomoćna rešetka zajednička. Ovakve cijevi imaju manji drift.

Pojačalo sa elektrometarskim cijevima <sup>može se</sup> ~~se često~~ izvodi jednostepeno. U ovakvom slučaju je potrebno imati osjetljiviji galvanometar kao indikator ( $< 10^{-6}$  A za pun otklon). Da bi se smanjio drift pojačalo se izvodi u masnoj shemi (bez zajedničkog katodnog otpornika) kako je prikazano na sl. 1.69. ~~3.33~~



Sl. 1.69 3.33.

Napajanje elektrometarskog pojačala se provodi preko dvostepenog stabilizatora, tako da se stabilizator priključuje na stabilizator, da bi stabilizacija bila što bolja. ~~Katkada se koristi i akumulator velikog kapaciteta (100 Ah).~~

Osim masnih shema <sup>još se</sup> ~~veliku~~ primjenjuju <sup>sklopovi</sup> ~~na~~ nalaze sklopovi sa svega jednom elektrometarskom cijevi koja u ovom slučaju mora biti tetroda ~~ili pentoda~~ <sup>prema sl. 1.70</sup>.

Od poluvodičkih elemenata u elektrometarskim pojačalima upotrebljavaju se MOS-FET-ovi. Struje kod MOSFET-ova specijalno danas najosjetljivijih elektrometarskih pojačalima mogu doseći vrijednost i do  $10^{-15}$  A, a otpori <sup>do</sup>  $10^{14}$  Ohms. Kod spojukih FET-ova manje struje od  $10^{-12}$  A ne deji se otkloniti zato se i ne upotrebljavaju u elektrometarskim pojačalima. MOSFET-ovi imaju i jedan veliki prednost pred ~~elektrometarskim~~ ~~cijevima~~ da im je strmina mnogo veća (0.2 do 2 mA/V), nego kod elektrometarskih cijevi (0.01-0.1 mA/V). Da bi se struja upravljačke elektrode MOSFET-a što više smanjila potrebno je povećati debljinu izolirajućeg sloja SiO<sub>2</sub> koji odjeljuje upravljačku elektrodu od samog kanala MOSFET-a.

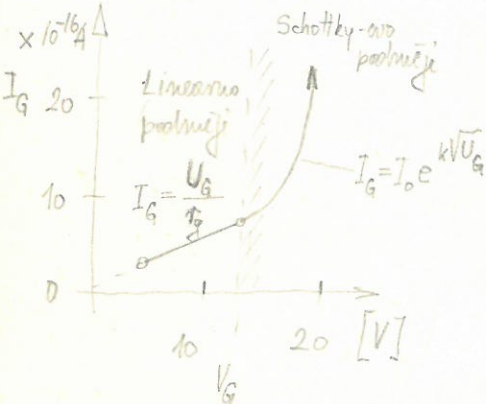


Ova struja može se odrediti iz izraza

$$I_G = \frac{w \cdot l}{d} \sigma \left( U_G + \frac{U_{DS}}{2} \right)$$

13.27./

gdje je  $w$  ~~širina~~ širina, a  $l$  duljina upravljačke elektrode, dok je  $d$  debljina izolirajućeg sloja.  $\sigma$  je vodljivost izolirajućeg sloja,  $U_G$  prednapon upravljačke elektrode, a  $U_{DS}$  napona napon. Očito je da se povećanjem <sup>debljine</sup> izolirajućeg sloja smanjuje struja  $I_G$  no povećanjem debljine <sup>dolje strane</sup> strmina MOSFET-a, što opet prema izrazu (3.25.) smanjuje mogućnost strujnog pojačanja. No ni debljina  $SiO_2$  sloja ne smije biti pretanka da ne bi došlo do proboja zbog prejakog električnog polja koje ne smije biti jače od  $10^6$  V/cm. Struja upravljačke elektrode sastoji se od struje elektrona, ionska vodljivost, tunelirajuće, Schottky-ova <sup>emisija</sup> i površinska vodljivost. Na sl. 3.34. je pokazana

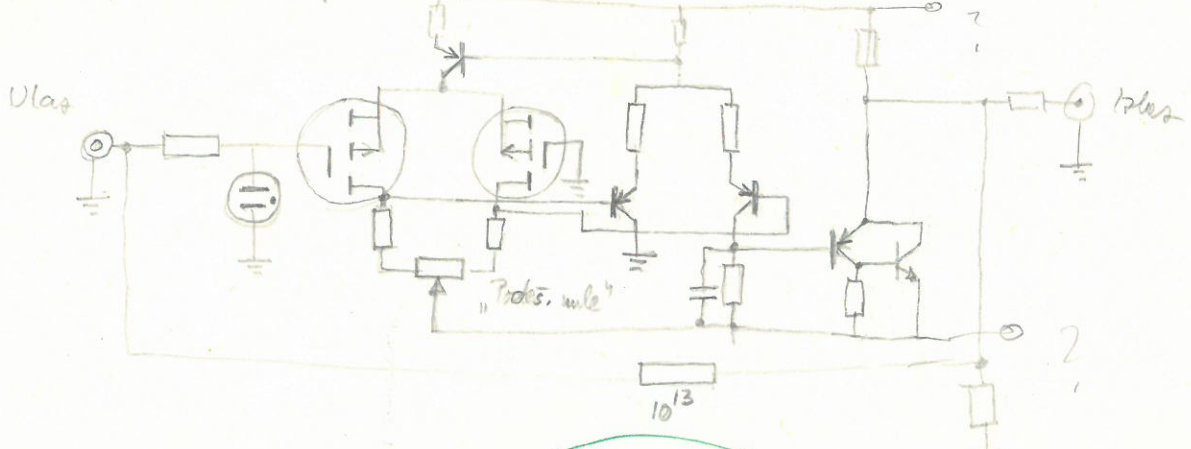


ovisnost struje o naponu upravljačke elektrode. Elektronitarska cijev treba da radi u linearnom području gdje su struje najmanje upravljačke mreže najmanje. Najbolji se rezultati mogu postići sa tzv. ekvipotencijalnim zaštitnim priklonima.

Sl. 3.34.

MOSFET-ovi su manje osjetivi o temperaturi od spojnih, FET-ova i imaju temperaturi porastak nule od oko <sup>(kao i kod elektronitarskih cijevi)</sup>  $100 \mu V/^\circ C$ . Primjerno diferencijalno pojačala može se praviti nule umanjiti sa jednim red veličine.

Kapacitivne diode mogu se talovito izvesti kao MOS-diode, koje mogu imati izolacioni otpor  $10^{13}$  do  $10^{15} \Omega$ , pa se sa uspjehom mogu upotrijebiti kod mostova i oscilatora sa kapacitivnim diodama. Kod MOS-diode nedostatak je slaba vremenska stabilnost, dok je temperaturna stabilnost relativno dobra.



Sl. 3.35.

\* Kabelni koji se koriste u elektrometarskim mjerenjima moraju biti  
 krotki, jer pomicanje kabela može izazvati naboj trajnim dielektrikom kabela  
 o oblog kabela. Da se ovo izbjegne dielektrik kabela premasuje  
 se grafitom. Osim toga i svoje proužima kapacitivnosti kabela  
 pod istovremennim naponom <sup>U</sup> može izazvati <sup>dosta velike proužime</sup> ~~napona~~ <sup>smeću</sup> smetnji.  
 Proužimajuća struja koja se u tom slučaju pojavljuje ne velkom  
 ulaznom otporu pojačala je

$$i = \frac{dq}{dt} = \frac{d(C \cdot U)}{dt} = C \frac{dU}{dt} + U \frac{dC}{dt} \quad \text{smetnje} \quad |3.28.|$$

ako je  $U = \text{konst}$  i otpor pojačala  $R_{ul}$  onda je napon  $u$  u teluom

slučaju

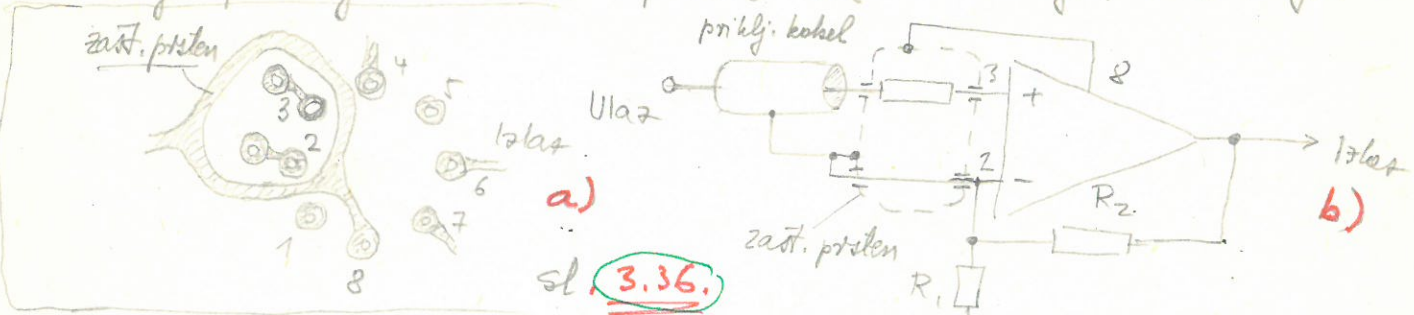
$$u = R_{ul} \cdot U \frac{dC}{dt}$$

|3.29.|



Na sl. 3.35. prikazano je jedno elektromotorsko pojačalo gdje su na ulazu prisutni MOSFET-ovi dok su ostali stupnjevi pojačanja izvedeni sa tranzistorima na koji većim je realnimno više pojačanje manjim brojem stupnjeva.

Kod izvedbe elektromotorskih pojačala nije dovoljno osigurati veliki ulazni otpor i male struje upotrebnom MOSFET-ova ili elektromotorskih cijevi nego je potrebno posebnim pažnjom posvetiti i upotrebljivim materijalima i pasivnim komponentama ulaznog kroma pojačala. Tako se kao izolacioni materijal gdje se približuju ulazne priključnice i upravljačka ~~diode~~ <sup>diode</sup> najviše preporuča teflon, ali se može upotrebiti i polietilen, odnosno staklo <sup>i keramika</sup> ~~ne~~ ekstremne zahtjeve. Neistota i vlaga ne protječu se lako teflonu jer je teflon hidrofoban. Za čišćenje teflona najviše se upotrebljava vrlo čist metilni alkohol razrijeđen sa deioniziranom vodom, ili TMC Tricon. Materijal kao što je keramika <sup>su</sup> povećanja pasivne struje kod već vlažnosti. Da se umanjuje utjecaj pasivne struje ulazne priključnice obilježavaju se zaštićenim prostoru prema sl. 3.36. Zaštićeni prostor se drži na potencijalu vrlo bliskom podacijalnoj mijennoj signala tako da postoji što manja potencijalna razlika i prema tome što manje pasivne struje.



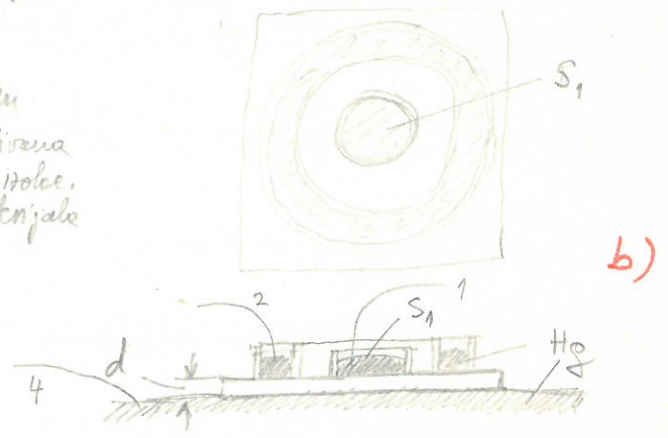
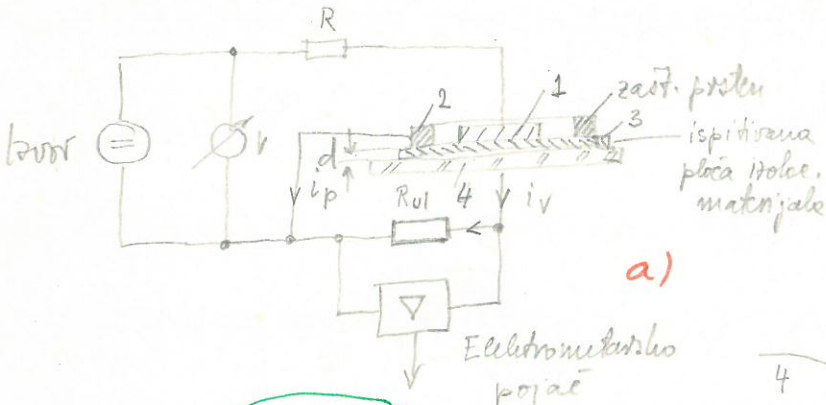
sl. 3.36.

Oklop dovoljnog kabla je visok na isti potencijal što redukuje inducirane smetnje i smanjuje efektivni kapacitet kabla. Potencijal zaštićenog prostora je tzv. bootstrap potencijal (vidi sl. 2.20.)\*

Elektromotorska pojačala dobese posebno do <sup>izražaja</sup> interesa kod mjerenja specifičnog otpora izolatora upotrebljavajući u dieltriku (pričipan, tektolit, PVC, izolacione smole itd). Kod ovakvih mjerenja pasivne površinske struje su istog reda veličine <sup>ili više</sup> ~~od~~ struje koja teče



koji izolacioni materijal. Da se isključe površinske struje  $i_p$  usavrava konisti se tahoder zaštiti prstenu prema slici 3.37 a i b



Sli. 3.37.

koji se isputuju  
 Izolacioni materijal  $V_{i, se}$  izrađuje se u formi kvadratne ploče deblje nekoliko milimetara. Ploča se može položiti na površinu žive koja služi kao elektrode. Na ispitivom ploči položi se koncentrični tri prstena. Između vanjskog i srednjeg prstena sipa se živa (tako se dobiva zaštiti prstenu) isto tako sipa se živa i u unutrašnj centralni prstenu na koji većim se dobiva druga elektrode. Kontakt se dobiva jednostavno postavljajući žive u žive. Na prvom površini centralne elektrode  $S_1$  dobiva se mjednost specifičnog otpora kao

$$R = \frac{S_1}{d} \cdot R_x \quad |3.30|$$

gdje je  $R_x$  izvorna mjednost otpora, a  $d$  debljine izolacione ploče. Tada izvedbi gdje su elektrode  $V_{i, se}$  istog oblika kao na sl. 3.37 iz masivnog metala (npr. Ag), a kontakt sa izolacionom pločom se postiže vodljivom masom.

Elektromotarsko pojačala se posebno koriste u plinskoj kromatografiji kod detektora na principu ionizirajućeg plamena, spektroskopske mase, i drugim sensorima u procesima usavršavanja, senzora za mjerenje  $O_2$  i  $CO_2$  gdje se tahoder radi o vrlo malim strujama, kod pH-metara, gdje se upotrebljavu stabilna elektrode zatim kod fotomultiplikatora, ~~del~~ detektora zračenja. Posebno mjesto zauzimaju elektromotarsko pojačala u biomedicinskoj instrumentaciji, kod mjerenja sa mikroelektrodama i kod mjerenja protoka krvi elektroindukcionim



metodama, kod mjerenja  $CO_2$  i  $O_2$  itd. Nekada elektromotorske pojačale  
uvrštavaju i u izolaciona svojstva plovjućih pojačala.

#### 4. ANALOGNI INDIKATORI I REGISTRIRAJUĆE NAPRAVE

Indikator <sup>i registrirajuće naprave</sup> su drugi vrlo važan element elektroničke mjere naprave. Da bi se mjerene veličine koji se ne istasu svojim vrstoju uvijek prikazuju u obliku struje ili napona moglo osjetiti načinom osjetilima potrebni su indikatori. Ovi električni veličine pretvoriti u vizuelnu, tako bi je osjetilom vide mogli osjetiti. Kad je osjetilo koje omogućava percepciji najviše različite podataka tako da su ~~su~~ vizuelni indikatori gotovo isključivo u upotrebi, tako da se skisni mogu u njihovoj tehnici ne upotrebljavaju.

Mnogo puta je potrebno da se promatranu pojavu i trajno zabilježi kako se govori o registrirajućim napravama. One su često prikazivane na indikator, a mogu i samostalno biti prikazivane na istom mjestu. <sup>naprave.</sup> Zapis se može provesti na papirnoj traci <sup>traci, specijalnom papiru</sup> u toplinom <sup>ili drug</sup> i fotografijom, papirni utjecajem osjetilnog slova odnosi na magnetskoj traci. Osim toga podaci mjereni podaci se mogu pretvoriti u digitalni oblik, kada postoji više načina da ~~tako~~ se podaci mogu zapamtiti. Zapanjeni podaci kasnije se opet mogu pretvoriti u analogni oblik radi zgodnijeg predocavanja što uvijek i nije nužno. Potreba za registriranim javlja se neručito u slučajevima brzo-promjenljivih veličina, koje se ne mogu vizuelno prebiti, pa ih je potrebno zapisati, da bi se kasnije mogli analizirati. Opcijom za analizu mjerne podatke potreban je zapis.



Ako se električka pojava vrlo brzo mijenja, ali je pri tome periodična, može se promatrati i tako da se nakon jedne ili više perioda ponavlja na istom mjestu i tako ostavlja utisak nepomične slike (osciloskop). Osim <sup>analognih</sup> ~~indikatora~~ <sup>koji</sup> prikazuju svaku <sup>svaku</sup> vrijednost <sup>u</sup> promatrane veličine, ~~ima~~ <sup>postoje</sup> ~~indikatora~~ koji indiciraju samo diskretne vrijednosti promatrane veličine, najčešće **numerički**. Ovo su tzv. **digitalni indikatori**, za razliku od ~~maloprije~~ ~~spominjanih~~ ~~analognih~~ ~~indikatora~~.

Za ~~indikaciju~~ ~~analognih~~ ~~veličine~~ gotovo isključivo se koriste instrumenti s kazaljkom. Kazaljka može biti mehanička ili optička. Za pokretanje kazaljke najviše se koristi sistem s pokretnim svitkom, a katode, ali ~~zgrade~~ s pokretnim željezom. Ovi isti sistemi upotrebljavaju se i za registraciju kada se umjesto kazaljke upotrebi pisaljka. Svakako da se kod staklenog sistema u slučaju registracije pokušava pasivna uvođa postaviti u najgoru dinamičku svojstvenu u što se ne mogu uopće probaviti sine frekventijska karakteristika.

~~katoda-fluorescencija~~, diode  
sa ~~emisionom~~ ~~svjetlo~~ i ~~tehnici~~ ~~kristal~~. Ovim ~~uvodnim~~ ~~rečenicama~~ ~~još~~ ~~možemo~~ ~~reći~~  
~~digitalne~~ ~~indikacije~~ ~~se~~ ~~u~~ ~~ovoj~~ ~~upotrebi~~ ~~pa~~ ~~u~~ ~~ovoj~~ ~~knjizi~~ ~~razmatraju~~.

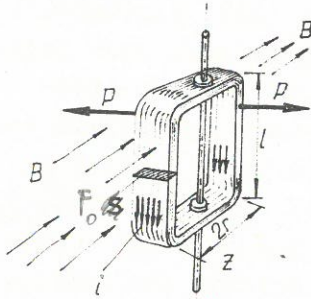
#### 4.1. Instrument sa pomičnim svitkom.

Instrument sa pomičnim svitkom daje otklon kazaljke proporcionalan veličini struje koja teče kroz njegov svitak. Ova struja opet može biti funkcija različitih električkih ili neelektričkih veličina. Kako instrument sa pomičnim svitkom, a ni oko ne mogu slijediti brze promjene struje, to ovakvim instrumentom prikazuju se samo sporopromjenljive veličine.

Instrument sa pomičnim svitkom odlikuje se velikom osjetljivošću, tačnošću i linearnom ovisnosti između otklona  $\varphi$  i struje kroz svitak, pa se iz tih razloga najviše koriste kao <sup>analogni</sup> indikatori elektroničkih mjernih uređaja. Ako kroz vodič duljine  $l$  teče struja  $i$  u polju magnetske indukcije  $\vec{B}$  predstavljenom vektorom okomitim na vodič  $\vec{l}$  onda na ovaj vodič djeluje sila  $\vec{F}$  koja je vektorski produkt vektora  $\vec{B}$  i  $\vec{l}$ , a može se zbog međusobne okomitosti prikazati i u skalarnom obliku:

$$F_l = B \cdot l \cdot i$$

Ova sila djeluje na svaki zavoj pomičnog svitka instrumenta odnosno na cijeli svitak djeluje sila  $P = z \cdot F_1$ . Na slici 4.1. je prikazan ovaj svitak sa silama  $F$  koje na njega djeluju u polju magnetske indukcije  $B$ , tako da se razvija okretni moment na osovini



$$M = 2P \cdot r = 2 \cdot B \cdot l \cdot i \cdot z \cdot r \quad /4.2./$$

Ako se površina predstavljenog pravokutnika sa stranicama  $2r$  i  $l$  označi sa  $F_0$  onda se gornji izraz može pisati i u obliku

$$M = B \cdot F_0 \cdot z \cdot i = G \cdot i \quad (4.2a)$$

Da se vidi o kojim elementima moment pomičnog svitka može se broj zavoja odrediti iz izraza

$$z = \frac{k_{cu} \cdot S}{q} \quad \text{— kvc} \quad (4.3.)$$

gdje je  $S$  presjek svitka,  $q$  presjek bakrene žice kojom je namotan svitak, a  $k_{cu}$  faktor ispunje bakrom presjeka  $S$  svitka. Obično se uzima, da je  $k_{cu} = 0,4$  do  $0,5$ . Uzmimo još da je opteretivost žice dana kvocijentom  $i/q = i_0$ , pa možemo napisati da je

$$M = B \cdot i_0 \cdot k_{cu} \cdot 2rl \cdot S \quad /2.4./$$

Volumen svitka je

$$V = S \cdot 2l(1 + \frac{2r}{l}) \quad /2.5./$$

odnosno bakra u svitku  $V_{cu} = k_{cu} \cdot V$ . Sad se izraz /2.4./ može napisati kao

$$M = B \cdot i_0 \cdot V_{cu} \cdot \frac{r \cdot l}{2r + l} \quad /2.6./$$

Vidimo da moment  $M$  ovisi o indukciji u zračnom rasporu instrumenta  $B$ , koja je obično  $0,2$  do  $0,5$  T, zatim o opterećenju žice namotaja, koje nije veće od  $4$  A/mm<sup>2</sup>, te o volumenu bakra, u zračnom rasporu. Posljednji član  $r \cdot l / (2r + l)$  ima maksimum za slučaj da je  $2r = l$  odnosno kada je okvir svitka kvadratičan. U takvom slučaju je moment

$$M = B \cdot i_0 \cdot \frac{r}{2} V_{cu} \quad /2.7./$$



Ovom momentu se opire moment opruga, koje vraćaju svitak u ravnotežni položaj. Moment opruge je proporcionalan kutu otklona svitka odnosno kazaljke  $\varphi$  tako da je

$$M_0 = c \cdot \varphi \quad /2.8/$$

pa je u slučaju <sup>statičke</sup> ravnoteže

$$\sum_{i=1}^n M_i = M - M_0 = 0 \quad /2.9/$$

odnosno otklon

$$\varphi = \frac{B \cdot i_0 \cdot V_{cu} \cdot r}{c} \quad /2.10/$$

Osjetljivost instrumenta  $K_i = \varphi / i$  biti će to veća, što je ~~veća~~ <sup>veći moment  $M$  i manja krutost opruge  $c$</sup>

dimenzije svitka i indukcija  $B$

$$K_i = \frac{\varphi}{i} = \frac{B \cdot V_{cu} \cdot r}{2 q \cdot c} \quad /2.11./$$

## 4.2. Pisaci.

### 4.2.1. Dinamička svojstva pisaca

Ukoliko je potrebno pratiti ~~momentane~~ momentane vrijednosti struje <sup>kroz</sup> pomoćni svitak tj. ukoliko se želi registrirati brze promjene, pojavljuju se još dva momenta koje mora svladati moment  $M$  izazvan strujom kroz svitak. Kako se brze promjene mogu pratiti samo, ako se na neki način zabilježi npr. na papiru, ili na neki drugi način, potrebno je u tom slučaju izvesti kazaljku kao pisaljku. Cijeli sistem pomičnog svitka sa pisaljkom zove se pisac.

U ovom slučaju momentu izazvanom strujom kroz svitak  $M$  drže ravnotežu ne samo moment izazvan krutošću opruge  $M_c = c \cdot \varphi$  nego i moment zbog inercije  $M_i$  i moment trenja  $M_{tr}$ , tako da je

$$M - M_i - M_{tr} - M_c = 0 \quad /2.12./$$

Moment tromosti  $M_i$  je proporcionalan prema prvom Njutnovom zakonu kutnom ubrzanju, pa je

$$M_i = J \cdot \frac{d^2 \varphi}{dt^2} \quad /2.13/$$

dok je moment trenja  $M_{tr}$  približno proporcionalan kutnoj brzini

$$M_{tr} = \alpha \frac{d\varphi}{dt} \quad /2.14/$$

Ako pretpostavimo, da kroz svitak teče struja sinusnog oblika, onda je ravnoteža uspostavljena kad je

$$J \frac{d^2 \varphi}{dt^2} + \alpha \frac{d\varphi}{dt} + c \cdot \varphi = M \sin \omega t \quad /2.15/$$

Ova diferencijalna jednačina drugoga reda možemo riješiti primjenom Laplaceove transformacije kako je to općenito učinjeno u prvom poglavlju knjige kada je jednačina (22) napisana općenito

$$a_2 \frac{d^2 y}{dt^2} + a_1 \frac{dy}{dt} + a_0 = b_0 X(t) \tag{4.16.}$$

ovdje je  $a_2 = J$ ,  $a_1 = \alpha$ ,  $a_0 = c$  i  $b_0 = M$ . Primjenom Laplaceove transformacije isloži da je prenosna funkcija u gornjem podmišlju prema (25)

$$\Phi(s) = \frac{\frac{M(s)}{c}}{\frac{J}{c}s^2 + \frac{\alpha}{c}s + 1} \tag{4.17.}$$

Ali se ovaj sistem pokrećuje sinusnom pobudom, onda je  $s = j\omega$  pa je

$$\varphi_m = \frac{\frac{M(j\omega)}{c}}{-\frac{J}{c}\omega^2 + j\frac{\alpha}{c}\omega + 1} \tag{4.18.}$$

Označi li se

$$\frac{c}{J} = \omega_0^2 \quad \text{a} \quad \frac{\alpha}{2c} \omega_0 = \xi_s \quad \text{odnosno} \quad \xi_s = \frac{\alpha}{2Jc}$$

onda se može napisati da je

$$\varphi_m = \frac{M}{\omega_0^2 J} \frac{1}{1 - \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2 + j 2\xi_s \frac{\omega}{\omega_0}} \tag{4.19.}$$

Apsolutna vrijednost ovog iznosa predstavlja amplitudno-frekvencijsku karakteristiku

$$\varphi_m = \frac{M}{\omega_0^2 J} \frac{1}{\sqrt{\left[1 - \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2\right]^2 + 4\xi_s^2 \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2}} \tag{4.20.}$$

dok je faza-frekvencijska karakteristika dana arkus-tangensom imaginarne i realne komponente tako da je

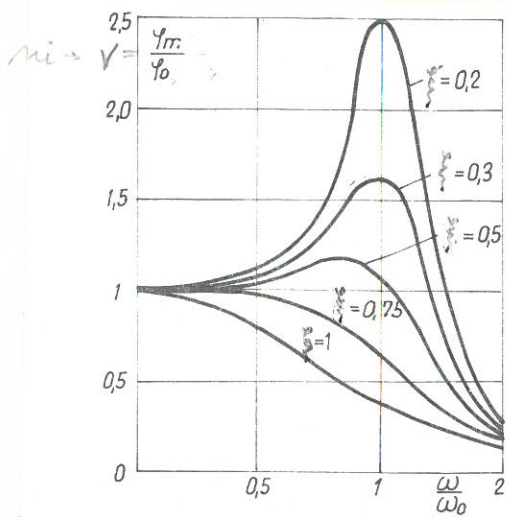
$$\psi = \arctg \frac{2\xi_s \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)}{1 - \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2} \tag{4.21.}$$

Grafički prikaz amplitudno-frekvencijske i faza-frekvencijske

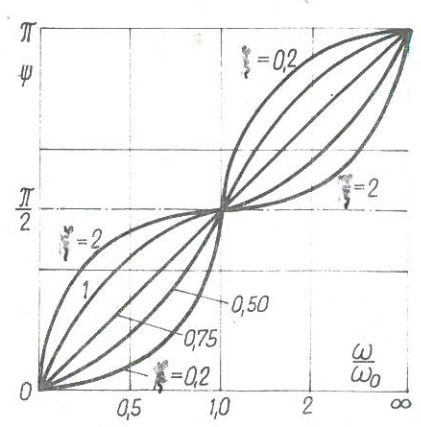


\* Nadrišenja nastaju potpuno prema jedinstvu (4.22.) kada vrijednosti  
postane  $2\zeta_s^2 \geq 1$  odnosno  $\zeta_s \geq 0.7$ .

Karakteristične prikazane je na sl. 4.2 i 4.3. Ovdje je frekvencija normirana kao kvocijent  $\omega/\omega_0$ .



Sl. 4.2.



Sl. 4.3.

Očito da je  $\omega_0$  karakteristična veličina, jer kada je  $\omega/\omega_0 = 1$  onda amplitudno-frekvencijska karakteristična ima <sup>na mala priгуšenja /</sup> maksimum. To je tzv. rezonantna frekvencija  $\omega_0$ . Ako su priгуšenja veća, onda se maksimum nalazi na nižim frekvencijama od  $\omega_0$ , što se lako dobiva traženjem ekstremna amplitudno-frekvencijske karakteristične (4.20) (deriviranjem ove funkcije i izjednačenjem s nulom). Tako se dobiva da rezonantni maksimum nalazi na frekvenciji

$$\left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)_{max} = \sqrt{1 - 2\xi_s^2} \tag{4.22}$$

Uvisti li se ova vrijednost u izraz (4.20) izlazi da je maksimalna amplituda na rezonantnoj frekvenciji (4.22)

$$\varphi_{mmax} = \frac{M}{\omega_0^2 \gamma} \frac{1}{2\xi_s \sqrt{1 - \xi_s^2}} \tag{4.23}$$

U prikazanim kvantitativno vidljivo je da u slučaju slabog priгуšenja postoje jače nadriгуšenja. Optimalna priгуšenja nalaze se u području od  $\xi_s = 0.7$  do  $\xi_s = 0.75$ . <sup>Kod malo priгуšenja  $\xi_s$  nije manje od 0.65 nadriгуšenja su zadovoljavajuća.</sup> Kod takvih priгуšenja može se smatrati amplitudno-frekvencijska karakteristična gotovo potpuno linearnom do  $\omega = 0.5\omega_0$ . Za vrlo niske frekvencije sledi se

$$\varphi_0 = \frac{M}{\omega_0^2 \gamma} \tag{4.24}$$

Amplitude sledi se također se može normirati kao omjer  $\frac{\varphi_m}{\varphi_0} = \nu$ , što je posebno povoljno kod prikaza amplitudno-frekvencijske karakteristične.



Gornji graničnu frekvenciju se može i u ovom slučaju odrediti tako kada amplituda otklona padne na vrijednost  $1/\sqrt{2}$  od  $\varphi_0$ , a to je prema jednačini (4.20) na  $\xi_s = 0,7$ .

$$v = \frac{\varphi_m}{\varphi_0} = \frac{1}{\sqrt{2}} = \frac{1}{\sqrt{[1 - (\frac{\omega}{\omega_0})^2]^2 + 2(\frac{\omega}{\omega_0})^2}} \quad 4.25.$$

odakle se dokiva da je to postignuto kod frekvencije  $\omega_g$   
 $\omega_g = \omega_0$  4.26.

Za pojačanja manja od  $\xi_s = 0,7$  očit je i  $\omega_g$  nešto veći od  $\omega_0$ . Prema tome da bi se postigla što veća prava granična frekvencija pisaca  $\omega_g$  treba biti što veća rezonantna frekvencija  $\omega_0$ , što znači na što veću krutost opruga c potrebno je ~~da~~ ostvari što manji moment inercije  $J$  <sup>potrebno</sup> dijela pisaca. Kako se praktički moment inercije  $J$  ne da svesti ispod određene granice ne preostaje ništa drugo nego povećati "krutost" opruga c ali ni to nije moguće preko određene granice, jer

veća "krutost" opruga zahtijeva mnogo veći moment na osovini svitka M, prema izrazu /4.8/. ~~Ukoliko je frekvencija  $\omega$  vrlo niska, dobivamo iz /2.27/ da je~~

$$\varphi_{max} \cdot \omega_0^2 = \frac{M}{J} \quad \begin{matrix} 4.27 \\ /2.32/ \end{matrix}$$

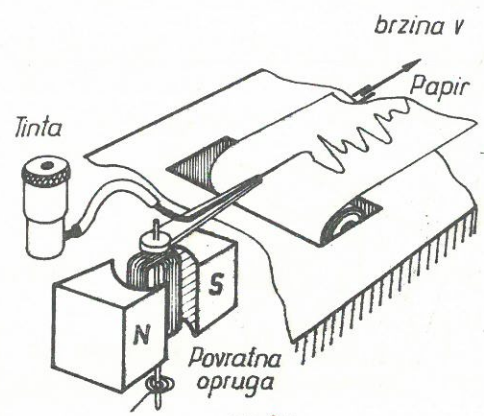
Ovo je ~~vrlo~~ važni izraz, koji karakterizira neki pisac. Uz činjenicu da veličina M/J ne može za određeni sistem pisaca preći neku granicu, proizlazi da rezonantnu frekvenciju  $\omega_0$  možemo povećati samo na račun amplitude otklona  $\varphi_{max}$  tj. za veće <sup>rezonantnu</sup> ~~granične~~ frekvencije  $\omega_0$  manja je amplituda otklona i obrnuto. ~~Računom se može pokazati da je~~

$$\left(\frac{M}{J}\right)_{max} = \frac{B \cdot i_0}{2 \gamma_s \cdot r_{opt}} \quad \begin{matrix} 4.28 \\ /2.35/ \end{matrix}$$

Iz izraza /2.35/ vidimo da kvocijent M/J ima maksimalnu vrijednost uz optimalno izabrani promjer svitka  $r_{opt}$  ~~prema~~ ~~izrazu /2.34/~~, koji je poželjno da je što manji uz što veću indukciju B u zračnom rasporu i što veće specifično opterećenje žice  $i_0$  (A/mm<sup>2</sup>). Žica kojom je namotan svitak mora biti male specifične težine  $\gamma_s$ , dok u smislu smanjenja promjera

svitka  $r_{opt}$  treba da je i kazaljka što lakša (~~mali  $\frac{1}{K}$~~  i  ~~$S$~~  i kraća (~~mali  $L_K$~~ ), koja opet ne smije biti prekratka zbog sinusne ili tangensne pogreške, koja na taj način nastaje (~~po glavi je 2.1.5.~~). Sve u svemu veličina  $M/J$  ne može prekoračiti izvjesnu graničnu vrijednost za neki određeni sistem pisaa.

Na osnovu navedenog kod pisaa sa kazaljkom prema slici 4.4. ne može se očekivati veća rezonantna frekvencija od nekih 150 Hz. Najveći broj pisaa koristi tintu za registraciju

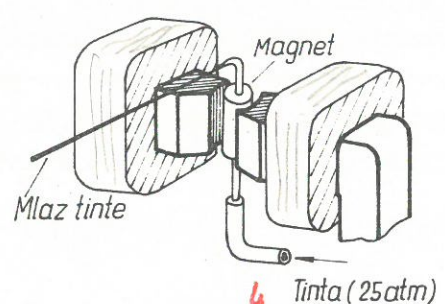


Sl. 4.4.

na papiru. Za neke pisaa upotrebljava se opet poseban papir, koji se sastoji od dva sloja: podloge od tamnog papira i površinskog sloja od lako topivog bijelog materijala (voska ili posebne plastike). Kazaljka u ovom slučaju na svome donjem dijelu ima nit koja se električnom strujom grije i topi gornji bijeli sloj, tako da ostaje kao trag tamni donji

sloj papira. Postoje izvedbe sa kazaljkom od metalne tanke šipke, koja preko indiga ostavlja trag na papiru. Na ovaj način se izbjegava mokri trag tinte, iako zapis nije jako kontrastan. Rezonantna frekvencija je sada nešto veća, ali ne prelazi 200 Hz.

Da bi se postigla još veća granična frekvencija kod izvedbe na sl. 4.5. odbačena je u potpunosti kazaljka, koja daje najveći doprinos momentu inercije pa se mlaz tinte štrca pod velikim pritiskom na papir. Tako je masa kazaljke zamijenjena daleko manjom masom mlaza tinte. I pokretni sistem je u ovom slučaju znatno manjih dimenzija. Ovaj se izvodi iz rotirajućeg permanentnog magneta upetog između dvije torzione niti u polju elektromagneta uzbuđivanog strujama iz pojačala. Kroz rotirajući permanentni magnet prolazi kapilara koja je na vrhu svinuta da usmjeri mlaz tinte na papir. Pritisak mlaza se kreće u granicama od 25 do 60 atm, što ovisi o brzini pisanja. Što je brzina



Sl. 4.5.

pisanja veća potreban je veći pritisak kako bi u istom vremenu istekla potrebna veća količina tinte. Ovaj sistem se najviše koristi kod registracije biopotencijala kada mu je gornja granična frekvencija, oko 700 Hz, a proizvodi SIEMENS-ova firma ELEMA. No sa sistemom kakav se koristi kod svjetlosnih oscilografa mogu se postići gornje granične frekvencije i od 1200 Hz samo uz pritisak ~~tlak~~

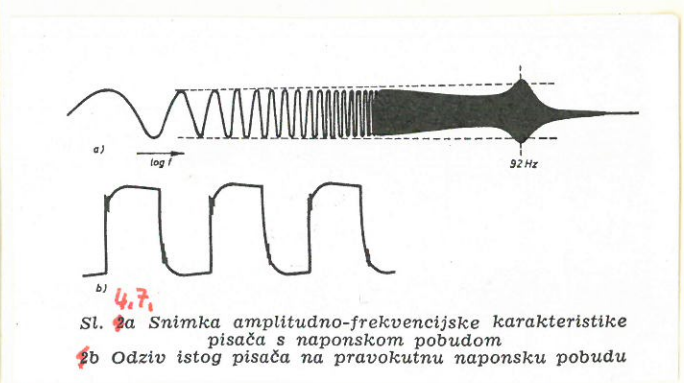
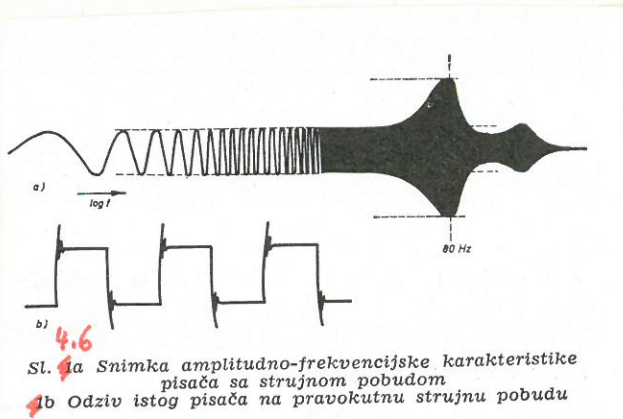
115 \*



tlakovi

od 60 atm. Ovi ~~pritiseci~~ <sup>tlakovi</sup> se postižu odgovarajućim klipnim pumpama sa mogućnošću regulacije ~~pritiseca~~ <sup>tlaka</sup> u ovisnosti u brzini papira za registraciju. Da bi se na papiru ostvario dovoljno tanki trag, sapnica iz koje izlazi tinta ima promjer od svega  $10\mu(0,01 \text{ mm})$ .

U dosadašnjim istraživanjima razmatramo slučaj strujne pobude, gdje je prema izrazu (4.7.) moment  $M$  ~~je~~ direktno proporcionalan struji "i" kroz mehanizam pisaa. U ovom slučaju nije bitna vrijednost impedancije pisaa  $Z_0$  jer je struja određena izvornom i mehanizma o vrijednosti impedancije. Na sl. 4.6. prikazana je amplitudna frekventijska karakteristika ~~je~~ na sinusnu navedu. Također je u ovom slučaju pokazano i odziv pisaa na pravokutnu navedu. Očito je da zbog resonantnog uvođenja amplitudna frekventijska karakteristika postoji velika uvođenja i istraživanja u odnosu pisaa. Osnovna je karakteristika u ovom slučaju da je amplituda konstantna sve do momenta resonancije kao što je istražuje pobuda konstantna.



U slučaju naponske pobude pisaa ne može se reći da je direktni moment  $M$  direktno proporcionalan naponu navedu, jer je on proporcionalan struji prema izrazu (4.7.). Budući da impedancija pisaa nije samo <sup>predstavljena</sup> otporom  $R_0$  mehanizma nego i induktivnošću te osim,

$$\frac{d(B_0 + B)F}{dt} = \frac{dB}{dt} F + \frac{dF}{dt} (B_0 + B)$$



topa dolazi i protuelektromotorna sila u namotaji do izražaja  
 to <sup>je</sup> vodi to odnosi između napona uskude i struje kroz namotaj  
 funkcija frekvencije, što ima utjecaja na amplitudno-frekvencijsku  
 karakteristiku pisca prema sl. 4.6 V. <sup>4.9</sup> Iz tih razloga potrebno je  
 odrediti impedanciju pisca.

4.2.2. Impedancija pisca

Impedancija pisca ima us napon i induktivnu komponentu  
 i komponentu koja je posljedica gibanja polarnog namotaja u magnetskom  
 polju permanentnog magneta kada dolazi do induciranja protuelektromotorne  
 sile u ovom namotaju. Tako je ce us usvojiti napon u kroz pisca  
 tece struja i koja se moze odrediti primjenom Kirchhoffovog zakona i  
 zakona elektromagnetske indukcije iz jednadzbe

$$u = R_g i + R_o i + \frac{d\phi}{dt} \cdot z + \frac{d\phi_o}{dt} \cdot z \quad (4.29.1)$$

magnetski

gdje je  $R_g$  otpor izvora,  $R_o$  otpor namotaja pisca, a  $\phi$  tok kroz  
 namotaj izvora, strujom kroz namotaj odvisno  $\phi_o$  od permanentnog magneta  
 pa je ukupni magnetski tok  $\phi_o + \phi$ .  
 Broj zatvara namotaja oznaen je sa  $z$ . Magnetski tok  $\phi$  je produkt  
 magnetske indukcije  $B$  i površine  $F_o = 2 \cdot l \cdot \overset{\text{koji}}{z}$  zatvara namotaj pisca, tako  
 da se nakon deriviranja dobiva

$$u = R_g i + R_o i + \frac{dB}{dt} F_o z + \frac{dF}{dt} B_o z + \frac{dF_o}{dt} B_o z \quad (4.30.)$$

Kako je  $B \ll B_o$  to se četvrti član može zanemariti. Isto tako se  
 može napisati da je  $z B F_o = L_o i$  i  $F = F_o \sin \varphi$  tako da je

$$u = (R_g + R_o) i + L_o \frac{di}{dt} + B_o \cdot z \cdot F_o \cdot \frac{d\varphi}{dt} \cos \varphi \quad (4.31.)$$

Kut odnosa kasnije pisca  $\varphi$  je mali, pa se može smatrati da  
 je  $\cos \varphi = 1$ . Osim toga može se  $B_o \cdot z \cdot F_o$  označiti sa  $G$  prema imenu 4.2.9,  
 tako da je

$$u = (R_g + R_o) i + L_o \frac{di}{dt} + G \frac{d\varphi}{dt} \quad (4.32.)$$

gdje je protuelektromotorna sila  $e$

\* Ako je naponna uskuda sinusna onda čija frekvencija i stupa u linearnom sustavu, pa se može napisati da je

$$u = U \sin(\omega t + \delta); \quad i = I \sin \omega t \quad (4.34. a i b)$$

Otklon pisaca je proporcionalan struji kroz pisac do nekih frekvencija kada počinje opadati, onim topa dolazi do faznog pomaka  $\psi$  između otklona  $\varphi$  i struje  $i$  pa se može napisati

$$\varphi = v \frac{G}{c} I \sin(\omega t + \psi) \quad (4.35)$$

gdje je  $v$  veličina definirana normirane amplitude  $\varphi_m / \varphi_0$ . Umtavanjem (4.34 a i b) u (4.32.) dobiva se

$$U \sin(\omega t + \delta) = (R_g + R_0) I \sin \omega t + \omega L_0 I \cos \omega t + \omega \frac{G^2}{c} v I \cos(\omega t + \psi) \quad (4.36)$$

odakle je

$$Z_0 = R_g + R_0 + j\omega L_0 + j\omega \frac{G^2}{c} v \cos \psi - \omega \frac{G^2}{c} v \sin \psi \quad (4.37)$$

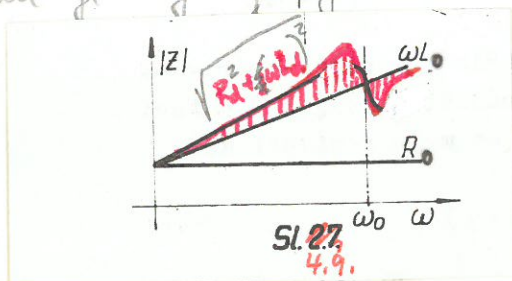
Ovdje  $R_0$  i  $j\omega L_0$  predstavljaju otpor i induktivitet pisaca u mirovanju, dok je

$$R_d = \omega \frac{G^2}{c} v \sin \psi \quad (4.38)$$

$$L_d = \frac{G^2}{c} v \cos \psi \quad (4.39)$$

dinamičke komponente otpora  $R_d$  i induktiviteta  $L_d$  pisaca u gibanju.

Za više frekvencija gdje je  $\psi$  mali, otporne komponente predstiču i ne postoji, dok je induktivna  $L_d$  velika ( $v=1$ ). U resonanciji  $\psi = \frac{\pi}{4}$   $R_d$  je maksimalna dok je  $L_d = 0$ . Za više frekvencija od resonantne  $R_d$  opada a  $L_d$  raste, ali u negativnom smislu. Na utjecaj i raste induktivne komponente kod više frekvencija opada jer se  $v$  smanjuje. Na sl. 4.9. prikazan je utjecaj pojedinih komponenta na impedanciju pisca.





$$e = -G \frac{d\varphi}{dt}$$



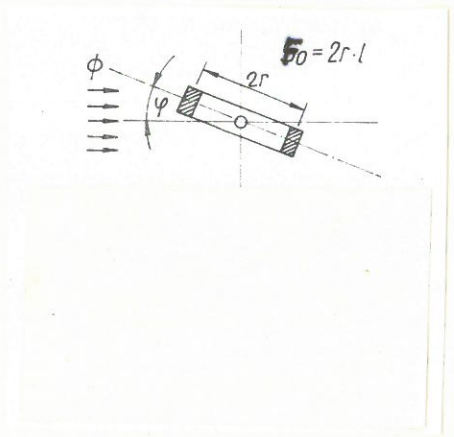
Sada se može napisati diferencijalna

jednačina (prema (4.15) za slučaj naponske uskude

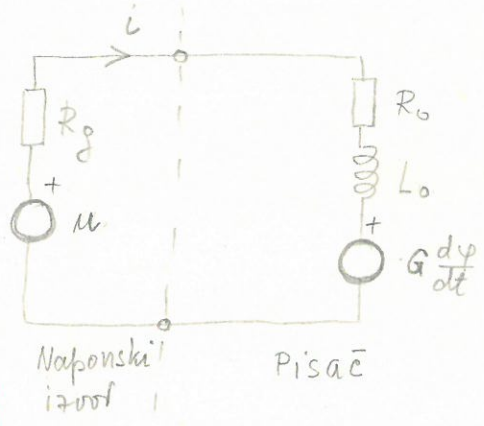
$$L \frac{d^2\varphi}{dt^2} + \alpha \frac{d\varphi}{dt} + c\varphi = G \frac{u-e}{z_0} \quad (4.40)$$

odakle je nakon supstitucije (4.33) u (4.40) i sredivanja

$$L \frac{d^2\varphi}{dt^2} + \left(\alpha + \frac{G^2}{z_0}\right) \frac{d\varphi}{dt} + c\varphi = \frac{Gu}{z_0} \quad (4.41)$$



4.8.



Naponski izvor

Pisač

U ovom slučaju je prigušenje

$$\xi_n = \left[ \alpha + \frac{G^2}{R_g + R_0 + j\omega L_0} \right] \frac{1}{2\sqrt{c}} \quad (4.42)$$

Očito je da us veliki otpor izvora  $R_g$  kao što je kod strujne uskude slučaj prigušenje je malo, zato je i rezonantno naderšenje veliko što se vidi na sl. 4.6. Ali je  $R_g$  mali, onda us mali otpor  $R_0$  namotaj  $L_0$  reaktancija  $\omega L_0$  je kod nižih frekvencija mala) prigušenje je veliko, što se izražava sinuznim naderšenjem. prema sl. 4.7. Kod instrumenata sa dvotimnim sustavom, gdje se radi o vrlo malim prigušenjima može



\* Kod soptlozuit ositopnfa to se postise priguseenje u ulji kada se odgovarajucim iskoristenom ulja u kojim se ulasni pokrivi namotaj postise zeljeno priguseenje.



se izvesti priгуšenje  $\xi_{\text{min}}$  ~~u~~ <sup>koji predstavlja kritično priгуšenje</sup> ~~u~~ <sup>od</sup>  $0.7V$  Kretanje se razvijica uosta na metalnom okviru kada se priгуšenje još više povećava i to se iznos

$$\xi_{\text{min}} = \frac{B_0 T_0}{2\sqrt{L} R_{\text{ok}}} \quad (4.42a)$$

$R_{\text{ok}}$  je otpor metalnog okvira.

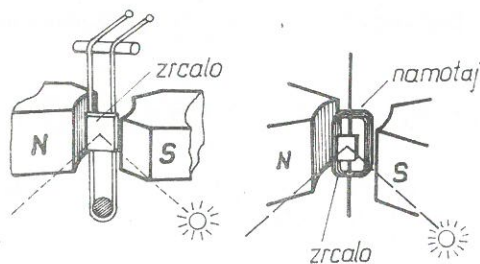
Prema tome kod neposredne uskude je manje rezonantno udeleženje zbog većeg priгуšenja, uslijed manjeg otpora izvora, ali se s druge strane opasa opadajući amplitudni otlonac kod povećanja frekvencije uspokoj konstantnom napona uskude, jer struja uskude opada. <sup>I desni članak izjednačava (4.40)</sup>  $\omega L$ . To se vidi i na sl. 4.7. Većina pojačala deži naponu uskude, jer imaju mali unutarnji otpor, pa deži amplitudno frekvencijsku karakteristiku koju je teže linearizirati od karakteristične dobivene strujom uskudom. Zato je poostojnije napajanje vršiti strujom uskudom. Povećanje ~~otpora~~ <sup>otpora</sup> kod pojačala uost se ostvariti negativnom povratnom vezom. Kod strujne uskude lakše je potkoviti samo rezonantno udeleženje, jer je amplitudno-frekvencijska karakteristika u ostalom dijelu linearna i konstantna. Priгуšenje rezonantnog udeleženja se uost postiže dodavanjem paralelnog pisaca serijskog <sup>trajnog</sup> kringa kojega je amplitudno frekvencijska karakteristička realna, slika karakteristične pisaca tako da se rezonantno <sup>uost</sup> <sup>uost</sup> kompenzira. No na ovaj način se nikada ne postiže dobra linearizacija. Najbolji rezultati se postižu negativnom povratnom vezom i to ne alio se ova uskuda se približavaju pisaca, nego alio se uskuda povratne veze proporcionalna otloncu karakteristične pisaca, što se postiže, alio se izvede još jedan poseban napon uost postojećim naponom pisaca. U slučaju rezonantnog napona u povratnoj

veći je velik pa može u potpunosti kompenzirati rezonantno uodržanje,<sup>126</sup>  
 Ova se tehnika danas ne više upotrebljava iako malo komplikovana i nedbu pisara,  
 jer su potrebne još duže pokrivenice. U ovom slučaju dolazi i do izvjesnog  
 protivnja frekventijelov podmeja pisara.

Ovdje dolazi stizideer poplavje na sljedećoj stranici 4.2.3  
 pa ovde ovo

### 4.3. Svjetlosni oscilografi

Za postizanje još većih graničnih frekvencija materijal-  
 na kazaljka je zamijenjena svjetlosnom zrakom, koji na fotoos-  
 jetljivom papiru ostavlja trag. Pomični sistem može biti izveden  
 sa pomičnim svitkom vrlo malih dimenzija (1 x 10 mm) kada se



Sl. 26,  
 4.13.

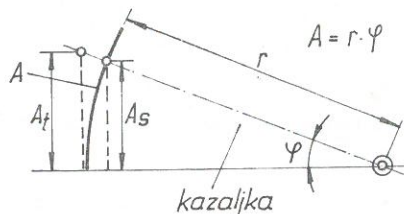
uz otpor svitka od  $100\Omega$  pos-  
 tiže gornja granična frekven-  
 cija od 4000 Hz (sl. ~~4.13~~ 4.13.)  
 Još veće granične frekvenci-  
 je od 11000 Hz mogu se rea-  
 lizirati sa uskom petljom (sl. 4.13.  
~~2.6~~), što predstavlja "svi-  
 tak" od svega jednog zavoja,  
 samo je u ovom slučaju pos-  
 tignuta daleko manja osjet-  
 livost tj. potrebna je za

otklon veća struja. Otpor petlje u posljednjem slučaju je od 0,5  
 do  $5\Omega$ . Za postizavanje linearne amplitudno - frekvencijske  
 karakteristike potrebno prigušenje kod svjetlosnih oscilogra-  
 fa postiže se gibanjem pokretnog sistema u ulju, koji se na-  
 lazi smješten u hermetički zatvorenoj cijevčici (kao olovka)  
 sa dva priključka za pogonsku struju. Ovakova cijevčica se po-  
 stavlja u magnetsko polje velikog uzbudnog magneta, gdje se  
 nalazi smješteno više ovakvih oscilografa za simultano snima-  
 nje vrlo različitih pojava.



4.2.3. Pogreške kod pisača s <sup>pisaljkom</sup> kazaljkom

Budući da je kut otklona pisača  $\varphi$  proporcionalan struji kroz svitak, to bi radi točnog očitavanja morali mjeriti dužinu luka  $r \cdot \varphi$ . Kako se to ne čini, nego se očitava udaljenost od vrha krivulje do apscise  $A_s$  koja je manja od dužine luka 4.10.



$r \cdot \varphi$ , pravi se pogreška (sl. 2.8.) Isto tako pisač koji piše mlazom tinte na papiru pravi grešku, jer mu se velike amplitude prikazuju još većima ( $A_t > r \cdot \varphi$ ). U prvom slučaju govorimo o tzv. sinusnoj grešci, koja je

Sl. 28. 4.10.  $G_{sin} = \frac{A_s - r \cdot \varphi}{r \cdot \varphi}$

gdje je  $A_s = r \cdot \sin \varphi$ . Ako  $\sin \varphi$  razvijemo u Mac-Laurinov red, vidimo da je

$$G_{sin} = \frac{\sin \varphi - \varphi}{\varphi} = \frac{\varphi - \frac{\varphi^3}{3!} + \frac{\varphi^5}{5!} - + \dots}{\varphi} - 1$$

odnosno

$$G_{sin} = -\frac{\varphi^2}{3!} + \frac{\varphi^4}{5!} - + \dots$$

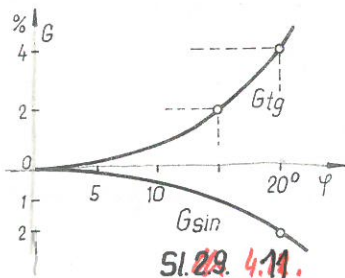
Odabrali smo samo prva dva člana reda, budući da je  $\varphi$  dosta mali (redovito  $< 20^\circ$ ) pa se ostali članovi reda mogu zanemariti. Očito je da uslijed sinusne pogreške očitavamo manje vrijednosti nego što ove stvarno jesu da mjerimo dužinu luka  $r \cdot \varphi$ .

Na isti način bi mogli pokazati, da je tangensna greška

$$G_{tg} = \frac{tg \varphi - \varphi}{\varphi} = \frac{\varphi^2}{3} + \frac{2\varphi^4}{15} + \dots$$

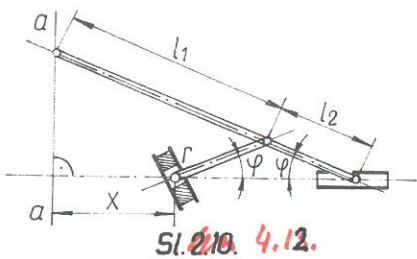
jer je

$$tg \varphi = \varphi + \frac{\varphi^3}{3} + \frac{2\varphi^5}{15} + \dots$$



U slučaju tangensne greške prikazana vrijednost postaje veća, nego što je stvarno. Na sl. 2.9. prikazana je ovisnost jedne i druge pogreške u postocima o veličini kuta  $\varphi$ .

Da se izbjegne gibanje vrha kazaljke po luku kružnice, može se koristiti "kulisni" mehanizam, prema sl. 2.12. U ovom slučaju giba se vrh kazaljke po pravcu a-a okomitom na apscisu



ukoliko je dužina  $l_2 = r$  i kut otklona  $\varphi$  mali. Gornji uvjet je zadovoljen ukoliko je  $x = \text{konst.}$  Za  $x$  možemo napisati da je

$$x = l_1 \cos \varphi' - r \cos \varphi \quad /4.45/$$

isto tako prema sl. 2.10. vrijedi

$$r \sin \varphi = l_2 \sin \varphi' \quad /2.47/$$

Pretpostavili smo da je  $l_2 = r$  pa je prema tome  $\varphi = \varphi'$  odnosno izraz /4.45/ možemo napisati kao:

$$x = (l_1 - r) \cos \varphi = l_1 - r \quad /2.48/$$

Ukoliko je kut  $\varphi$  mali i promjena  $x$  će biti mala; puno manja nego u slučaju kazaljke dužine  $l_1 + l_2$  kada je  $x = (l_1 + l_2) \cos \varphi$ . Da bi pogreška bila što manja treba nastojati da je  $l_1$  što bliže vrijednosti  $r$ . I u ovom slučaju pravi se sinusna greška.

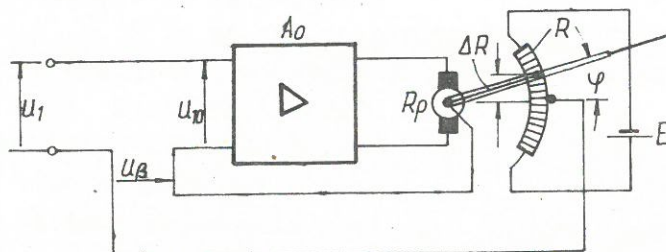
#### 4.4. Kompenzirani pisači

Kompenzirani pisači predstavljaju servosisteme odnorno djelujući mjerni sistemi. Negativna povratna veza omogućava da se postigne visoka točnost. Povratna veza dovodi se od samog otklona kao izlazne veličine. U petlji povratne veze ulazi se pojačalo, pisač i jednostavni regulator.

to i pisač. Na ulazu u pojačalo uz mjereni napon  $u_1$  dovodi se i napon sa pisača  $u_0$ , koji je proporcionalan otklonu pisača  $\varphi$ . Pisač će se pomicati sve dotle, dok napon  $u_1$  ne bude sasvim kompenziran naponom  $u_0$ , tako da na ulazu u pojačalo bude napon  $u_{10} \doteq 0$ , jer je

$$u_{10} = u_1 - u_0$$

Izvedba kompenziranog pisača sa pojačalom pojačanja  $A_0$  dana je na sl. 2.11.



Sl. 2.11. 4.14



Precizni klizni potencijometar (follow-up) ima otpor R između dviju krajnjih priključnica. Otpor između kliznog kontakta na potencijometru spojenog sa kazaljkom i jedne priključnice je

$$\Delta R = k \cdot \varphi \quad \begin{matrix} 4.49. \\ /2.50/ \end{matrix}$$

pa prema slici 2.11. izlazi da je

$$u_{\beta} = \frac{\Delta R}{R} \cdot E \quad \begin{matrix} 4.50 \\ /2.51/ \end{matrix}$$

Otklon pisača  $\varphi$  je opet proporcionalan naponu  $u_{10}$  na ulazu u pojačalo

$$\varphi = A_{0\varphi} \cdot u_{10} \quad \begin{matrix} 4.51. \\ /2.52/ \end{matrix}$$

jer je

$$A_{0\varphi} = \frac{\varphi}{u_{10}} = \frac{u_2}{u_{10}} \cdot \frac{i_2}{i_2} \cdot \frac{\varphi}{i_2} = A_0 \cdot \frac{1}{R_p} \cdot K_i$$

Ovdje je  $A_0$  naponsko pojačanje,  $R_p$  otpor pisača i  $K_i$  osjetljivost pisača prema izrazu /2.11./ . Ako u izraz /2.52/ uvrstimo poznate relacije /4.49/ i /4.50/, dobivamo se

$$\varphi = A_{0\varphi} u_1 - \frac{\Delta R}{R} E \cdot A_{0\varphi} \quad \begin{matrix} 4.52. \\ /2.53/ \end{matrix}$$

Uvrštavajući <sup>jos</sup> izraz  $\Delta R = k \cdot \varphi$  u ovu jednačinu izlazi da je

$$\varphi = \frac{A_{0\varphi} \cdot u_1}{1 + \frac{k \cdot E}{R} \cdot A_{0\varphi}} \quad \begin{matrix} 4.53 \\ /2.54/ \end{matrix}$$

Kako je drugi <sup>član</sup> nazivnika mnogo veći od 1, izlazi da je kvocijent

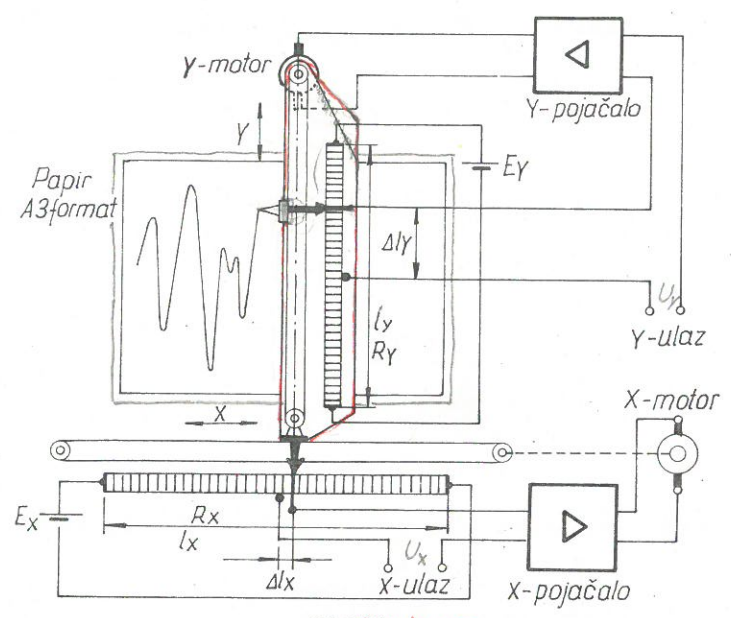
$$\frac{\varphi}{u_1} = \frac{R}{k \cdot E} = \text{konst} \quad \begin{matrix} 4.54. \\ /2.56/ \end{matrix}$$

odnosno da je otklon kazaljke proporcionalan  $u_1$ . Kvocijent  $\varphi/u_1$  je kvocijent jedna čvrsta veličina neovisna o promjeni pojačanja i drugih parametara ukoliko to nisu, R, k i E. Na ovaj način se postiže velika točnost pisača, koja iznosi oko 0,1%. Svakako da je ovakav pisač predviđen samo za registraciju pojava nižih frekvencija, koje ne premašuju nekoliko Hz.

Iskreno je klizni potencijometar u ovom sistemu najslabija točka. Nedovoljan kontakt između klizaca i potencijometra uvođe pravi poseban problem. Neke skuplje i veće kompenzativnog pisača ~~u~~ upotrebljavaju umjesto kliznog potencijometra diferencijalni kondenzator, a umjesto izvora istovremene napona E, koriste izvor konstantnog izvorničnog napona. Na ovaj način je na nešto složeniji konstrukciji izbjegnuta mehanički kontakt, što daje veći trajnost sistemu i znatno veću gornju granicu frekvencija.

### 4.5. Koordinatni pisači (X-Y pisači)

Koordinatni pisači ili X-Y pisači prikazuju mjerene veličine u pravokutnom koordinatnom sistemu. Ovakav pisač predložen je na sl.2.12., a radi na istom principu kao i kompenzi-



Sl. 2.12. 4.15

rani pisač, samo se sastoji od dva takva sistema <sup>za vertikalni (Y) i horizontalni otklon (X).</sup> U ovom slučaju pisačku pomuču elektromotor umjesto pomoćnog snižava, a žičani potencijometar je uveden u deliku stepa po kojemu klati klati linearno.

Kod velike nestabilne izvorne ulaznog napona  $U_{ul}$  i napona na

$$\Delta U_P = \frac{\Delta l_y}{l_y} \frac{E_y}{R_y}$$

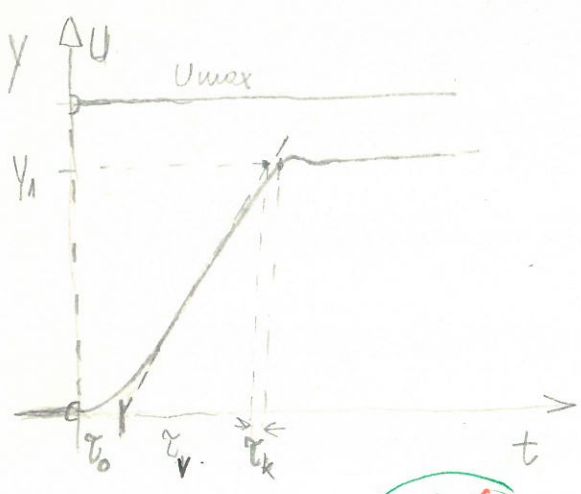
pojačalo je zbog velikog pojačanja redovito u zatvorenoj tako da kroz motor teče stalna maksimalna struja koju može dati pojačalo.

Tek u momentu kad se nestabilni napon  $U_{ul}$  približava nuli struja kroz motor počinje opadati, dok ne opadne na tako malu vrijednost da motor stane. Na slici 4.16 prikazan je odziv pisačke na skokovitu promjenu

ulaznog napona  $U_{ul}$ . Vrijeme  $t_{uk}$  potrebno da pisačka postigne otkon

$Y_1$  proporcionalan ulaznoj skokovnoj napona sastoji se od tri dijela i to vremenske konstante  $\tau_0$ , vremena potrebno da se dosegne maksimum  $\tau_v$  obratnom maksimalnom brzini porasta  $v_{max}$  i vremena kočenja  $\tau_k$  tako da je





$$\tau_{uk} = \tau_0 + \tau_v + \tau_k \quad (4.55.)$$

odje se vrijeme  $\tau_v$  može odrediti iz maksimalne brzine otklona  $v_{max}$  koja je

$$v_{max} = \frac{Y_1}{\tau_v} \quad (4.56.)$$

i odgovara ~~stvarnoj~~ maksimalnoj brzini <sup>(steering rate)</sup> povrata napona  $\tau$  koja je opisana u

4.16.

poglavljju 2.1. samo što se odje uje što o promjeni napona radi o otklonu predjke  $y$ . Najme ni odje brzina kasaljke ne može prijeći neku maksimalnu vrijednost pa mijedi rećemo u poglavljju 2.6.4. obistinuu na gonjji pomicium funkcioniji koja se može realizirati X-Y pisacim. Maksimalna brzina otklona je obično 50 cm/s a kod nekih pisaca <sup>(koji pišu na elektroskopskom papiru)</sup> je čak 110 cm/s. Vrijeme koćenja  $\tau_k$  je obično polovine vremenske konstante  $\tau_0$ , tako da izra (4.55) može napisati i kao

$$\tau_{uk} = 1,5 \tau_0 + \frac{Y_1}{v_{max}} \quad (4.57.)$$

$\tau_0$  se može odrediti kao vrijeme potrebno da kasaljke dosegne 6.3% maksimalne brzine otklona  $v_{max}$ .

Ali se koordinatnim pisacim želi prikazati neka funkcija vremena i tuda se obično ~~ne~~ upotrebljava uprednue vremenska baza otklona generatora piletstop napona. U nekim slućajevima postoji motorni mehanizam za fohvitanje papira koji realizira pomici u smislu X osi i o brzini pomicanja papira. Otkloni pisacim potući su pred imenom Y-T pisacim a mogu se konstiti i kao indikatori i kao ~~odgovarajućim~~ registratori ~~odlona~~ (inkler).

X-Y pisacim koji se primjenjuju direktno me računalo nisu sluće se crtanje različite kiralja (plotter) i imaju uprednue digitalno-analogne pretvaraće koje bi digitalne podatke iz

računale pretvorili u analogne. Ovehev analogni prihas ima vrlo fine „stepenice“, što ovise o finoci distribucije po amplitudi. Osim toga postoji mogućnost ~~koji omogućuju~~ <sup>brutaliziraju</sup> upravljanja X-Y pisaca porredstvom instrukcija iz računala (do četrdesetak instrukcija).

X-Y

Kod ovakvih pisaca, se postiže također dosta velika točnost obično od  $\pm 0,2\%$  <sup>do 0,1%</sup> ~~od~~ punog otklona skale, dok je linearnost <sup>dosilje</sup> ~~obično~~ <sup>0,1%</sup>. Maksimalna brzina pisanja je oko  $75 \text{ cm/s}$ , dok se ubrzanja mogu postići i od  $75 \text{ m/s}^2$ . Dimenzije pisace površine su oko <sup>najčešće 28 x 43</sup>  $25 \times 38 \text{ cm}$ , što odgovara približno A3 formatu, a amplitudno - frekvencijska karakteristika pada za 10% već kod 1 Hz. Pojačala omogućavaju maksimalnu osjetljivost od oko  $0,21 \text{ mV/cm}$ , a najčešće se izvode sa mehaničkim ili poluvodičkim vibratorom (chopper).

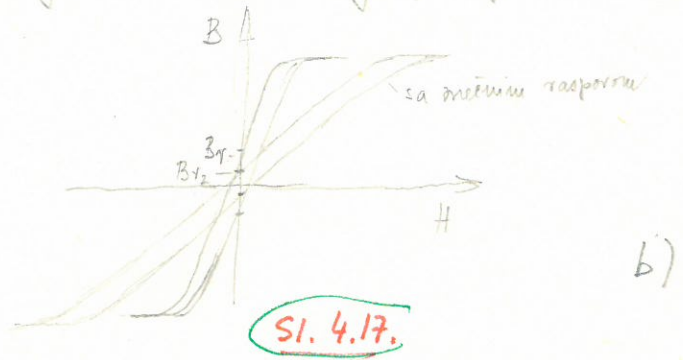
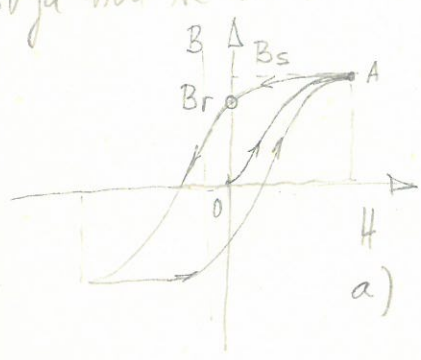
Zapic se najčešće vrti kutom, ali ima izvedbi koji koriste ~~to~~ za zapic napona na posebnom električno osjetljivom papiru, kod koje se pod utjecajem napona ostavlja crni trag.





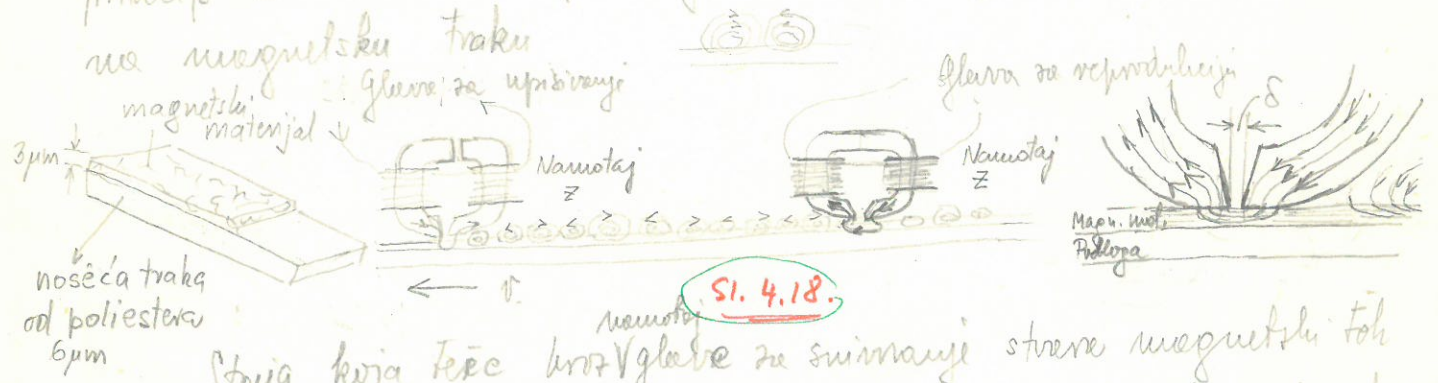


memorirani mora magnetno biti zadisan i nakon djelovanja magnetnog polja, tj. mora sastati  $\chi$  <sup>dio magnetne</sup>  $\chi$  remanentni magnetizam  $B_r$ . To svojstvo najbolje ispoljavaju tvrdi magnetni materijali. Kako se mijenja magnetska indukcija  $B$  u ovisnosti o jačosti magnetnog polja  $H$  vidi se na sl. 4.17.a. Lako je uočiti da ovdje postoji histeresa.



Sl. 4.17.

Danasnji magnetni materijali omogućavaju dosta veliki remanentni magnetizam  $B_r$  koji je u odnosu na indukciju zasićenja  $B_s$  može biti  $B_r/B_s = 0,8$ . Kod glava za upisivanje ili reprodukciju poželjno je da remanentni magnetizam bude što manji zato se upotrebljavaju magnetni "meki" materijali sa jako uskom petljom histerese kao što je prikazano na sl. 4.17.b. Remanentni magnetizam se može još više smanjiti, ako se ubaci dodatni manji raspor na ovoj lozi se potreban za samo upisivanje ili reprodukciju. Na sl. 4.18. je prikazan princip kako se vrši upisivanje i reprodukcija ~~na~~ električnim podacima na magnetsku traku.

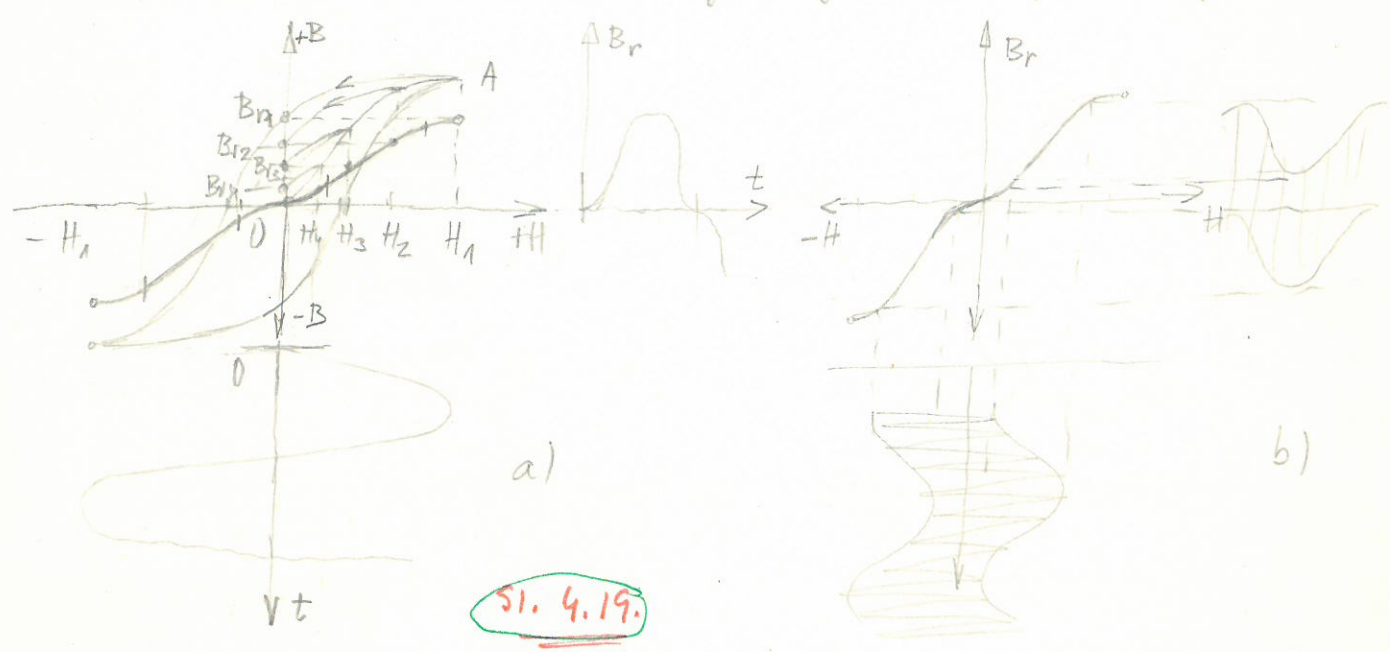


Sl. 4.18.

Starija koja ~~koristi~~ koriste glave za snimanje stvaraju magnetski tok u jezgri glave. Na mjestu manjeg raspora magnetski tok prolazi kroz magnetski materijal trake koji magnetizira i nakon prolaska kroz raspora ostavlja u ma pojednost remanentne magnetske indukcije  $B_r$ .



Prema tome magnetsko polje različite jačine u glavi se suimira ostavlja  
 remanentnu magnetsku indukciju  $B_r$  različite vrijednosti. Nažalost ovaj odnos nije  
 potpuno linearan. Kako se magnetizirajući magnetske trake provodi od  
 magnetski potpuno nemagnetizirane trake tj. od 0 na sl. 4.19.a može  
 se konstruirati odnos između remanentnog magnetizirajućih jačosti polja  $H$ .



Očito je da se magnetizirajući na ovaj način ne bi moglo provoditi  
 preko cijelog područja magnetiziranja tj od  $+H_1$  do  $-H_1$ , nego samo  
 u području gdje je ovaj odnos linearan što opet kod linearnosti iskoristena  
 magnetske mogućnosti trake. Da se izbjegne ova nelinearnost kod  
 direktnog suimiranja kao u ovom slučaju vrši se predmagnetizirajući  
 visokofrekventnom strujom tj. ~~vrši se~~ <sup>se</sup> superpozicija suimanoj  
 signala danoj npr. istosom  $i_s = I_s \sin \omega_s t$  i visokofrekventnoj  
 signala  $i_v = I_v \sin \omega_v t$ , tako, da kroz glavu za suimaranje teče struja

$$i = i_s + i_v$$

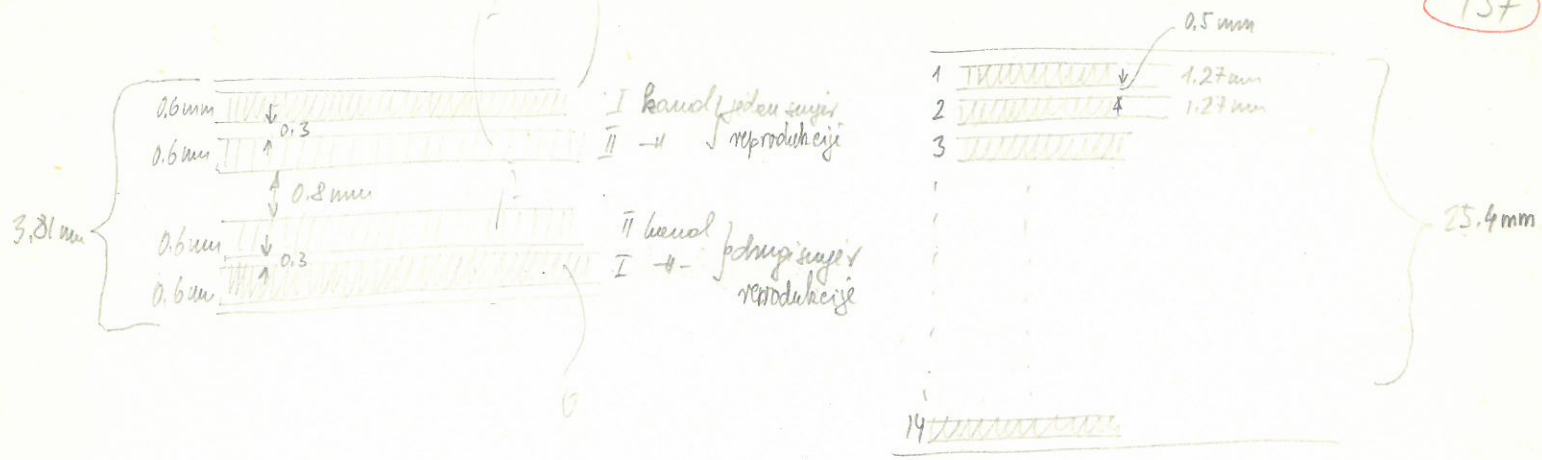
Struja predmagnetiziranja je obično desetak puta jača od struje signala  
 koji se suima, dok je odnos <sup>visoke</sup> predmagnetiziranja i najviše frekvencije suimiranja  
 $\omega_v / \omega_s$  najmanje 3,4 prema  
 normama. Sa slike 4.19.b je vidljivo da amplitude suimljenog signala  
 ne ulazi u područje nelinearnosti. Predmagnetizirajući ~~visokofre-~~

~~visoka frekvencija predmagnetiziranja se ne može reproduirati  
 jer je daleko iznad područja frekvencija koje se mogu reproduirati~~

danas kao frekvenčijom se primenjuje danas kod svih snimanja direktnim načinom. Očito je da je veličina struje visokofrekventnog predmagnetičenja kritična obzirom na mogućnost nastajanja nelinearnih isključivanja kod se izdati izvan područja linearnosti.

Magnetski materijal koji se nanosi na <sup>podlogu</sup> trake od poliestera obično je željezni oksid  $Fe_2O_3$  kristaliziran u  $\gamma$  obliku. Neki magnetski materijali imaju i dodatni kobalt  $Co$ . U snimku proširenja frekvenčijom područja snimljenog signala i dimenzije upotrebljava se kromdioksid  $CrO_2$ . Kod željeznog oksida magnetska indukcija zasićenja je  $0.14 T$ , a kod kromovog dioksida  $0.17 T$ , dok je odnos  $B_1/B_2 = 0.75$  odnosno  $0.8$ . Poliesterski materijal kao podloga, zbog svoje velike čvrstoće, omogućava izradu vrlo tankih traka, što je posebno važno, kako se u ograničenom prostoru želi smjestiti mnogo traka. Ovo posebno dolazi do izražaja kod traka namotanih u kasetama. Tako je kod kasete koje mogu reproducirati snimljene podatke 1 sat ( $C120$ ) samo s jedne strane, debljina poliesterske podloge svega  $6 \mu m$ , a magnetskog sloja  $3 \mu m$ . Kod kasete imaju dubine trajanja reprodukcije trake su proporcionalno deblji. Brzina kojom se trake pokreću ispred magnetske glave su normirane i iznose:  $4.75, 9.5, 19, 38, 76, 152, 304$  cm/s. <sup>brzinom od</sup>  $2.88$  cm/s. U instrumentaciji za spram promjenljive pojave, gdje se traka giba <sup>svega</sup>  $2.88$  cm/s. Magnetski materijal nanosi se na traku sastoji se od vrlo finih igličastih čestica koji su dubine oko  $0.3 \mu m$  kod  $Fe_2O_3$ , a oko  $0.7 \mu m$  kod kobalta, dok im je širina 7 do 10 puta manja. Čestice magnetskog materijala miješaju se sa organskim materijalom (posebne smole i plastifikatori) i nanose na poliestersku podlogu kao jedan vrlo tanki ali homogeni sloj. Širina trake je također normirana. Najveća iznosi jedan palec (inch),  $25.4$  mm) dok su ostale dimenzije za polovinu manje ( $12.7$  i  $6.4$  mm). Širina trake kod kasete je  $3.81$  mm, gdje se mogu smjestiti do četiri uzastopna zapisa <sup>(kanala)</sup> u četiri traga. Trake širine  $25.4$  mm u instrumentaciji obično imaju 14 kanala. Na sl. 4.20 prikazana je traka koja se koristi u kasetama i ona najšira koja se koristi u registraciji raznih podataka u instrumentaciji (Amper i Schlumberger <sup>upr.</sup> primjerke orahov velike uređaji za magnetsku registraciju).





Sl. 4.20.

4.6.2. Direktni postupak snimanja

U prethodnom poglavlju istraeno je princip direktnog snimanja mijenju podataka. Reprodukcija se vrši sa glavom vrlo malog žarišnog raskopca, koji danas redovi to imao dno 2 μm, a moži se susuziti na svega 0.5 μm. Kako je glava za reprodukciju izvedena od magnetski vrlo dobro odlijivog materijala (permaloj  $\mu = 5 \cdot 10^4$ ), to se magnetske silnice zadržavaju kroz glavu, kada se na njihovom završnom raskopcu udari magnetizirani snop koji je radio dio trake. Drugim riječima, kada se je ~~stija~~ u glavi za snimanje mijenjala tobo se je mijenjao i remanentni magnetizam koji je ostao zapisan na traci. Sada taj magnetski polostrom preko žarišnog raskopca izaziva promjenu magnetskog toka u glavi za reprodukciju. Ako je bio snimljen sinusni signal, onda će se i magnetski tok  $\Phi$  kroz glavu za reprodukciju mijenjati po sinusnom zokoru tj.

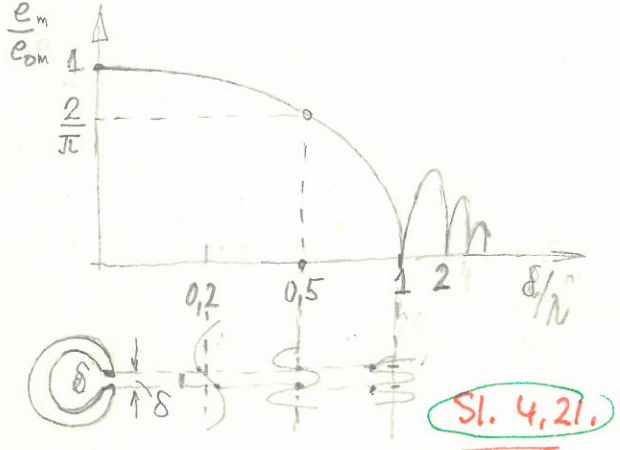
$$\Phi = \Phi_m \sin \omega_s t \quad (\text{sa } z \text{ zavoj}) \quad (4.58)$$

dok će inducirani napon  $e$  na priključnicama namotaja glave za reprodukciju biti

$$e = -z \frac{d\Phi}{dt} = -z \cdot \omega_s \Phi_m \cos \omega_s t \quad (4.59)$$

7. ovop istasa očitno proizlazi, da će napon na glavi za reprodukciju <sup>linearno</sup> rasti sa povećanom frekvencijom i to sa 6db/okt. No ovaj porast kod visih frekvencija je ograničen iz nekoliko razloga. Jedan razlog je demagnetizacija. Kako su to su velike dužine trake, odnosno frekvencija signala veća, to su i preostali magnetski kvoci. Ovo ima za posljedica

ujakova brže namagnetiziraju. Iz tog razloga remanentni magnetizam  $B_r$  opada  
 nekako što je nepušto  $\delta$  raspor glave za snimanje više nego što bi opao ~~na~~ na nižim  
 frekvencijama gdje su "magnetici" duži. Drugi važan razlog opadanja napona  
 inducirano<sup>g</sup> u glavi za reprodukciju je približavanje ~~razpore~~ dužine raspora veljoj  
 dužini  $\lambda$  na traci. Tako kad se velux dužina  $\lambda$  snimljenog signala na traci  
 izjednači sa dužinom raspora  $\delta$  onda inducirani napon predložiti pada na  
 nulu. Ovo je vidljivo i na slici 4.21. Prema tome na osnovu ovoga izlazi:



Sl. 4.21.

što je lineari manji raspor  $\delta$ , to se mogu dosegnuti više granicne frekvencije.  
 No manji raspor  $\delta$  se ne može previse smanjiti zbog dvostičnog snimanja disekcije  
 u takvom slučaju. Ovisnost ~~o~~ inducirano<sup>g</sup> napona o značajnom rasporu  $\delta$   
 može se izvesti izrazom

$$E_m = E_{om} \frac{\sin \frac{\pi \delta}{\lambda}}{\frac{\pi \delta}{\lambda}} \tag{4.60.}$$

Kao treći razlog smanjenja inducirano<sup>g</sup> napona može se navesti  
 smanjenje prodiranja magnetizirajuća u dubinu trake kod viših frekvencija.  
 Osim toga može se navesti utjecaj na smanjenje inducirano<sup>g</sup> napona  
 i odumiranje raspora glave od magnetske trake za raspon  $d$ , što može  
 nastati kao posljedica neistotice na traci ili hrapave površine, <sup>raznim</sup> kao defekt  
 u proizvodnji i sl. Tako se ~~razumjevanje~~ može izvesti izrazom

$$e_m = e_{om} \exp \left[ - \frac{2\pi d}{\lambda} \right] \tag{4.61}$$

što se može napisati i u decibelima kao

$$\alpha = 54.5 \frac{d}{\lambda} \tag{4.62.}$$



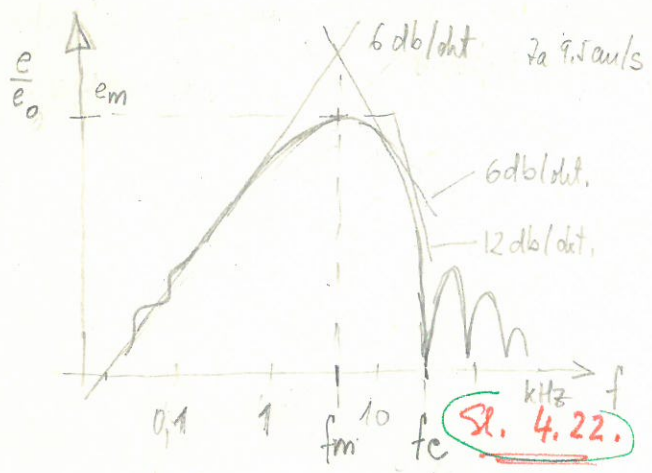
Napisani izraz pokazuje da različite učestalosti i nehomogenosti <sup>trake</sup> vprmo više utječu na nišim frekvencijama odnosno manjim  $\lambda$  nego na višim. Zato za dobru reprodukciju niših frekvencija potrebno je glavu za reprodukciju držati posebno čistu. Čestice prašine mogu izazvati i prekid signala, što je posebno nepoželjno kod ~~reprodukcije~~ <sup>reprodukcije</sup> najmanje podataka.

Ali dođe do <sup>promjene</sup> raspora ~~u~~ glave za reprodukciju prema svojim rasporu ~~za~~ <sup>u</sup> ~~glave~~ <sup>za</sup> ~~svinjanje~~ <sup>za</sup> ~~samo~~ <sup>za</sup> nekoliko stupnjeva. ~~gustiji~~ <sup>gustiji</sup> je ~~zvučno~~ <sup>zvučno</sup>. ~~talas~~ <sup>talas</sup> ~~da~~ <sup>je</sup> Ovo se može izvesti kao

$$G = 20 \log \frac{\sin\left(\frac{\pi D}{\lambda} \sin \alpha\right)}{\frac{\pi D}{\lambda} \sin \alpha} \quad (4.63.)$$

gdje je  $D$  širina traga na magnetskoj traci, a  $\alpha$  kut nastih svijeta raspora glave za ~~svinjanje~~ <sup>svinjanje</sup> i reprodukciju. ~~U~~ <sup>U</sup> ~~ovdji~~ <sup>ovdji</sup> je ~~gustiji~~ <sup>gustiji</sup> veći kod viših frekvencija odnosno manjih  $\lambda$ .

Kao rezultat navedenih nesustava induciranu napon u glavi za reprodukciju ~~ko~~ <sup>ko</sup> mijenja se u ovisnosti o frekvenciji prema

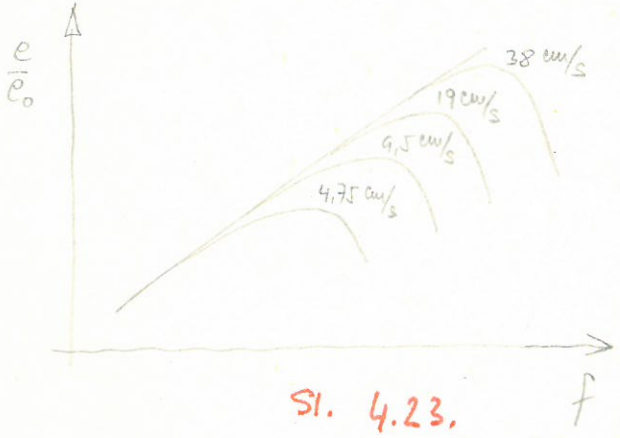


dijagramu na sl. 4.22. Kod najnižih frekvencija dolazi do odstupanja od linearnog porasta kada dimenzije glave za ~~svinjanje~~ <sup>svinjanje</sup> postanu ~~svinjanje~~ <sup>svinjanje</sup> sa velicom dužinom  $\lambda$ . ~~Kasniji~~ <sup>Kasniji</sup> opadajući induciranog napona je posljedica ~~svinjanje~~ <sup>svinjanje</sup> ova navedenih efekata, kao što su

konkretizirajući valne dužine  $\lambda$ , veličini zračnog raspora  $\delta$ , samodermagnetizirajući zbog vrlo malih  $\lambda$ , smanjenju dubine prodiranja magnetiziranja zbog manje valne dužine  $\lambda$  itd. Povećanjem brzine gibanja trake  $v$  povećava se i frekvencija signala koji se može registrirati, jer ~~ali~~ <sup>ali</sup> je maksimum induciranog napona negdje otprilike na  $f_m = 0.2 f_c$  frekvenciji maksimalnog ~~gustenja~~ <sup>gustenja</sup>  $f_c$ , ~~gdje~~ <sup>gdje</sup> a ova je kod  $\lambda_c = \delta$ , gdje je  $f_c = \frac{v}{\lambda_c}$ , onda je

$$f_m = 0.2 \frac{v}{\lambda_c} = 0.2 \frac{v}{\delta} \quad (4.64.)$$

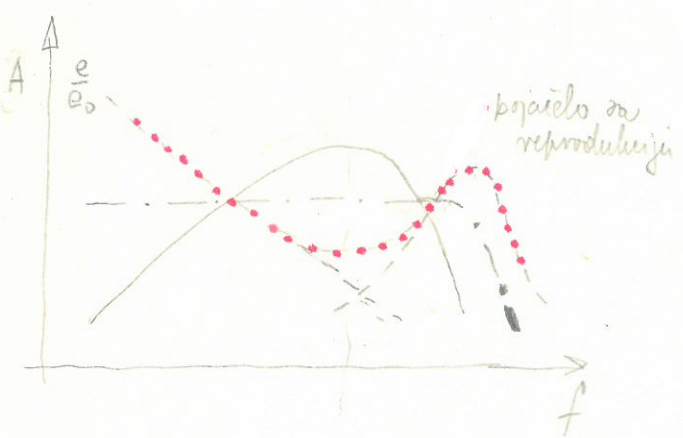
Prema tome maksimalna frekvencija reprodukcije se može na isti način raspraviti samo povećati povećanjem brzine gibanja trake s.



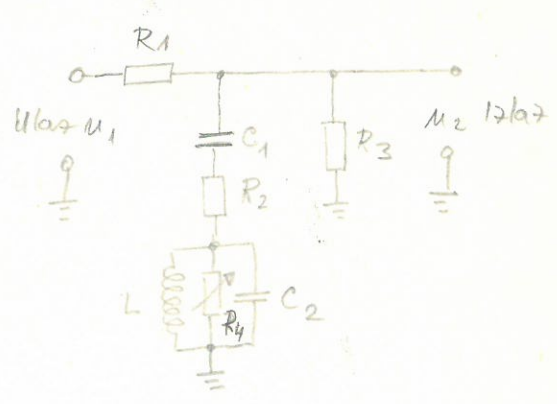
Sl. 4.23.

Očito je da se kod reprodukcije mijenja jako induktivni otpor u ovisnosti o frekvenciji što bi značilo da bi jako bile prigušene i više i više frekvencije. Da se ovo izbjegne i da se dohije

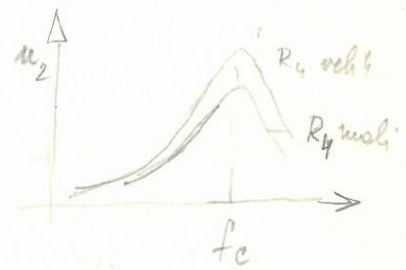
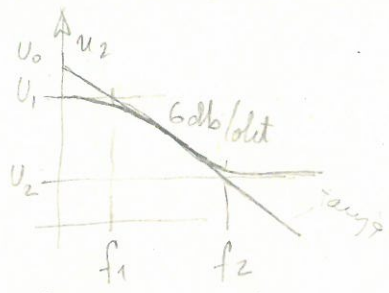
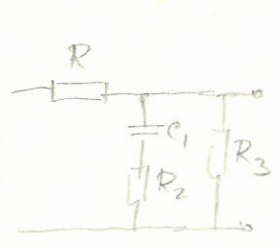
konstantna amplituda frekvencijskih karakteristika prijemnog karakterističnog pojačala za reprodukciju mora biti obrnuta od karakterističnog elementa uopće na istom glasu za reprodukciju prema tome tako se mora mijenjati pojačanje pojačala za reprodukciju u ovisnosti o frekvenciji. To se postiže amplitudnim korektorom



Sl. 4.24.



provednim prema slici 4.24. Kako djeluje korektor <sup>amplitude</sup> može se vidjeti na sl. 4.25 i 4.26. U praksi  $\omega C_1$  je mnogo veći od  $R_2$ , što daje samo približno rješenje.



$$R_1 = \frac{1}{2\pi f_1 C_1} \quad \frac{U_1}{U_0} = \frac{R_3}{R+R_2} \quad R_2 = \frac{1}{2\pi f_2 C_1}$$

$$\text{na } \frac{1}{\omega C_1} \gg R_2 \quad \text{na } R_2 \gg \frac{1}{\omega C_1}$$

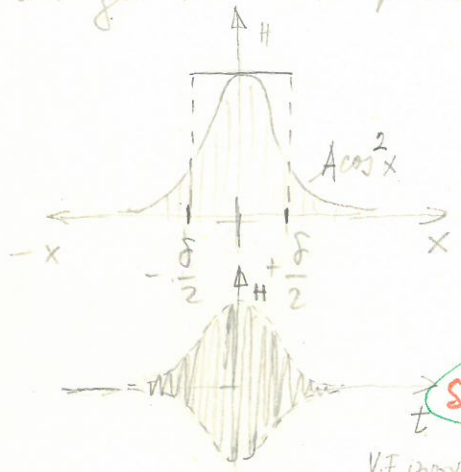
$$f_c = \frac{1}{2\pi \sqrt{LC_2}}$$

4.25

4.26.



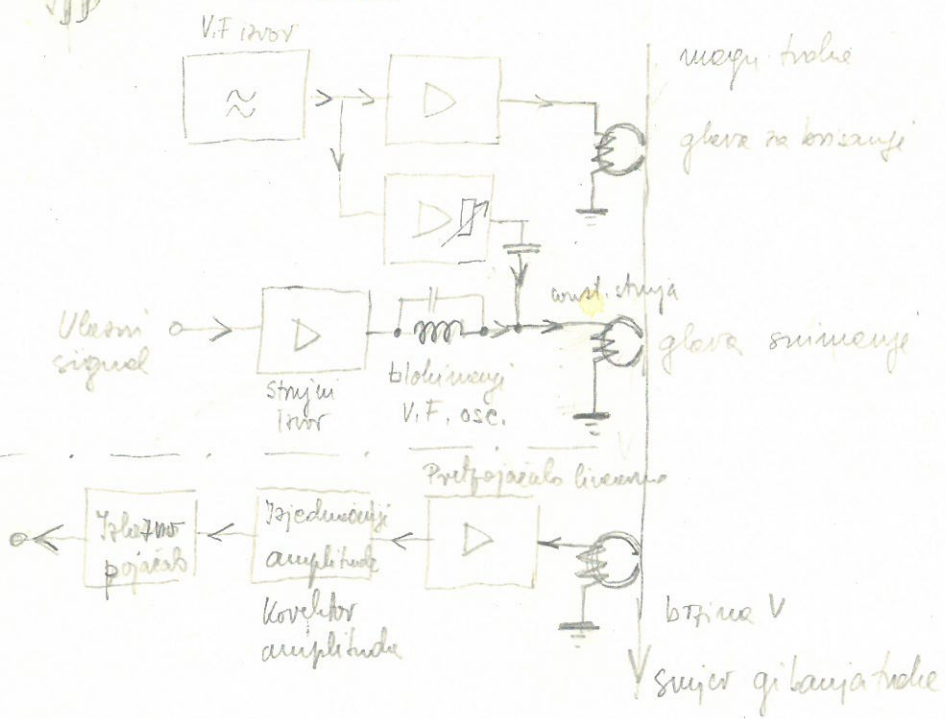
Da bi se uopće moglo provesti snimanje potrebno je magnetsku trašku potpuno demagnetizirati, što se postiže glavom sa brzom. Ova ima relativno veći frekventni raspon i to oko 0.2 mm. Glava sa brzom nepojamna je iz istog izvora sinusnog napona koji se koristi za visokofrekventnu predumobitru. Visokofrekventna struja u glavi sa brzom magnetizira magnetski materijal traške u više ciklusa gdje struja magnetiziranja raste od nulte vrijednosti sve do zasićenja magnetskog materijala i opet pada na nulu kod prolaska magnetskog materijala preko jezgva. Utjecaj naponske je prostora i nije momentan tako da ga se može prikazati funkcijom  $\cos^2 x$  prema slici 4.27.



Sl. 4.27.

Svega koja tvri glava sa brzom je ~~potrebna~~ od 1 do 3 W. Blok skema uređaja sa snimanjem i reprodukcijom predlozima je na sl. 4.28.

S  
N  
I  
M  
A  
N  
J  
E



magn. traška  
glava sa brzom

glava snimanja

bitina V  
Vstup struja

R  
E  
P  
R  
O  
D  
U  
K  
C  
I  
J  
A

Sl. 4.28.

Osnovne karakteristike magnetnog snimanja direktnim putem su:

Prednosti:

- a) jednostavnost postupka u uskladištenju i prijemu informacija
- b) velika gustoba uskladištenih informacija (4kHz po cm dužine trake)

Nedostaci:

- a) Netočnost u registriranju (do 10%)
- b) Nemogućnost registriranja sponih promjena (ispod 40Hz)
- c) velika osjetljivost o čistoti glave i trake, upotrebljive magnetne trake i nelinerna izobličenja koja mogu nastati zbog loše podloge Mechoflexentnog predupre

U ovih raslopa se direktno magnetno registriranje koristi <sup>kod registriranja i</sup> ~~ako se~~ snimanje relativno niskih frekvencija, <sup>u</sup> kod registriranja mehaničkih vibracija, kod auditive snimanja i ultrazvučnih signala, <sup>u</sup> miografskih napona u medicini i sl. Često se u registriranju vrlo često susrećemo i sa vrlo sponim promjenama koje su sponje od 10Hz, to se direktni i jednostavni ~~metodi~~ postupak ne može koristiti, nego se mora upotrebiti nešto složeniji postupak frekventne modulacije i demodulacije ili koji od digitalnih postupaka.

4.6.3. Snimanje posredstvom frekvencijske modulacije

Jedna od osnovnih prednosti frekventne modulacije ~~u~~ primjenjene kod magnetne registracije je mogućnost nramonjenja i istovremene napona. Osim toga točnost koja se može postići je oko 0.5%, a linearnost do 1%. Odnos signal / šum je oko 50 dB. Isto je znatno bolji nego kod direktno registracije, gdje se <sup>redovito</sup> ~~u~~ postiže koja točnost u pogledu amplitude od 10%. Kao najvažniji <sup>nedostak kod</sup> snimanja posredstvom frekventne modulacije može navesti znatno užu frekvencijski pojas, ~~odnosno gornja granica frekvencija~~, koja je oko 12 puta niža od one dobivene direktnim putem kod iste brzine trake. Osim toga na točnost kod frekventne modulacije direktno utječe stabilnost odnosa sponje ~~u~~ brzine trake.

Snimanje posredstvom frekvencijske modulacije postiže se tako, da se mijenja frekvencija nosioca, koji se susješta u srednjoj frekvencijskoj podmija. Ta frekvencija se zove i srednja frekvencija. Tako je upr.



kod brzine gibanja treba  $4.75 \text{ cm/s}$  centralna frekvencija  $F_0$  prema normama IRI6 odabrane  $1.688 \text{ kHz}$ , odnosno kod brzine  $9 \text{ cm/s}$   $3.375 \text{ kHz}$  itd. Pri tome se maksimalna promjena frekvencije  $\Delta F_m$  kreće od  $1.012 \text{ kHz}$  do  $2.363 \text{ kHz}$ , što odgovara u postocima prema centralnoj frekvenciji  $\pm 40\%$ , a zove se denzacija  $D$

$$D = \frac{\Delta F_m}{F_0} = 0.4 \quad (4.65.)$$

~~U~~ Promjena frekvencije  $\Delta F$  postiže se naponom njezineg signala  $U_s$  odnosno  $U_s$  tako da se mora ostvariti proporcionalnost između promjene naponskog napona i frekvencije

$$\Delta F_m = k U_s \quad (4.66.)$$

Ovo se postiže naponsko-frekvencijskim pretvornikom. Odnos između maksimalne promjene  $\Delta F_m$  i pripadajuće maksimalne

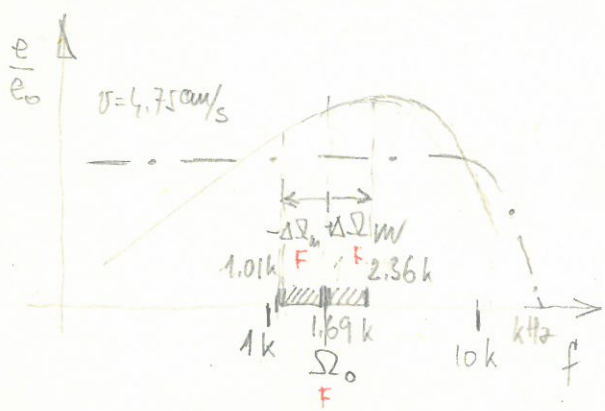
frekvencije  $\omega_{sg}$  napona ulaznog signala zove se indeksom modulacije

$$m = \frac{\Delta F_m}{F_{sg}} \quad (4.67.)$$

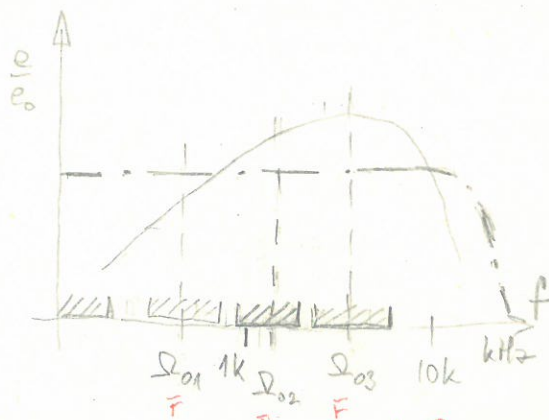
Njegova vrijednost je određena prema normama IRI6,  $m = 2.16$ . Napominje se ~~se može navesti da u slučaju izvedeni prema navedenim normama,~~

Ako je indeks modulacije  $m = 2.16$ , onda je gornja granica frekvencija signala kojom se sumira  $f_{sg} = 2.16 \cdot (2.363 - 1.688) = 313 \text{ Hz}$ . No u slučaju izvedeni prema normama IRI6, tako da se kod velikih izvedenja mogu postići i bolji rezultati.

Na slici 4.29 prikazuje se ~~na frekvencijskoj karakteristici~~ na kojoj se nalazi centralna frekvencija i u kojim se podnizji mijenja modulaciona frekvencija uslijed naponske promjene priklonom sumiranja na brzini od  $4.75 \text{ cm/s}$ .

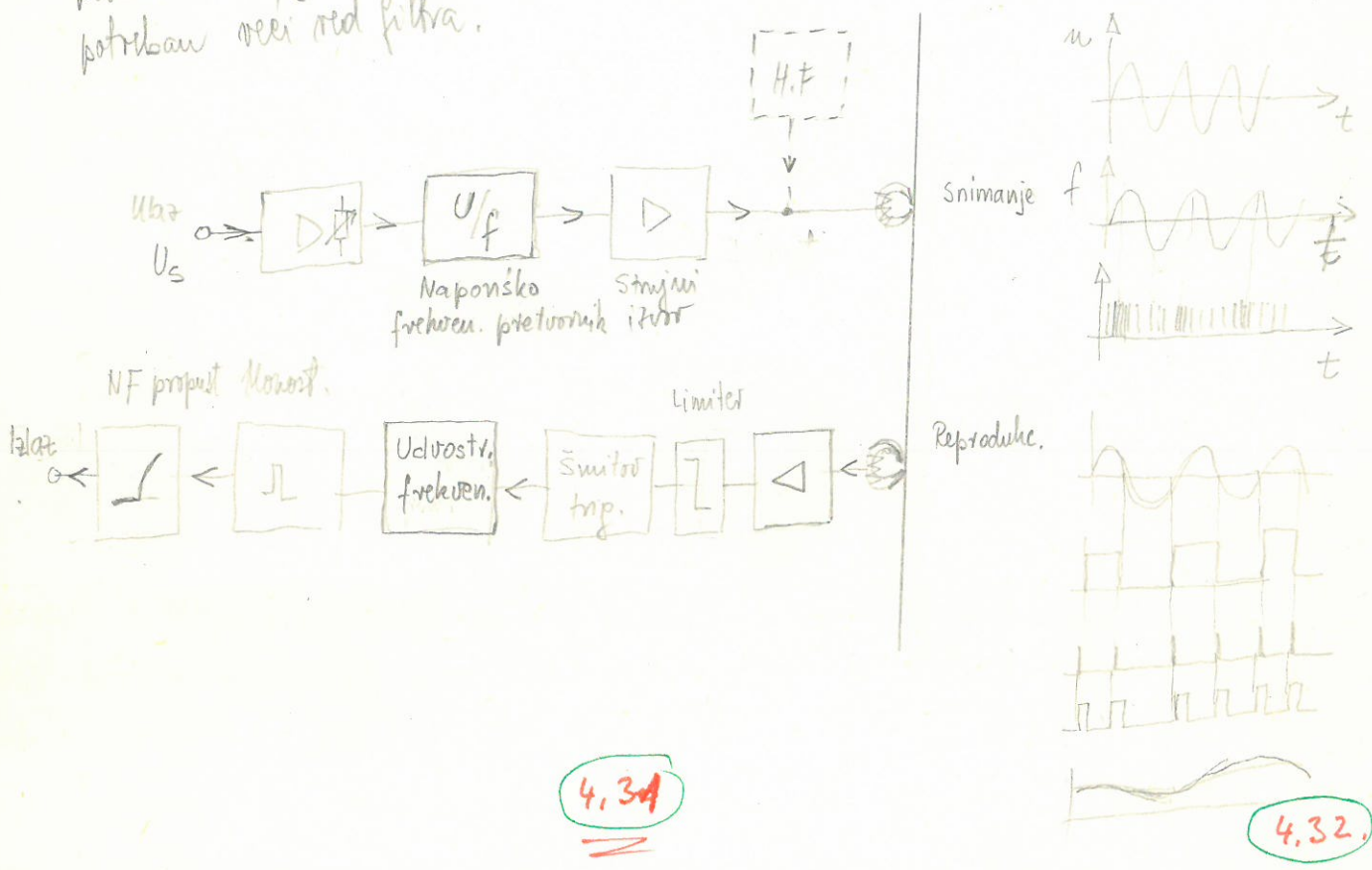


4.29.



4.30.

Na sl. 4.30 je pokazano da može biti i više kanala na jednoj tražnji i time da se uvede frekventijski multiplex. Broj kanala ovisi o širini frekventijskog pojasa: što je veći frekventijski pojas pojedinačnog kanala to je veći njihov broj. Kod toga je međusobno približavanje pojedinačnih kanala ~~može~~ u frekventijskom pojasu povećava zahtjeve na filtre koji moraju odvajati pojedine frekvencije. To znači da je potreban veći red filtra.



4.34

4.32

Kod snimanja može se konstatirati visoko frekventno prekomagnetiziranje no nije neophodno, tako, da ga kod slabije magnetizacije i nema, pa ~~se~~ se treba magnetizirati do zasićenja. Naime kod nepotrebne frekventne modulacije informacija nije sadržana u amplitudi snimljenog signala, nego frekvenciji, pa nije bitno koliko je snimljena amplituda i da li je izobličena.

Usluži signala priklonom snimanju se prethodno pojača prema sl. 4.34. Zbog toga se koristi naponsko-frekventna pretvorba metodom koja je promjena frekvencije proporcionalna promjeni napona na ulazu.

$$\Omega = \Omega_0 (1 + D \cdot k \cdot U_s) \quad (4.68.)$$

Nakon toga se još nepomno pojača i ako je potrebno pa je nepoželjno



glave se sumiraju ~~u~~ strujom takovo, da dovodi magnetsku tračnu u oscilacije. 143

Reprodukcija signala se glave vrši se ~~na taj način~~ tako da se prethodno signal propaga, tako da ga limitir limitirana i time originalna konstantna amplituda signala približno pravokutnog oblika zbog limitiranja. Limitir trigger formira impulse u potpuno pravokutni oblik nakon čega se demodulacijom dobije dvostruka frekvencija kvadrantnog impulsa od prethodne pravokutne impulsa. Pri tome se polovica impulsa (negativna demodulacija) prostrojom predznakom ba je potrebno provesti inverziju. Pri kvadrantnom impulsu obično nastaje multivibrator koji daje trios definirane pravokutne impulse, ali promjenjivo frekvencije proporcionalne naponu sumiranja  $U_s$ . Nisko frekventnim filterom na izlazu izbija se samo srednja vrijednost impulsa. Kako su trajanje impulsa  $\tau$  i amplituda  $U_T$  konstante, a samo se mijenja period  $T$  impulsa mijenja, onda se

$$U_{izl} = \frac{1}{T} U_T \cdot \tau = F \cdot U_T \cdot \tau \quad (4.69.)$$

okošusni izlazni napon proporcionalan je frekvenciji impulsa. O redni filtere ovise kako će se uspješno isfiltrirati više frekvencije, a ~~stvari~~ propustiti samo niska frekvencija signala.

Izlazni signal prije filtere predstavlja pulsno frekventnu modulaciju. Zbog izvedbi koje koriste pulsno širinsku modulaciju.

Naponsko - frekvencijski pretvarača ima više vrsta ~~od~~ gdje će se opisati jednu najjednostavniju izvedbu. To je astabilni multivibrator koji se upravlja konstantnom strujom za koji vrijedi izraz

$$I(t) = I_0 + k \cdot U_s(t) \quad (4.70.)$$

Ako je napon napajanja multivibratora  $U_{cc}$  dovoljno velik tako, da se napon zasicanja  $U_{sat}$  i napon baze emiter mogu zanemariti, onda se može napisati, da je

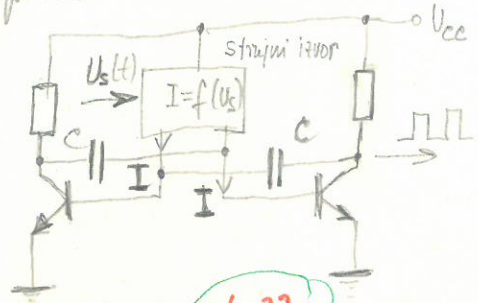
$$\frac{T}{2} = \frac{C \cdot U_{cc}}{I} \quad (4.71.)$$

gdje se supstitucijom izraza (4.70) u (4.71) dobiva.

$$I = \frac{I_0}{2C U_{cc}} + \frac{k U_s(t)}{2C U_{cc}}$$

(4.72.1)

ovdje je prvi član konstanta i predstavlja centralnu frekvenciju  $I_0$ , dok je drugi član promjenljiva frekvencija  $\omega$  koja je linearno proporcionalna naponu na ulazu  $U_s(t)$ , što se je lako i pokazati. Summa ovog



4.33.

multi vibratora predlozima je na sl. 4.33.

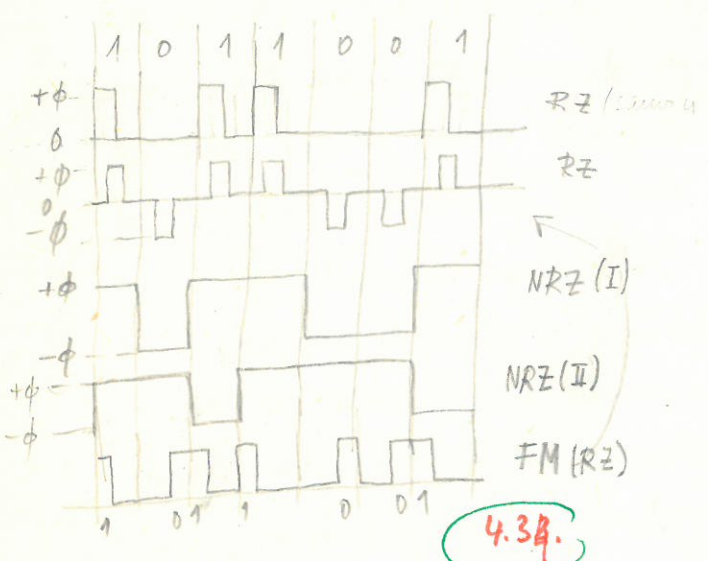
Strujni izvor može se lako izvesti sa jednim tranzistorom i velikim otporom u krunu euitera.

### 4.6.4. Sumiranje digitalno.

U prethodnom poglavlju već je rečeno da je najjednostavniji način magnetsku tračku magnetizirati impulsima do zasićenja. Nije potrebno ni visokofrekventno predmagnetiziranje. Ovdje se radi, kao za naših od prethodnog slučaja, gdje se je vršila nepovratna - frekvencijska konverzija, analognu digitalnu konverziju. Kod reprodukcije je opet potrebno pretvoriti digitalni signal u analogni. Modulacija koja se u ovom slučaju primjenjuje je pulsno-kodna modulacija (PCM).

Magnetiziranje impulsnima vrši se vrši do <sup>magnetske</sup> zasićenja <sup>trajke</sup> (bez visokofrekventnog predmagnetiziranja) u jednom i drugom smjeru. Tada više načina kako se vrši ovo magnetiziranje i koje moramo podijeliti u dvije kategorije i to S povratom na nulu (retorna to zero RZ) i bez povrata na nulu (non return to zero NRZ), a ove opet imaju više potkategorija. Na sl. 4.34. je pokazan način s povratom na nulu u oba smjera i u jednom smjeru te način faze modulacije, gdje impuls traje polovinu predviđenog trajanja. Kod faze modulacije znak <sup>odnosno 0</sup> 1 kodgovara impuls na desnoj ili lijevoj polovici predviđenog vremenskog intervala.





4.3B.

Oba načina s pomenu na nulu imaju se upotrebljavaju, jer različitiji su frekvencijski pojasi, ali su s obzirom na složenost sklopova najjednostavnija, što bi se moglo isto reći za fazu modulaciju. U praksi se najviše upotrebljavaju ~~na~~ načini bez pomenu na nulu. Tako se prvi način najviše upotrebljava u registraciji

telemetrijskih signala, dok se drugi način kao pomenu na nulu najviše susreće kod računala. U ovom slučaju promjena stanja vrši se samo kod modula 1 (kao što se promjena stanja vrši samo kod modula 0).

Praktički dužine impulsa ~~ne~~ ne mogu biti kraća od veličine otečajnog nosioca glave te reprodukciji pa o tome i ovi gustoci impulsa na cu dužine trake se smanjuje. Može se reći da prema debljini starije trake granica je nedje kod  $10^4$  bita po cm dužine magnetske trake. Da bi se ovo ostvarilo potrebni su ~~to~~ magnetski materijali velike permeabilnosti, debljine magnetskog sloja od svega  $1\mu m$ , a razmak nosača  $0.5\mu m$ .

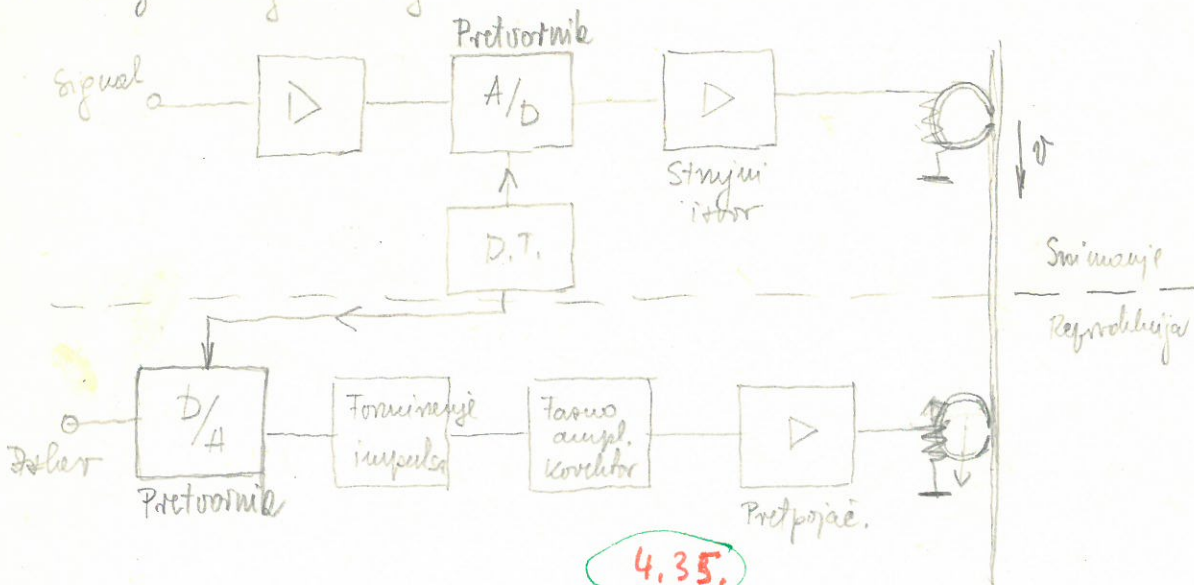
Tako digitalna registracija razlikuje još nešto malo <sup>u ovom slučaju</sup> sin frekvencijski pojas nego registracija frekvencijom modulacijom, <sup>pa prema tome može se ostvariti široko područje dinamičke linearosti.</sup> ~~pa~~ što se se velike točnost (oko 1%), a i odziv signal - šum je najbolji. Na točnost digitalne registracije ne utječu varijacije brzine gibanja trake kao kod FM, a dinamičko područje i linearnost on je o broju bita predstavljen kod amplitudne kvantizacije, <sup>pa prema tome može se ostvariti široko područje dinamičke linearosti.</sup> kod digitalne registracije posebno je pažnji potrebno <sup>35</sup> poboljšati proizvodnju trake, jer svega nekoliko magnetskih sloja može isporučiti krivi impuls, što ima za <sup>posljedicu nestabilnu</sup> veliku pogrešku. To se može izbjeći, ako se paralelno snime dva ista zapisa, što je skupno, ili da se uvede paritetni zapis, koji promatra sumu svih impulsa sa svih tragova i ako je ona parna, dodaje se jedan impuls na paritetnom zapisu, tako da je suma na svim tragovima uvijek neparna



Uključuju i paritetni zapis. Neparnost broja pulsova na svim tražionicima mora biti uvijek prisutna, ako to nije, taj se talas ne može učitati. U digitalnom sumiraju problem postaje teže riješiti, da ne dođe do zadržavanja glave te reprodukciji pulsova glavi se sumiraju, što može biti vrlo kvalitetan impuls odnosno njihovi derivaci na magnetskoj traci ispravni velike pogreške.

Upisivanje digitalnih podataka kod digitalne registracije je jednostavnije i vrši se preko pojačala koji su inerti konstantne struje. Isto tako čitajući se otkarja preko pojačala koji impulse pojačava na dovoljno nivo i zatim dolazi slobo koji formira impulse (Schmittov trigger, invertator, sl.). Pojedine riječi mogu se zapisati se sumiraju paralelno, može se sumirati i sekvencijalno, što je redovito slučaj, ako se radi o traci sa neprekidnim tragova. ~~U sumiraju~~

Za sumiranje <sup>i reprodukciju</sup> analognih podataka PCM tehnikom postupak je složeniji, jer se mora upotrijebiti analogni-digitalni, odnosno digitalni-analogni pretvornik. Na sl. 4.35. prikazana je principijelna shema magnetske registracije jednog <sup>traga</sup> analognih signala PCM tehnikom.



4.35.

PCM modulacija daje još niz prednosti kao što su: mnogo manji utjecaj šuma i efikasnija korekcija pogreške, provedba digitalne filtracije, jednostavniji multipleks itd. S druge strane ~~se~~ kao osnovni nedostatak <sup>kod PCM modulacije</sup> može se spomenuti velika složenost sistema, prema tome i skuplje rješenje, te potreba za širim frekvenčnim podacima registracije.

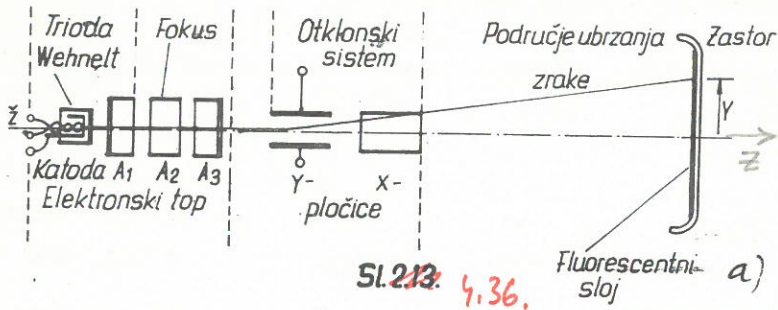


### 4.7. Katodna cijev

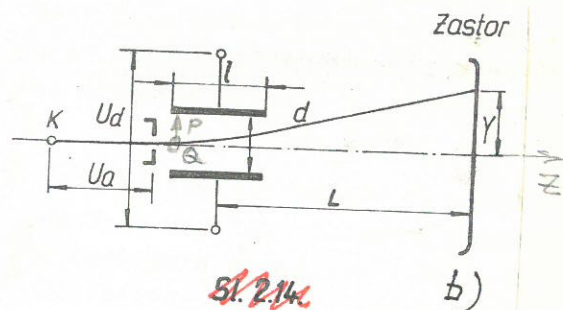
Katodna cijev je najviše zastupan indikator u elektroničkoj instrumentaciji koji omogućava i prikazivanje vrlo kratke promjene odnosno signala vrlo visoke frekvencija. Promatrana pojava vrlo kratke trajanja se u vrijeme je vidljiva na rastom katodne cijevi na neprekidnim promatranjem, takve pojave na rastom dovoljno često može se dobiti mirne slike promatrane pojave. To vrijedi samo u slučaju kada je promatrana pojava periodična. U potpunoj potrebi je duga perzistencija <sup>svjetla na</sup> rastoru. ~~Ho mi se~~ Ukoliko je potrebno duže promatranje odvojenim nepredviđenim pojavama konstante se katodne cijevi sa mogućošću memoriranja.

Za postizavanje otklona male kod katodne cijevi u vrijeme svoje gotovo isključivo primjenjuje se elektrostatički otklon koji omogućava veći linearnost, bezobzirajući utrošak energije na otklon i vrlo široko frekvencijsko područje promatrane pojave. Velikina ~~na~~ rastora kod elektrostatičkog otklona se ne predugo preveliku dužinu katodne cijevi redom to je mala. Ako je pojava potrebno prikazati na većem rastoru onda se upotrebljava magnetski otklon. Magnetski otklon nije pogodan za prikaz signala visoke frekvencija radi velikog utroška energije. U otklonu slučajni ~~brzi~~ pojave se prikazuju potpuno rastoru.

Katodna cijev (sl.2.13) sastoji se od četiri osnovna dijela: elektronski top, otklonski sistem, područje ubrzanja elektrona i zastor. Prvi dio elektronskog topa sastoji se od triodnog dijela sa katodom, Wehneltovim cilindrom (rešetka) i anodom gdje se formira i upravlja mlaz elektrona, dok drugi dio služi za usnopljavanje (fokusiranje) mlaza elektrona, a sastoji se od još dvije anode.



Sl. 2.13: 4.36.



Sl. 2.14.

4.7.1. Elektrostatski otklonski sistem  
osjetljivost otklona zrake

Dovođenjem napona na otklonske pločice k.c. stvara se između ovih električno polje okomito na putanju elektrona pa prema tome je i sila okomita na ovu putanju  $P = Q \frac{U_d}{d}$ , u

smjeru osi y.

Veličinu otklona Y na rastom katodne cijevi lako je odrediti prema izrazu

$$Y = \frac{l \cdot L}{2d} \cdot \frac{U_d}{U_a} \quad (4.73.1)$$

gdje su značajna pojedina veličina vidljiva sa sl. 4.36.

Osjetljivost otklona <sup>zrake</sup> definirana je kao kvocijent  $Y/U_d$  odnosno otklon zrake na rastom Y kroz napon na pločicama  $U_d$ . Reciprocno nije dužnost osjetljivosti otklona zove se faktor otklona i više je u upotrebi u <sup>troubočju</sup> podređenju, Y pločice na koje se dovodi napon signala poželjno je da su veći osjetljivosti pa se zato susjedni odnosi na elektronski top, jer je u tom slučaju L veći nego kod X-pločica.

čina od osjetljivosti. Faktor otklona za Y-pločice se kreće <sup>međusobno</sup> u granicama od 3 V/cm do 20 V/cm, a za X-pločice od 10 do 40 V/cm. Svakako ovo su najtipičnije vrijednosti, dok ima slučajeva faktora otklona i sa 12 V/cm do <sup>100</sup> 62,5 V/cm. Poznavaajući faktor otklona

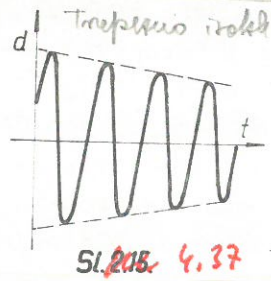
te veličinu punog otklona zrake, <sup>odnosno može se odrediti kakve su</sup> potrebne napone potrebne na <sup>otklonskim pločicama</sup> katodnoj cijevi. <sup>dobivanje punog otklona.</sup> Da bi se izbjegla isklješnja koja <sup>stvara</sup> promaštanje signala i defokusiranje <sup>zraka</sup> elektronskog snopa na pločice katodne cijevi privodi se redovito simetričnu napona.



njen. Ukoliko bi napon između pločica bio asimetričan, odnosno da je jedna pločica na potencijalu zemlje, a druga na potencijalu koji daje otklon, to bi se na sredini (os - z) između pločica pojavio napon  $U_d/2$ , koji bi već prema svom pozitivnom ili negativnom predznaku ubrzavao ili usporavao elektrone duž osi z. Ovo bi imalo za posljedicu izvjesnu defokusaciju snopa i promjenu osjetljivosti u ovisnosti o veličini napona na otklonskim pločicama, jer bi u izrazu za osjetljivost  $1/2.57$  kao ukupni napon koji djeluje duž osi z morali uzeti napon  $U_a \pm U_d/2$ . Ovaj efekt bi bio utoliko veći, ukoliko je  $U_d/2$  veći prema  $U_a$ , a naročito dolazi do izražaja kod primjene asimetričnog pilastog napona, kada nastaje tzv. "trapezno" izobličenje. Ovo je prikazano na sl. 4.37. gdje

se vidi kako zbog porasta pilastog napona pada osjetljivost prema izrazu  $1/2.57$ , što dovodi do smanjenja vertikalnog otklona. Također da se izbjegne astigmatizam tj. defokusiranje zrake, potrebno je osigurati približno isti potencijal posljednje anode kao i srednji napon među otklonskim pločicama

U navedenih razloga otklonske pločice kat. cijevi moraju se ispravno napajati



- sukladna prijava na rastom bez astigmatizma
- sa astigmatizmom

Da ne bi napon na kolektorima tranzistora diferencijalno povećala koji se dovodi na otklonske pločice bio pretjerano velik, treba se doći faktor otklona katodne cijevi kude što manji. Mali faktor otklona se može ostvariti pravom izrazu (4.73) samo produšenjem otklonskih pločica jer preduga katodna cijev (veliki L) je neprikladna, a premali anodni napon  $U_a$  dovodi do loše fokusacije. U razloga da kod predugih otklonskih pločica može doći do "udarivanja" snopa elektrona u njihovim rubove, ove su prema svojem hrapovitom redovito povećano razmaka d. Preduge otklonske pločice opet imaju sa nedostatka smanjenu osjetljivost već kod ne tako visokih frekvencija. Kod visokih frekvencija treba istaknuti da dolazi do pada osjetljivosti zbog konca napona



vremena proleta elektrona između otklonskih pločica. Drugim riječima  
 elektron koji je <sup>u polju</sup> ~~nao~~ otklonskih pločica do ulaska iz njega doživljava  
 njegovu promjenu zbog <sup>b77E</sup> promjene napona na njima. Stop smagnuća  
 osjetljivosti otklona kod visokih frekvencija (obično se radi o frekvencijama  
 većim od 50 MHz) ~~je~~ definirana je statičkom osjetljivošću katodne  
 cijevi kod niskih frekvencija za razliku od statičke osjetljivosti kod visokih  
 frekvencija.

Ubrzanje koje dobiva elektron uslijed djelovanja konstantnog  
 električnog polja  $U_d/d$  među otklonskim pločicama proizlazi  
 iz 1. Newtonovog zakona

$$\frac{d^2 y}{dt^2} m = q \frac{U_d}{d}$$

/2.58/

(4.74.1)

Ako se na Y-pločice priključi sinusni napon, onda elektron u  
 momentu ulaska u polje između pločica nailazi na bilo koji iz-  
 među dva ekstremna slučaja <sup>u kojim se može pojaviti a to su:</sup> napona na pločicama  $u_d = U_d \cos \omega t$   
 i  $u_d^* = U_d \sin \omega t$ , koji uvrštavanjem u /2.58/ daju slijedeće kom-  
 ponente brzine u y-smjeru

$$\frac{dy^*}{dt} = \frac{q \cdot U_d \sin \omega t_p}{m \cdot d \cdot \omega} ; \quad \frac{dy}{dt} = \frac{q \cdot U_d (1 - \cos \omega t_p)}{m \cdot d \cdot \omega}$$

4.75.

/2.59. a i b/

uz početni uvjet, da je za  $t=0$ , ubrzanje bilo 0. Komponenta br-  
 zine u y-smjeru uz  $u_d = \text{konst.}$  bi bila

$$\frac{dy}{dt} = \frac{q \cdot U_d}{m \cdot d} \cdot t_p$$

4.76.

/2.60/

Budući da se otkloni na zastoru katodne cijevi u vertikalnom  
 smjeru  $Y^*$  i  $Y$  odnose kao i brzine u istom smjeru, može se pi-  
 sati za oba slučaja da je

$$\frac{Y^*}{Y} = \frac{\frac{dy^*}{dt}}{\frac{dy}{dt}} = \frac{\sin \omega t_p}{\omega t_p} = \frac{\sin \frac{\omega}{2} t_p}{\frac{\omega t_p}{2}} \cos \frac{\omega t_p}{2} ; \quad \frac{Y^*}{Y} = \frac{\sin \frac{\omega}{2} t_p}{\frac{\omega t_p}{2}} \sin \frac{\omega t_p}{2}$$

4.77.

/2.61. a i b/

Omjeru maksimalnih otklona  $Y^*/Y$  proporcionalan je omjer dinamič-  
 ke  $S_D$  i statičke osjetljivosti  $S$ . Bez obzira koji je početni napon  
~~na~~ na otklonskim pločicama  $u_d = U_d \sin \omega t$ , ili  $u_d = U_d \cos \omega t$   
 kod ulaska elektrona među pločice ili velika razjedinost  
 između razjedinjena ~~je~~ za svaki slučaj

$$\frac{\sin \frac{\omega}{2} t_p}{\frac{\omega t_p}{2}}$$

(4.78.1)

i koliko ni ~~ni~~  $\cos \omega t_p/2$  i  $\sin \omega t_p/2$  nisu veći od 1  
 to je gornja vrijednost envelope svih mogućih trenutaka  
 u kojima se može naći sinusni napon na otklonskim  
 pločicama kod ulaska elektrona u polje među pločicama



pa se opisuje dinamičke prema statičkoj osjetljivosti otklonskih pločica može izraziti kao

$$\frac{S_D}{S_0} = \frac{\sin \pi \frac{t_p}{T}}{\pi \frac{t_p}{T}} \quad (4.79)$$

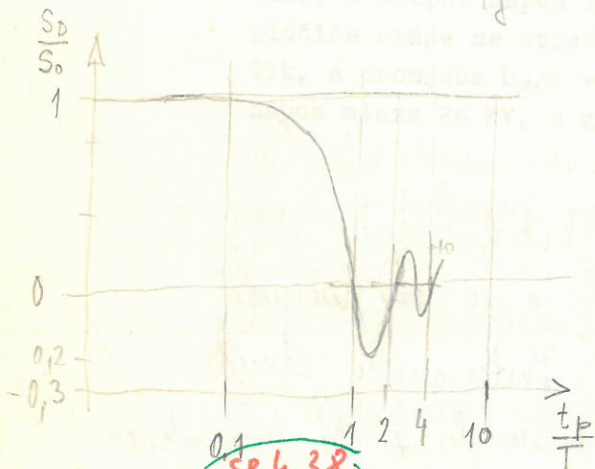
gdje je  $T$  perioda najbržeg sinusoidalnog signala. Uzmimo  $t_p = l/v$  odnosi se na brzinu gibanja elektrona u  $z$ -smjer izmeću otklonskih pločica dužine  $l$ , pa je

$$t_p = 1.68 \frac{l}{\sqrt{U_a}} \cdot 10^{-8} \text{ [s]} \quad (a) \quad (4.80)$$

u ovom izrazu  $l$  je izraženo u cm a  $U_a$  u V.

Statička strujna  $s_0$  smanjit će se za 3dB kada bude  $\pi f_g t_p = 8/\sqrt{2}$ , što uistavremeno u izraz (a) daje gornji granicu frekvenciji otklonskih pločica:

$$f_g = 26.4 \frac{\sqrt{U_a}}{l} \text{ [MHz]} \quad (4.81)$$



Da se smanjuje osjetljivost kod visokih frekvencija što više manji vertikalni otkloni pločice izvode se kao niz vrlo kratkih otklonskih pločica međusobno spojenih induktivnim i kapacitivnim talas da oni sa kapacitivnošću među pločicama predstavljaju liniju koja ima ~~veći~~ obilježje

vrlo brzog propulsa k ili m tipa. "Kratki impuls koji se širi ~~u~~ ovolikom linijom" ima konstantu prostiranja

$$v_e = \frac{l}{n \cdot \sqrt{L \cdot C}} \quad (4.82)$$

gdje je  $n$  broj kratkih otklonskih pločica,  $L$  induktivitet i  $C$  kapacitet među pločicama prema slici 4.39. Ikoliko je brzina prolaza elektrona  $v_p$  jednaka brzini širenja impulsa kroz liniju  $v_e$ , onda se elektron nekad uvuče ispod pločice ma kojoj se tog trenutka nalazi napon impulsa, pa ne dođe do smanjenja osjetljivosti otklona. Na slici 4.40. data je i praktična izvedba.



(175.2)

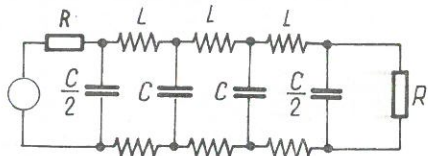
(175.2)

(175.2)

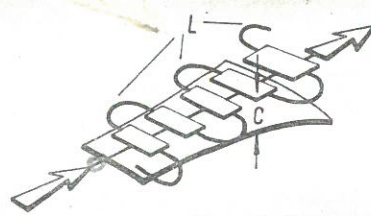
\* Za rekonstrukciju cjelokupne slike na rastoru katodne cijevi oko z-osi kod kvalitetnijih katodnih cijevi ~~koristi~~ ~~se~~ ~~u~~ ~~memotaj~~ koji se susreću na globo katodne cijevi. Protjecanjem struje kroz ovaj memotaj stvara se magnetsko polje u smislu z-osi koji zahvata sve elektrone izvan z-osi kružno u x-y ravni pri čemu sl. 4.41. Na globo katodne cijevi postavljaju se zavojnice koje omogućavaju pomak u smislu y-osi i popravek nelinearnosti rastora. To su tzv. kvadrupolne zavojnice.







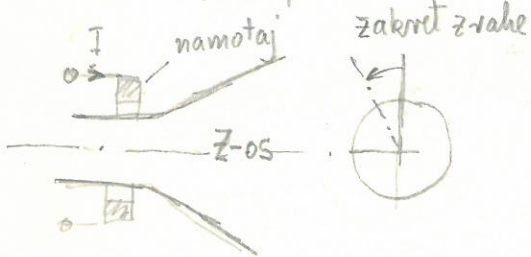
SI. 2.17 4.39.



Snop elektrone

SI. 2.18 4.40

Na ovim principima, izvedena je katodna cijev D13-500, koja ima



4.41.

a gornju graničnu frekvenciju 800 MHz (-3dB) uz vrlo mali faktor otklona od svega  $S_y = 2 \text{ V/cm}$ , što je potrebno budući se kod ovako visokih frekvencija signal privodi direktno na asimetrično izvedene vertikalne pločice. Radi što veće brzine prolaza elektrona koristi se anodni napon od 6 kV do otklonskih plo-

čica, a ukupni napon za ubrzanje je 15 kV. Asimetrične otklonske pločice ovdje ne utječu na promjenu osjetljivosti, jer je  $U_a$  velik, a promjena  $U_d/2$  vrlo mala. Katodna cijev D13-49 ima ukupni napon mlaza 24 kV, a gornja granična joj je frekvencija 2000 MHz (-3db)

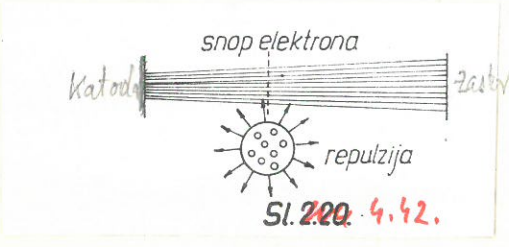
uz faktor otklona 10 V/cm, katodna cijev TH 8203 ima gornju graničnu frekvenciju od 900 MHz (-3db) uz vrlo mali faktor otklona od svega 1.2 V/cm. Za postizanje ovako malog faktora otklona moraju biti poboljšane posebne mjere, o čemu će biti riječi u sljedećim poglavljima.

### Nakonodno ubrzanje elektronskog snopa

Da se postigne što osjetlija i manja pjiga (dobar fokus) na zastoru katodne cijevi potreban je to veli napon između katode i zastora. Ako bi se tako veliki napon primjenio već na posljednjoj anodi elektronskog topa faktor otklona katodne cijevi bio bi vrlo veliki odnose osjetljivost otklonskih pločica bi bila mala. Da se to izbjegne napon između katode i zastora se dijeli na dva dijela. Manji dio napona približicom je između katode i anode, a veći između anode i zastora. Na taj način elektroni su manje ubrznani kad ulaze u otklonske pločice. Osim topa većim naponom se postiže i bolji fokus (manja pjiga). Ovo nastaje iz razloga, što se elektroni u mlazu zbog istovremenih vlastitih mekoja međusobno odbijaju pa se presjek mlaza širi, što

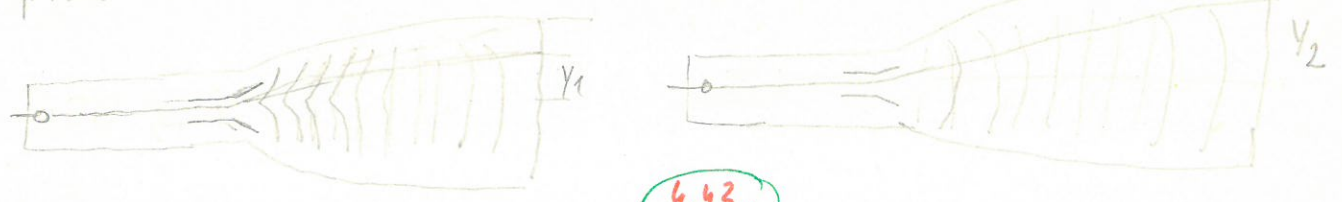


ima za posledicu veći prigu na rastoru. Kako ova ekspanzija snopa elektrona prouzrokuje nikad to više što je potrebno više vremena da elektroni od katode dođu do rastora prema ionasu ( ), to se povećavaju napona ubrzanja povećava količina elektrona i time smanjuje vrijeme ~~pr~~ njihovog probosa između katode i anode. što ima za posledicu manji prigu na rastoru odnosno bolji fokus. Promjer prige kod kvalitetnijih katodnih cijevi se kreće u granicama od 0.25 mm do 0.50 mm. Svakako kod manjih rastora katodnih cijevi očekuje se i manji promjer svjetle prige pa je definiran pojam rezolucija rast kao kvocijent promjera rastora i svjetle prige  $D/d$ . Tako je rezolucija rastora kod katodnih cijevi sa elektrostatičkim otklonom oko 150 do 200, a kod elektronskog otkloničkog sistema dvostruko veća.



Elektroda za naknadno ubrzanje najčešće se izvodi kao helikoidalna spirala od grafita namotana <sup>unutrašnjim strujom</sup> na ~~stabilni~~ balonu katodne cijevi između otkloničkih pločica i rastora prema slici 4.43. Ona ima otpor od nekoliko ~~megaoma~~ pa se napona jednovoltnog raspodjele strujom kontinuirano raspodjeljeno električno polje koje ubrzava elektrone. Osim ove retnije su ~~bit~~ postojale izvedbe sa nekoliko grafitnih postelova namotanih na unutrašnju struju balona a raspodjela napona ~~postila~~ na ovim postelovima postizala se je ~~napor~~ senjski spjiniim otpornima kao naponski djeljitelj na koji su se priključivali ovi otpori. No u oba ova slučaja ne postiže se dovoljno homogeno polje pogotovo oko samih otkloničkih pločica što ima za posledicu smanjenje osjetljivosti otkloničkih pločica i slabijom linearnost prikaza na rastoru. Do smanjenja osjetljivosti dolazi jer nehomogeno elektrostatičko polje u blizini otkloničke pločice formira sabirnu elektrostatičku leću što ima za posledicu smanjenje otklona

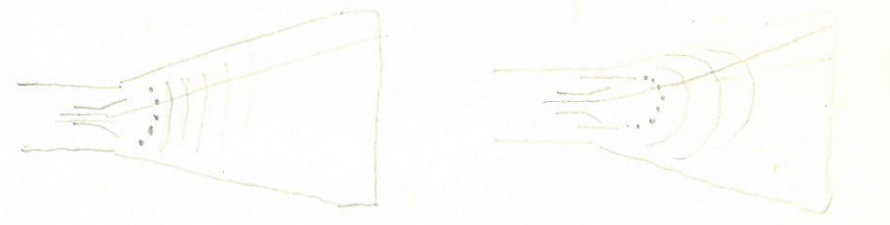
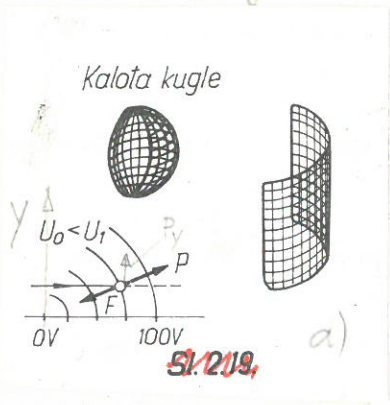
prema sl. 4.43.



4.43.

Dvo se može isključiti postavljanjem fine mreže kao na unutarnju katodu katodne cijevi koja homogena je polje u neposrednoj blizini otklonke ploče. Na slici 4.43<sup>b</sup> vidljivo kako u ovom slučaju ne dolazi do suženja otklona  $y_2$  kao što je bilo u slučaju  $y_1$  što ima za posljedicu povećanje osjetljivosti otklonke ploče.

Postavljanjem posebnih elektrostatičkih leća u ~~obliku~~<sup>od</sup> fine metalne mreže u obliku kuglane kalote ili valjka ne prema tome da li se povećanje otklona zeli postići u oba smjera (x i y) ili samo u jednom može se ostvariti oblik elektrostatičkog polja u mnogo povoljnijem obliku tako da se formiranim nestrujnim leću može ostvariti i povećanje otklona odnosa osjetljivosti što je pokazano na sl. 4.44.



4.44.

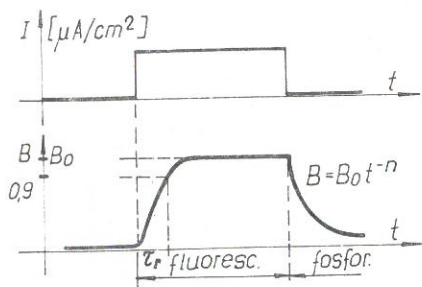
Do povećanja otklona (nestrujna leća) dolazi zbog komponente sile  $P_y$  u smjeru y-osi (sl. 4.44a). Otklon se može povećati na ovaj način za faktor 1.8 do 2.5. Elektrostatičkim lećama se može dobiti na istu dužinu katodne cijevi ~~veći~~ znatno veći rastor. Tako npr. katodna cijev Hewlett Packarda ima veličinu rastora  $25 \times 20 \text{ cm}^2$  na dužinu od 50 cm, a i faktor otklona je relativno mali tj 5.5 V/cm na anodni napon od 20 kV. Zahvaljujući elektrostatičkim lećama katodne cijevi se visoke frekvencije



157  
 imaju mali faktor odboja uspolos velikog anodnog napona. Kao primjer  
 može se spomenuti navesti veliki spomenuta katodne cijevi D13-500.

#### 4.7.2. Fluorescentni zastor katodne cijevi

Da bi se srazovi elektrona sa zastorom katodne cijevi učinili vidljivim, koriste se različiti luminiscentni materijali. Pod pojmom luminiscencije podrazumijeva se sposobnost emisije fotona pretežno vidljivog spektra za vrijeme i nakon djelovanja vanjske uzbuđe, koja može biti posljedica bombardiranja zastora, elektronima (katodna luminiscencija) ili djelovanjem vanjskog električnog polja na naboje u fluorescentnom materijalu (elektroluminiscencija). Luminiscenciju možemo po-



Sl. 221 4.45.

dijeliti na fluorescenciju, koja daje emisiju svjetla samo za vrijeme trajanja uzbuđe i fosforescenciju kod koje emisija svjetla traje i nakon prestanka dovođenja energije uzbuđe (sl. 221). Vrijeme potrebno da intenzitet svjetla dosegne 90% svoje maksimalne vrijednosti zove se vrijeme porasta luminiscencije. S druge strane vrijeme potrebno da intenzitet svjetla padne na svoju 10% vrijednost (katkada se uzima i 1% ili čak 0,1%) zove se vrijeme perzistencije. Ovo vrijeme ovisi uglavnom o vrsti upotrebljenog fluorescentnog materijala a u manjoj mjeri o intenzitetu uzbuđe. Opadanje intenziteta svjetla ide približno po zakonu

$$B = B_0 t^{-n}$$

4.43.  
/2.671

gdje se "n" kreće u granicama od 1 do 1,3. Kod nekih tipova luminofora može se uočiti opadanje i po eksponencijalnom zakonu.

Tako možemo reći da imamo tri karakteristična trajanja perzistencije (za smanjenje na 10%) i to: kratka od 1 μs do 1 ms, zatim srednja od 1 ms do 100 ms i duga perzistencija od 0,1 s do nekoliko sekundi.

Ekstremne slučajeve predstavljaju fluorescentni materijali kao P-16, kod kojega je vrijeme perzistencije 0,1 μs i P-26 kod kojega je vrijeme perzistencije 16 s.

Kao materijali koriste se sulfidi i oksidi cinka te silikati sa manganom kao aktivatorom. Naročito je poznat cinkov ortosilikat  $ZnO + SiO_2 + Mn$  (vilemit).

Svjetlina na zastoru katodne cijevi proporcionalna je privedenoj električkoj snazi

$$B = K \cdot I_1 (U_a - U_0)$$

4.44.  
/2.68/

Ovdje je uz konstantu proporcionalnosti K,  $I_1$  gustoća struje u μA na cm<sup>2</sup>, dok je  $U_a$  ukupni napon na katodnoj cijevi.  $U_0$  je neki početni napon od stotinjak volta ispod kojega nema fluo-



rescencije. ~~Znači~~ Intenzitet se može povećati ne samo većim naponom na katodnoj cijevi  $U_a$ , nego i većom gustoćom struje  $I_1$ . Sa gustoćom struje se ne smije pretjerivati, jer u protivnom dolazi do zasićenja i mogućih oštećenja zastora. Tako je kod nekih fluorescentnih materijala gustoća zasićenja postignuta već kod  $1 \mu A/cm^2$ , a kod drugih tek kod  $100 \mu A/cm^2$ . (~~za cinkov silikat~~) ili čak  $100 \mu A/cm^2$  (~~za cinkove sulfide~~).

Ako se zraka pomiče vrlo brzo po zastoru k.c., onda se može dogoditi, da na mjesu zastora gdje prolazi zraka nema dovoljne gustoće struje, pa se ista ne može primjetiti. U takvom slučaju utječe svakako jednim dijelom i vrijeme porasta intenziteta svjetla. Zato općenito postoji granica maksimalne brzine zrake, koja se može još primjetiti. Ovo se najbolje može uočiti, ako se na vertikalne pločice priključi sinusni napon visoke frekvencije i određene amplitude  $A$ . Budući da je najveća brzina kod sinusoida postignuta u presjecima s apscisom tu će najprije i prebiti neki odjeljak zračne na zstoru kod neke frekvencije pri čemu je dvostrukog odlaza.

→ Na taj je način određena i maksimalna brzina. Ovakva maksimalna brzina obično se izražava u  $cm/\mu s$  i kreće se u granicama od 100 do 1000  $cm/\mu s$ . U ekstremnim slučajevima mogu se postići brzine pisanja i do 4000  $cm/\mu s$ . Ovo postavo dolazi do izražaja kod katodne za vrlo visoke frekvencije koji omogućuju direktno promatranje signala frekvencije i do 4 GHz. Za stvaranje dovoljne svjetline na zstoru izvodi se elektronski multiplikator u neposrednoj blizini zastora. Ovaj multiplikator sastoji se od vrlo tankih staklene cijevice kojih dolazi više stotina na kvadratni milimetar. Same cijevice su nekoliko milimetara duge na njihovom kraju nalaze se metalizirane plohe pod naponom od 1kV. Same elektronske mlase prolaskom kroz tanke staklene cijevice oslobađaju sekundarne elektrone koji se opet stvaraju elektricnim poljem između metaliziranih ploha. Na taj način umnožavaju se količina elektrona u mlasi što ima za posljedicu veći intenzitet svjetle pjege na zstoru katodne cijevi.

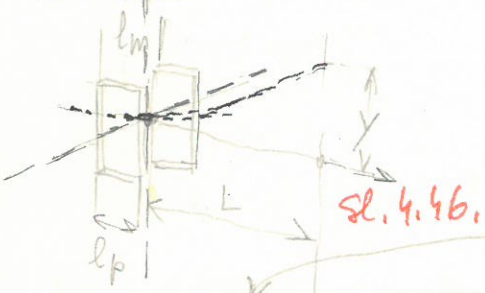
4.7.3. Magnetski odbojni sistem

Do odbojne elektrone od njegove putanje dolazi i pod utjecajem magnetskog polja. Ako magnetsko polje djeluje na dužini  $l_p$  na elektron, ako je rasudak od centra izvornice do zastora  $L$  i ako je rasudak među nemotajima  $l_m$  onda je veličina staklene dune iznosom



$$\gamma = 0,377 \cdot \frac{L \cdot l_p \cdot H_e}{\sqrt{U}} = 0,377 \frac{L \cdot l_p \cdot N \cdot I}{l_m \cdot \sqrt{U}} \quad (4.85)$$

pri tome još u izrazu  $U_a$  je anodni napon izražen u voltima,  $N$  broj zavoja i  $I$  struja koja teče kroz zavojnicu. Inženjer pojedinačne veličine može se moći, ne sl. 4.46. Osuroma karakteristične magnetske otklone je da us ne velike



veće duljine  $L$  može ostvariti puno veće otklone nego kod elektrostatskog sistema, a i povoljna je činjenica da mu osjetljivost manje ovisi o promjenama napona  $U_a$ , jer je  $U_a$  pod korjenom, pa manje utječe na veličinu otklona  $Y$ . Zato se u ovom slučaju mogu koristiti veći anodni naponi i postići veće svjetline. Za magnetski otklon, s druge strane, potrebno je utrošiti ~~znatno više~~ <sup>znatno više</sup> energije, da bi se postigla željena magnetska induk-

nepo da elektrostatski. Struja koja je potrebna iznosi i više stotina mA. Zavojnica us radij otpor  $R$  i induktivnost  $L$  pa je impedancija zavojnice

$$Z = R + j\omega L \quad (4.86)$$

Otpor zavojnice  $R$  ne može biti mali jer treba smanjiti ~~da~~ <sup>veći</sup> broj zavoja a da pri tome dimenzije zavojnice ne budu prevelike, tako da utrošena snaga na otporu  $I^2 R$  može iznositi i više vata. S druge strane promatrajući visoku frekvenciju predstavlja nepremostive teškoće je reaktancija  $\omega L$  raste linearno sa frekvencijom pa us dosta velike struje  $I$  zahtijeva već veliki napon kod nekoliko kHz. To ~~može~~ <sup>može</sup> ~~biti~~ <sup>biti</sup> ~~problem~~ <sup>problem</sup> ~~iz~~ <sup>iz</sup> ~~razloga~~ <sup>razloga</sup> da je za ~~veći~~ <sup>veći</sup> otklon neovisan o promjeni frekvencije potrebno napajajući provesti ~~ist~~ <sup>ist</sup> strujovni izvor.

Zato se ovakav otklonski sistem u osciloskopske svrhe redovito ne koristi, jedino posrednim putem, da se dobije "raster" gdje se modulacijom na z-osi mogu osvijetliti pojedine točke, koje onda sačinjavaju željenu krivulju. U ovakvom slučaju horizontalnim i vertikalnim otklonskim zavojnicama teku struje fiksnih frekvencija za koje se onda dađe korištenjem rezonancije ~~ostvariti~~ <sup>ostvariti</sup> ekonomični režim rada,

### 4.8. Katodna cijev sa pamćenjem (Storage CRT)

#### 4.8.1. Princip pamćenja

Katodna cijev ima niz prednosti prema ostalim indikatorima, ali i jedan nedostatak, da ne može trajno zadržati zapis na svom zastoru. Ovaj nedostatak je otklonjen posebnom vrstom katodnih cijevi, koje mogu pamtitii koristeći pojave sekundarne emisije na zastoru ili posebnoj rešetki.

Danas postoje dva <sup>osnovna</sup> tipa katodne cijevi sa pamćenjem. ~~Kod U~~ <sup>prvom slučaju</sup> jednog se tipa proces pamćenja <sup>se odvija</sup> na samom zastoru, a ~~kod u~~ <sup>drugom</sup> na specijalnoj rešetki ispred zastora. Prvi ~~tip~~ <sup>slučaj</sup> se može nazvati katodnom cijevi sa pamćenjem na zastoru, a drugi katodnom cijevi sa pamćenjem na rešetki.

*1. (Direct storage CRT), 2. (Halftone storage CR)*

Postoji i <sup>treći slučaj</sup> koji je zapravo kombinacija prva dva i može se nazvati po funkciji koju obavlja katodna cijev sa primarnom mrežom (Charge-Transfer storage CRT).

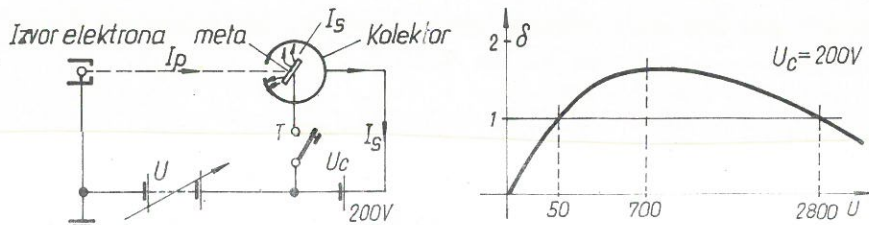
Da bi se proveo proces pamćenja upotrebljava se materijal koji je izolator i ima koeficijent sekundarne emisije veći od jedinice. Uz to ovaj materijal ako se nanosi na rešetku katodne cijevi mora imati i svojstvo katodoluminiscencije. Ukoliko se ovaj materijal nanosi na rešetku ovo svojstvo nije potrebno da bude naglašeno.

Koeficijent sekundarne emisije se definiše kao kvocijent sekundarne elektrona izbijenih iz materijala, prema struji primarnih elektrona koji bombardiraju ~~met~~ <sup>taj</sup> materijal

$$\delta = \frac{I_s}{I_p}$$

4.87  
12.761

Uzmimo da na neku česticu nevodljivog materijala sa koeficijentom sekundarne emisije  $\delta > 1$ , koju ćemo nazvati "metom", dovedemo neki napon U i da oko takve mete postavimo neki metalni ~~mrežu~~ <sup>naslon</sup> tzv. kolektor, koja će kupiti izbijene sekundarne elektrone sa mete, jer je na potencijalu većem  $U_c$  od potencijala mete. Na sl. 4.47. je prikazano kako se mijenja koeficijent sekundarne emisije  $\delta$  u ovisnosti od promjene napona U.



Sl. 4.47. 4.47.

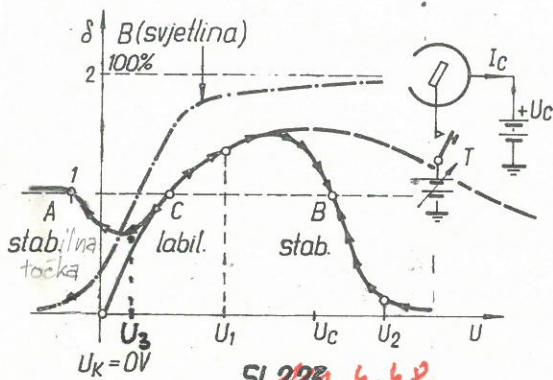
Porast faktora sekundarne emisije  $\delta$  porastom napona U je posljedica povećane kinetičke energije elektrona. Kad napon U pređe i 700 V brzina primarnih elektrona je već tolika,



da oni sve dublje prodiru u sam materijal mete tako, da nastali sekundarni elektroni bivaju zadržani u materijalu mete prije nego prođu na površinu. Na taj način daljnjim povećanjem napona  $U$  koeficijent sekundarne emisije  $\delta$  pada. Ako se sada napon kolektora fiksira na neku vrijednost  $U_c$  (200 V) prema zemlji, a napon mete mijenja, dobit ćemo drukčiju ovisnost koeficijenta sekundarne emisije  $\delta$  o naponu  $U$  (sl. 2.23.). Ovdje uočavamo naglo smanjenje koeficijenta  $\delta$ , kojeg uzimamo da je prema onome što mjerimo

$$\delta = \frac{I_c}{I_p}$$

4.87  
/2.23.0a/



Sl. 2.23. 4.48.

U području gdje je  $U > U_c$ , napon kolektora  $U_c$  je manji od napona mete  $U$ , pa odbija sekundarne elektrone natrag na metu. Zato  $\delta$  postaje sve manji, dok na kraju kod još većih napona  $U$  ni jedan sekundarni elektron ne biva uhvaćen kolektorom ( $\delta = 0$ ).

Kod manjih vrijednosti napona  $U$  od  $U_c$  sve do blizu potencijala katode elektronskog topa krivulja sekundarne emisije se poklapa sa krivuljom na sl. 2.22. 4.47.

Kad se napon mete približi nuli primarni elektroni  $I_p$  zbog puno većeg potencijala kolektora  $U_c \gg U$  bivaju zahvaćeni sve više kolektorom tako da izlazi da struja kolektora raste ili da  $\delta$  raste. Postane li napon  $U$  čak negativan ni jedan primarni elektron neće više prispjeti na metu, nego će svi završiti na kolektoru, što odgovara koeficijentu  $\delta = 1$ . Kod još većih negativnih napona nego što odgovara točki A meta dobiva nešto pozitivnog naboja od pozitivnih iona <sup>na prostoru</sup> i od pozitivne struje izolacije, tako da je za napone  $U$ , negativnije od  $U_A$ ,  $\delta$  malo veći od 1.

4.48.

Ako se tipka T na sl. 2.23., koja je do sada bila zatvorena, otvori, meta više neće biti vezana naponom  $U$ , nego će poprimiti onu vrijednost napona koji će odgovarati naboju na njoj. Uzmimo da smo uz zatvorenu tipku T metu doveli na napon  $U_1$  i zatim tipku T otvorili, meta će zbog koeficijenta sekundarne emisije  $\delta > 1$  gubiti više elektrona, nego što ih prima, pa će postajati sve pozitivnija dok ne dosegne točku B. Dalje neće moći napon na meti da raste, jer  $\delta$  postaje manji od 1. Da smo metu uz zatvorenu tipku T doveli do napona  $U_2$  i zatim tipku T otvorili, meta bi zbog koeficijenta sekundarne emisije manjeg od 1 više elektrona primala nego gubila, pa bi postajala

Faint, illegible text, likely bleed-through from the reverse side of the page.

$V^*$  Prorazina svojihine sastava  $V$  kao funkcija prorazine ~~na~~ <sup>B</sup> potencijale nule predocina je crta-točke kvintiljoni na sl. 2.23.

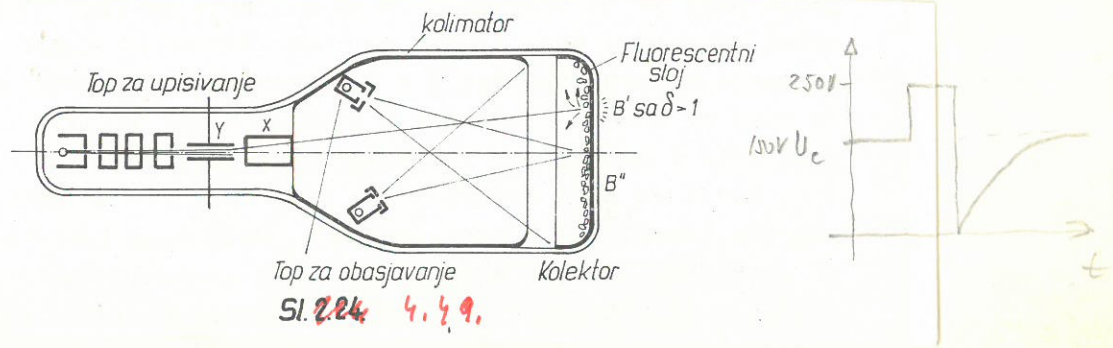


sve negativnija odnosno napon bi na njoj bio sve manji ( $U < U_2$ ), dok ne bi došla u točku B. Napon na meti sada više ne bi mogao padati, jer bi koeficijent  $\delta$  postao veći od 1. Prema tome točka B na karakteristici na sl. 2.23. je <sup>4.48.</sup> ~~važna~~ stabilna točka, gdje se zaustavlja svaka promjena potencijala mete. Isto tako lako je pokazati da je i točka A stabilna, jer se k njenom potencijalu primiču sve mete nižeg potencijala od točke C. Meta koja bi npr. imala potencijal  $U_3$  po otvaranju tipke T zbog  $\delta < 1$  smanjuje svoj potencijal do točke A. Napon ispod točke A ne može se više smanjivati, jer koeficijent  $\delta$  <sup>nešto vrlo</sup> ~~postaje~~ malo veći od 1, ~~što znači porast napona mete~~. Zato je i točka A u stabilnoj ravnoteži, dok je točka C u labilnoj ravnoteži. Na sl. 2.23. su prikazana strelicama područje porasta ili pada napona ~~mete~~ <sup>se</sup> ~~koja nije električki vezana i vidimo~~ <sup>potencijal mete</sup> ~~da neposredno pada~~ gdje je god  $\delta < 1$ , a raste gdje je  $\delta > 1$ . <sup>Prema tome meta kada nije električki vezana može korakiti samo u jednom od dva stabilna stanja A ili B.</sup>

Na osnovu dosada rečenog izlazi da se mete bez obzira na njihov broj mogu nalaziti samo u jednom od dva pomenuta stabilna stanja (A ili B).

**4.8.2. Katodna cijev s pamćenjem na zastoru**

Ako posebni fluorescentni materijal sa  $\delta > 1$  zamislimo fino raspršen po zastoru katodne cijevi, onda svaku česticu ovog materijala možemo smatrati metom, ~~jer mu koeficijent sekundarne emisije  $\delta$  može biti veći od 1 i sa karakteristikom kao na sl. 2.23.~~ Kolektor je tanki i prozirni metalizirani sloj između fluorescentnog materijala ~~zastora~~ <sup>na zastoru</sup> i stakla <sup>katodne cijevi</sup>. Kolimator <sup>ovdje katodne cijevi</sup> služi da elektrone koncentrira i usmjeri ~~na zastor k.c.v.~~ <sup>na</sup> Ovo je prikazano na sl. 2.24. Karakteristično je, da iako se čestice fluorescentnog materijala međusobno dotiču, ~~to nema nikakvog~~ <sup>je beznačajno,</sup> utjecaja u smislu izmjene naboja među njima, jer su one izolatori. Mete koje su pogađane elektronima dovoljne kinetičke energije ~~za koje je potreban potencijal prema katodi veći od 100 V, svijetliti će,~~ <sup>na</sup> ~~Prema tome sve~~ <sup>jer će</sup> ~~mete koje se nalaze~~ u B-stabilnoj točki na dijagramu <sup>sl. 4.48.</sup> (krivulja crta-točka), svijetliti će, dok mete na potencijalu A-stabilne točke neće emitirati svjetlo, zbog premale kinetičke energije. <sup>Da bi sve mete koje se nalaze na potencijalu u točki B svijetlile, trebaju biti stalno "obasjavane" elektronima, tako da ispred zastora katodne cijevi postoji jedan oblak elektrona male kinetičke energije.</sup>



Sl. 2.24. 4.49.



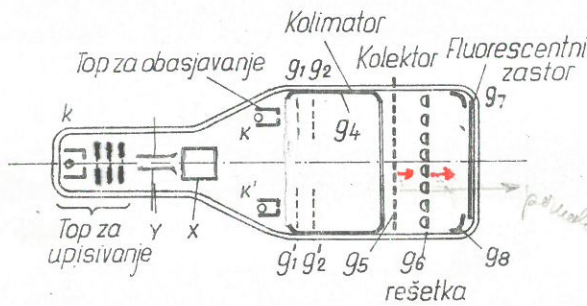




i do "prepariranja" sloja na rastoru u ekstremno dugim slučajevima.

### 4.8.3. Katodna cijev s pamćenjem na rešetki

Katodna cijev sa pamćenjem na rešetki prikazana je na sl. 4.50. Ova katodna cijev ima kao i <sup>top fluidna</sup> gore opisana top za upisivanje sa otklonskim pločicama, zatim dva topa za obasjavanje i elektrodu za usnoplja-



vanje elektrona prema ekranu ~~kolimatora~~ <sup>elektronu</sup>  $g_4$ , tako da vokalomito pogadaju mete. Kolektor je ovdje odvojen od zastora i odgovara elektrodi  $g_5$ .

Sl. 225. 4.50.

Za razliku od prethodnog slučaja

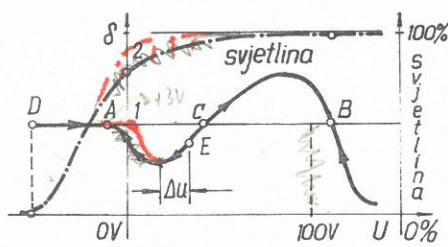
ovdje se memorirajući pojave vrši na rešetki  $g_6$ . Ova se sastoji od

vrlo fine metalne mrežice sa otvorima od svega  $40 \mu m$  na koju je nanesen <sup>znatno tanji</sup> sloj dielektrika (MgFl) sa koeficijentom sekundarne emisije  $\delta > 1$ . Kolektor je izveden također u formi <sup>nešto grublje</sup> mrežice. <sup>na</sup> ~~na~~ potencijalu je od oko 150 do 200 V prema katodi topa za obasjavanje.

Dielektrični sloj i metalni dio rešetke ne moraju biti na istom potencijalu. Iza ove rešetke nalazi se fluorescentni zastor  $g_7$  sa elektrodom za naknadno ubrzanje  $g_8$ , koja je na potencijalu od 2 do 6 kV većem od potencijala rešetke  $g_6$ . Tako da elektroni koji su prošli kroz rešetku  $g_6$  bivaju jako ubrzani i daju svjetlu sliku na zastoru <sup>katodne cijevi</sup> mnogo svjetliju nego u prethodnom slučaju. O potencijalu na dielektriku na rešetki  $g_6$  ovisi, koji će elektroni proći kroz rešetku, a koji će biti zaustavljeni i <sup>ionizirani</sup> na

kolektor  $g_5$ .

Na sl. 4.51. vidimo karakteristika sekundarne emisije dielektričnog sloja, koja se kako <sup>je vidljivo</sup> ~~je vidljivo~~ ne razlikuje od karakteristike na sl. 2.23. Ipak postoji razlika obzirom



Sl. 226. 4.51.

je rada i na dielektrični sloj koji nema fluorescentna svojstva. U ovom slučaju ukoliko se potencijal dielektričnog sloja rešetke  $g_6$  nalazi u donjoj stabilnoj točki A, tj. oko nultog potencijala, <sup>onda kada</sup> kroz rešetku prolazi toliko

elektrona, da nakon ubrzanja u električnom polju između rešetke i zastora, proizvode maksimalnu svjetlinu. U slučaju pamćenja na zastoru katodne cijevi mete u točki A nisu svjetlije.

Budući ovdje već donja stabilna točka A daje dovoljnu svjetlinu, zahvaljujući naknadnom ubrzanju elektrona, potrebno je za potpuno potamnjenje zastora dovesti na rešetku nega-

tivan napon tako da se potencijal dielektričnog sloja na rešetki pomakne do točke D.





tivan napon (točka D). Prema veličini potencijala na kojem se dielektrični sloj nalazi u području D-A ovisi svjetlina na zastoru, <sup>što je vidljivo (označeno kvadriranoj točka - crta) na sl. 2.26.</sup> Svaka čestica dielektričnog sloja u području napona

D-A zadržava svoju vrijednost, pa i dosta dugo vremena, ~~ako~~ kad u katodnoj cijevi ~~kada~~ nema slobodnih pozitivnih naboja, <sup>tj. kada</sup> je  $\delta = 1$ . <sup>(Kvadriranoj točka - crta)</sup> Baš iz tih razloga točka A i nije potpuno stabilna, <sup>jer</sup> ima mogućnost pomaka u lijevo prema točki D, što je većinom naponom ~~prati~~ <sup>prati</sup> promjenama na rešetki  $g_6$  poticana.

Zahvaljujući ovim karakteristikama katodna cijev sa pamćenjem na rešetki može mijenjati intenzitet svjetla i može se izvesti sa promjenljivom perzistencijom .

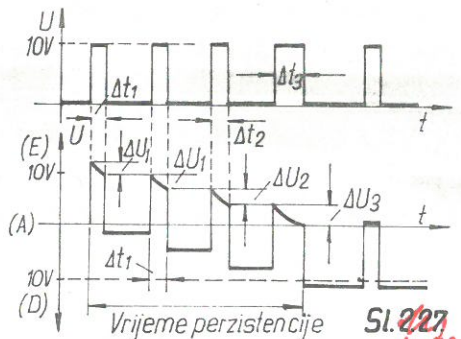
Upisivanje se vrši oštro fokusiranim snopom elektrona iz topa za upisivanje kome je katoda na velikom negativnom potencijalu. <sup>koji u prikladnom slučaju</sup> Elektroni velike kinetičke energije izbacuju iz dielektrika na rešetki  $g_6$  više elektrona, nego ih dolazi ( $\delta > 1$ ) pa takve točke, gdje je prošao ovaj mlaz elektrona, bivaju pomaknute u pozitivno područje <sup>ali ispod</sup> točke C, dok se ne zaustave konačno <sup>kvadr.</sup> u stabilnoj točki A. Sve ostale točke su ostale na negativnom potencijalu određenom točkom D, gdje su bile dovedene nakon procesa brisanja. Nakon prestanka djelovanja topa za upisivanje elektroni iz topa za obasjavanje prolaziti će kroz rešetku na mjestima, koji su na potencijalu točke A (oko 0 V), dok će se elektroni sa područja na potencijalu točke D, vraćati prema kolektoru i neće proći kroz rešetku  $g_6$  prema zastoru. Elektroni koji su prošli kroz rešetku, ubrzani električkim poljem, na fluorescentnom zastoru će, na tim mjestima, izazvati svjetljenje.

Postupak <sup>(10 mikrosk.)</sup> pariranja na rešetki omogućava <sup>4.52</sup> proučavanje pojave vrlo dugi ali i promjenljive perzistencije. Trajanje perzistencije ovisi

o tome koliko je vremena

potrebno da potencijal u točki A padne na potencijal u točki D. Da bi dielektrik na potencijalu točke A doveli na potencijal u točki D dovede se impulsi na rešetku  $g_6$  takove amplitude, da ne premaše potencijal u točki C (npr. E). Zbog pozitivnog potencijala rešetke i  $\delta < 1$  potencijal točke E se ne prestano smanjuje. Koliko će se smanjiti potencijal točke E

tj. koliki će biti  $V$ , ovisi o dužini trajanja impulsa  $\Delta t$ , (Sl. 2-27). Pravokutni impulsi su promjenljive širine o kojoj ovisi <sup>trajanje</sup> perzistencije. Što je širina impulsa veća perzistencija je manja, a može se regulirati u granicama npr. od 0,3 s do 10 min. Osim mogućnosti postizavanja promjenljive perzistencije

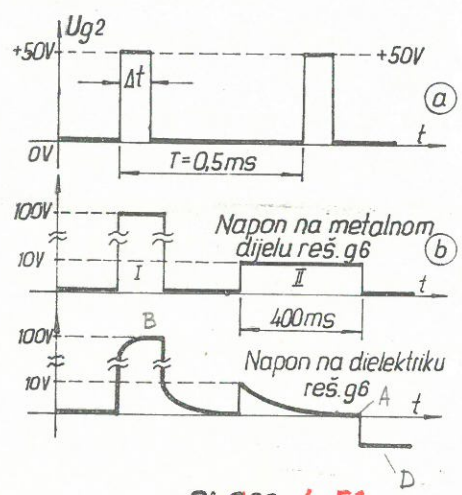




temerje ovaj tip katodne cijevi sa pamćenjem na rešetki omogućava mijenjanje intenziteta svjetline ~~na~~ zapamćene slike na zastoru.

To se postiže također pravokutnim impulsima različitog trajanja  $\Delta t$ , koji se dovode na druge rešetke  $g_2$  i  $g_2'$  topa za obasjavanje. Na ovaj način "obasjavanje" elektronima provodi se impulsima frekvencije 2 kHz. Što su impulsi kraći ( $\Delta t$ ) svjetlina prikaza na zastoru je manja, ali je zato trajanje pamćenja duže (više od 2 sata) (Slika 4.53. a) Kod najdužih impulsa ( $\Delta t_{max}$ ) postiže se najveća svjetlina, dok vrijeme pamćenja tek nešto veće od 10 min. Tako se može promjenom širine impulsa  $\Delta t$

kontinuirano mijenjati svjetlina zapamćene slike, koja stoji u obrnuto proporcionalnom odnosu sa vremenom pamćenja.  
U "normalnom" radu ~~sa~~ katodne cijevi, kod se ne želi provesti pamćenje napon na rešetkama topova za upisivanje je 0 V i djeluje



Sl. 228. 4.53.

Samotop za upisivanje. Elektroni mlaza ovog topa dopiru na zastor katodne cijevi zbog njihove velike kinetičke energije, bez obzira na veličinu potencijala pojedinih točaka dielektričkog sloja rešetke  $g_6$ .

"Brisanje" zapisa na zastoru se <sup>tako</sup> izvodi da se na rešetku  $g_6$  dovede napon <sup>isti</sup> kao na kolektoru (npr. 100 V). Na taj način potencijal čitavog dielektričkog sloja doći će u gornju stabilnu točku B <sup>4.53. a</sup> dijagramu na sl. 228. i tako će sve točke dospjeti na isti dosta visoki potencijal (100 V na sl. 228. b). Da bi potencijal svih točaka dielektrika na rešetki  $g_6$  bio na negativnom potencijalu (zastor u tami), dovodi se jedan pozitivan impuls od svega 10 V na rešetku  $g_6$ , koji traje oko 0,4 s (sl. 4.53. b) 228. b). Kroz ovo vrijeme potencijal dielektrika ~~može da padne~~ na 0 V (od E do A). Ako se sada impuls završi tj. napon na rešetki ~~pada~~ <sup>postane</sup> 0 V, na dielektriku će napon pasti na -10 V, odnosno doći će u točku D, kada zastor ne svijetli. Tako je proces brisanja zapisa završen.

#### 4.8.4. Katodna cijev s prijenosom naboja

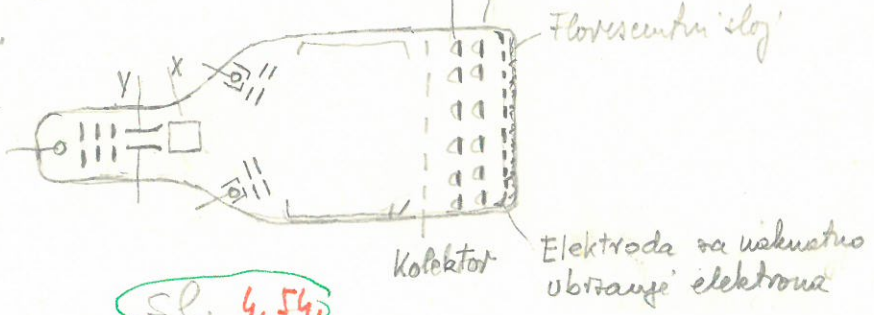
Katodna cijev sa pamćenjem sa prijenosom naboja je kombinacija oba dosad opisana primjera. Ova katodna cijev za razliku od katodne cijevi sa pamćenjem na rešetki ima još jednu rešetku ~~na~~ <sup>na metalnoj</sup> za trajno zapamćivanje. Isivni kolektor ~~da~~ se može provesti memoriranje je da ima koeficijent sekundarne emisije  $\delta$  veći od jedinice i da je dobar izolator za što duže sačuvanje naboja i pri tome forme duže <sup>pamćenje</sup> V



⊕  
✓ Za lahko hvatanje neboja i kod brzop preleta zrake <sup>što meči da ima</sup> sa velikom ~~sestavom~~  
koeficijent sekundarne emisije. Na ovoj rešeci mogući je samo

48

Holimudor njegovim gotovo okomit pravet kroz rešetke. Prva rešetka  
 je predviđena glodajući u sužjem od katode prema rastoru predviđena je  
 kratkotrajno memoriranje (nekoliko sekundi), dok druga rešetka blizu  
 rastora, zbog velikih izolacionih svojstava njezinog dielektrika predviđena je  
 dugotrajno memoriranje. Prijenos naboja sa izolacione sloja prve rešetke na  
 drugu rešetku vrši se velikim naponom (600V), koji daje dovoljnu  
 kinetičku energiju samo ovim elektronima koja se obasjavaju koji su  
 prošli kroz prvu rešetku, da mogu na drugoj  
 rešetki dovesti potencijal dielektrika u točku B i time izvršiti trajni  
 zapis. Zapis na drugoj rešetki može se održati i do 2 sata. Ovaj tip  
 katodne cijevi sa pamćenjem omogućava memoriranje jednodimenzionalne vrlo  
 brze pojave, koje mogu imati brzinu pisanja i  $1000 \text{ cm}/\mu\text{s}$ , a mreža ili je prva  
 firma Tektronix.



sl. 4.54

Osim toga kod ove katodne cijevi su sjedinjene dobra  
 svojstva katodne cijevi sa pamćenjem na rastoru kao i katodne  
 cijevi sa pamćenjem na rešetki. Tako da je mogući uz promjenjivu  
 perspektivju dobiti i dugotrajni zapis.



### 5. DIGITALNI INDIKATORI I REGISTRIRAJUĆE NAPRAVE

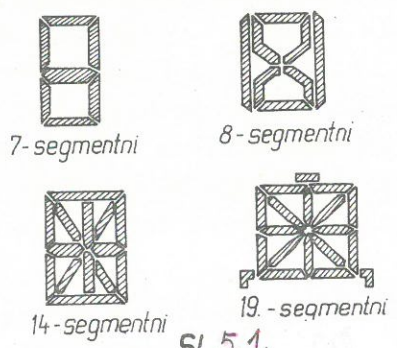
#### 5.1. Općenito o digitalnim indikatorima

Digitalni integriteti pokazuju alfanumeričke znakove, različite interpunkcije, interpunkcije, predznake i simboličke znakove. Najčešće se prikazuju znamenke u dekadskom sustavu. Znamenke koje se prikazuju mogu biti

1. integralnog oblika i
2. sintetiziranog oblika
  - a) segmentna isvidka
  - b) točkasta isvidka

Znamenke integralnog oblika su izvedene u jednom dijelu i nisu sastavljene iz više elemenata. Kao primjer ovdje su izvedene su plinom punjene cijevi, koje konstantno svijetle iskoj u plinovima (Nixie cijevi) i elektra fluorescentne cijevi.

Danas su sve više u upotrebi znamenke sintetiziranog oblika od kojih najviše dolazi do izražaja segmentna isvidka. Da bi se mogle prikazati sve znamenke dekadskog sustava



Sl. 5.1.

za potrebno <sup>se</sup> imati najmanje 7 segmenata, a za indikaciju i slova najmanje ~~18~~ <sup>14</sup> segmenata. Za latinicu i ruski alfabet koristi se 19-segmentni indikator, <sup>(sl. 5.1.)</sup> Paljenje odgovarajućih segmenata odvija se preko posebnog dekodera, koji omogućava direktan prijelaz iz binarnog u sedam ili višesegmentni

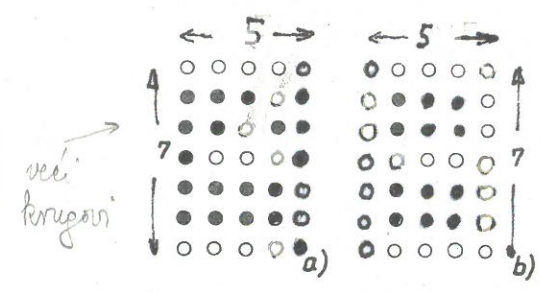
kod. ~~Ima izvedbi,~~ Ukoliko se radi o većim dimenzijama znamenki, ~~ki da se mjesto luminofora koriste i žaruljice, pa takav onda~~

onda se kao izvorni svjetla mogu koristiti žaruljice, koje daju veći intenzitet nego čisto fotoelektrični izvori. Međutim se na manjim dimenzijama znamenaka upotrebljavaju svjetleće diode, tekući kristali i izvori na principu elektro-ili katodoluminescence.

Indikacija alfanumeričkih znakova može se izvesti i točkastim ~~izvorima~~ svjetla poznatim pod imenom indikatora sa točkastom matricom. Polje koje indikatora najčešće se izvodi sa 5x7 točaka



no 5x7 točaka, koje mogu svijetliti u raznim kombinacijama te tako prikazati brojeve ili slova, kako je vidljivo na sl. 2.30a, 5.2, a i b.

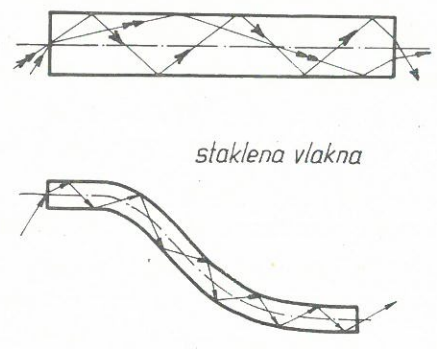


Sl. 5.2.

Ovdje se kao izvori svjetla uglavnom koriste ~~luminofori~~ <sup>svjetleće diode</sup> i te p-n tipa, a ima izvedbi koje koriste i minijaturne žaruljice. Paljenje izvora svjetla koja odgovaraju određenoj znamenici provodi se preko diodne matrice. Na ovaj način se mogu obilježavati i vrlo male znamenke <sup>od svega</sup> 2,5 mm visine, zna-

menke. Tako je kod nekih osciloskopa firme "Tetronix" je na taj način provedena oznaka <sup>mjernih</sup> raznih područja kao npr. kod vremenske baze u  $\mu s$  i s, zatim faktora otklona u V/cm, mV/cm ili  $\mu V/cm$ . U ovom slučaju, što se tiče brojaka, dovoljno je indicirati brojke 0, 1, 2 i 5 tako da je <sup>je broj</sup> ~~matrica~~ <sup>svjetlih točaka</sup> indikatora ~~pojednostavljena~~ <sup>u upotrebi manji (20 umjesto 28)</sup> prema sl. 5.2. b.

Svakako na ovako malim razmacima na kakvim se nalaze svijetleće točke ne mogu se postaviti svjetlosni izvori, zato se izvori svjetla nalaze na većoj udaljenosti, a svjetlost se "dovodi" do svijetlih točaka ~~mozaika~~ <sup>se svjetlo</sup> koristeći se tehnikom staklenih vlakana (fiber glas). Savijanjem staklenog vlakna kroz koje prolazi svjetlo može <sup>udaljenosti</sup> iz nekog izvora svjetla dovesti u bilo koju točku <sup>polja indikatora</sup> prostora ne previše udaljenu. Svjetlo se kroz stakleno vlakno širi refleksijom. Svjetlosna zraka koja na jednom kraju upada u stakleno vlakno pod određenim kutem, lomi se kroz ovo višestruko, jer je indeks loma stakla  $n_s$  veći od indeksa loma okolnog medija (zraka) <sup>(Snellov zakon)</sup>  $n_z$ , pa dolazi u slučaju idealnog graničnog sloja staklo-zrak, do totalne refleksije, dok na kraju staklenog vlakna zraka ne iziđe van. Ako stakleno vlakno i savijamo, svjetlo će se opet pojaviti na drugom kraju vlakna koji postavljamo na željeno mjesto. Svakako uslijed višestrukog prelamanja i izvjesne apsorpcije medija u kojem se svjetlo prostire,



Sl. 5.3.

zraka svjetla izlazi nešto oslabljena prema izrazu

$$B_x = B_0 e^{-k \cdot l_x} \quad 1511$$

gdje je  $B_0$  ulazna jakost svjetla, a  $B_x$  jakost svjetla na izlazu vlakna dugog  $l_x$ , dok je  $k$  koeficijent gušenja. Gušenje svakako ovisi o debljini staklenog vlakna jer stakleno vlakno većeg promjera manje guši od tanjeg radi manjeg broja refleksija na istoj dužini. Isto tako gušenje ovisi i o kvaliteti obrade površine staklenog vlakna, te da li je ona onečišćena npr. mas-



noćama. Vlakna se izvode najčešće iz različitih vrsti stakla, ali se mogu izrađivati i iz organskih materijala. Promjeri vlakana se kreću od nekoliko  $\mu m$  do  $100 \mu m$ . Deblja vlakna se koriste za veće dužine  $l_x$ . Ako je potrebno prenijeti veći svjetlosni tok koristi se više stotina ovakvih vlakana u snopu. Tehnika staklenih vlakana nalazi široku primjenu u raznim područjima optoelektronike, koja se bavi pretvaranjem optičkih signala u električke i obrnuto, u telekomunikacijama i medicinskim instrumentima.

5.2. Elektromehanički indikatori

Kod ovih indikatora brojke se obično nalaze napisane ili ugravirane na pokretnom bubnju, koji se pokreće elektromagnetom. Katkada su ove brojke osvijetljene posebnim izvorom svjetla smještenim unutar bubnja. Manji indikatori ovakve vrste koriste se u telefonskim centralama kao brojači razgovora. Prednost ovakvih indikatora je pouzdanost i jednostavnost, dok im se kao nedostatak može smatrati sporo pokretanje (od znaka do znaka potrebno je od 50 ms do 0,5 s) i buka koju pokretanjem proizvode.

5.3. Elektrooptički indikatori

Kod ovih indikatora izvor svjetla smješten je iza znaka koji se izvodi kao dijapozitiv sa kojeg se vrši projekcija na transparentni zastor sa stražnje strane (rear - projection).

Kao izvori koriste se žaruljice koje su paljene već prema tome koji se znak treba na zastoru pojaviti. Broj žaruljica i dijapozitiva odgovara broju znamenaka, a pomoću sistema leća uvećane slike sa dijapozitiva bacaju se na zajednički zastor. U ovom slučaju mogu se postići lijepo oblikovani brojevi i čak u različitim bojama (onda treba npr. dvije žarulje u raznim bojama za isti znak), ali je zato sistem dosta složen i skup.

*Optoelektronski*

5.4. Elektronski digitalni indikatori

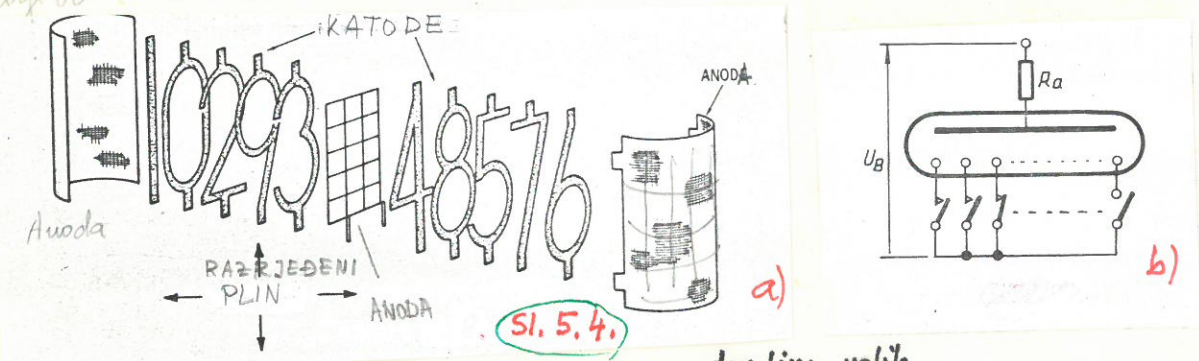
Ovi indikatori kao izvor svjetla koriste elektroluminiscenciju za generiranje svjetla, zatim diode, koje emitiraju svjetlo, tekuće kristale, <sup>katodo luminescenciju</sup> fluorescenciju u vakumskim cijevima i tinjavo izbijanje u plinom punjenim cijevima. U daljnjem tekstu biti će detaljnije spomenuti svi navedeni izvori.

5.4.1. Indikatori sa tinjavim izbijanjem u plinu

Među prve optoelektronske <sup>digitalni</sup> indikatore koji koriste isboj u plinom punjenim cijevima spadaju tzv. "Nixie" cijevi koje je još 1970 god. isporučila firma <sup>#</sup> Burroughs Corporation.



Ove se sastoji od cilindrične znamenaka izvedenih od žice. U stalnom vakuumu ispunjenom najčešće plinom neonom u razređenom stanju, katode se izvedu od žice u obliku znamenaka dekadskog sustava. Anoda je izvedena u obliku mreže suprotne ispred i iza ovih kao ovakve katoda, što je vidljivo na sl. 5.4.a.



Sl. 5.4.

~~ovih katoda~~. Poznato je [4] da ukoliko priključimo napon između anode i katode ~~od određene vrijednosti da dolazi~~ do tinjavog izboja, ~~da će~~ <sup>te</sup> se u neposrednom okolišu katode stvarati, nakon tamnog Crookes-ovog prostora, svjetlo područje tzv. negativnog tinjanja. Ovo će područje biti to bliže uz katodu, što je pritisak plina u cijevi veći. Na taj način biva žica u obliku brojke od koje je formirana katoda sva prekrivena crvenkastom svjetlošću <sup>zbog upotrebljenog plina neona.</sup> (Boja svjetla ovisi o vrsti upotrebljenog plina). Budući da se indikacija vrši u dekadskom sustavu, to u cijevi ima deset katoda, koje predstavljaju brojke od 0 do 9.

Katode su postavljene jedna iza druge. Površina koju obuhvaća tinjavo svjetlo puno je veća od površine katode tako da međusobna pokrivanja znamenki nemaju značenja. Kako se jedna "Nixie" cijev priključuje

vidljivo je na sl. 5.4.b. Napon izvora  $U_B$  svakako mora biti veći od napona paljenja  $U_z$  (obično 150 .... 180 V). Napon normalnog tinjanja  $U_a$  je uvijek manji od napona paljenja  $U_z$ . Budući je napon normalnog tinjanja praktički konstantan i uz velike promjene struja potrebno je struju kroz cijev ograničiti anodnim otporom  $R_a$  tako da je

$$I_k = \frac{U_B - U_a}{R_a}$$

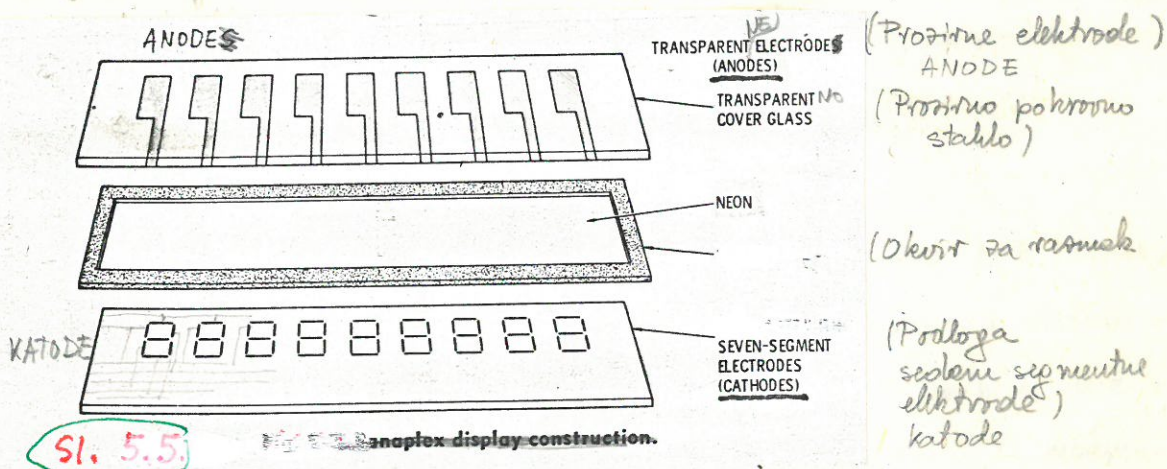
~~120V.~~  
120V. / 5.2.1

Dozvoljenu struju daje svaki proizvođač, a najčešće je u granicama od 1 do 3 mA. Pri tome treba da struja ostane u zadanim granicama i uz promjene napona napajanja  $U_B$ .



Kako je redovito potrebno prikazivati više numeričke brojeve to se i prikazuje više Nixie cijevi smještena u jednu stabilnu balonu. Tako indikatorna cijev ZM 1200 poznata pod imenom "Panadicon" ima 14 dekada smještenih u jednu balonu.

Nixie cijevi su raznimale. prvo su prostrane, tako da "decentni" "moderni" indikatori koji koriste boju u plinovima, deblje metalne dimenzija i predstavljaju jednu relativno tanku ploču prema sl. 5.5. Vanjske prostrane ploče imaju metalizirane površine anode za svaku znamenku, Resnik i vanjske i bazične ploče ispunjeni je plinom neonom <sup>i početno je bitovijem.</sup> Bazične ploče imaju katode u sedam segmentnom formatu. Jedan svojstva je crvenkasto-narandaste boje i upotrebu jer svaki segment cijevi jednako i nije spremljen i cema drugie namjena kao kod Nixie cijevi. Za promatranje V. ovaj tip indikatora je jeftin i daje dovoljan intenzitet svjetla.



Nedostatak indikatora je relativno visok pogonski napon koji se kreće od 100 do 200 V što otežava upotrebu istosmjerno-istosmjernog protvoruha. Uprkos tome je relativno miran.

U ovom slučaju kao i kod Nixie cijevi u istom balonu nije svaka elektroda istovremeno posebna nego su sve katode istih brojeva ili segmenta spojene zajedno tako da se na taj način broj izvoda drastično smanjuje. Da se izbjegne u ovom slučaju paljenje svih istih ~~broj~~ brojeva ili segmenta u isto vrijeme, jer su međusobno spojene, pale se anode sekvenijalno. Tako se neće prikazati npr. broj 2 na svim mjestima, nego samo na ovom gdje je anoda uključena. Zbog toga se npr. prikazati broj 462, onda će sve katode <sup>biti uključene</sup> koje predstavljaju brojku četiri i samo





prva anoda, zatim u sve katode sa brojem 6 za biti publice i samo druga anoda pa zatim sve katode sa brojem 2 i ~~Free~~ anoda, jer do trenutka isijavanja <sup>4ti princip se koristi i kod sedemsegrednog indikatora</sup> dolazi samo ouda kad postoji napona između katode i anode. Da bi se izbjeglo

Bio utisak da se dekade pale jedna za drugom, tj. da se izgubi tzv. "flicker", ovaj proces mora teći dovoljno brzo. Uzima se kao najniža frekvencija repeticije impulsa oko 70 Hz. Minimalna dužina trajanja impulsa mora biti tolika, da tinjavo izbijanje prekrije cijelu katodu, za što je potrebno oko

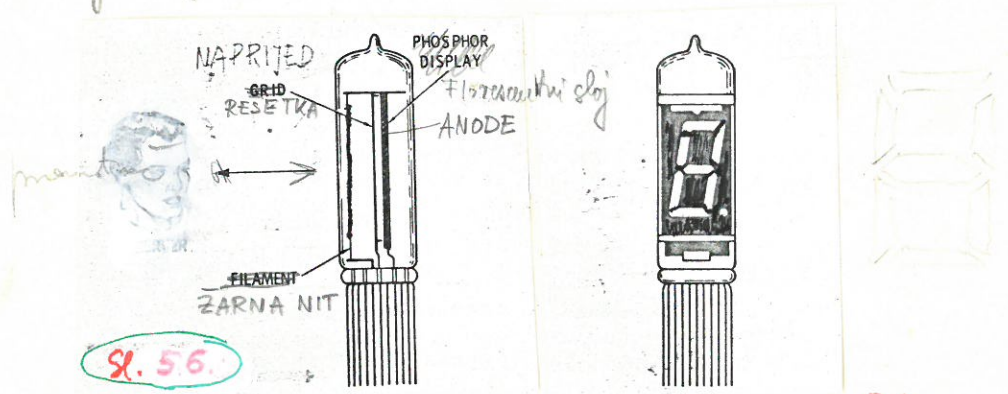
10  $\mu$ s, a i za deionizaciju je potrebno ostati nekoliko 40  $\mu$ s

talas da maksimalna frekvencija repeticije ne može biti veća od 20 kHz.

Navedeni način upravljanja indikatorom zove se multiplexing ili sekvencijalni način. Ovaj način ima i prednost da štedi znatno struju što je posebno važno kod upotrebe svjetlećih dioda gdje potrošnja struje relativno velika. Tako se npr. kod ~~starijih~~ kalkulatora ~~pa~~ uspjela i baterija ~~konstr~~ sa svjetlećim diodama koristi ovaj princip. Frekvencija repeticije je oko 3 kHz.

### 5.4.2. Katodoluminiscentni indikator

Katodoluminiscentni indikator poznati su još pod imenom elektrofluorescentni izvori, a izvedeni su kao elektrode cijev sa sedam-segmentnom <sup>koja</sup> anodom. Svaki segment <sup>koji</sup> pokriven je fluorescentnim materijalom i predstavlja anodu koja svjetli, kad se elektroni emitirani iz unšerine katode pogoduju ~~anodi~~ dovoljnom kinetičkom energijom. Za svjetljavi anode-segmenta dovoljan je napon od 25 do 30V prema ~~vanjskoj~~ katodi.



Katodoluminiscentni indikator ~~izveden~~ je na ~~sl. 4.6a.~~ <sup>5.6.</sup> u presjeku i s prednje strane. Jedna ili dvije ~~vanjske~~ nit katode spojene su ispred anode i rešetke. Katode i rešetke ne smetaju pogled ~~na~~ anode-segment jer su izvedene od ~~već~~ tanke žice.



Umetu katode i anode - segmenta nalazi se rešetka, koja ima svrhu samo da poveća struju elektrona, tj. smanji utjecaj prostornog naboja, jer je na malom pozitivnom potencijalu i da omogući rad sa malim anodnim naponom. Karakteristika ovakvog izvora je mala struja po segmentu (oko 0,1 mA), mali anodni napon (25 V) i mala energija žarenja (0,1 A i 1 V) uz relativno veliku svjetlinu.

Ove cijevi nisu skuplje od svjetlećih dioda i zbog svoje mogućnosti prikazivanja velikih i vrlo lijepo oblikovanih znakova često se susreću kod stolnih kalkulatora i instrumenata. Multipleksni način upravljanja primjenjuje se i kod ove vrste indikatora.

### 5.4.3. Elektroluminiscentni indikatori (luminofori)

Elektroluminiscentni izvori svjetla su poluvodički materijali, koji pod djelovanjem električnog polja ili struje emitiraju fotone. Oni su poznati i pod imenom luminofori. Njihova potnija emisija obuhvaća velike dužine od 450 nm do 900 nm tj. od plavog do infracrvenog dijela spektra. Najčešće se izvode sa cremenom i selenom materijim vidljivog dijela spektra. Iznimno luminofori koji emitiraju infracrveni dio spektra ne upotrebljavaju se kao indikatori. Posredno mogućnosti da se izvode ~~u~~ malih dimenzija posebno su pogodni u konstrukcijama integrirane tehnike.

~~U~~ Elektroluminofore možemo podijeliti u dvije kategorije i to luminofore: praškastog i sublimiranog tipa, gdje se luminescencija izaziva jakim električnim poljem ( $10^5$  V/cm), te luminofore p-n tipa (svjetleće diode) koji emitiraju svjetlost zbog ~~intenzivne~~ rekombinacije <sup>elektrona i supljina</sup> nastale injektiranjem većinskih nosilaca u manjinska područja p-n spoja.

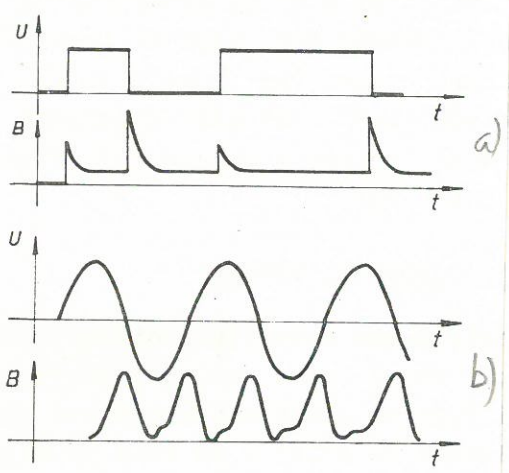
#### Praškast i sublimirani elektroluminifori

Praškast i sublimirani elektroluminifori koriste kao materijal obično ZnS ili CdS sa dodatkom mangana (Mn) i bakra (Cu) kao aktivatora, a to su elementi druge i <sup>šeste</sup> ~~četvarte~~ grupe u periodičkom sistemu elemenata, ~~pa se obilježavaju sa~~ ( $A^{II} B^{VI}$ ). Do emisije svjetla dolazi na slijedeći način: zbog jakog električnog polja povećava se koncentracija elektrona u zoni vodljivosti, što nastaje neelastičnim srazovima slobodnih elektrona sa atomima osnovnih rešetki kristala i u većoj mjeri sa centrima luminescencije, koje formiraju atomi aktivatora (<sup>Mn i Cu</sup> Mn i koji djeluju kao donori. Na taj način se centri luminescencije ioniziraju ili samo pobuđuju. Do isijavanja svjetlosne energije dolazi kod rekombinacije ioniziranih centara sa elektronima vodljivosti ili kod prijelaza samo pobuđenog centra u normalno stanje. Kod



priključka napona na elektrode luminofora dolazi većim dijelom do ionizacije, a manjim do rekombinacije, jer se elektroni zbog jakog vanjskog električnog polja odvlače od centara luminiscencije prema pozitivnoj elektrodi pa ne mogu sudjelovati u rekombinaciji. Tek nakon prestanka djelovanja polja ili njegovog slabljenja, dolazi do oslobađanja elektrona koji sada sudjeluju u procesu rekombinacije sa ioniziranim centrima luminiscencije, većim dijelom, kod čega dolazi do intenzivnije emisije fotona odnosno vidljivog svjetla. Centri luminiscencije kod kojih je došlo samo do pobuđivanja, emitiraju svjetlo i kod nastajanja i kod nestajanja električnog polja, ~~što~~

stiče da je emisija svjetla intenzivnija kod nestajanja nego kod nastajanja električnog polja. Ovo je prikazano na sl. 5.7a za slučaj pravokutne i sinusne uzbuđ. Na primjenu sinusne pobude vidljivo je



Sl. 5.7.

postojanje emisije svjetla pri sinusnoj uzbuđ. kod viših frekvencija ispod nekoliko desetaka kHz dolazi do opadanja intenziteta svjetla, dok kod viših frekvencija vjedi priključna empirična relacija

$$B = B_0 \frac{f}{f_0 + f} \quad |5.3.1|$$

gdje je B intenzitet svjetla, a

f frekvencija,  $B_0$  i  $f_0$  su konstante. Intenzitet svjetla je mnogo manji kod istosmjerne, nego kod izmjenične uzbuđ. Svjetlina B svakako raste i sa povećanjem napona, tako da postoji izraz koji dosta dobro aproksimira većinu luminofora

$$B = B_0 e^{-\frac{b}{\sqrt{U}}} \quad |5.4.1|$$

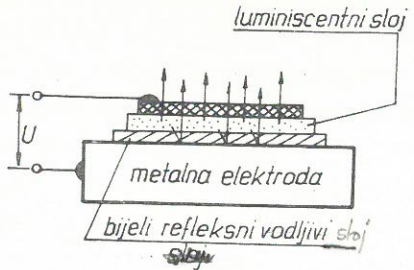
gdje je  $b = 80$  do  $150 \sqrt{V}$ . Postoji i jednostavniji izraz, koji vrijedi za uža područja napona U

$$B = A \cdot U^n \quad |2/0751/5.5.1|$$

gdje je  $n = 3$  do  $5$  za praškaste luminofore, a za sublimirane je  $n = 6$  do  $7$  za veće napone, odnosno oko  $n = 12$  za manje vrijednosti napona U.

Praškasti luminiscentni sloj sastoji se od finih zrnaca fluorescentnog materijala iz ZnS sa dodatkom mangana (Mn) ili bakra (Cu). Ovaj luminofor je napajan najčešće s izmjeničnim naponom od 50 do 300 V. Debljina fluorescentnog sloja u ovom slučaju je od 40 do 100  $\mu m$ . Na sl. prikazana je jedna





Sl. 5.8.

izvedba luminofera, gdje se vidi, luminiscentni sloj smješten između elektroda od kojih jedna mora biti svakako pre a donja ima refleksnu površinu.

Kapacitivnost među pločicama je se kreće od 100 do 1000 pF/cm<sup>2</sup>. Najniže frekvencije koje se upotrebljavaju kao uzbuda su 50 Hz. Maksimum intenziteta svjetla se postiže kod frekvencija od 2 do

4 kHz. Kod ovog tipa luminofera dosta se brzo zamjećuju pojave starenja, koje su sve više izražene povećanjem frekvencije napona napajanja. Tako kod napajanja luminofera naponom frekvencije 1 kHz intenzitet svjetla pada na 36% već nakon 400 sati rada, a kod frekvencije 8 kHz intenzitet pada na 26% za isto vrijeme. Uz niže frekvencije i napone vijek trajanja praškastog luminofera može iznositi i više tisuća sati. S druge strane ovaj tip luminofera daje najveću svjetlinu od nekoliko stotina nita (a najviše 10<sup>3</sup> nt), i svjetlosni tok od oko 15 do 20 lm/W, a prosječno oko 5 lm/W. Na starenje ravnine utiču vlažnost i temperatura napajanja.

Luminofori kod kojih je fluorescentni sloj postignut sublimacijom debeo je svega 2 do 10 μm iz tih razloga potrebiti ovim luminoforima dovoljan je izvorni napon od svega 15 do 60 Vef za postizavanje redovnog svjetline. Vijek trajanja ovog luminescentnog indikatora još je kraći od praškastog tipa i ne prelazi nekoliko stotina sati, što može zadovoljiti samo one indikatore koji nisu u stalnoj upotrebi. Kapacitivnost ovog luminofera je nešto veća i iznosi više desetaka nF.

Kod sublimiranih luminofera nastada se može vidjeti i nepravilnim naponom iako je u tekstu slučaj svjetline za cijeli red veličine manja. Boja koju luminiscentni sloj emitira bilo da je sublimirani ili praškasti primjerak indikatora. Tako ZnS sa dodatkom mangana Mn daje žuto svjetlo, a sa primjesom bakra Cu od zelene do plave boje.

Kao indikator luminofori se ne izvode samo kao brojke u sudom segmentnoj izvedbi nego i kao slova te različitih oblika kao što su: špijetice, šhematski znakovi, geometrijski likovi i slično. Tako se mogu osjetiti ploče na kojima je postepen uobičajeni proces, zatim mogu se pokazati situacije na aerodromskim sljetno-poletnim stazama, na pa na kolosijecima na kolodvorima itd. Orahve ploče mogu se minime ploče. Zbog svoje jednostavnosti i male dimenzije one imaju velike prednosti. Mogu se izvesti u obliku folije koja se može izvesti u bilo kojoj obliki i veličini po potrebi.



1958. god.

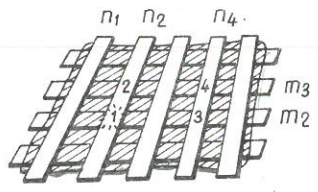
Postoji nekoliko vrsta...  
...i najpoznatiji je...

\* Postoji nekoliko vrsta takvih ~~vrsta~~ drevne plemenitijunh u koje  
vrste. Broj linija je 50 po cm, a napon koji izaziva svetlo  
pojedine tačke je 200 V.

metalnu podlogu koja istovremeno predstavlja drugu elektrodu,

Osim opsevnih izvedba iudbebnih sa luminoformna mogu se izvesti i u formi <sup>točkastog</sup> matricnog zaslona na način kako je to na sl. 5.9. prikazano.

Matricni ekrani se izvode na vrlo jednostavan način prema sl. 5.9. Ovi zasloni



Sl. 5.9. 63.

ekrani sastoje se od vertikalnih ( $n$ ) i horizontalnih <sup>(m)</sup>pruga, koje predstavljaju elektrode između kojih se nalazi sloj luminescentnog materijala, koji svijetli pod utjecajem napona između  $n$ -te i  $m$ -te pruga. Broj horizontalnih i vertikalnih pruga daleko je veći nego što je to na sl. 5.9.

prikazano i obično dolaze 2 do 3 pruge na 1mm. Vertikalne pruge koji su susjedne na većoj strani elektroluminescentnog sloja moraju biti puzave i električki vodljive. Da bi bilo koja točka matrice svijetle mora se privesti polovinu potrebnog napona na ~~vert~~ odu vertikalnu odnosevanu horizontalnu prugu u čijem presjeka se nalazi točka koja treba da svijetli. Tako npr. da svijetle točka "1" potrebno je privesti pozitivnu polovinu napona  $+U_0/2$  na vertikalnu  $n_2$  prugu i negativnu ~~sl. 5.9.~~ polovinu napona  $-U_0/2$  na horizontalnu  $m_2$  prugu, tako da se u točki "1" pojavi neshka napona  $U_0$ , dovoljno da elektroluminescentni sloj između pruga svijetli. Ukoliko se želi da svijetle točke 1, 2 i 3, a da točka 4 ne svijetli ~~onda se~~ mora dovođenje napona provesti u vremenskom sljediu, sekvencijalno. Tako bi u prvom trenutku napon bio na  $m_2, m_3$  i  $n_2$ , a u drugom na  $n_4$  i samo na  $m_3$ . Da bi se realnije slika, potrebno promijeniti stanja provesti dovoljno ~~brzo~~. Na ovaj način se mogu prikazati ne samo alfanumerički znakovi nego i jednostavniji slike koji mogu biti u pokretu. Ovakav ekran bi bio vrlo tanak (kao slike na vidu) i idealno bi mogao zamijeniti katodnu cijev <sup>koju televizora</sup>, ~~koju~~ <sup>koju</sup> se mogla ostvariti dovoljno kontrastnost i dobar prikaz <sup>svjetlosni</sup> u polutorovreni.   
 Matricni ekrani se <sup>također</sup> u <sup>mnogim</sup> slučajevima sa tehničkim kriticima se prikazivale slike, ~~na zaslonu~~.



### 5.4.4. Svjetleće diode (LED-ovi)

Drugi tip elektro lumniscenbnog materijala su svjetleće diode (light emitting diodes, LED) imaju danas veliku primjenu, od malih indikatora u instrumentima do stepeni kalkulatora. U ovom slu-

čaju dioda je propusno polarizirana, pa se šupljine injektiraju u n-područje, a elektroni u p-područje p-n spoja, pri čemu kod <sup>teor. direktne</sup> rekombinacije elektrona i šupljina dolazi do emisije svjetla.

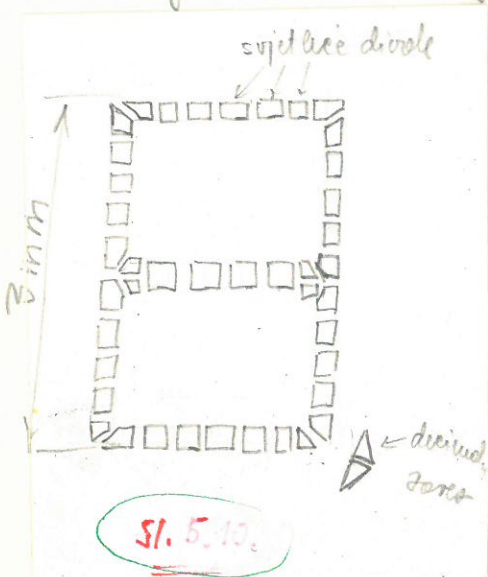
Kod direktne rekombinacije elektroni u valjnom energetsom pojasu mogu direktno da prijetu u valentni pojas pri čemu emitira foton svjetla. Ovakve svjetleće imaju direktne poluvodiči kao što su ~~Si~~ galijev arsenid GaAs, pa galijev fosfid GaP i silicijev karbid SiC. To su elementi treće i pete grupe elementa periodičnog sistema (A<sup>III</sup>B<sup>V</sup>). Kod indirektno rekombinacije, gdje nije moguće direktni prijelaz iz valjnog u valentni energetski pojas, nego samo unutar pojasa, rekombinacija se odvija uz stvaranje topline, što je slučaj kod ~~Si~~ silicijevih i germanijevih tranzistora. Emisija fotona direktno je proporcionalna broju rekombinacije između elektrona i šupljina, koje su opet ovisne o veličini struje u propusnom smjeru diode. Proučeni da je broj → emitiranih fotona proporcionalan struji kroz p-n spoj za neki poluvodički materijal, to se može napisati da je svjetlina

$$B = B_0 e^{\frac{q U}{kT}}$$

12.761 / 15.6.1

Kod ove vrste dioda svjetlina se kreće u granicama od 30 do 100 nita, što znači da u pogledu svjetline zaostaju za ranije opisanim luminoforima praškastog i sublimiranog tipa.

Kako je p-n spoj male dimenzije, to su svjetleće diode "točkasti" izvori svjetla. Da se dobije svjetliji jednog segmenta potreban ih je veći broj unutar <sup>svjetlećeg</sup> segmenta (najčešće 3 do 6). Na



sluci 5.10. prikazano je kako je jedna sedam-segmentna znamenka sastavljena od svjetlećih dioda (u ovom slučaju 42). Takvo su svjetleće diode slabiji izvori svjetla od luminofora ove imaju niz prednosti pred ovima. Tako npr. zbog vrlo malog vremena života nosilaca od 1 do 0,1n diode GaAs mogu raditi impulsno na vrlo velikim

\* Osjetljivost ljudskog oko na vidljivi dio spektra predložena je na sl. 5.11.

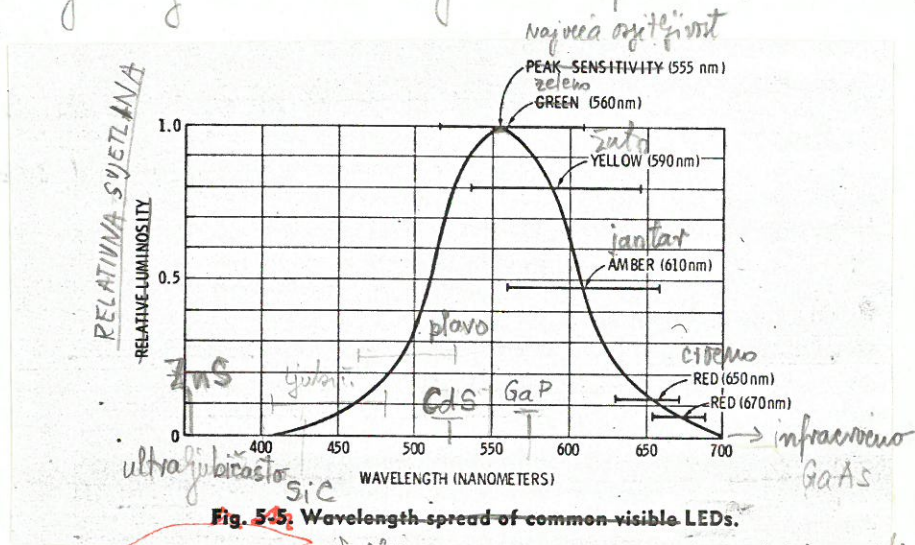


Fig. 5.5: Wavelength spread of common visible LEDs.

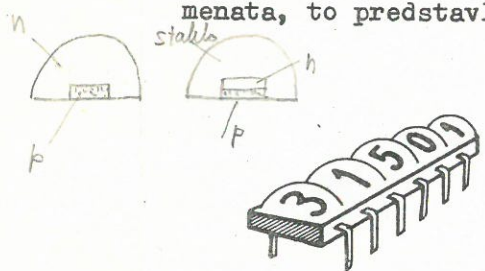
sl. 5.11.

vidljivi dio spektra i osjetljivi dio spektra pojedinih osjetljivih dioda



frekvencijama od nekoliko GHz. Diode od GaP i SiC su nešto sporije i to 10 do 100 ns. Dvo spletna koji ~~su~~ emitiraju svjetleće diode rade o materijalu od kojeg su napravljene. Tako diode od GaAs emitiraju prvenstveno dio infracrvenog spektra oko 900nm, diode od GaP isijavaju zelenu i odnorno naru boju ultravioleta oko 560nm. U ovisnosti o primjesama može se podmiješati spletna mijenjati. GaP diode legirane, telurom, cinkom isijavaju crvenu boju spektra ( $\lambda = 680 \text{ nm} \div 750 \text{ nm}$ ), a nelegirane zelenu  $\lambda = 565 \text{ nm}$ . Pomicanje u spektru može se realizirati i smjesom  $\text{GaAs}_x\text{P}_{1-x}$ , gdje  $x$  može poprimiti vrijednosti od 0 do 1. <sup>✓</sup> Broj fotona nas tražen elektrona je 10 kod GaAs i GaP, dok je kod SiC samo 1. Stupanj djelovanja svjetleće diode je obično od 3% do 6%. Među ostale prednosti ~~prednosti~~ svjetlećih diode je <sup>svjetlo</sup> ~~produktivni~~ <sup>svjetlo</sup> ~~neograničeni~~ vijek trajanja, mali napon napajanja i to istovremenom strujom. Velikina napone napajanja ovisi o naponu prege  $U_p$  kod kojeg počinje <sup>proticati struja</sup>  $I$ , što opet ovisi o energetskom nivou ~~prege~~. Tako je kod GaAs  $U_p = 1.5 \text{ V}$ , kod GaAsP  $= 2.0 \text{ V}$ .

Svjetleće diode nalaze danas sve veću primjenu kao vrlo podesni alfanumerički indikatori kod mjernih uređaja; zbog malog pogonskog napona i malih dimenzija te mogućnosti da se izvode u integriranoj tehnici. Kao nedostatak svjetlećih dioda možemo navesti relativno veliku potrošnju struje po segmentu, koja nije manja od 4 mA uz 1,7 V, što iznosi 7 mW. Ukoliko indikator ima 4 digita sa svih 7 upaljenih segmentata, to predstavlja dosta veliku potrošnju  $4 \times 7 \times 4 = 112 \text{ mA}$ . Osim toga kod mnogih svjetlećih dioda potrošnja je još veća. Firma "Hewlett Packard" proizvodi ovakve numeričke 7-segmentne indikatore za ugradnju u male mjerne instrumente, mini-kalkulatore i sl., a izvodi ih sa 5 digita u jednom bloku. Visina brojke je 3 mm, i dužina 5-znamenkaste jedinice je samo 20 mm. Da bi se znamenke mogle bolje čitati iznad svake su postavljene plastične leće (sl. 5.12.). Na istoj



Sl. 5.12.

slučaj, paketske su dužje i veće svjetlećih dioda. Kod prve izvedbe svjetlo se prelazi kroz relativno transparentni Si i silicij n-vodljivosti a kod druge sloj n-vodljivosti je vrlo tanki a iznad njega se nalazi sloj stakla. Svjetleće diode od GaP ili GaAsP najčešće rade, da bi smanjile strujni potrošnje kod više znamenkastih indikatora i smanjile broj izvoda, na sekvenčialni način (multiplex). To se može provesti zadovoljiviji njihovoj dosta velikoj strujnoj rezistenciji što omogućava veliku svjetlinu u impulsnom radu (i do više tisuća nita). To ne vrijedi za diode od GaP koji se mogu i individualno upravljeti. Diode

smektitička  
nematična  
koloidna

0

✶ Zbog navedenih svojstava sve molekule tekućih kristala razvijaju isti međusobno paralelni  
✓ smjer u prostoru gdje su smještene. Najčešće je to smjer okomit na elektrodu, što ondi o obradivosti površine elektrode s ~~razlika~~ njihove unutarnje strane (sl. 5.13a), kada smjer molekula može biti i kao pravac elektrodi.

✶ Budući da tekući kristali ne predstavljaju ni kristu ni ~~tekuću~~ tekuću fazu to se oni mogu nalaziti u više <sup>190, mezofaza</sup> mezo-faza. U slučaju da se želi upotrijebiti kao indikator ondi o električnom polju upotrebljavaju se nematične mezo-faze, kod koje su duge osi molekule međusobno paralelne.

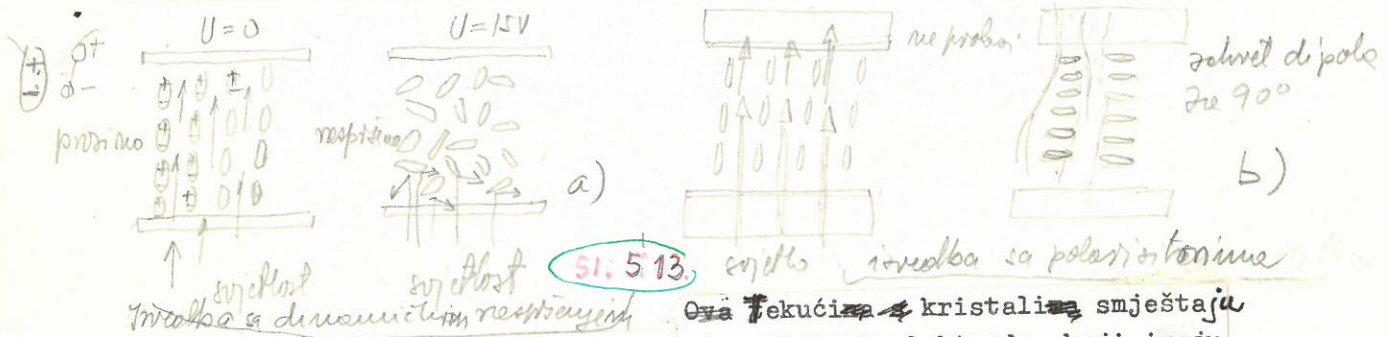
⊕  
✓ Osim opisanog načina primjene tekućih kristala, koji je poznat pod nazivom statični dinamični raspoređivanje, postoji još jedan način koji koristi polarizaciju svjetla. (sl. 5.13.b). Ovom drugom slučaju s veće strane elektrode postavljaju se polarizatori. Tekući kristali su također u <sup>koloidnoj</sup> nematičnoj mezo-fazi, samo su molekule raspoređene kao helikoidalna spirala u kojem slučaju <sup>praktički</sup> svjetlo <sup>kao</sup> molekule tekućih kristala, ali oduvijek kao polarizator. Djelovanjem električnog polja molekule se zakrivljuju, što ima za posljedice zahtjevniji polarizacioni režim svjetla i praktički kao polarizatore.



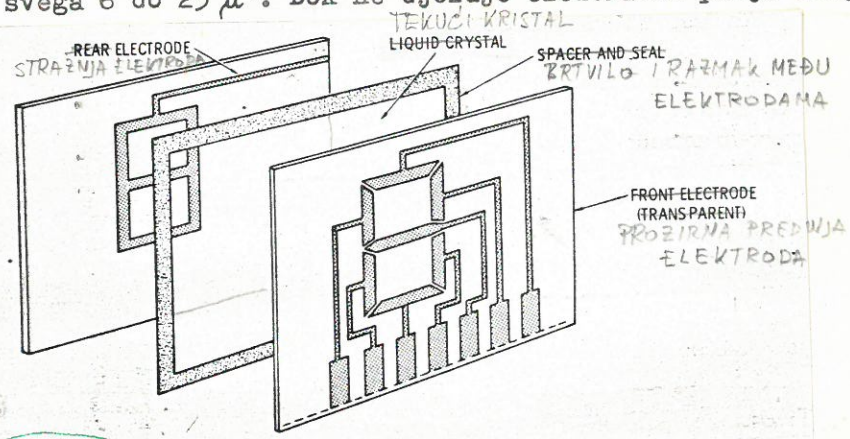
od SiC mogu u impulsnom radu u trajanju od 10 $\mu$ s a u manjima, od 1s  
suntiraju intenzivne svjetlosne impulse od 10<sup>4</sup> nt. Frekvencija poručivanja kod svjetlosnog  
rada kod indikatora u kalkulatorima obično je 3 kHz.

5.4.5. Indikator sa tekućim kristalima (Liquid - crystal)  
*sa kuglastom strukturom molekula*

Neke organske materije i u tekućem stanju, pokazuju iz-  
vjestan red među molekulama, pa su u nekom smislu slične krista-  
lima. Molekule ovih materija su <sup>stapratne oblike</sup> asimetrične građe, tako da im  
centri pozitivnog i negativnog naboja ne padaju u istu točku,  
na koji način formiraju električni dipol. Pod utjecajem električ-  
nog polja dipoli mijenjaju svoj smjer, a i mali broj prisutnih  
električnih naboja svojim gibanjem dovodi do lokalnih poremeća-  
ja u električnom polju, što ruši postojeći red među molekulama  
i ima za posljedicu turbulenciju odnosno difuzno raspršavanje  
svjetla kroz tekuće kristale.



Ova tekućina kristalima smještaju se između prozirnih i električki vodljivih elektroda, koji imaju razmak od svega 6 do 25  $\mu$ . Dok ne djeluje električno polje ovaj



SI 5.14 Fig. 5-8. Liquid-crystal display construction.

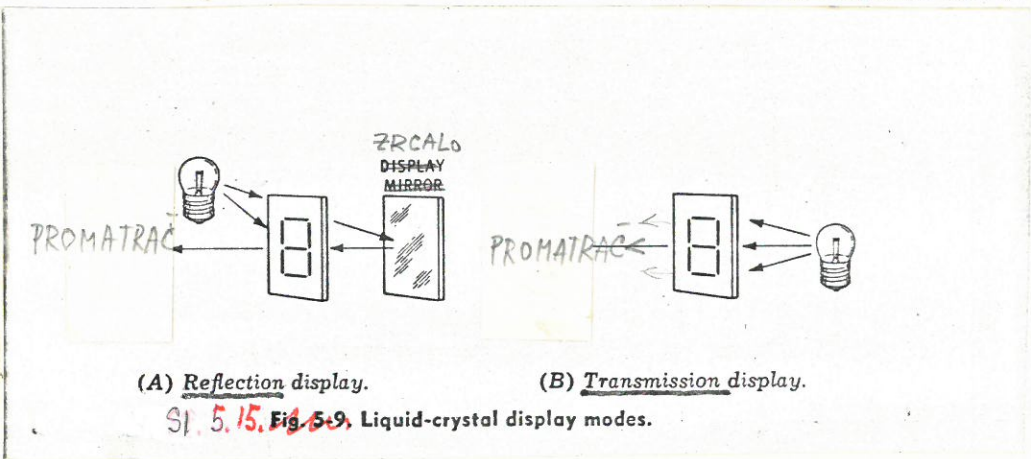
tanki sloj tekućih kristala je proziran. Pod djelovanjem električnog polja, kada dolazi do turbulencije i raspršivanja svjetla, ovaj sloj izgleda kao zamrznuto staklo. Do efekta raspršivanja svjetla dolazi samo u području djelovanja električnog polja, koje je određeno oblikom i površinom elektrode. Na jednoj strani sloja tekućih kristala nalazi se sedam segmenata koji su izvedeni kao prozirne električki vodljive elektrode, dok druga strana sloja ima prozirnju, vodljivu elektrodu pravokutnog oblika, koji pokriva površinu svih sedam segmenata. Na taj način je ograničeno električno polje samo na segmente, a ne i na dovode do segmenata. Izvalkba indikatora prikazana je na slici 5.14.

Na trajant presudnu ulogu imalo je postizavanje dobrog bitoljenja  
na rubovine indikatora, što je ~~se~~ omogućilo propustiti tehnički knitala &  
~~u prethodnom~~ iz mestu elektrodnog prostora.



Kod indikatora sa tekućim kristalima se

Prema tome ovdje se ne radi o emitiranju svjetla pod utjecajem električnog polja, nego o promjeni transparentcije i pojavi raspršivanja svjetla. Postoje dva tipa indikatora sa tekućim kristalima i to: transparentni i reflektirajući tip. (sl. Kod transparentnog tipa obe elektrode su prozirne, a izvor svjetla je postavljen indirektno odstraga. Ovo se svjetlo ne



se ne primjećuje jer je postavljeno sa strane, dok posredstvom električnog polja ne dođe do raspršivanja svjetla i na taj način vidljivosti. Reflektirajući tip ne zahtijeva poseban izvor svjetla, nego koristi svjetlo ambijenta u kojem se nalazi indikator. Uz priključeni napon dolazi do raspršivanja svjetla pa područje koje je pod utjecajem električnog polja biva vidljivo. Intenzitet reflektiranog svjetla ovisi o intenzitetu svjetla, koje pada na indikator. Ovo je osobito povoljno u jako osvijetljenim prostorijama i na danjem svjetlu, što kod drugih tipova indikatora <sup>u manjim kristalima</sup> obično predstavlja problem. Na ovaj način se najviše izvode <sup>se kao</sup> sedam-segmentni numerički indikator i sa jednim, tri ili četiri digita, <sup>i sve se više upotrebljavaju u manje</sup> na prenosne instrumente, kalkulatore, satove i slične uređaje koji treba da rade na danjem svjetlu uz <sup>vrlo</sup> mali potrošak električne energije, <sup>(30-70) V na sve segmente</sup> manji od svih postojećih indikatora. Ovi indikator troše struju od svega <sup>1 do 3</sup>  $\mu A$  po <sup>cm<sup>2</sup></sup>

u pogonu <sup>na 1000</sup> ~~potrošak~~. Naponi napajanja se najčešće u području od 7 do 20V iako imade demosa veći izvor koji sa napajanja ne trebaju više od 3V. Radi veće frekvencije napajanja se izvode u napajanjima, jer istovremeni napon može dovesti do preuranog starenja kristala. Vrijeh trajanja kristala nije mnogo dug, <sup>(10<sup>4</sup> sati)</sup> tek u novije vrijeme uspjelo se je produžiti njihovo trajanje na oko 50000 sati. Tekući kristali imaju dugo vrijeme porasta i pada kod promjene stanja koji iznosi oko 50 do 150 ms. Ovo je posljedica povećanog naboja na elektrodama indikatora, jer one sa tekućim kristalima (dielektrik) imaju predstavljeni kao kon odrednu kapacitornost. To je razlog da se kod indikatora sa tekućim kristalima ne može provesti shvencijalni rad odnosno multiplex, ukoliko je broj ~~svih~~ digita veći od dva.

uu

\* (u ovom slučaju)  
Molekule u sloju paralelne, ali svaki sloj<sup>je</sup> malo slobodniji prema  
prethodnom.







## 5.5. Digitalne registrirovane naprave, Štampači

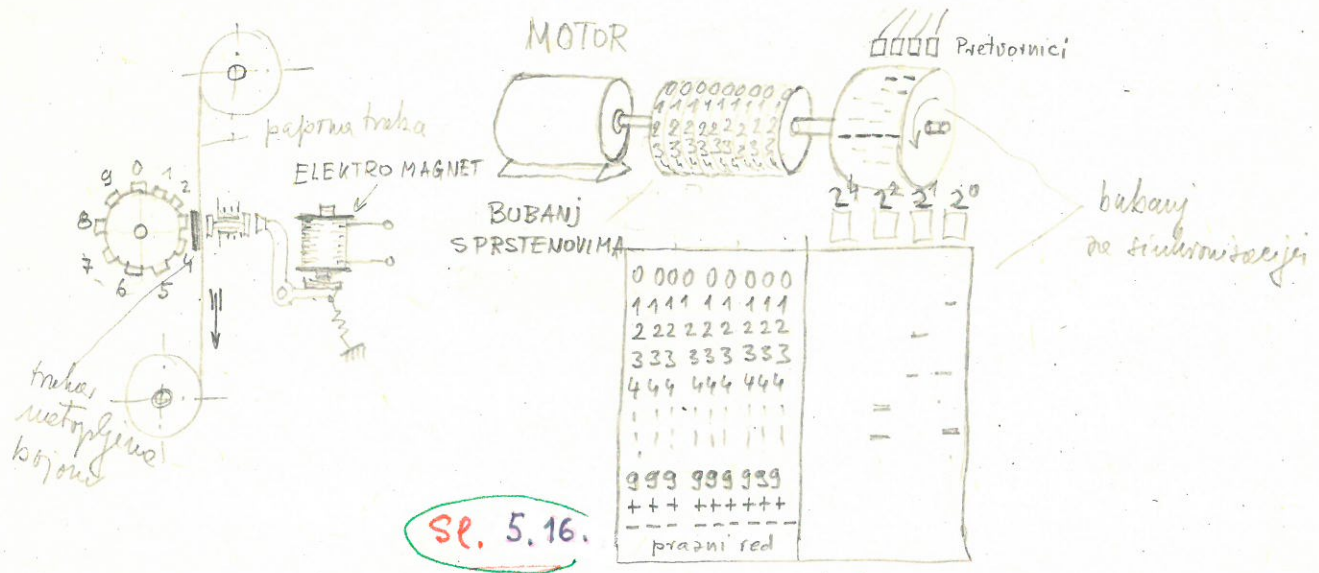
Štampači omogućavaju brzo i sigurno alfanumerički znakove za nesliku od indikatora koji su takve znakove manje ograničeno prikazali. Oni imaju veliku primjenu u električnoj instrumentaciji. Za bilježenje mjernih podataka tijekom određenog vremena ne treba da nije potreban čovjek koji će takve podatke povremeno bilježiti. Također se mnogo upotrebljavaju kod ~~u~~ kalkulatorske stane i brodske i mornarske upotrebe. Štampači mogu se podijeliti na više vrsta ali najpodudarnija je podjela na štampače koji tiskaju cijelobitne <sup>(integralni)</sup> znak i one koji tiskaju znak sastavljen od točaka (sintetizirani znak). Prva vrsta prvi se puta nasveta štampačima integralnog znaka, a drugi štampačima sintetičnog znaka.

### 5.5.1. Štampači integralnog znaka

Štampači integralnog znaka tiskaju znakove ovalnog oblika kao što su na pisaloj mašini, samo radi ostvarivanja veće brzine i manjih dimenzija oni rade na drugom principu. Ovi štampači su pogonjeni električnim putem pomoću elektromagneta. Znakovi koji nose štampač tiskaju melase se reljefno usatni na prostoru. Na ovalnom prostoru melase se svi znakovi koji štampač nose otisnuti. Broj znakova redomito nije manji od 12, kada su to obično: 0, 1, 2, 3, 4, 5, 6, 7, 8, 9, decimalni razred i prazno mjesto (blank) za rezervni meću znakovima. Često se još na ove znakove melase znakovi "+", "-", a kod primjene u električnim mjerenjima još i slova V, A i  $\Omega$ , tako da se na prostoru nose melati i 17 ili više znakova. Ako se štampač koristi i za štampaње teksta, onda je broj znakova još veći za se znakove abecede i još neke znakove tako da broj znakova može biti  $\approx 50$  i više. Broj prostora odgovara o broju znakova u jednoj reči. Svi ovi znakovi



Jedan uz drugoga, sačinjavaju bubanj koji se jednoliko vrti. Slika 5.16  
 Za vrijeme jednog okretaja bubnja svi sučelovi prođu ispod čelika  
 za obilježavanje koji udari preko papira trake utisnute bojom po ovom  
 sučelju koji se tog časa nalazi ispod njega. Broj čelika odgovara broju  
 prostora. Tiskanje se provodi za vrijeme od pisateljskog stroja tako,  
 da se datom trenutku otisnu svi sučelovi isti sučelovi u jednom redu.  
 Čeljeni sučel otisnu se u ovom trenutku kad se nalaze ispod čelika i ovaj  
 udari po njemu. Nakon jednog okretaja bubnja kada prođu svi sučelovi  
 sučelovi ispod čelika od kojih jedan biva otisnut i napisan je jedan red.  
 Broj sučelova u jednom redu jednak je broju prostora i obično  
 nije manji od 8, a najčešći je između 12 i 20. U slučaju mogućnosti alfanumerički  
 sučelova broj sučelova u jednom redu može biti i više od stotinu.  
 Nakon je otisnut jedan red papir se pomiče za jedan korak dalje  
 pomoću mehanizma sličnog onom koj kinoprojektora (mališki korak).



Postava kojom se sučelovi mogu obilježiti ovise u ovom slučaju  
 masi čelika i polužja, koja se pomiče kao i o silu koju elektromagnet  
 isasove. Vremenska konstanta elektromagneta nije kritična koliko je  
 kritična mehanička vremenska konstanta uslijed mase čelika i polužja.  
 Bez posebnik mjera to obično nije manji od 10 ms. Ako ~~na~~ upr.  
 na prostoru ima 10 sučelova, a za njihovo obilježavanje je potrebno  
 najmanje 10 ms, onda je za otiskivanje cijelog reda treba najmanje 200 ms.



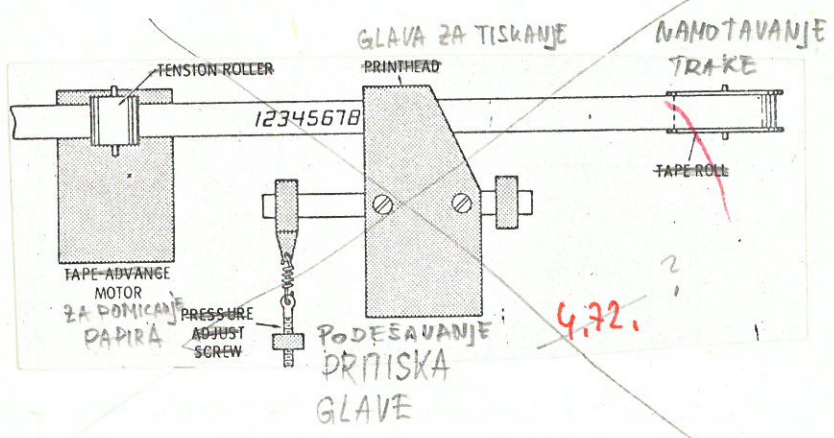
što znači, da bi Tolson Stampce, mogao otiskivati najviše 5 redova u sekundi. Obično manji stampaci koji se sude u njegovoj instrumentaciji otiskuju 3, a najviše 10 redova u sekundi. Dok na posebne ureje u konstrukciji Stampaci mogu otiskivati i do 40 redova u sekundi. Broj prekrivača na kuhinji odnosi se na broj znakova u jednom redu nema utjecaja na brzinu pisanja redova, tako da broj znakova u sekundi može biti velik, ako je broj znakova u jednom redu velik.

Da bi čitavo udano u točno odredeno vrijeme kod se ispot papira mehanizam sa znakom koji treba otisnuti, potrebno je provesti sinkronizaciju. Na istoj osnovi sa kuhinjom sa ~~zad~~ prekrivačima mehanizam se kuhinji sa sinkronizacijom kod kojega znakom odgovara broj u binarnom kodu. Isto tako i alfaumeriti znakovima, te ostalim mehanizmima (+, -, & itdi) odgovara određeni broj u binarnom kodu. Ovi brojevi identifikiraju se fotoelektričnim ili induktivnim dovodima. Broj prekrivača mora svladati o broj znakova. Tako upr ako ima 14 vesličića tih znakova na prekrivaču onda mora biti 4 dovoda, jer je  $2^4 = 16$  što je dovoljno da se dovoljno znakova znakom upr binarni broj. Osim toga potrebno je još jedan prekrivač koji omogućava identifikaciju prve znamenke koda je potrebno cijeli brojani sistem vratiti na nulu. U momentu kod se znak koji želim otisnuti nastaje ispod čitavog, ~~od~~ odgovarajući binarni broj na kuhinji sa sinkronizacijom biva responzivan (digitalni komparator) što ima posljedice stvarni impuls kroz elektromagnet da ovaj primen.

Na istom principu rade i foto stampaci kod kojih prolaze znakovi redom znak koji se ~~zad~~ treba registrirati biva razvijena te ostavlja optičnom filmom trag. Ovaj sistem omogućava veći brzinu jer nema mehaničkih dijelova koji se pomiču pa se mogu postići brzine do 50 redova u sekundi.

Mehanički stampaci integritetnog tipa daju vrlo dobre kontrastne otiske i omogućavaju doživljenje do 6 kopija. Nedostaci ovog tipa pisaca je buha koji proizvodi prilikom stampanja, pogotovo ako se ima

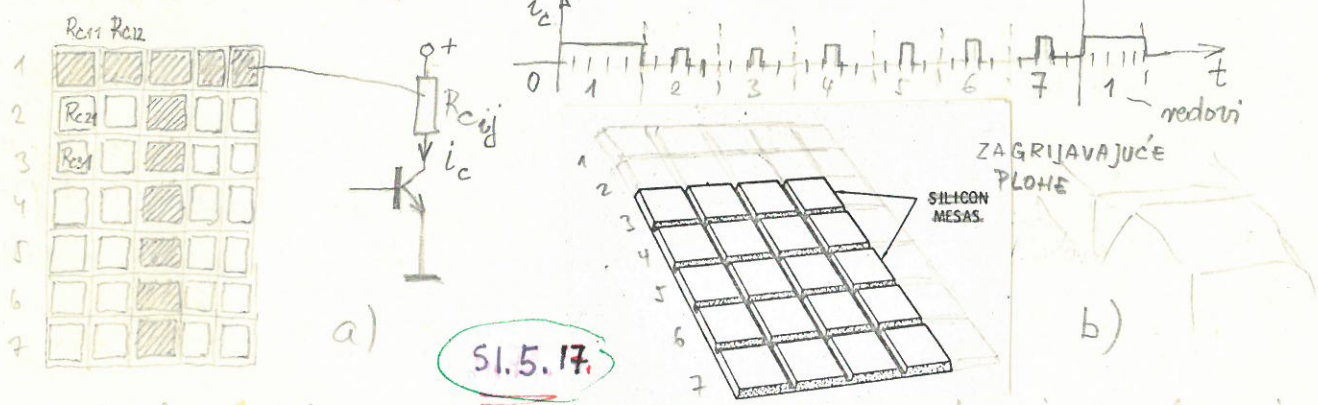




više u malom form faktorom. Nadležni kao nedostaci i u se može  
prijeti velika velike dimenzije i težina. No uspjeh uvedenim nedostacima  
oni se jako puno ispoljavaju. Foto štampači su besćumski, ali različitiji  
na registraciji posebn skuplji fotopapir.

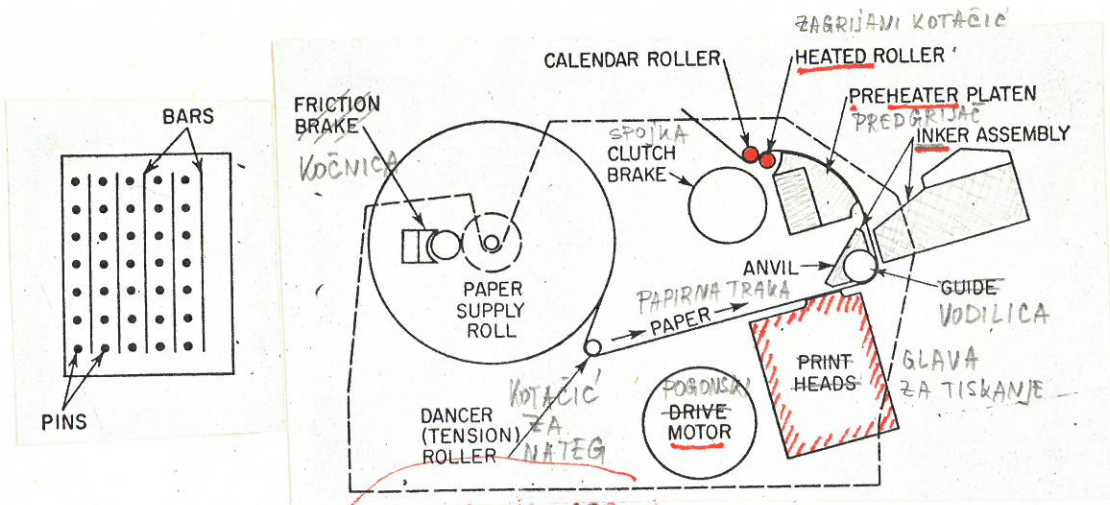
5.5.2. Štampači sintetičnog zvuka

Štampači sintetičnog zvuka mogu upotrebljavati toplinski i elektrostatiki  
zapis, setim, soječni zapis i mehanički zapis. Vodi će biti spisan toplinski  
zapis koji ima ~~velik~~ veliki primjen. U ovom slučaju upotrebljava se poseban  
toplinski osetljiv papir koji počinje na nejesti gdje temperatura pređe oko  
110 °C. Znakovi se stvaraju na točkastoj matrici, koja se sastavlja od najmanje  
4x5 točaka, a čisto ima 5x7 točaka. Svaka od tih točaka može se  
regulirati na temperaturu do <sup>najviše</sup> 250 °C. Na slici 5.17a prikazano je kako se  
ovaj reguliranjem odgovarajućih točaka predčine malim ploham  
može dobiti zvuk T.



Svaka ploha termički je odvojena od susjedne, a uvedena je od  
dotičnog silicija, koji predstavlja otpornu liniju kolektora tranzistora. Ovaj tranzistor  
kao sklopka koja se <sup>se</sup> dotiču trenutno zatvara, i zagrijava kroz 12 ms R<sub>c1j</sub>  
do temperature od oko 200 °C. Zagrijane plohe formiraju slovo ili broj koji se  
želi tiskati. Da bi se rasla dovoljna temperatura <sup>plohe</sup> potrebna je struja od 150 mA.  
Plohe su vrlo male dimenzije ~~koje su sivije~~ (0,33 x 0,43 mm).  
Buduci da je R<sub>c</sub> otpor s pozitivnim temperaturnim koeficijentom, struja se nakon  
prvog trenutka brzo smanjuje. U smislu <sup>smislenije</sup> potrošnje struje ne reguliraju se  
sve plohe istovremeno, nego po redovima redom od prvog do sedmog reda.





sl. 5. 18.

\* Hewlett Packardov štampač ima brzinu od svega 3 retka u sekundi, a svaki redak ima 20 znakova.

✓ Elektronički način tiskanja također sintetizira znak. Matrica je najčešće izvedena od 5x7 sigkova između kojih se nalaze metalne šine. Za pisanje se upotrebljava poseban papir sa plastičnim slojem s jedne strane. Poravnom visokog napona između sigkova i tračnica, koji se žele otisnuti i tračnica, stvara se jako polje koje ostavlja udio na plastičnom dijelu papira. Papir i sigkovi se ne dotiču. Kad se papir sa udiojima u pojedinih točkama, koje sintetiziraju znak, dođe je ispod spreminke sa tintom u predlu, tinte mijanja samo ne mijština sa udiojima, gdje biva primjena. Da bi tinte dobiveni znak ostao, potrebno ga je fiksirati, što se ostvaruje proloshom, papirne gnojaca koji mekša plastiku da prođe tinte dublje podne. Zagrijavanjem toga utisne tinte u još mekšom plastiku. Na ovaj način dobivaju se ostri i čisti znakovi.

\*\* ✓ Napon koji je bio prisutan između elektrode i supnice u trenutku obilavanja kapičice struje udioj na kapičici, koji one razdvajaju do udova u papir.



kako izgleda vremenski dijagram u ovom slučaju molji se sa sl. 5.17. U  
 ovom slučaju dolazi do znatne uštede tinte. <sup>Tinta isporučuje se u papirnoj plohi što po stupanju</sup> ~~isporučuje se u papirnoj plohi~~ <sup>funkcioniraju se utičuju</sup>  
 Tako da treba papira proći ispod točaste nožice. Pri tome troše na točnu  
 plohe točaste nožice je oko 70 kPa (0.7 kp/cm<sup>2</sup>). Svake sekunde  
 način rada manji brzina <sup>pisawa</sup> u uvedenom slučaju <sup>možeća</sup> ~~pisawa~~ je  
 10 redaka u sekundi. <sup>V</sup> Veće brzine se dade ostvariti, ako se ne ~~koristi~~ primjenjuje  
 rekvenijalna metoda i ako se vrši predgrijavanje plohe, što znatno smanjuje  
 vrijeme potrebno da se dosegne temp od 120°C. Na taj način se mogu  
 postići brzine i do 60 znakova u sekundi. <sup>V</sup>

Osim navedenih stampara kašnjenih na toplotnom i elektrostatičnom djelovanju  
<sup>potreba još i različitom načinu tiskanja znakova,</sup>  
~~potreba i toplinski stampari~~ <sup>na elektrostatičnom</sup> ~~na elektrostatičnom~~ <sup>na elektrostatičnom</sup>  
 dimenzija u usporedbi sa mehaničkim stamparima integralnog znaka. Nedostatak  
 im je manji kontrastni otisak i potreba za skupljim toplinskim osjetljivim papirima.

U istu grupu stampara spada stampare sa mlaznom tinte koji su  
<sup>analognom</sup> slični pisaćim sa mlaznom tinte. ~~U ovom slučaju se mogu ostvariti~~  
 velike brzine tiskanja i to do 1000 znakova u sekundi. Princip rada  
 ovog stampara prikazan je na sl. 5.19. Tinta pod tlakom islan u vrlo  
 finom, ali isprekidanom mlazu iz sapnice. Prikidanjem mlaza dobijaju se  
 sitne kapi tinte, koji velikom brzinom ~~u islanu~~ iz sapnice. Frekvencija  
 prikidanja je kod stampara firme Hitachi 103 kHz. Svaka kapljica koja  
 je potrebna da se otisak, mlaza se točno određenu veličinom mlaza  $q_k$   
 koji ~~određuje~~ <sup>sa elektrodni neposredno ut sapnicu</sup> ~~određuje~~ napon  $U_d$  i kapacitet  $C_k$  pa je

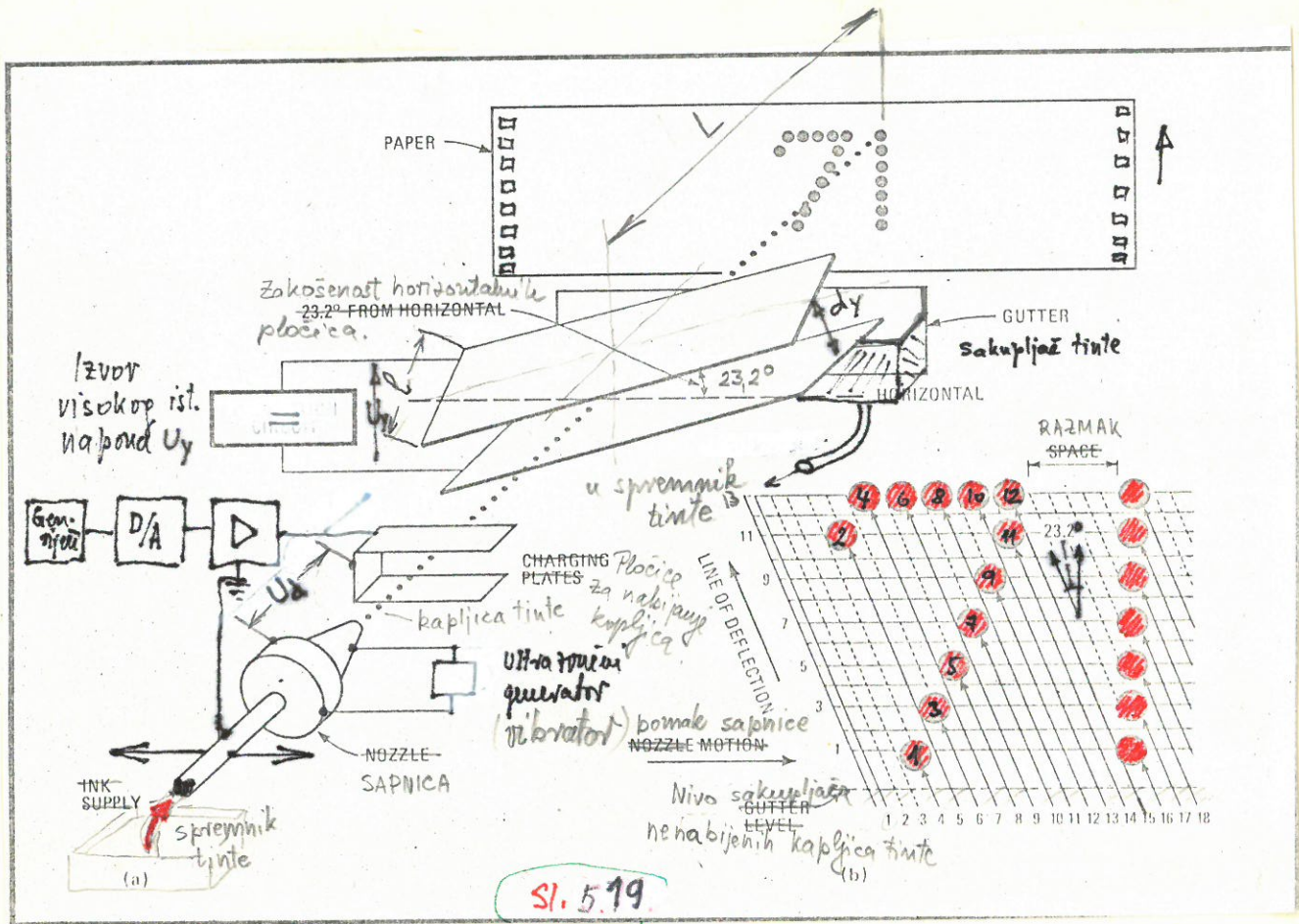
$$q_k = C_k \cdot U_d \quad (5.7.)$$

<sup>V</sup> Do otisak mlaznih kapi dolazi ~~se~~ izmestiti pločica sa vertikalni otisak  
 koje su pod stalnim mehaničkim <sup>Uy</sup> ~~stojanim~~ naponom  $U_y$  od više kV. Otisak  
 kapljice <sup>razmaka dy</sup> ~~proporcionalan~~ je sili koja na nju djeluje probodom kroz otisak  
 ploče <sup>tales</sup> ~~tales~~ je brzina gibanja kapljice <sup>konstantna</sup>

$$F = q_k \cdot \frac{U_y}{d_y} \quad (5.8.)$$

Slično kao i kod određivanja osjetljiviosti kodne cijevi sa elektrostatičnim





otklonom dobiva se, da je otklon u vertikalnom smjeru na papiru

$$y = \frac{L \cdot l \cdot U_y}{d_y \cdot \sigma^2 \cdot m} \cdot g_k \quad (5.9.)$$

pa je oči to da je otklon  $y$  proporcionalan naboju  $q_k$ , ako su ostale veličine konstantne (u ovom predlaže masu kapljice). Sapnica se ultrazvučnim vibratorom pomiče se u horizontalnom smjeru, a kapljice se odbojaju u vertikalnom smjeru točno tako da oblikuju znak. Da se oblikuje znak treba 7 potrebno je prvu kapljicu (1) malo otkloniti  $y$ , drugu jako (2), treću malo više od prve, četvrtu jako itd. Kako kapljice putuju u jedinstven vektorskom smjeru, u tom redu, to ih od najveće do najveće mjednosti ima 11, a samo do 7 treba ih ostaviti. Preostale 9 niži otklonjene i biraju postavljene u sakupljaču tinte, od  $y$  se natrag vraćaju u spremnik tinte. Prema tome, samo one kapljice koje formiraju znak se nabijaju na precizno određenu mjednost naboja, dok se ostale ne nabijaju i ne mogu biti otklonjene.

Znakovi su u ovom slučaju sačinjeni od Fockaste matrice  $9 \times 11$  što znači da se formiraju alfanumeričke znakove predviđeno je

\* Buduću da su u mnogim slučajevima kod nekih stupa  
element koji je najgori, to je rezultira činjenica da se ostvari što se  
može veća <sup>infinite</sup> količina pisanja.



~~11~~ 11 točaka u vertikalnom stupcu i 9 talasni stupac, što ukupno čini  
 $9 \times 11 = 99$  točaka od kojih samo neke dopiru do papira do otave <sup>dok se</sup> tvoj  
 ne otlačuju i zadržavaju. Kako je frekvencija vibratora 103 kHz odnosno ~~broj~~  
 razmak među susjednim kopljicama je  $9,7 \mu s$ , to je za oblikovanje jednog znaka potrebno  
 $960 \mu s$ . Ako razmak među znakovima iznosi jedan vertikalni stupac sa 11 točaka,  
 to je ukupno potrebno vrijeme za jedan znak  $1067 \mu s$ , što znači da je mehanička  
 brzina pisanja 937 znakova u sekundi.  $\checkmark$

Zakonitost otisnutih pločica je potrebna kako bi slova zbog kontinuiranog  
 gibanja ulaznice u horizontalnom smislu ispala na papiru vertikalno napi-  
 sana. Ovaj sistem štampača je svakako najbrži među štampačima  
 sintetičanog znaka. — o —

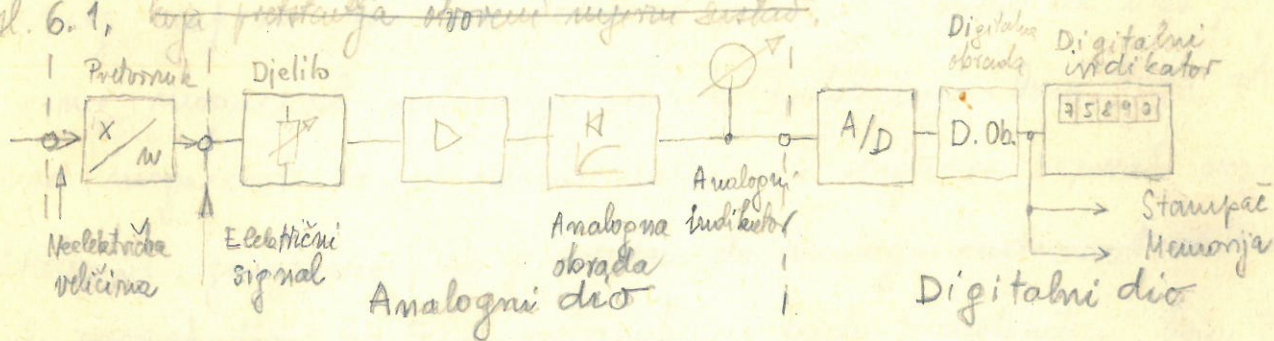


## 6. MJERNI UREĐAJI SA PRIKAZOM JEDNE MJERNE VELIČINE

### 6.1. Uvod

Instrumenti koji prikazuju samo jednu mjerne veličine, bilo analognu, sa instrumentom sa kazaljkom ili digitalnu, sa malom sedam segmentnim ili drugim digitalnim indikatorom ~~su~~ obuhvaćaju jednu veliku grupu mjernih <sup>uređaja</sup>. Gotovo svi su elektronički instrumenti predstavljaju otvoreni mjerni sustav. Samo vrlo ograničen broj uređaja koji prikazuju jednu mjerne veličine pripada zatvorenom mjernom sustavu, a to su diferencijalni električni voltmetar, koji mjeri napon na primaru komparacije dvoji napone i samopodlomi mostovi.

Mjerni uređaji koji indiciraju samo jednu mjerne veličine mogu se prikazati jednom općom za sve njih zajedničkom shemom na sl. 6.1, koja predstavlja otvoreni mjerni sustav.



sl. 6.1.

Neki od mjernih uređaja imaju samo dio shemove predložene na sl. 6.1. Kod nekih je indikacija analognu, a kod drugih digitalnu. Mjerna neelektričnih veličina imaju na ulazu pretvornike koji neelektričnu veličinu pretvaraju u električnu, dok kod mjerenja električnih veličina ovaj pretvornik nema.

Otvoreni mjerni sustav na sl. 6.1 predstavlja i mjerni kanal. Tako kod mjerenja više različite mjerne veličine ili iste ali na različitim



istih

ujestina ima više <sup>istih</sup> vrstovih <sup>istih</sup> izvora u paralelnom radu.

U ovakvom slučaju <sup>kaže se da je</sup> izvorni sustav ~~je~~ više kanalan. ~~U mnogim slučajevima~~ Da bi  
više kanalni izvorni sustav bio <sup>šp</sup> bolje iskorišten, jednostavniji, manjih dimenzija  
i jeftiniji, <sup>potrebna</sup> ~~je~~ <sup>se</sup> ~~potrebna~~ <sup>se</sup> ~~potrebna~~ vremenski multipleks. Pijeta se koristi frekventijski  
multipleks.

Mjerila za indikaciju jedne mjere veličine čisto se izrodo kao  
mjerna napona, no posredno mogu mjeriti i struju mjereni pad napona  
na poznatom otporu. Kao mjerna napona mogu imati analognu i digitalnu  
indikaciju mjerenih vrijednosti, kada se govori o analognim odnosom  
digitalnim elektronskim voltmetrima. Za digitalnu indikaciju potreban je  
jeden dodatak koji se sastoji od analognu-digitalnog pretvarača i digitalnog  
indikatora, kako je to prikazano na sl. 6.1. Analogni dio ovih  
uređaja sastoji se od pojačala još i od atenuatora koji podešavajući  
ulaznog napona spajanjem dovodni priključak napona na ulaz pojačala  
i time mogućnost nastajanja velikih isključaja. Osim toga atenuator  
ima mogućnost da je istasni napon ili struju iz pojačala uz njih u  
određenim granicama, što je potrebno da analogni instrument ili analognu-  
~~digitalni~~ ~~pretvarač~~ digitalni pretvarač ne bude preobuzan. Osim toga  
za mjerenje <sup>u određenom</sup> izvornih napona ~~se~~ koji vrlo često mijenjaju, ovaj  
mogućnost <sup>je</sup> ~~potrebna~~ <sup>je</sup> ovaj izvornih napona pretvori u konstantnom  
mogućnost napona koja se vremenski ne mijenja tako kako bi se  
mogla ~~ind~~ ~~icirati~~ ~~na~~ ~~indikatoru~~. ~~U~~ ~~za~~ ~~tu~~ ~~svrhu~~ ~~kon~~ ~~stru~~ ~~te~~  
izvornih - istovremeno pretvarači koji izvornih veličinu pretvaraju  
u konstantnom vremenski neovisnom veličinu, a to su srednja, tjemena,  
i efektivna vrijednost napona. U smislu obnede mjerenog ~~se~~ napona  
može se realizirati ~~je~~ ~~logaritamska~~ ~~amplitudna~~ - ~~amplitudna~~



karakteristika. Ovakva karakteristika upotrebljava se u elektronskim voltmetrima  
 da se dobije što veća dinamička ulazna napona, što znači da je moguće  
 na ulaz pojačala primati napone koji sežu na više decada ( $10^5$  do  $10^7$ ) razlika  
 između njihove maksimalne i minimalne vrijednosti. U ovim slučajevima nije potrebno  
 koristiti alternator. Grafički karakteristika u desibelima je linearna. Elektronski  
 voltmetri obično koriste širokopojasna pojačala, no nekada je potrebno da  
 pojačala budu uskopojasna <sup>što se postiže</sup> upotrebom pojavnih filtara kako bi suzili širinu  
 pojasa  $\Delta f$  prema srednjoj frekvenciji u podnožju propustanja  $f_{01}$  vrlo mali  
 tj  $\Delta f / f_{01} \ll 1$ . Ovakva pojačala koriste upotrebljavaju se kod elektronskih  
 voltmetara, mjernih isključivača signala, analizatora spektara itd.

Opća shema blok sheme na sl. 6.1. neće se bitno razlikovati ni  
 za mjerenja vrijednosti osnovnih parametara elektroničkih krugova. Za  
 mjerenje nepoznatog otpora potreban je strujni izvor, a nepoznati otpor  
 se određuje mjerenjem pada napona na ovom nepoznatom otporu kroz  
 koji teče poznata struja. Kapacitivnosti, induktivnosti kondenzatora i priključica  
 mogu se odrediti istom U-I metodom samo je potrebno još imati podataka  
 o frekvenciji izvora izmjerene struje.

Dodavanjem pretvorika na ulazu ovog uređaja predviđenog ~~na~~  
 blok shemom na sl. 6.1. može se znatno proširiti njegovo područje  
 mjerenja na veliki broj neelektričnih veličina, bilo da su one fizičke  
 ili kemijske prirode. Tako se mogu mjeriti npr. temperatura, protok  
 sile, pomak, brzina, tlak, zatim pH vrijednosti, koncentraciji pojedinih  
 elemenata u otopinama itd. Razvijene su vrlo osjetljive metode analize  
 u kemiji kao solvaljizirajući primjere elektroničke pojačala i mogućnosti  
 pretvorbe kemijskih veličina u električne. ~~U~~

U istu grupu elektroničke mjernih uređaja spadaju i mjerni  
 frekvencije, faze i snage iako se one nešto <sup>malo</sup> razlikuju od osnovne

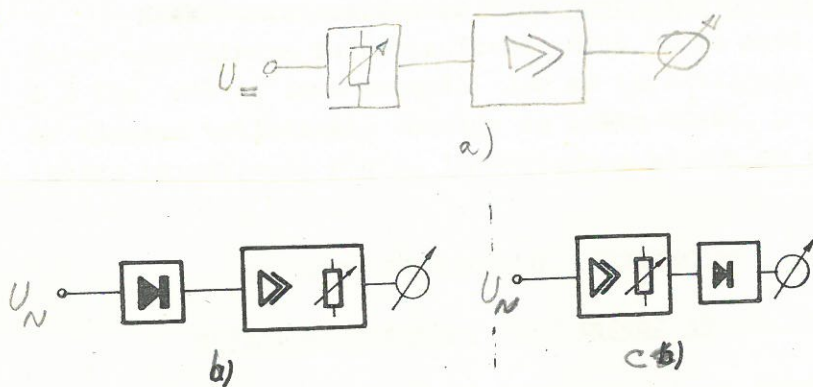


izvedke predstave na sl. 6.1. Potrebno treba naglasiti, da se razjina frekvencije i faze danas potpuno izvode iz kao digitalna, jer su ona po svojoj funkciji neopodmijena za brojanje istih događaja u definiranom vremenu, što predstavlja ~~stari~~ pojam frekvencije.

## 6.2. Analogni elektronski voltmetri

### 6.2.1. Općenito

Osnovne karakteristike elektronskih voltmetara su veliki ulazni otpor uređaja, što je važan zahtjev kod mjerenja napona na izvorima sa velikim unutrašnjim otporom i velika osjetljivost. Što se tiče frekventnog područja u kojem se mogu provesti mjerenja ono može biti vrlo široko (od 20 Hz do 700 MHz) ili pak vrlo usko kod selektivnih voltmetara. Osim toga elektronski voltmetri nisu mnogo osjetljivi na preopterećenja. Ovakve karakteristike se postižu zahvaljujući pojačalu. Analogni elektronski voltmetri imaju danas veliku primjenu zahvaljujući svojoj jednostavnosti i jeftinoći. Kao mana bi im se mogla navesti mala točnost u mjerenjima, ~~koja se kreće u granicama od 2% do 5%.~~ Jedino diferencijalni elektronski voltmetri imaju znatno veću točnost, koja doseže kod mjerenja istosmjernih napona vrijednosti i od 0,002%, dok kod izmjeničnog napona točnost je za red veličine lošija.



Sl. 6.2.

Najjednostavniji po svojoj izvedbi je svodljivo istosmjerni elektronski voltmetar, koji ima vidno i najosnovnije elemente blok sheme na sl. 6.1. Istosmjerni elektronski voltmetar ima samo istosmjerni pojačalo, atenuator i indikator, <sup>kao što se vidi na sl. 6.2. a.</sup> Za mjerenje vrlo malih napona u području  $\mu V$  ne može se upotrijebiti diferencijalno pojačalo, nego je potrebno upotrijebiti svako jedno od pojačala sa transpozicijom frekvencije koja su opisana opisano u poglavlju 3. Priključnom odgovarajućeg pretornika na ulaz



pojačala na sl. 6.2.a mogu se mijeniti različite neelektrične veličine. Tako npr. postojećem termoparu na ulaz istosmjernog elektronskog voltmetra dobivamo npr. elektronski termometar. Pojačalo sa mehaničkim prekidačem (3.1.1.) omogućava punu skalu instrumenta već na 10 $\mu$ V na ulazu, a pojačalo sa fotootporničkim prekidačem (3.1.4.) omogućava punu skalu besplatne instrumenta već kod napona od 1 $\mu$ V na ulazu pojačala, ~~na~~ vremenski posrednik ~~ne~~ ne veći od 10 $\mu$ V/h.

Kod elektronskih voltmetara za mjerenje izmjeničnih napona možemo uočiti dva osnovna tipa prema položaju ispravljača u blok shemi. Tako imamo elektronski voltmetar tipa pojačalo-pretvarač i pretvarač-pojačalo.

Elektronski voltmetar tipa pojačalo-pretvarač <sup>ornik</sup> (sl. 6.2.6) ima zbog pojačala na ulazu veliku osjetljivost, koja seže sve do nekih 100 $\mu$ V. Veća osjetljivost se teško može postići zbog šuma, koji je dosta velik, uslijed velike širine frekvencijskog područja (npr. od desetak Hz do 10 MHz). Pojačala su obično diferencijalna sa jakom povratnom vezom radi postizanja stabilnosti. Ulazni otpor se kreće od 2 M $\Omega$  do 10 M $\Omega$ . Pretvarač koji se iza ovakvog pojačala priključuje ima redovito odziv na srednju vrijednost mjerenog napona, a elektronski voltmetri sa odzivom na efektivnu vrijednost također pripadaju ovom tipu voltmetara.

Elektronski voltmetar tipa pretvarač-pojačalo <sup>ornik</sup> <sub>obuhvaća</sub> (sl. 6.2.6.) često vrlo široko područje frekvencija, koje može da dosegne i 1 GHz. Ovo se lako postiže, jer se ispravljanje (s odzivom na tjemenu vrijednost) obavlja na samom ulazu, a zatim se pojačava istosmjerni signal istosmjernim pojačalom do priključka na instrument sa pomičnim <sup>namotajem</sup> svitkom. Sam pretvarač je smješten u sondi, koja se može privesti u neposrednu blizinu mjesta, gdje se mjeri napon pa su tako izbjegnuti nepodesni dovodi. Ulazni otpori nisu veći od nekoliko M $\Omega$ . Ovaj tip voltmetra je po svojoj konstrukciji najjednostavniji pa prema tome i najjeftiniji.

Točnost dosada opisanih voltmetara obično se kreće u granicama od 2% do 5%, ali ima izvedbi kod kojih točnost <sup>mjerenja</sup> doseže i 0,1%.

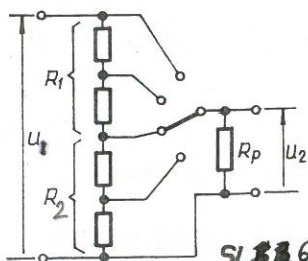
Svi dosad opisani elektronski voltmetri bili su široko-pojasni i imali su linearnu ulazno-izlaznu karakteristiku. Katkada je potrebno obuhvatiti šire dinamičko područje, tj. kada se žele mjeriti naponi od npr. 1 mV pa do 100 V ili slično, bez upotrebe preklopnika. Takovo svojstvo imaju konveksne ~~ulazne~~ amplitudno-amplitudne karakteristike, a najpovoljnija je logaritamska, gdje se postiže linearna skala izražena u decibelima ili nepenima.



6.2.2. Atenuatori i ulazni krug pojačala

Da bi se mogla provesti mjerenja za različite napone na ulazu u širokom opsegu, potrebno je ukupno pojačanje pojačala mijenjati kako bi se struja kroz instrument sa pokretnim svitkom zadržala u dozvoljenim granicama. Ovo se postiže atenuatorom sastavljenim od niza otpora prema sl.

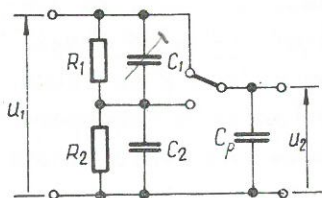
6.3. Pri tome je



$$\frac{u_2}{u_1} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \quad \text{NBAN (6.1.)}$$

ukoliko je  $R_p \gg R_2$  za bilo koji položaj preklopnika. Ovakav attenuator postavlja se na ulaz najjednostavnijih elektronskih voltmetara, kada se

ne postižu veliki ulazni otpori. Veći ulazni otpori mogu se postići ukoliko se ovakav djelič postavi u krug emitera emitterskog sljedila. Omjeri dijeljenja najčešće su: 1:10:100:... ili 1:3:10:30:100: ili kod finijeg dijeljenja 1:2:5:10:20:50:100:... Ukoliko se radi sa attenuatorom na višim frekvencijama, onda bi kapacitivnost potrošača  $C_p$  različito utjecala na omjer dijeljenja kod različitog položaja preklopnika. Zato se postavljaju paralelno otporima djelatelja kondenzatori tako, da je najmanji kapacitet  $C_1 \gg C_p$  (sl. 6.3.b). Reaktancije kondenzatora moraju biti u istom omjeru kao i otpori tj.

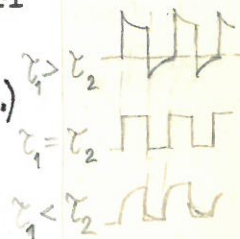


Sl. 6.3. b

$$R_1 : R_2 = \frac{1}{\omega C_1} : \frac{1}{\omega C_2} \quad \text{NBAN (6.2.)}$$

odakle proizlazi uvjet da je

$$R_1 C_1 = R_2 C_2$$



6.3.c.

ili

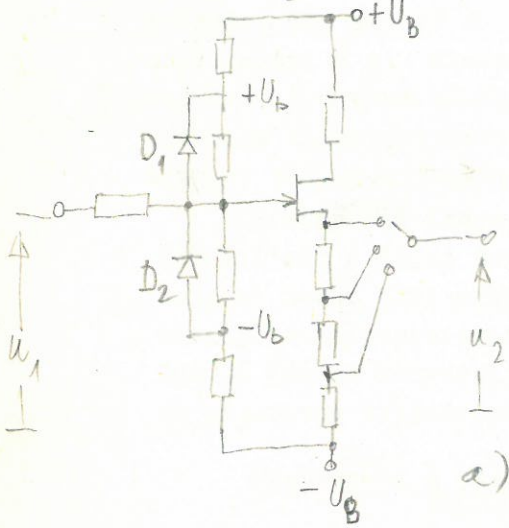
$$\tau_1 = \tau_2$$

$$\text{NBAN (6.3.)}$$

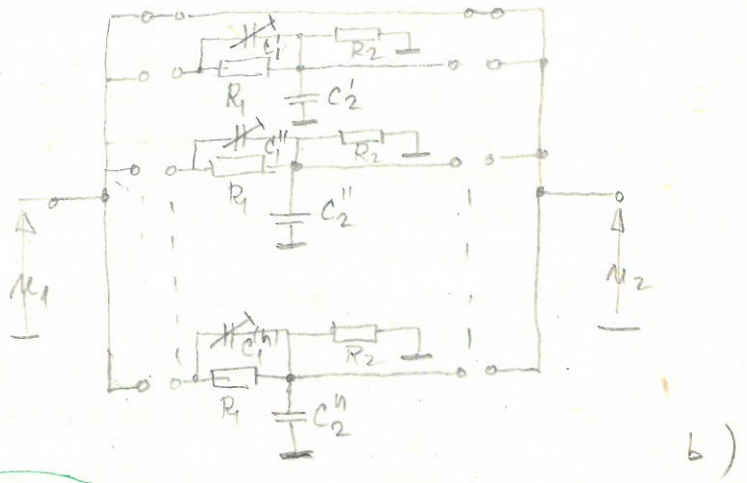
što odgovara uvjetu da vremenske konstante svakog otpora i njemu pripadajućeg kondenzatora moraju biti iste. *Ukoliko ove*

*vremenske konstante nisu iste, dolazi do izobličavanja ulaznog napona prema slici 6.3c. Ako je  $\tau_1 > \tau_2$  dolazi do uveličavanja napona. Ako je opet  $\tau_1 < \tau_2$  dolazi do smanjenja niti i fukvencaja i njegime ponesta prevođenog napona se povećava. Da se ispunji uvjet  $C_1 \gg C_p$  kondenzatori  $C_2$  i  $C_1$  postaju prvebiti što znači velike smanjenji impedanciji ulaznog kruga. Da se to ispunjuje obično se na ulaz postavlja naponsko sljedilo koje se izradi sa FET-om. Na taj način se mogu useti mnogo većih otpori  $R_1$  i  $R_2$ , što znači da i  $C_1$  i  $C_2$  mogu biti mnogo veći a da*

pri tome utjecaj kapacitivne komponente dolazi do izražaja tek kod vrlo niskih frekvencija. Kod nižih <sup>paralelne</sup> frekvencija kondenzatore nije potrebno ni upotrebljavati. Ovo je prikazano na sl. 6.4. a Da se FET na ulazu zaštiti od prenapona postavljaju se dvije diode od kojih jedna  $D_1$  provodi kod ulazni napon postane pozitivniji od  $+U_b$ , a druga  $D_2$  kod postane negativniji od  $-U_b$ .



sl. 6.4



Osim toga na ovaj način mogu se postići znatno veći ulazni otpori. Ako se želi postići precizniji atenuator kod kojega ne dolazi do spomenute isklizenja, onda se to može ostvariti samo ako svaki stupanj pojačanja bude izveden za sebe prema shemi 6.4. b. pa se onda može odvijeno podneti. Pojačala koja se kod elektronskih voltmetara upotrebljavaju su najčešće diferencijalna, no ulohalo se radi o manjini nje dvostrana napona ili stupa upotrebljavaju se pojačala sa transpozicijom behaviorije. Za pojačavanje malih signala dolaze posebno do izražaja elektronska pojačala. Detaljniji prikaz tade pojačala koja dolaze kod elektronskih voltmetara u obzir dat je u poglavlju 3.



6.1.3. Pretv<sup>ornici</sup> izmjeničnog u istosmjerni napon

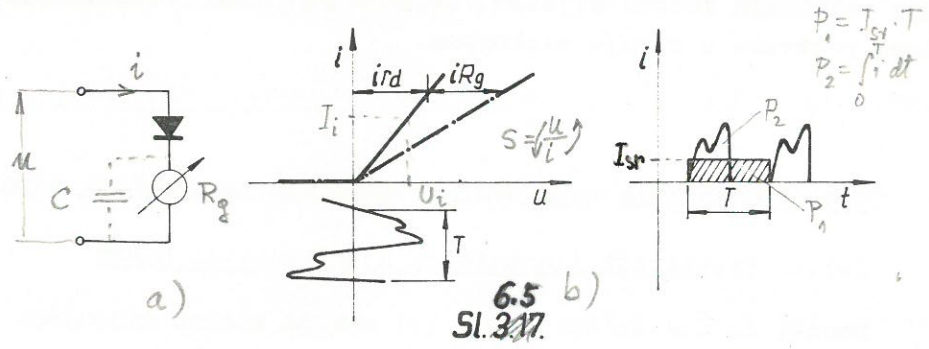
Budući da izmjenični napon ili struja stalno mijenjaju svoju vrijednost u vremenu, to bi za njihovu indicaciju bio potreban indikator koji prikazuje dvije dimenzije (npr. napon i vrijeme) kao što su registrirajući instrumenti sa pisačem ili osciloskopi i sl. Elektronski voltmetar prikazuje samo jednu veličinu i u ovom slučaju to treba biti jedna od veličina koje najbolje karakteriziraju izmjenični napon, kao što su; srednja, tjemena ili efektivna vrijednost izmjeničnog napona. ~~Danas je~~

Pretv<sup>ornici</sup> izmjeničnog napona u istosmjerni su ustvari ispravljači o čijoj izvedbi ovisi da li će ispravljeni istosmjerni napon biti proporcionalan srednjoj, tjemenoj ili efektivnoj vrijednosti napona, u kojem slučaju se govori o ispravljanju (ac-dc konverziji) sa odzivom na srednju, tjemenu odnosno efektivnu vrijednost napona ili struje.

Pretv<sup>ornici</sup> s odzivom na srednju vrijednost napona

Ako u seriju sa nekom diodom postavimo instrument otpora  $R_g$ , onda će kroz ovaj teći struja praktički samo u jednom smjeru, dok će struja u suprotnom smjeru biti zanemariva. Na sl. 6.5. b)

je prikazana struja kroz instrument uz neki izmjenični napon na ulaznim priključnicama.



Kod vrlo niskih frekvencija mjerenog napona kapacitivni instrumenti će sljediti promjene ispravljene struje. ~~Dok će~~ Za frekvencije struje kroz namotaj veće <sup>od</sup> inače niže mehaničke rezonantne frekvencije <sup>kapacitivnog</sup> otklonskog sistema instrumenta, amplituda otklona <sup>kapacitivne</sup> naglo opadati, dok se ne saustavi sa vrijednosti proporcionalnoj srednjoj vrijednosti struje kroz namotaj. Izvremenička komponenta struje kroz namotaj prema tome kod veće frekvencija od rezonantne frekvencije sistema nema nikakvog utjecaja na otklon osim što dovoljno zagrijava namotaj pa je poželjno da se odvede minus <sup>otklonskog</sup> namotaja kroz paralelnu priključicu kondenzator C, tako da je  $\omega C \gg 1/R_g$ . Budući da je otklon instrumenta proporcionalan

Srednjoj vrijednosti struje za frekvencije veće od rezonantne može se napisati

$$\varphi = k \cdot I_{sr} \tag{6.4.}$$

Srednja vrijednost struje promjenjive jačine i dualnosti postavljena na sl. 6.5.b. Budući da je  $P_1 = P_2$  drugu polovinu periode jednaka  $\theta$  to je  $T/2$

$$I_{sr} T = \int_0^{T/2} i dt \tag{6.5.}$$

Statika

V strujna karakteristika diode je  $S = I_i / U_i = i/u$  pa se može napisati

(6.5.) u (6.4.) da je otud kasnije 
$$\varphi = \frac{k \cdot S}{T} \int_0^{T/2} u dt \tag{6.6.}$$

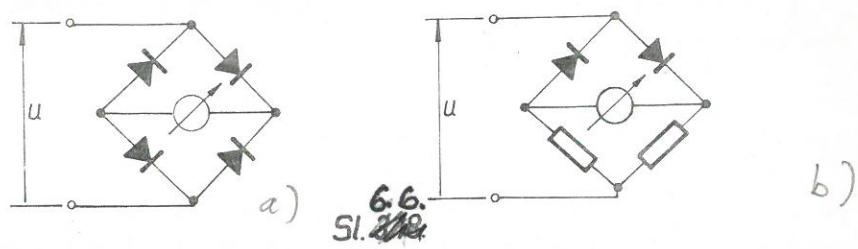
Kod usimavanja u obzir obe polovine periode, što je slučaj kod tzv. "punovalnog ispravljanja" izmjeničnog napona izat (6.6.) poprima oblik

$$\varphi = \frac{k S}{T} \int_0^T u dt \tag{6.7.}$$

Srednja vrijednost izmjeničnog napona je inače definirana kao srednja vrijednost apsolutne momentarne vrijednosti napona u tj.

$$U_{sr} = \frac{1}{T} \int_0^T |u| dt \tag{6.8.}$$

Upratejući izat 6.7 sa 6.6. da je vrijednost "ispravljenog" napona dostiže veća kod "punovalnog ispravljanja" nego "poluvalnog". U njeznoj tehnici ispravljači vrše funkciju izmjenično - istosmjernog pretvaranja signala.

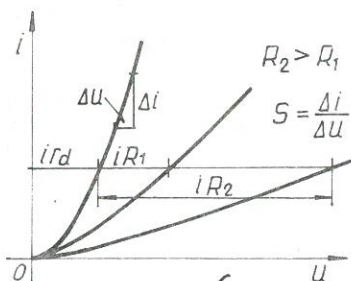


6.6. Sl. 212

Najviše primjenjivan

~~Prvi od ovih~~ punovalni ispravljač poznat je pod imenom Greatzovog spoja ili mosnog spoja. Ako se dvije diode zamjene otporima, dobivamo također mosni spoj, koji daje uštedu dviju dioda i poboljšava linearnost karakteristike dioda u propusnom smjeru (veće približenje idealiziranoj karakteristici na sl. ~~6.6.~~). Veličina otpora R je obično bar nekoliko puta veća od otpora diode u propusnom smjeru. Iz karakteristike na sl. 6.6.c, vidi se kako se ova linearizacija postiže i





bolja je, što je R veći ( $R_2 > R_1$ ). Svakako da se na ovaj način povećanjem R smanjuje osjetljivost ispravljača, jer se smanjuje strmina S prema izrazu

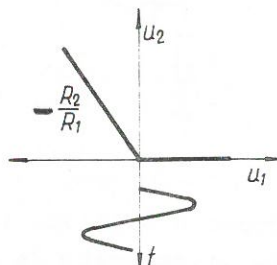
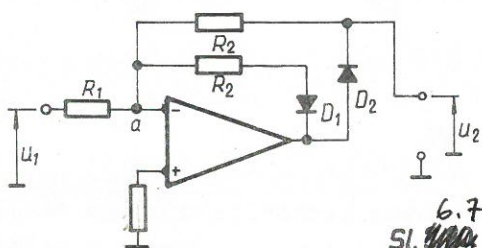
$$S_D = S \frac{r_d}{R + r_d} \quad (6.9)$$

gdje je S statička strmina same diode uz  $R = 0$ .

*Sl. 6.6. c)*

Na sl. ~~6.6.a~~ je predložena realna karakteristika diode iz koje vidimo da ne postoji oštro koljeno na karakteristici diode kao u idealnom slučaju. Iz ovoga proizlazi da strmina diode postaje sve manja smanjenjem napona na ulazu i može potpuno da izostane ispravljačko djelovanje kod napona manjih od 0,1 V. Kod ispravljača sa odzivom na srednju vrijednost, diode redovito rade u B-klasi.

*Posebno dobra linearnost može se postići upotrebom*  
~~inverzionog~~ operacijskog pojačala. Na sl. ~~6.6.b~~ prikazan je način poluvalnog ispravljanja upotrebom operacijskog pojačala.

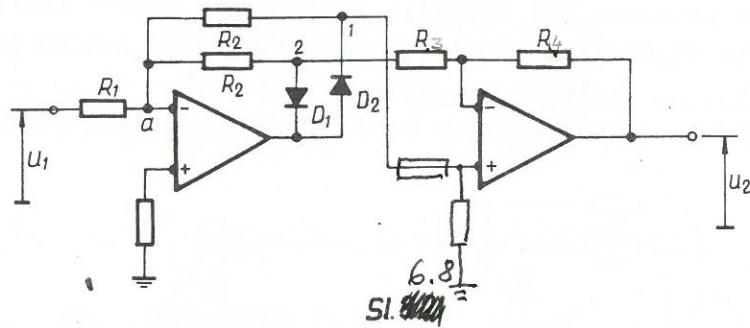


Dok je na ulazu pozitivan napon  $u_1$  na izlazu je negativan zbog priključka ulaznog napona  $u_1$  na invertirani priključak „a“, pa dioda  $D_1$  vodi, a  $D_2$  ne. Kako točka „a“ predstavlja virtualnu nulu (praktički vrlo mali napon), to se taj vrlo mali napon pojavljuje i na izlazu, te možemo reći da na izlazu nema napona za pozitivni napon na ulazu. Za negativni dio poluperiode ulaznog napona na izlazu će se pojaviti napon

$$u_2 = - u_1 \frac{R_2}{R_1} \quad (1.117)$$

jer dioda  $D_1$  ne vodi, a dioda  $D_2$  vodi, a pojačanje operacionog pojačala je dana izrazom /1.117/.

Punovalno ispravljanje se može postići dodavanjem još jednog ~~operacijskog~~ operacijskog pojačala, koje će pojačavati onu poluperiodu ulaznog napona, koju prvo pojačalo ne pojačava /sl. 6.8./ . Zato izlaz "1" sa prvog pojačala ide neinvertiran na izlaz  $u_2$  drugog pojačala, dok drugi izlaz "2" koji daje izlaz negativne poluperiode ulaznog signala biva invertiran kako bi se na izlazu obje poluperiode pojavile kao pozitivne.



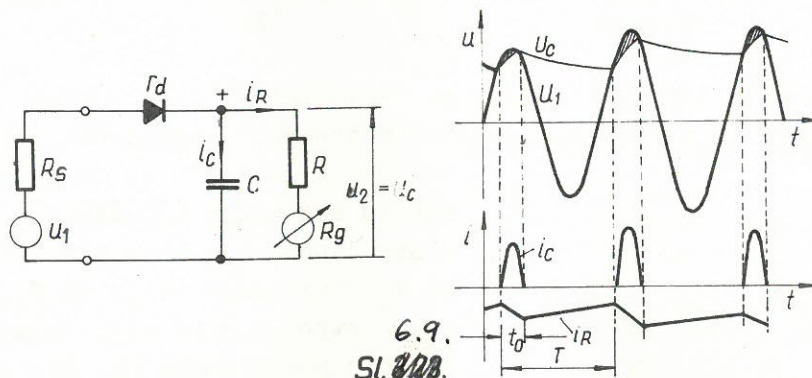
### Pretvarači s odzivom na tjemenu vrijednosti napona

Sklop za mjerenje tjemениh vrijednosti napona i struja prikazan je na sl. 6.8. Ovaj ~~pretvornik~~ <sup>pretvornik</sup> se razlikuje od ~~in-~~ <sup>pretvornika</sup> ~~pravi~~ sa odzivom na srednju vrijednost samo po kondenzatoru C, dok otpor R ima svrhu da poveća otpor instrumenta  $R_g$ . U primjenama najčešće se instrument uključuje tek nakon nekoliko stupnjeva pojačanja, tako da se paralelno kondenzatoru C redovito nalazi samo otpor R ( $> 1M\Omega$ ) sa kojega se uzima istosmjerni napon ( $u_2 = u_c$ ) proporcionalan tjemenoj vrijednosti napona ili struje. Do nabijanja kondenzatora C dolazi u kratkim intervalima  $t_0$  kada je napon izvora  $u_1$  veći od napona na kondenzatoru  $u_c$  pa je struja nabijanja kondenzatora

$$i_c = \frac{u_1 - u_c}{R_s + r_d} = \frac{u_1 - u_c}{R_s}$$

13.26 (6.10.)

gdje je  $R_s$  otpor izvora, a  $r_d$  otpor diode, koji se redovito prema  $R_s$  može zanemariti.



6.9.  
Sl. 6.9.

Za vrijeme perioda  $T - t_0$  dolazi do izbijanja kondenzatora C kroz otpor R, jer struja kroz diodu ne može teći zbog  $u_1 < u_c$  prema sl. 6.8. Kako se želi postići, što manji pad napona na kondenzatoru  $u_c$  za vrijeme izbijanja  $T - t_0$ , to je potrebno odabrati veliku vremensku konstantu  $\tau = R \cdot C$  prema ~~vremenu~~ <sup>periodu</sup> T tako da ~~je~~ <sup>biti</sup> ispunjeno

$$\tau \geq 10 T = \frac{10}{f}$$

13.27 (6.11.)



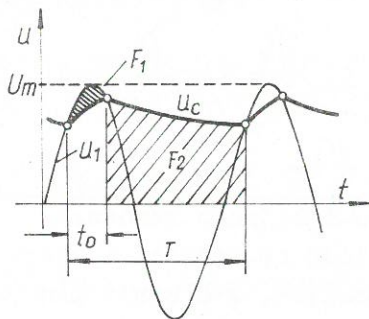
gdje je  $f$  frekvencija mjenog signala. Da se napon na kondenzatoru  $u_c$  što manje razlikuje od vršne vrijednosti napona  $u_1$ , a s druge strane, da struja nabijanja kondenzatora  $i_c$  bude dovoljna potrebno je što više smanjiti otpor izvora  $R_s$  i diode  $r_d$ . Koliko će se izlazni napon iz ispravljača  $u_2 = u_c$  približiti vršnoj vrijednosti napona  $u_1$ , možemo odrediti iz činjenice, da se naboj  $q_c$ , koji kondenzator  $C$  primi za vrijeme nabijanja  $t_0$  potroši za vrijeme izbijanja  $T-t_0$  na otporu  $R$ , pa se može pisati

$$q_c = \int_0^{t_0} \frac{u - u_c}{R_s} dt = \int_{t_0}^T \frac{u_c}{R} dt \quad (6.12)$$

Budući su otpori  $R_s$  i  $R$  konstantne veličine, to slijedi

$$\frac{\int_0^{t_0} (u_1 - u_c) dt}{\int_{t_0}^T u_c dt} = \frac{R_s}{R} = \frac{F_1}{F_2} \quad (6.13)$$

što se može izraziti riječima: "Površine  $F_1$  i  $F_2$  odnose se kao otpori  $R_s:R$  (clamping-circuit teorem)". (sl. 6.10.). ~~... Buduća~~ je poželjno želimo da se napon  $u_c$  na kondenzatoru što manje razlikuje od tjemog napona  $U_m$ , onda mora površina  $F_1$  biti mnogo manja od  $F_2$ , odnosno otpor  $R$  mora biti mnogo veći od otpora izvora  $R_s$ . Ako se površina  $F_2$  zbog vrlo malo promjenljivog napona  $u_c$  napiše da je:



Sl. 6.10.

$F_2 = u_c(T - t_0)$ , a površina  $F_1$  nadomjesti nekim srednjim naponom  $\Delta u$  u vremenu  $t_0$ , tako da je

$F_1 = \Delta u \cdot t_0$ , onda se može napisati

$$\frac{\Delta u}{u_c} = \frac{R_s}{R} \frac{t_0}{T - t_0} \quad (6.14)$$

Ako želimo npr. da je  $\Delta u$  1% od  $u_c$ , tada je potrebno da otpor  $R$  bude veći 100  $(T/t_0 - 1)$  od  $R_s$  prema izrazu (3.30).

Budući da se ovaj tip ispravljača obzirom na način ispravljanja može primijeniti za mjerenje napona vrlo visokih frekvencija, redovito se <sup>izvodi</sup> koristi na ulazu elektronskog voltmetra u obliku sonde, dok se ispravljeni napon daljnjim stepenima pojačavanja pojačava do priključka na <sup>indikator</sup> instrument. Ulazni otpor  $R_{ul}$  ovog ispravljača može se odrediti na osnovu konstatacije, da je snaga uzeta iz izvora

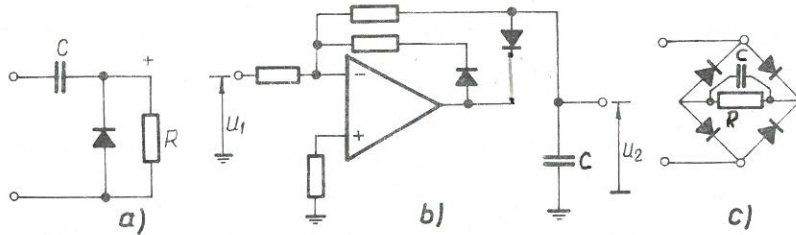
$$\left(\frac{U_m}{\sqrt{2}}\right)^2 \frac{1}{R_{ul}} = \frac{U_m^2}{R_{ul}} \quad (6.15)$$

jednaka utrošenoj snazi na otporu R, pa uz pretpostavku da je  $u_c$  približno konstantan i jednak naponu  $U_m$  izlazi da je

$$R_{ul} = \frac{R}{2}$$

REKUR (6.16)

Da bi se kod mjerenja izmjeničnih napona isključila i eventualno postojeća istosmjerna komponenta, koristi se shema prema sl. ~~6.11~~ <sup>6.11</sup>. a. U ovom slučaju je  $R_{ul} = \frac{R}{3}$ . ~~Vrednost~~ Pretvarač ~~za~~ za mjerenje tjemene vrijednosti radi u C - klasi.

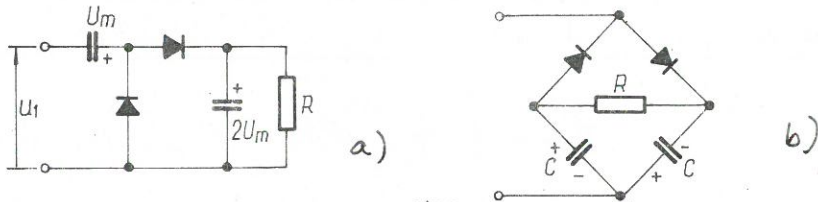


6.11.

Sl. ~~6.11~~ 6.11.

Na sl. ~~6.11~~ b. je prikazan sklop koji mjeri tjemenu vrijednost koristeći operaciono pojačalo. No baš zbog korištenja operacionog pojačala njegova je primjenljivost ograničena na niže frekvencije zbog relativno niske gornje granične frekvencije operacionog pojačala.

Za mjerenje napona od tjemena do tjemena  <sup>tj.  $2 U_m$  upotrebljavaju se sklopovi ~~na~~ <sup>invedeni prvima</sup> sl. ~~6.12~~ <sup>6.12</sup>. ~~Sklop~~ Sklop na sl. ~~6.12~~ <sup>6.12</sup> poznat je pod imenom 6.12. a i b.</sup>



Sl. ~~6.12~~ 6.12

Greinacher-Delonovog ispravljača <sup>u ovom slučaju</sup> ~~odnosno~~ <sup>pretvornika</sup>.

ornici  
Pretvarači s odzivom na efektivnu vrijednost

Kako su redovito elektronski voltmetri baždareni u efektivnim vrijednostima napona, to do sada opisani pretvarači sa odzivom na srednju vrijednost odnosno tjemenu vrijednost ne bi davali točnu vrijednost efektivnog napona za druge valne oblike za koje nisu baždareni. Pretvarači sa odzivom na srednju vrijednost daju neovisno o valnom obliku samo srednju vrijednost napona. Ako je sada takav elektronski voltmetar baždaren u efektivnim vrijednostima sinusnog napona, gdje faktor oblika  $\xi = U_{ef}/U_{sr} = 1,11$ , onda će ovaj pokazivati točno efektivne vrijednosti samo sinusnog napona. No ako se sada valni oblik promijeni i faktor valnog oblika  $\xi$  poprimi drugu vrijednost, instrument više neće pokazivati točne vrijednosti efektivnog napona. Isto vrijedi i za pretvarače sa odzivom na tje-



menu vrijednost baždarene u efektivnim vrijednostima napona. Ovdje <sup>delat do izražaja</sup> tzv. tjemeni faktor  $\sigma = U_m / U_{ef} = 1,41$  za sinusni valni oblik. U slučaju promjene valnog oblika, ovaj se faktor još više mijenja, pa su odstupanja još veća.

Samo elektronski voltmetri s odzivom na efektivnu vrijednost baždareni u efektivnim vrijednostima neće praviti pogrešku kod promjene valnog oblika.

Efektivna vrijednost napona je definirana kao ona veličina izmjeničnog napona, koja proizvodi istu toplinsku energiju kao i istosmjerni napon na istom potrošaču u isto vrijeme. Polazeći od ove definicije efektivna vrijednost izmjeničnog napona je

$$U_{ef} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T u^2 dt} \tag{6.17}$$

Budući je prema izrazu /3.20/ i /3.21/ otklon instrumenta proporcionalan

$$\varphi = k \frac{1}{T} \int_0^T i dt \tag{6.18.}$$

i ako primijenimo <sup>se</sup> mjesto linearne, kvadratičnu karakteristiku tako da je u B-klasi  $i = S_2 u^2$ , onda uvrštavanjem u izraz /3.34/ dobivamo da je otklon kazaljke instrumenta

$$\varphi = \frac{k \cdot S_2}{T} \int_0^T u^2 dt \tag{6.19}$$

odnosno prema definiciji /3.33/ je otklon

$$\varphi = k \cdot S_2 \cdot U_{ef}^2 \tag{6.20.}$$

Na osnovu ovoga <sup>može se</sup> zaključiti, da je otklon instrumenta proporcionalan kvadratu efektivne vrijednosti. Zato je u ovakvom slučaju skala instrumenta kvadratično podijeljena. Pretvarači s odzivom na efektivnu vrijednost rade u B-klasi, iako je ranije bilo izvedbi koje su imale radnu točku u A-klasi.

Kako karakteristika diode aproksimira kvadratičnu funkciju samo u vrlo ograničenom početnom dijelu svoje karakteristike, što za primjenu ne dolazi u obzir, to je potrebno realizirati kvadratičnu karakteristiku u širem području napona.

Jedno od rješenja je sinteza kvadratične karakteristike pomoću dioda, koje na različitim naponskim razinama uključuju pojedine otpore i na taj način mijenjaju otpor dvopola na sl. 6.13. a <sup>u</sup> u ovisnosti o ulaznom naponu. Na sl. 6.13 b je predložena shema sintetizatora kvadratične karakteristike. Nakon ispravljanja izmjeničnog napona istosmjerni napon  $u$  dolazi na dvopole priključen je na priključnice <sup>dvopola</sup> a i b, kojem se ulazni otpor smanjuje porastom ulaznog istosmjernog napona  $u$ , znači, da će struja  $i_{uk}$  odziva, stija <sup>može</sup> dvopole <sup>može</sup> nebitno sa nestajućim ulaskom u naponu.

✓\*

Naponi na katedama diode su nastuće poredani, tako da je  $U_3 > U_2 > U_1$  pa kod nastuće napona  $u =$  prvo provode dioda  $D_1$  i njihiji otpor  $R_1$ , pa dioda  $D_2$  koja njihiji drugi otpor  $R_2$  itd. Dioda  $D_1$  provode kad je napon  $u =$  dosegao vrijednost napona  $U_1$  postignute djeljivosti  $E \cdot R_1 / (R_1 + R_1')$ . Na isti način drugi djeljivi sigurno je veći vrijednosti napona  $U_2$  i  $U_3$  ~~u ovom slučaju sa tri diode~~, prema slici 6.13.b.



↓  
 kroz dvopol nelinearno rasti porastom napona  $u$ . Ovdje se pretpostavlja, da dioda radi kao sklopka tj. da u nepropusnom smislu uopće ne vodi, a u propusnom smislu vodi sa otporom  $r_d \approx 0$ , netom napon  $u$  na anodi postane pozitivniji prema katodi.

Tako je struja  $i_0$  za ulazni napon od 0 do  $U_1$  volta

$$i_0 = \frac{u}{R_0} \quad \text{IZJEDNAČENJE (6.21.)}$$

za područje od  $U_1$  do  $U_2$  kad provede prva dioda  $D_1$  ukupna struja sastoji se od dvije komponente

$$i_0 + i_1 = \frac{u}{R_0} + \frac{u - U_1}{R_1} \quad \text{IZJEDNAČENJE (6.22.)}$$

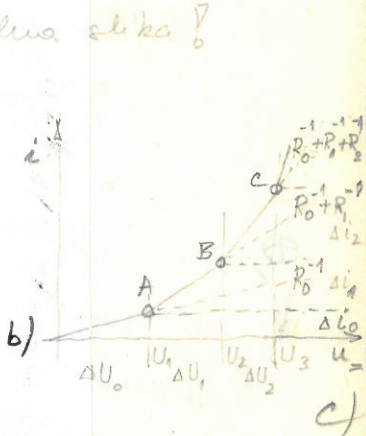
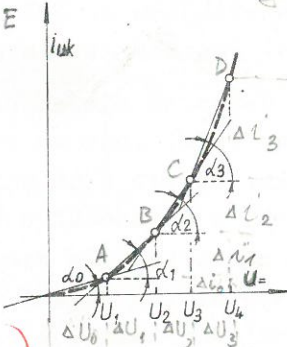
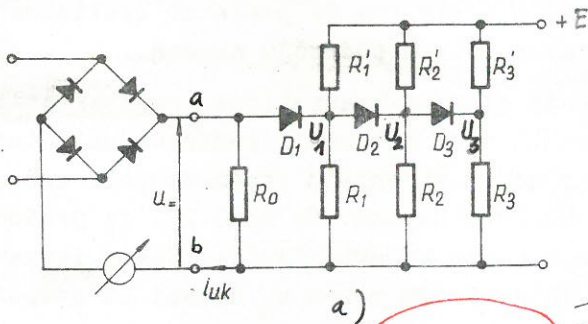
i tako redom za područje od  $U_2$  do  $U_3$  kad vodi i druga dioda  $D_2$  ukupna struja ~~se~~ sastoji se od tri komponente

$$i_0 + i_1 + i_2 = \frac{u}{R_0} + \frac{u - U_1}{R_1} + \frac{u - U_2}{R_2} \quad \text{IZJEDNAČENJE (6.23.)}$$

ili' općenito za područje napona od  $U_{n-1}$  do  $U_n$  u slučaju  $n$  vodljivih dioda, ukupna struja je

$$i_{\text{uk}} = \sum_{i=0}^n \frac{u - U_i}{R_i} \quad (6.24.)$$

Ovo vrijedi ukoliko su otpori  $R'$  mnogo veći od otpora  $R$  tako, da se njihov utjecaj na struje kroz diode može zanemariti.



Ukoliko to ne bi bio slučaj proračun bi bio znatno kompliciraniji. Proračun se može provesti grafo-analitički tako da se prvo nacрта željena karakteristika (obzirom na sklop mora biti konkavna), koju se aproksimira ~~tangentama ili~~ <sup>prema sl. 6.13 b)</sup> sekantama. Sekante prolaze kroz ishodište i točke A, B, C, D koje odgovaraju naponima  $U_1, U_2$  i  $U_3$ . Ovi se odabiru tako da se postigne što manje odstupanje sekanta od zadane krivulje (ovdje  $i = u^2$ ). Aproksimacija se može poboljšati upotrebom više točaka odnosno dioda.

Iz nacrtanih sekanti lako je odrediti pripadne kuteve što ih sekanta zatvara s apscisom i njihove tangense iz kojih se onda mogu odrediti nepoznate veličine otpora  $R$  redom iz jednadžbi

$u_1, u_2, u_t, u_t'$   
velika slova!

⊕  
✓ To ima za posledicu povećanje temperature  $t$  i spojišta termopara  
prema temperaturi okoline  $t_0$ . Temperatura  $t$  se povećava do  
vrijednosti dok odvedena toplina

$$Q_v = \frac{t - t_0}{W} \tau \quad (6.29)$$

ne bude jednaka privodnoj  $Q_p$  prema iznesu (6.28). Ovdje je  $W$  toplinski otpor,  
a iznesu (6.29) ~~u<sub>1</sub> predstavlja~~ ~~u<sub>2</sub> predstavlja~~ ~~u<sub>t</sub> predstavlja~~ ~~u<sub>t</sub>' predstavlja~~ ~~u<sub>1</sub>~~  
~~analogan je Ohmovom zakonu.~~ Izjednačenjem iznosa (6.29) i (6.28)  
dohva se, da je povećanje temperature na spojištu termopara

$$\Delta t = t - t_0 = \frac{W}{R_t} u_1'^2$$

(6.30)



$$\frac{\Delta i_0}{\Delta U_0} = \text{tg } \alpha_0 = \frac{1}{R_0}$$

ABBA1 (6.25)

$$\frac{\Delta i_1}{\Delta U_1} = \text{tg } \alpha_1 = \frac{1}{R_0} + \frac{1}{R_1} = \text{tg } \alpha_0 + \frac{1}{R_1}$$

ABBA1 (6.26.)

$$\frac{\Delta i_2}{\Delta U_2} = \text{tg } \alpha_2 = \text{tg } \alpha_1 + \frac{1}{R_2} \text{ itd.}$$

ABBA1 (6.27.)

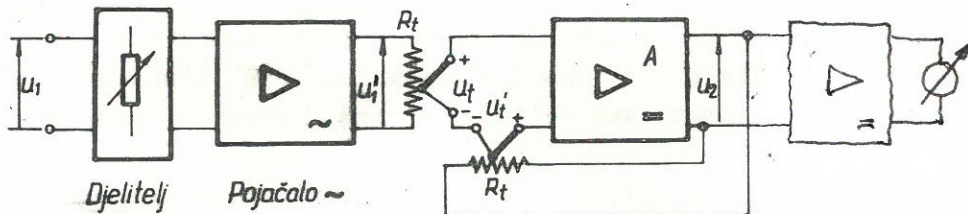
Na kraju je potrebno naglasiti, da kod realne izvedbe treba nastojati, da su ulazni naponi dovoljno veliki, kako ne bi utjecali početni potencijali dioda, i njihova ovisnost o temperaturi. Otpori  $R_0, R_1, R_2$  itd. moraju biti bar za jedan red veličine veći od otpora dioda  $r_d$ . Prevelike napone na ulazu nije preporučljivo upotrebljavati, jer su onda presjecišta sekanti ili tangenti uočljivija, nego kod manjih napona, kad su prelazi zaobljeni zbog oblika realne karakteristike dioda. Općenito se kao nedostatak ovakvog rješenja može navesti izmjenična temperaturna osjetljivost.

194

Najviše se približava definiciji efektivnog napona ili struje elektronski voltmetar koji radi na principu mjerenja topline proizvedene mjerenim izmjeničnim naponom. Na sl. 6.28. data

je principijelna shema ovakvog voltmetra.

Izmjenični napon  $u_1$ , kojeg se određuje efektivna vrijednost, nakon određenog pojačanja izmjeničnim pojačalom, dovodi

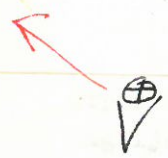


Sl. 6.14.

izveden od otporne žice, se na otpor  $R_t$ , gdje se električna energija pretvara u toplinu  $Q_t$  ~~u toplinu~~, pa je za mjerenje dok je približan napon  $u_1$

$$Q_t = \frac{u_{1t}^2}{R_t} \tau$$

(6.28.) ABBA1



Ova razlika temperature između spojišta termopara i njegovih krajeva koji su na temperaturi okoline  $t_0$ , elektromotornu silu  $u_t$  proporcionalnu <sup>ovoj</sup> razlici temperature  $\Delta t$ , tako da je

$$u_t = k_v \cdot \Delta t$$

(6.31.)

odnosno

$$u_t = \frac{k_v \cdot W}{R_t} u_{1t}^2 = c \cdot u_{1t}^2$$

(6.32.)





\*  
 funkcija triju ulaznih napona  $u_x, u_y, u_z$  na sledeći način

$$u_3 = k \frac{u_x \cdot u_y}{u_z} \quad (6.37.)$$

Ako je napon  $u_3$  doveden na Z priključenicu onda je  $u_3 = u_z$ , osim toga  
 i  $u_x = u_y = u_1$  pa iskus da je

$$u_3 = k \frac{u_1^2}{u_3} \quad (6.38.)$$

odnosno

$$u_3 = \sqrt{k u_1^2} \quad (6.39.)$$

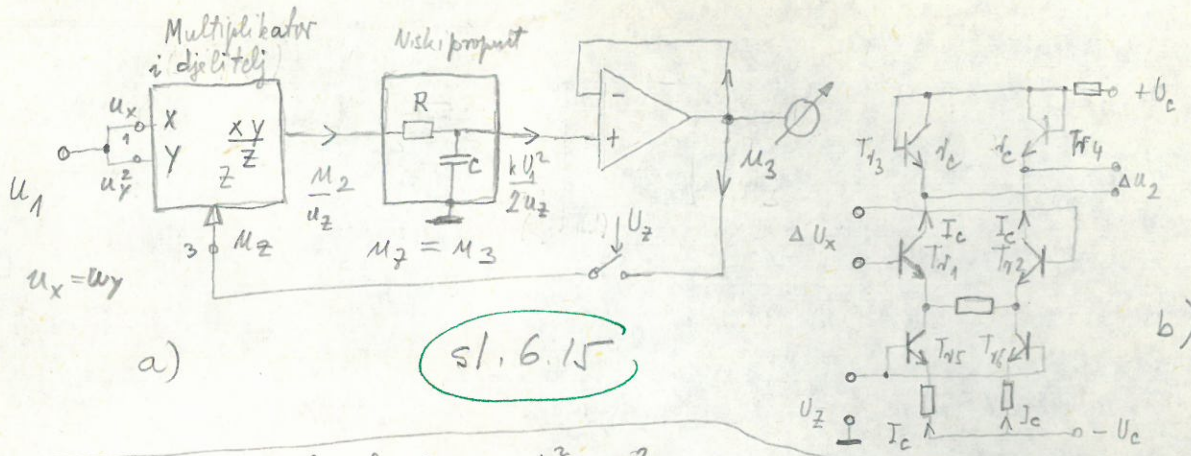
Na ovaj način na istom iz sklopa menjamo kvadratnu <sup>efektivnu</sup> vrednost  $k u_1^2 / 2$  što dobivamo nakon filtriranja prema sl. 6.15, nego iz ove  
 vrednosti možemo izvesti i drugi korjen tako da je

$$U_3 = \sqrt{\frac{k}{2}} U_{ef} \quad (6.40.)$$

Ovo ukazuje da postoji linearni odnos između  $U_{ef}$  i  $U_3$  odnosno da je  
 skala pokazivog instrumenta linearna.

Mogućnost dizajna postići se u stepuju pojačanja realiziranim diferencijalnim  
 pojačalom koje su otpori  $R_c$  krugu kolektora tranzistora  $T_1$  i  $T_2$  realizirani





sl. 6.15

$$u_2 = k u_1^2 = k U_1^2 \cos^2 \omega t = k \frac{U_1^2}{2} + k \frac{U_1^2}{2} \cos 2\omega t \quad (6.36.)$$

koji se sastoji od istosmjerne komponente  $k \cdot U_1^2 / 2$  proporcionalne kvadratu <sup>2ω</sup> ulaznog napona  $U_1$  i istosmjernu komponente dvostruke frekvenciji, koja se može odstraniti niskim propustom. Istosmjerna komponenta istosmjernog napona je u stvari kvadrat efektivne vrijednosti ulaznog napona  $U_1$ . Obično sklop za pojačanje ima i trije ulaz, koji ima obrnuto proporcionalno djelovanje na izlaz, kao uprk. što je slučaj sa integiranim krugom AD531 kojega je izlazni napon  $u_3$ . Ovim uređajem može se ~~otstraniti~~ <sup>otstraniti</sup> trije u granicama od 0,1% do 1%. Najveći problem postoji kod mjerenja impulsa pogotovo, ako je oscilator impulsa-paura vrlo mali.

Elektronski voltmetri sa odzivom na efektivnu vrijednost primjenjuju se kod mjerenja napona različitog valnog oblika, posebno kod mjerenja šuma, zatim buke, <sup>kod analize spektra</sup> itd. Cijena ovih voltmetara je nekoliko puta veća, nego kod voltmetara sa odzivom na srednju odnosno tjemenu vrijednost.

transistorima  $T_{13}$  i  $T_{14}$ . Ovi transistori mogu biti direktno spojeni između baze i kolektora kao diode. Opor diode je prema <sup>prema sl. 6.15b)</sup> (2.7)

$$r_c = r_{eb} = \frac{\eta \cdot U_T \cdot \alpha}{I_c} \quad (6.41.)$$

Kako je otpor  $r_{eb}$  otpor u kolektorskom krugu tranzistora  $T_{11}$  i  $T_{12}$  koji pojačavaju ulazni signal  $\Delta u_x$  to izlazi prema 2.1 da je pojačanje ovog stupnja

$$\frac{\Delta u_2}{\Delta u_x} = S \cdot r_c = S \cdot \frac{\eta \cdot U_T \cdot \alpha}{I_c} \quad (6.42.)$$

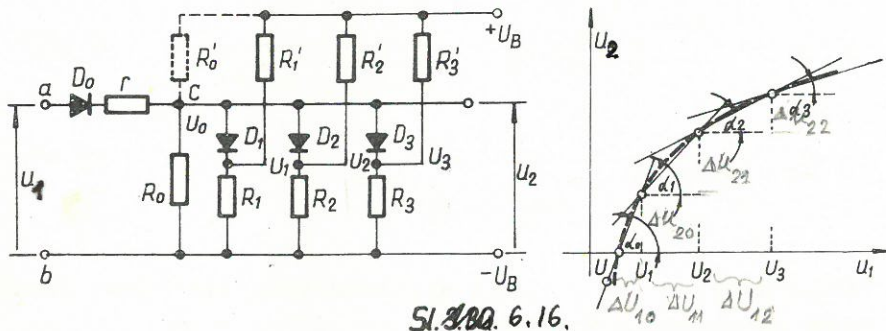
gdje se očituje obrnuto proporcionalni utjecaj kolektorskog struje  $I_c$  na pojačanje. Struja  $I_c$  upravlja se naponom  $u_z$  preko tranzistora  $T_{15}$  i  $T_{16}$ . Opor  $r_c$  može biti mali, ako se transistor  $T_{13}$  i  $T_{14}$  nemaju direktno spojene baze sa kolektorom.



### 6.24 Elektronski voltmetri sa logaritamskom ~~odzivom~~ karakteristikom

Ovakvi voltmetri najčešće se koriste u telekomunikacijama za mjerenje različitih razina (nivo-a), ulazni im otpor obično nije veći od nekoliko desetaka kilooma, a za mjerenja na linijama <sup>ili kablovima</sup> može imati i  $600 \Omega$ . <sup>odnosno 75-52</sup> Izvođe se kao tip <sup>voltmetra</sup> pojačalo-pretvarača gdje pojačalo ima logaritamsku ulazno-izlaznu (amplitudno-amplitudnu) karakteristiku.

Logaritamska ulazno-izlazna karakteristika može se sintetizirati pogodnim četveropolom predloženim na sl. ~~6.16~~ <sup>6.16</sup>. Vidimo



Sl. 6.16. 6.16.

da je ova shema vrlo slična shemi za sintezu kvadratične karakteristike na sl. ~~6.13~~ <sup>6.13</sup>. Osnovna je razlika u tome što se je na sl. ~~6.13~~ <sup>6.13</sup> promatrao odnos struje i napona kroz dvopol, a ovdje se razmatra odnos izlaznog napona  $u_2$  prema ulaznom naponu  $u_1$  četveropola. Zato je postavljen otpor  $r$  u seriju. Na ovaj način se mogu realizirati konveksne karakteristike obzirom na ordinatu koje odgovaraju funkcijama  $y = x^n$  za  $n < 1$  ili  $y = \log x$ . Porastom napona  $u_1$  napon  $u_2$  <sup>(spocitka)</sup> je nula, dok ne provede dioda  $D_0$ , što je određeno prednaponom  $U_0$ . Nakon provođenja diode  $D_0$  napon  $u_2$  se odnosi prema  $u_1$  kao

$$\text{tg } \alpha_0 = \frac{\Delta u_{20}}{\Delta u_{10}} = \frac{R_0}{r + R_0} = \frac{1}{1 + \frac{r}{R_0}} \quad \text{6.43.}$$

uz pretpostavku, da su otpori dioda zanemarivi, a otpori  $R^0 \gg R$ . Vođenjem diode  $D_1$  kad je napon u točki c prešao vrijednost  $U_1$ , nagib ulazno-izlazne karakteristike još više se smanjuje, jer je otporu  $R_0$ , sada paralelno priključen otpor  $R_1$ , ~~pa je~~ što se obilježava sa  $R_0 \parallel R_1$  pa je

$$\text{tg } \alpha_1 = \frac{\Delta u_{21}}{\Delta u_{11}} = \frac{R_0 \parallel R_1}{r + R_0 \parallel R_1} = \frac{1}{1 + r \left( \frac{1}{R_0} + \frac{1}{R_1} \right)} \quad \text{6.44.}$$

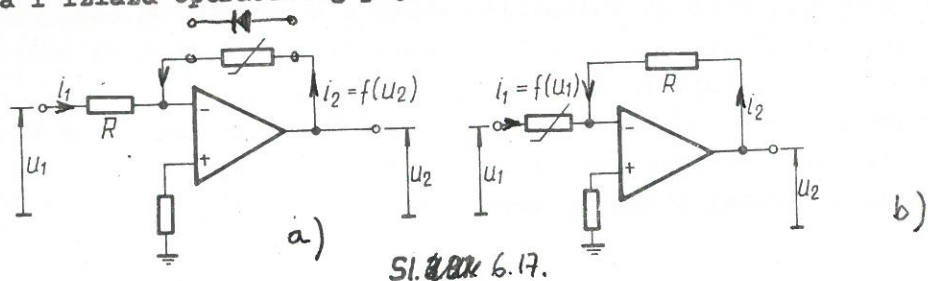
i tako redom

$$\text{tg } \alpha_2 = \frac{\Delta u_{22}}{\Delta u_{12}} = \frac{R_0 \parallel R_1 \parallel R_2}{r + R_0 \parallel R_1 \parallel R_2} = \frac{1}{1 + r \left( \frac{1}{R_0} + \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} \right)} \quad \text{6.45.}$$

Na ovaj način se može ostvariti logaritamska karakteristika koja obično ne obuhvaća više od tri dekade.



Logaritamska se karakteristika može simulirati i na drugi način, tj. ako se u krug povratne veze postavi nelinearni element inverzne funkcije od one koju želimo dobiti između ulaza i izlaza operacionog pojačala. Na sl. ~~6.17.a~~ je prikazano



Sl. ~~6.17~~ 6.17.

operaciono pojačalo sa nelinearnim elementom u krugu povratne veze, a na sl. ~~6.17.b~~ sa nelinearnim elementom u ulaznom krugu. U prvom slučaju vrijedi da je

$$i_1 = \frac{u_1}{R} \quad i \quad i_2 = f(u_2) \quad (6.46 \text{ a i b})$$

kako je  $i_1 + i_2 = 0$ , to izlazi

$$u_2 = f^{-1}\left(-\frac{u_1}{R}\right) \quad (6.47)$$

gdje  $f^{-1}$  označava inverznu funkciju od funkcije  $f$ . U drugom slučaju je

$$i_1 = f\left(-\frac{u_1}{R}\right) \quad (6.48 \text{ a i b})$$

odakle je

$$u_2 = -R \cdot f(u_1) \quad (6.49)$$

Ako u prvom slučaju upotrijebimo diodu u krugu povratne veze koja ima eksponencijalnu karakteristiku

$$i = I_s \left( e^{\frac{qu}{kT}} - 1 \right) \quad (6.50)$$

uz pretpostavku, da je eksponencijalni član mnogo veći od 1 i uz supstituciju za  $u = U_2$  i za  $i = U_1/R$  izlazi

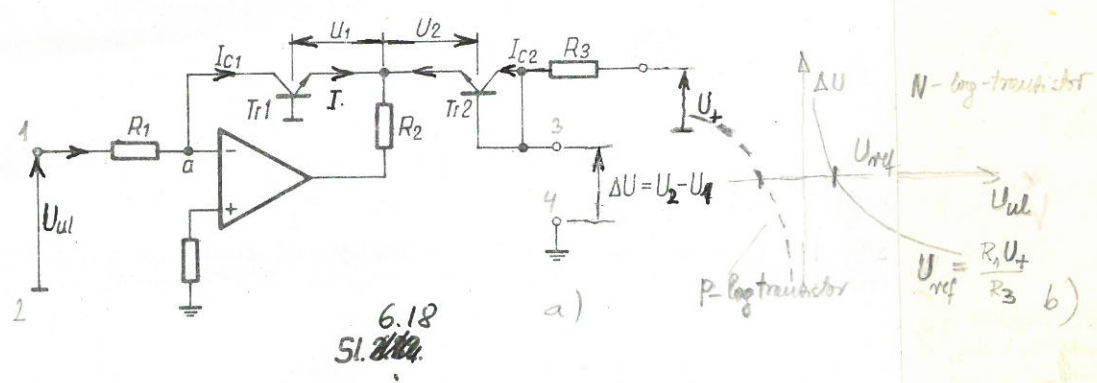
$$U_2 = \frac{kT}{q} \ln\left(-\frac{U_1}{RI_s}\right) \quad (6.51)$$

Negativni predznak ukazuje da prema orijentaciji diode, mora biti na ulazu negativna vrijednost napona kako bi vrijedni logaritma bilo realno. Za drugu orijentaciju diode i struja  $i_2$  bi morale promijeniti smjer prema  $u_2$ . Iz toga proizlazi da napon na ulazu mora uvijek biti negativan, što se postiže negativnom prednaponom. Ovaj sklop je kvadrantan.



U izrazu /6.54/ postoji temperaturno jako ovisna struja  $I_0$ , što je razlog da se ovako jednostavni sklop kod mjernih uređaja rijetko upotrebljava, makar se sa specijalnim "log-diodama" može obuhvatiti i do 7 dekada. Za obične diode eksponencijalni zakon može obuhvatiti <sup>najviše</sup> do 3 dekade.

Sklop koji se često primjenjuje, dat je na sl. <sup>6.18</sup> ~~6.18~~. Ovim sklopom može se pokriti 5 dekada logaritamskom funkcijom, a i temperaturna stabilnost je zadovoljavajuća.



Kolektorska struja nekih tranzistora zadovoljava eksponencijalni zakon i za 7 dekada. Za oba tranzistora Tr 1 i Tr 2 se može napisati da vrijedi  $\alpha \approx 1$  odnosno  $I_c = I_e$

$$I_{c1} = I_{s1} e^{\frac{qU_1}{kT}} \quad 16.524/$$

$$I_{c2} = I_{s2} e^{\frac{qU_2}{kT}} \quad 16.534/$$

Isto tako zbog virtuelnog kratkog spoja točke a može se napisati da je

$$I_{c1} = \frac{U_{ul}}{R} \quad 16.54/$$

a zbog zanemarivog pada napona između baze i emitera drugog tranzistora izlazi

$$I_{c2} = \frac{U_+}{R_3} \quad 16.55/$$

Logaritmiranjem izraza /6.52. i 6.53/ dobiva se

$$U_1 = \frac{kT}{q} \ln \frac{I_{c1}}{I_{s1}}; \quad U_2 = \frac{kT}{q} \ln \frac{I_{c2}}{I_{s2}} \quad 16.56 \text{ i } 6.57/$$

Uvrštavanjem vrijednosti za  $I_{c1}$  i  $I_{c2}$  prema /6.54/ i /6.55/ i uz pretpostavku da su izabrani tranzistori vrlo slični

$$\frac{kT}{2} = U_T$$

( $I_{s1} = I_{s2}$ ) može se napisati, da je napon na izlazu ~~jednak kao~~ jednak ~~kao~~ jednak kao napon  $U_1 - U_2$  tj. razlici napona  $U_2$  i  $U_1$

\* biti pozitivan i negativan već prema tome, da li je koeficijent  $U_{ul}/U_{ref}$  veći ili manji od 1. Za  $U_{ul}/U_{ref} = 1$ , izlasku napon  $\Delta U = 0$ . Funkcija ova izlaskog napona  $\Delta U$  o ulaznom  $U_{ul}$  dana je na sl. 6.18. b.

\* Antilogaritmovanje se ostvaruje prema sklopu na sl. 6.17 b. upotrebom log-transistora kao nelinearnog elementa.



$$\Delta U = -(U_1 - U_2) = -U_T \ln \frac{R_3 U_{ul} I_{S2}}{U_T R_1 I_{S1}} \quad (6.58)$$

odnosno ~~na~~  $\frac{U_{ul}}{U_T}$  ni ~~ni~~  $\frac{U_{ul}}{U_T}$  ni ~~ni~~ pretpostavku da su tranzistori vrlo slični, što znači da je  $I_{S1} = I_{S2}$ , isklasi da je

$$\Delta U = -U_T \cdot \ln \frac{U_{ul}}{U_{ref}} \quad \text{samo za } U_{ul} > 0 \quad (6.59.)$$

Ovdje je ispunjen logaritamski odnos između ulaznog i izlaznog napona. Utjecaj temperatureo jako oslanja ~~na~~ <sup>na</sup>  $I_S$  je pozitivan, pa se dobiva i dobra temperaturnas stabilnost. Kao referentni napon  $U_{ref}$  označen je kvocijent  $U_T R_1 / R_3$  koji se uvijek pozitivno. Izlazni napon može  $\checkmark$ . Prema izrazu (6.59.) je očit da napon na ulazu prema shemi na sl. 6.18a. mora biti samo pozitivan tako da kod prijenosa izmjeničnog ulaznog napona mora postojati pozitivan prednapon, koji ne dozvoljava da ulazni napon ikad postane negativan. ~~Funkcijske elemente napona  $U_{ref} = R_1 U_T / R_3$  je napon kod kojeg je  $I_{S1} = I_{S2}$  prema narednim~~

Logaritamske pojačala su dvostranovantna. No isto kao što ima logaritamskih pojačala koja zahtijevaju samo pozitivni ulazni napon tako se  $\checkmark$  logaritamska pojačala, koja zahtijevaju samo negativni ulazni napon, jer je kod njih logaritmand negativan. U ovom slučaju se u shemi logaritamskog pojačala <sup>(sl. 6.18a)</sup> nalazi kao log-transistor p-n-p tranzistor, za razliku od opisanog slučaj <sup>je</sup> to bio n-p-n tranzistor. Uz upotrebu p-n-p log-transistora, izraz (6.59) ima oblik

$$\Delta U = +U_T \ln \left( -\frac{U_{ul}}{U_{ref}} \right) \quad \text{samo za } U_{ul} < 0 \quad (6.60.)$$

Osim logaritamske karakteristike može se izvesti pojačalo i sa

anti-logaritamskom odnosno eksponencijalnom karakteristikom, gdje je u slučaju upotrebe n-p-n log-transistora ~~može se~~ anti-logaritamski predložiti izrazom

$$U_{izl} = U_{ref} \cdot 10^{-\frac{U_{ul}}{U_T}} \quad (6.61.)$$

$\checkmark$  Zahvaljujući mogućnosti logaritmiranja i anti-logaritmiranja može se provesti na jednostavan način postupak množenja i dijeljenja. Ova mogućnost se koristi upotrebljavajući kod izradbe <sup>sklopa</sup> multiplikatora i dijelitelja, gdje se postižu velike točnosti (bude od 0.25%). Postupak je jednostavan: dva ulazna napona, koji su potrebna pomnožit <sup>prvo se logaritmiraju</sup>, zatim se zbroje i nakon toga od njih se odbije <sup>logaritamski</sup> ~~logaritamski~~ <sup>pa se</sup> dobivom rezultat ~~je~~ anti-logaritmiraju. Tako se na izlazu dobije ~~je~~ <sup>triju napona</sup> produkt i kvocijent (prema izrazu  $x \cdot y / z$ ) isto kao i u slučaju multiplikatora i dijelitelja na sl. 6.15.



6.2.5. Selektivni elektronski voltmetri

Dosada opisani elektronski voltmetri imali su veliku širinu pojasa. Kod nekih mjerenja naročito u telekomunikacijama potrebno je pojačavati samo signale jedne određene frekvencije ili se želi signal odvojiti od šuma i sl. Za sve ovakve svrhe koriste se elektronski voltmetri uskog pojasa, tzv. selektivni elektronski voltmetri. Širina pojasa ovakvog voltmetra može iznositi svega par Hz do nekoliko kHz. Zahvaljujući svojoj vrlo maloj širini pojasa ovakav voltmetar ima mali nivo šuma pa može pojačavati signale od svega 1 μV uz zadovoljavajući omjer signal/šum. Frekvencijsko područje primjene ovakvog voltmetra može obuhvatiti frekvencije od nekoliko stotina kHz pa do više desetaka MHz. Selektivni voltmetri mogu se koristiti upotrebljavajući kod mjerenja faktora izobličenja, stepena modulacije amplitudno moduliranog signala i općenito kod mjerenja amplituda spektra signala.

Za mjerenja jakosti elektromagnetskog polja koriste se mjerači polja koji također selektivni voltmetar da bi mogli izdvojiti željeni signal. Mjerači polja imaju normiranu antenu, koja im omogućava pretvaranje jakosti elektromagnetskog polja u odgovarajuće napone direktno proporcionalne jakosti polja. Ovi se naponi onda izdvajaju selektivnim voltmetrom. Mjerači polja obuhvaćaju sva radio-frekvencijska područja.

Selektivni voltmetri još se ponašaju pod imenom analizatora valnog oblika ili kao mjerni nivo (nivoa).

Selektivni voltmetri sastoje se od tri osnovna dijela: stupnja za upravljanje, selektivnog pojačala, pretvarača razmjernog u istosmjerni napon i indikatora amplitude najčešće analognog. Tehnologija kod koje se indikator amplitude signala može se koristiti na dachu za podizavanje ili ponovno upravljanje frekvenciji digitalno, kako bi praktički bilo nemoguće kontinuirano mjerenje frekvencije i pojačanje filtra, to se koristi se tzv. miješanje.

Miješanje je postupak, koji omogućava transpoziciju spektra signala iz jednog frekvencijskog područja u drugo, a provodi se dovođenjem tog spektra signala i napona poznate frekvencije na nelinearni element. Kao nelinearan element uzima se dioda. Strujno-naponsku karakteristiku nelinearnog elementa najjednostavnije je aproksimirati polinomom drugog reda kao što je to i učinjeno u poglavlju 1.1.3. I strujno-naponska karakteristika diode u jednom svom dijelu može se aproksimirati ovakvom karakteristikom

$$i = a_0 + a_1 u + a_2 u^2 \tag{6.62.}$$

Ako na nelinearni element dovedemo npr. dva napona sinusoidalnog oblika

(sl. 6.19)

$$u_1 + u_2 = U_1 \sin \omega_1 t + U_2 \sin \omega_2 t,$$

$$\tag{6.63.}$$

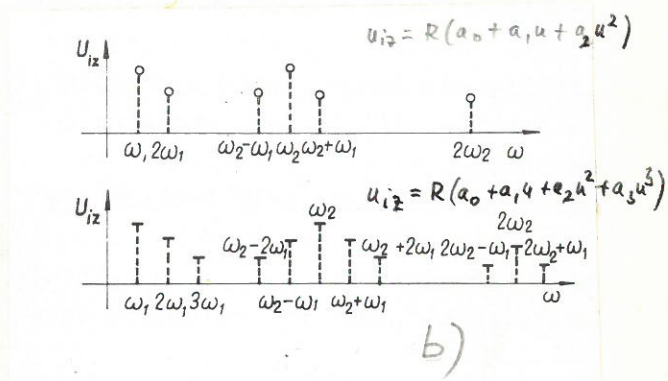
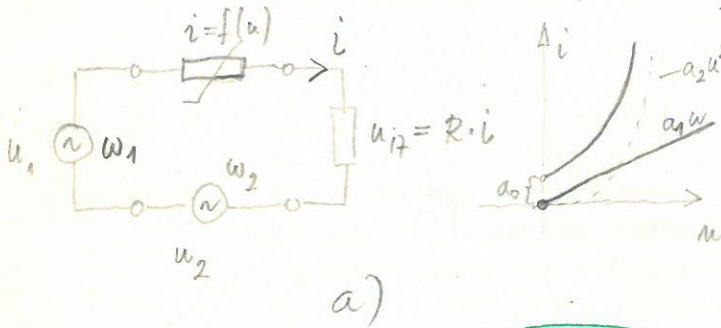


dobit će se supstitucijom (6.63) u (6.62) sljedeći izraz

$$i = a_0 + a_1 U_1 \sin \omega_1 t + a_1 U_2 \sin \omega_2 t + \frac{a_2}{2} U_1^2 + \frac{a_2}{2} U_2^2 - \frac{a_2}{2} U_1^2 \cos 2\omega_1 t - \frac{a_2}{2} U_2^2 \cos 2\omega_2 t + \frac{a_2}{2} U_1 U_2 \cos (\omega_1 - \omega_2) t - \frac{a_2}{2} U_1 U_2 \cos (\omega_1 + \omega_2) t \quad (6.64)$$

Očito je da se u izrazu (6.64) javljaju osim osnovni signal i drugi harmonički članovi kao i zbroj i razlika frekvencija. Da je u ~~stacionarnoj~~ <sup>nelinearnoj</sup> karakteristici ~~stabilna~~ usit. u dobit i član sa frekv. potencijom pojavio bi se i drugi harmonik.

Opcijom se može reći da za bilo koji n-reda postoji i harmonički članovi n-og reda, a članovi zbroja i razlike frekvencija izgledaju općenito  $\sqrt{m}\omega_1 \pm m\omega_2$  gdje su m i m prirodni brojevi. Na sl. 6.19.a prikazana su dva izvora napona  $u_1$  i  $u_2$ , nelinearni element, kao i otpor R na kojemu struja i stvara pad napona  $u_{iR} = R \cdot i$ . Spiktor signale u slučaju kvadratnog i kubnog polinoma vidi se na sl. 6.19.b.



sl. 6.19.

Transpozicija frekvencija ostvaruje se zbrojem odnosno razlikom frekvencija  $\omega_1$  i  $\omega_2$ . Frekvencija  $\omega_2$  potiče iz oscilatora, a frekvencija  $\omega_1$  je frekvencija ulaznog napona, koja se u slučaju zbroja frekvencija pretvara u višu frekvenciju  $\omega_1 + \omega_2$ , a u slučaju razlike  $\omega_2 - \omega_1$  u nižu frekvenciju od frekvencije oscilatora  $\omega_2$ . Zbroj i razlika frekvencija se dobivaju iz produkta dviju sinusoida prema poznatoj trigonometrijskoj relaciji

$$\sin \omega_1 t \cdot \sin \omega_2 t = -\frac{1}{2} [\cos (\omega_1 + \omega_2) t - \cos (\omega_1 - \omega_2) t] \quad (6.65)$$

Kod svake nelinearne karakteristike gdje je prisutan kvadratni član ili bilo koji član više potencije od druge dolazi do produkta dvaju ulaznih napona  $u_1$  i  $u_2$ . Tako je u slučaju kvadratne karakteristike zbog kvadratnog člana

$$a_2 u^2 = a_2 (u_1 + u_2)^2 = a_2 u_1^2 + \underline{2a_2 u_1 u_2} + a_2 u_2^2 \quad (6.66)$$

Ovdje je produkt dvaju članova  $2a_2 u_1 u_2$ . Do produkta dvaju napona



se može doći ne konstante se samo nelinearnim elementom koji ima kvadratni član nego i sklopovima koji omogućuju direktno umnoženje dvojni napona. U vrijeme tehnike elektroničke cijevi to su bile posebne cijevi sa više rešetaka tzv. oktode ili heksode kod kojih se naponom na jednoj rešetki mijenja strujna obnova na drugu rešetku. Produkt dvojni napon može se postići multiplikatorom, koji je predstavljen diferencijalnim pojačalom, kako je to opisano u poglavlju 2.2 od 2.10. i 3.3.1 c. Podmijeni primjene multiplikatora obično ~~frekvencije~~ ne premašuju frekvencije veće od 10 MHz, dok se diode mogu primjenjivati i u podmijeni frekvencija koji su veće od 100 GHz. Osim toga mijenjanje na upotrebu dioda postiže se velika jednostavnost sklopa za mijenjanje.

Selektivni elektronski voltmetar je u principu jedno uskopojasno pojačalo koje izdvaja samo <sup>napon</sup> jednu frekvenciju spektra, dok druge prigušuje. Da bi se moglo odabrati bilo koji frekvenciji u spektru potrebno bi bilo podesejavati filter za svaku ovakvu frekvenciju, što je praktički neostvarivo, pa se zato iskoristava mogućnost transpozicije frekvencija na principu mijenjanja ~~frekvencija~~.

selektivnost, to se koristi mijesanje. Miješanjem napona frekvencije  $f_x$  i napona frekvencije oscilatora  $f_0$ , dobiva se na izlazu iz stepena za mijesanje ~~suma~~ <sup>zbroj</sup> i razlika ovih frekvencija  $f_x + f_0$  i  $|f_0 - f_x|$  uz <sup>sva</sup> ostale više harmonike <sup>članove</sup>. Pojasni propust sa pojačalom je tako podešen da propušta samo razliku ovih frekvencija  $f_0 - f_x = f_m$  (medufrekvencija), dok su <sup>svi</sup> ostali <sup>članovi</sup> više harmonika <sup>sa</sup> sumom frekvencija  $f_x + f_0$  znatno prigušeni. Na ovaj način možemo odabrati bilo koji ulazni napon frekvencije  $f_x$ , koji je obuhvaćen mogućnošću promjene frekvencije oscilatora, jer je ~~dok je centralna frekvencija propusnog pojasa filtra  $f_m$  čvrsta vrijednost i filter se ne podešava~~

$$f_x = f_0 - f_m$$

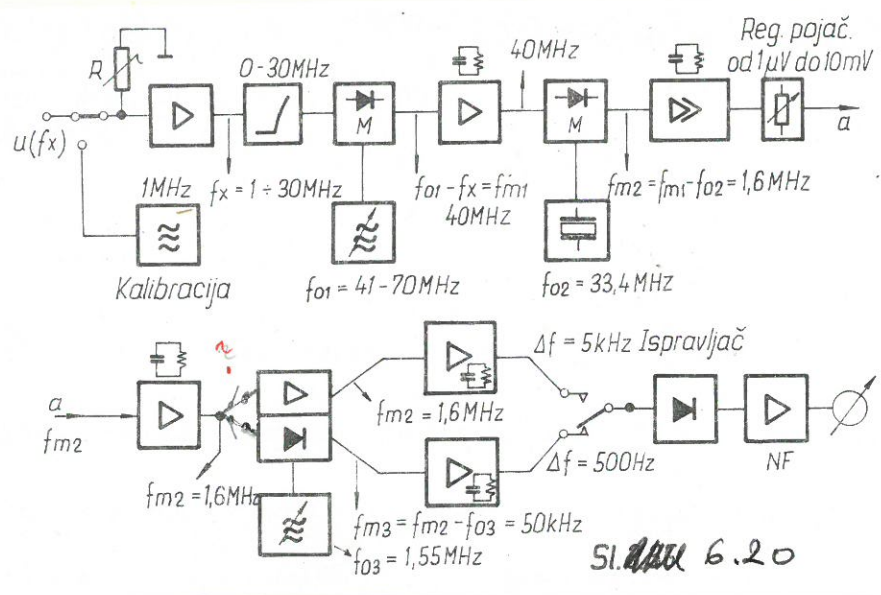
18/18/68 (6.67)

ima i obratni gdje je  $f_x - f_0 = f_m$ , pa je  $f_x = f_0 + f_m$ .

Jedna pojednostavljena blok shema selektivnog elektronskog voltmetra prikazana je na sl. 6.20.)

Ovaj selektivni elektronski voltmetar ~~može mjeriti~~ može mjeriti napone u području frekvencija od 1 do 30 MHz. Na ulazu selektivnog voltmetra nalazi se preklopnik za odabiranje ulaznog otpora (npr. 50, 60, 120, 600  $\Omega$  i  $> 20 k\Omega$ ). Naponi frekvencija od 1 do 30 MHz pojačavaju se ulaznim pojačalom, dok su naponi frekvencija većih od 30 MHz potisnuti niskim propustom, granične frekvencije nešto iznad 30 MHz. ~~Pažnja je praktički nemoguće mijenjati propusni pojas filtra uz njegovu zadovoljavajuću~~





Sl. 6.20

Samo jedno miješanje nije dovoljno, da bi se mogla ostvariti dovoljna selektivnost. U takvom slučaju se koristi frekvencijski

↓ signal  $f_{m1}$  (40 MHz) ponovo miješa sa frekvencijom drugog oscilatora  $f_{o2}$  (38,4 MHz), koja je čvrsta zbog nepromjenljive međufrekvencije  $f_{m1}$ , tako da je

$$f_{m2} = f_{m1} - f_{o2} \quad \text{Sl. 6.20 (6.68.)}$$

Na ovoj međufrekvenciji  $f_{m2}$  (1,6 MHz) se ostvaruje najveće pojačanje višestepenim pojačalom. ~~Širina propusnog pojasa u ovom slučaju iznosi oko 5 kHz.~~ Ako se želi postići još veća selektivnost (od npr. 100 Hz do nekih 500 Hz), onda se izvodi još jedan stupanj miješanja, tako da se dobije još niža međufrekvencija  $f_{m3} = f_{m2} - f_{o3}$  (u ovom slučaju je  $f_{m3} = 50$  kHz).

Svojstvo nekog nepropusnog pojačala da izdvoji napužnu frekvenciju od napuže druge frekvencije odnosi se na selektivnost i osnovna je karakteristika selektivnog pojačala.

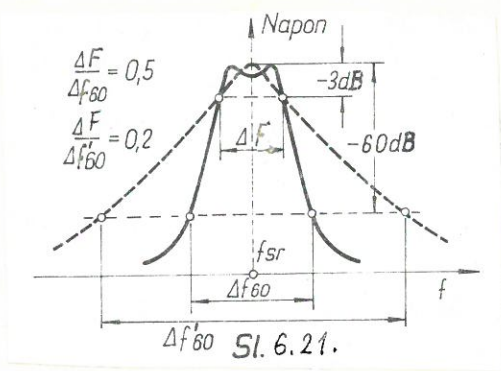
Širina propusnog pojasa  $\Delta F$  se ne može definirati samo odnosom  $\Delta F / f_{sr}$  prema centralnoj frekvenciji  $f_{sr}$ , nego treba uzeti u obzir i strmost "bokova" krivulje selektivnosti. Ovo se može odrediti odnosom širina frekventnog pojasa na -3dB i -60 dB. (Negdje se umjesto -60 dB uzima -40 dB.)

Na sl. 6.24. prikazane krivulje imaju isti pojas propuštanja  $\Delta F$  na -3 dB, ali različiti  $\Delta F_{60}$  na -60 dB. Tako da je taj odnos za punu krivulju 1:2, a za crtkanu 1:5. Kod selektivnih voltmetara taj odnos nikad nije manji od 1:2.

transmitidos

✓\* Frekvencija na kojoj se dobije maksimalni odziv analognog instrumenta je frekvencija tog harmoničkog člana. Kako bi se frekvencija harmoničkog člana što točnije mogla odrediti, <sup>neki</sup> vstupljaju seletrom elektronski voltmetri imaju upravo digitalno mjerenje frekvencije, koje mjere direktno frekvenciju promjenjivog oscilatora. Očitovanje frekvencije na disku se podrazumijeva oscilator ~~stara~~ <sup>mnogo točnije</sup> nije točnije od 1%, pa se <sup>digitalno</sup> mjerenje frekvencije koristi u smislu ~~određivanja~~ <sup>određivanja</sup> ~~svakog~~ <sup>određivanja</sup> frekvencije harmoničkog člana.





Što je odnos  $\Delta F/f_{sr}$  manji, filter je složeniji i vrlo teško bi se mali odnos  $\Delta F/f_{sr}$  <sup>i velika selektivnost</sup> ~~ostvariti~~ <sup>dobro ostvariti</sup> bio ~~mnostrukog~~ <sup>mnostrukog</sup> uješavanja.

~~ΔF/f<sub>sr</sub> manji, filter je složeniji~~ Ako bi se sa međufrekven-  
cijom  $f_{ml}$  od npr. 40 MHz htio ostvariti pojas propuštanja od  
500 Hz, to bi zahtijevalo omjer  $\Delta F/f_{sr} = 1,25 \cdot 10^{-5}$ , koji bi  
u mnogao tih na velike tehničke poteškoće ostvariti, ali nakon  
dva uslopnja uješavanja frekvencija od 40 MHz prvo se smanjuje na  
1,6 MHz, a zatim od 1,6 MHz na 50 kHz. U ovom slučaju pojas propuštanja  
od 500 Hz nije teško ostvariti, jer je  $\Delta F/f_{sr} = 10^{-2}$ , pa ga lahko postiže sa  
jednostavnim filterom.

Stabilnost <sup>frekvencije</sup> prvog oscilatora, važno je da bude vrlo dobra, jer se odstupanja  
ove frekvencije od nominalne mjedivosti prenose na do najviše međufrekvencije  
(u ovom slučaju  $f_{m3} = 50 \text{ kHz}$ ). Ako je stabilnost prvog oscilatora  $\Delta f_p/f_{01} = 10^{-4}$ ,  
što kod 50 MHz znači <sup>ne velika moguća</sup> odstupanja od 5 kHz, to <sup>ida</sup> ~~ovaj~~ <sup>odstupanja</sup> kod ~~veće~~  
međufrekvencije ~~više~~ od 50 kHz, predstavljaju vrlo velika odstupanja od 10%.  
Zato je važno izvesti vrlo stabilan prvi oscilator.

Postoje <sup>postoje</sup> danas izvedbe, gdje se može postići vrlo velika  
tačnost promjenljive frekvencije <sup>oscilatora</sup> pomoću tzv. sintetizatora  
frekvencije, no ovo je <sup>relativno</sup> skupno rješenje za većinu izvedbi selektiv-  
tivnih elektronskih voltmetara (poglavlje 8.3.2.)

Na izlazu selektivnog volt-  
metra signal sa druge ili treće međufrekvencije ~~se~~ <sup>se</sup> dovodi na <sup>izmjenično</sup> istosmjerni  
<sup>pretvarač</sup> sa odzivom ponajčešće na srednju vrijednost. Isprav-  
ljeni se signal zatim istosmjernim pojačalom pojačava, ako je to  
potrebno za pogon instrumenta sa pomičnim ~~svižkom~~ <sup>svižkom</sup> namotajem.

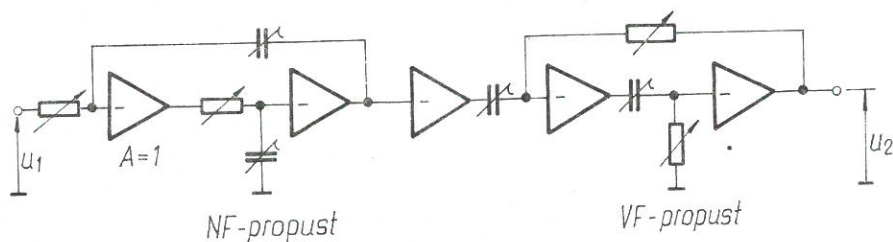
Većina izvedbi selektivnog voltmetra imaju uz linearni  
i logaritamski odziv, što se postiže odgovarajućom izvedbom  
pojačala između pretvornika i indikatora, na način opisan u pret-  
hodnom poglavlju. Logaritamski odziv je naročito pogodan kod  
mjerjenja komponenti signala <sup>jako</sup> ~~veće~~ različitih amplituda, kod mje-  
renja distorzije i sl.

✱



U kategoriju selektivnih <sup>elektronskih</sup> voltmetara spadaju i analizatori buke (bukomjeri). Zbog niske frekvencije signala, koji se mjeri ( $f_x$  od 20 Hz do 20 kHz)

ne može se provesti miješanje, nego se mijenja u skokovima ili kontinuirano <sup>središnja</sup> ~~centralna~~ frekvencija pojasnog propusta. Pojasni propust se najčešće izvodi kao aktivni filter, da se izbjegnu induktiviteti. Izvedba jednog takvog filtra koji se sastoji iz niskog i visokog propusta serijski spojenog predložena je na sl. 6.22. Za kontinuiranu <sup>promjenu</sup> frekvencije koriste se potencijometri, a kondenzatori <sup>za područja</sup> frekvencija. ( $\Delta f/f_{sr}$  <sup>obično je</sup> 0,01). <sup>sa preklapnikom</sup>



Sl. 6.22.

Dosta izvedbi koristi i filter tipa dvostruko T ili premošteno T, postavljenog u petlji povratne veze pojačala, <sup>jer se radi o zapotnom filteru</sup> (pojasnoj brauni). Ovi filteri su <sup>pobliže</sup> opisani u <sup>sljedećem</sup> poglavlju.

### 6.2.6. Analizator harmoničkih isobličenja signala

Nelinearna isobličenja signala naročito su kritična u audio tehnici: odobro tehnici <sup>reprodukcije</sup> zvuka, u telekomunikacijskim sistemima, i u mjernoj tehnici. Nelinearna isobličenja su posljedica nelinearne amplitudno-amplitudne karakteristike, a očituju se u nastajanju novih harmoničkih članova <sup>na izlazu</sup>, koji nisu bili prisutni na ulazu u mjerne kanal. ~~Tako npr. jedan napori sinusoidalnog valnog oblika na ulazu gubi taj oblik na izlazu iz mjerne kanale.~~  
O nelinearnim isobličenjima bilo je više govora u poglavlju 1.1.3. i tamo je pokušano da je nelinearno isobličenje definirano izrazom

$$D^* = \frac{\sqrt{U_2^2 + U_3^2 + \dots}}{U_1} \quad (6.69)$$

gdje je  $U_1$  prvi harmonički član, dok su  $U_2, U_3, \dots$  drugi, treći i viši harmonički članovi. Budući je teže izmjeriti samo prvi harmonički član, usvaja se



prvi član sa svim ostalim harmoničnima tj signal koji se dobiva na isteku iz pojačala

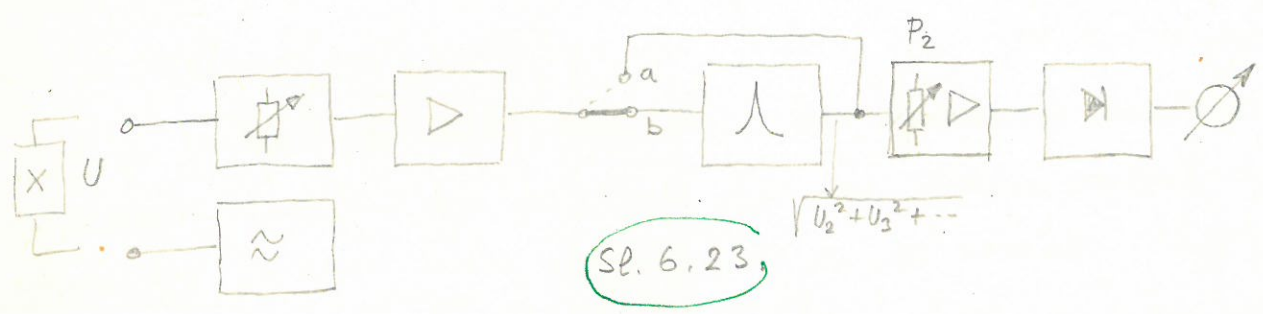
$$D^{**} = \frac{\sqrt{U_2^2 + U_3^2 + \dots}}{U} \quad (6.70.)$$

gdje je  $U = \sqrt{U_1^2 + U_2^2 + U_3^2 + \dots}$ . Posredstvom  $D^{**}$  mrijeh je lako odrediti  $D^*$  prema iznosu

$$D^* = \frac{D^{**}}{\sqrt{1 - D^{**2}}} \quad (6.71)$$

Kod ne velikih izobličenja, gdje  $D^*$  mali, faktori nelinearnih izobličenja su gotovo isti. Tako je čak za veliko izobličenje od  $D^{**} = 10\%$ ,  $D^* = 1.005 D^{**}$ , što predstavlja zanemarljivu razliku između  $D^{**}$  i  $D^*$ .

Mjerenja nelinearnog izobličenja provode se prema definiciji (6.70) za  $D^{**}$  uređajem, čija je principijelna blok shema dana na sl. 6.23.



Mjerenje se provodi tako, da se napon U uz prebacenu preklopku u položaj "a" mjeri direktno na instrumente sa posebnim uređajem. Potencijometrom  $P_2$  podese se pojačanje da daje maksimalni otklon instrumenta ( $D^{**} = 100\%$  kao da je  $100\%$  izobličenje). Na taj način se provodi tzv. kalibriranje U gdje se jedinica mjedvošt. i mijeđuosti U daje se jedinica mjedvošt. (kao da je  $100\%$  izobličenje). Na taj način se provodi tzv. kalibriranje U, zatim se preklopka prebacuje u položaj "b", kada se zaponnim filtrom (pojasna brana) izdvaja prvi harmonički član  $U_1$  iz signala U. Instrument sada mjeri mjedvošt napona  $\sqrt{U_2^2 + U_3^2 + \dots}$

$$(6.72)$$

Kako se je kalibriranjem, tj. postavljanjem pojačanja, da daje maksimalni otklon koji odgovara  $100\%$  izobličenju ili mjedvošt 1 za U, to je kod drugog mjerenja otklon proporcionalan mjedvošt viših harmoničkih članova (6.72) i predstavlja  $D^{**}$  odnosno procent maksimalnog otklona ( $U=1$ ). Ovo postavljanje pojačanja na maksimalnu mjedvošt izvodi se najčešće automatski, na koji način se sustav obično vrši uvođenjem i pojednostavljuje postupak kod mjerenja



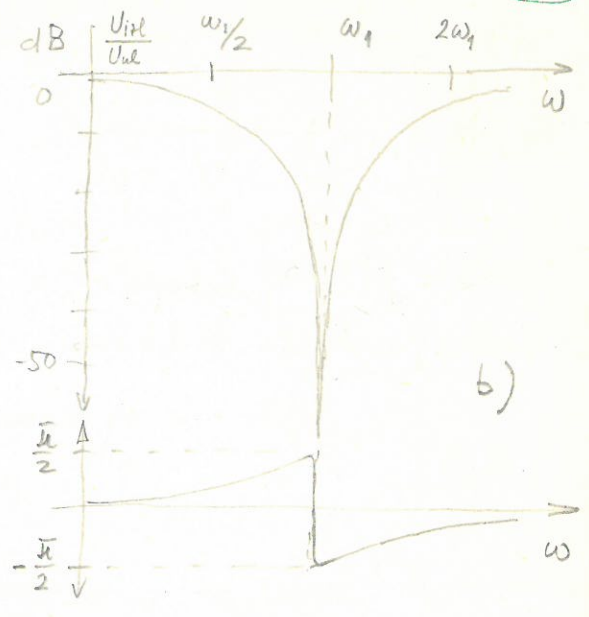
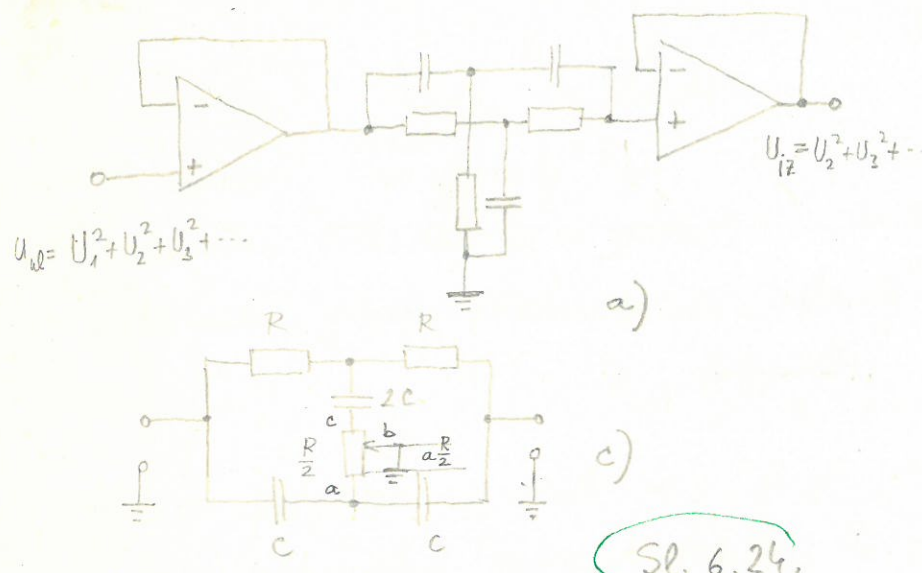
proporcio kad se radi o različitim amplitudama mjerenih signala.  
 Budući su veličine osnovnog člana  $U_1$  i ostalih harmoničkih članova  $U_2, U_3, \dots$   
 dane kao kvadrati, to se radi o suprenju efektivne vrijednosti, pa razmjernično  
 istovremeno pretvoriti ima obzir na efektivnu vrijednost. Isklješćanja koja se  
 mogu mjeriti ovim postupkom nisu manja od 0.002% u najkolijim slučajima.

Performanije analizatora nelinearnog isklješćanja ovise mogućostima <sup>zajavnog</sup> filtra  
 (notch-filter). ~~Na zaponu filter postavlja se vrlo veliki zahtjev, što proizlazi~~  
 iz činjenice, da je potrebno <sup>jako</sup> potisnuti prvi harmonički član, koji prema ostalim  
 harmoničkim članovima mora biti više stotina pa i tisuća puta veći. Da bi bio  
 prvi član dovoljno potisnut, on mora biti barem stotinom puta manji  
 od ostalih članova, pa da pogreška <sup>koj</sup> mjerenja ne bude veća od 1%. Prema  
 tome, što se želi postići manje mogućnost manjeg isklješćanja kod mjerenja,  
 to se veći zahtjevi postavljaju na filter. Osim toga kod zaponih filtara  
 gdje je gušćenje vrlo veliko tako da je prvi harmonički član dovoljno potisnut  
 što može iznositi i više od 80db, javlja se problem vanjskih smetnji i  
 šuma koje po svojoj <sup>točno</sup> iznosu mogu biti veći od preostale visile harmoničke <sup>mjenjane signala</sup>.

~~Time omogućiti~~ <sup>točno</sup> ~~U mjerenju faktora isklješćanja~~. Ako je ulazni signal npr.  
 2V sa sve frekvencije ~~u~~ ulaznog signala osim sa prvi harmonički član, gdje  
 gušćenje npr. 100db, to znači da će veličina prvog harmoničkog člana biti  
 svega 20  $\mu V$ . Vrlo mali ~~u~~ napona prvog harmoničkog <sup>člana</sup> može biti bilo  
 višestruko "prekrovi" naponima smetnji i šuma i na taj način omogućiti  
~~točno~~ <sup>u ovom slučaju</sup> ~~određivanje~~ mjeduvrste visile harmoničkih <sup>smetnji</sup>, koji kod mjerenja faktora  
 isklješćanja u području 0.01%, iznose 200  $\mu V$ . Utjecaj vanjskih <sup>u ovom slučaju</sup> ~~u~~ je još veći, ako  
 se usme u obzir, da radi povećanja selektivnosti mnogi filteri zahtijevaju  
 veliki otpor (malo opterećenje) na svom izlazu (Wienov most). Kao zaponi  
 filteri najčešće se upotrebljavaju filteri dvostrukog T i Wienov most. Ovaj posljednji  
 je posebno pogodan za automatsko podešavanje na <sup>frekvenciji</sup> prvog harmoničkog člana.  
 Na sl. 6.24.a pridružen je filter dvostrukog T, a na sl. 6.24.b njegova amplitudna i faza karakteristika.  
 Na sl. 6.24.a pridružen je filter dvostrukog T, a na sl. 6.24.b njegova amplitudna i faza karakteristika.  
 se postići najbolji rezultati, tj. ne mogu se postići mjerenja faktora isklješćanja

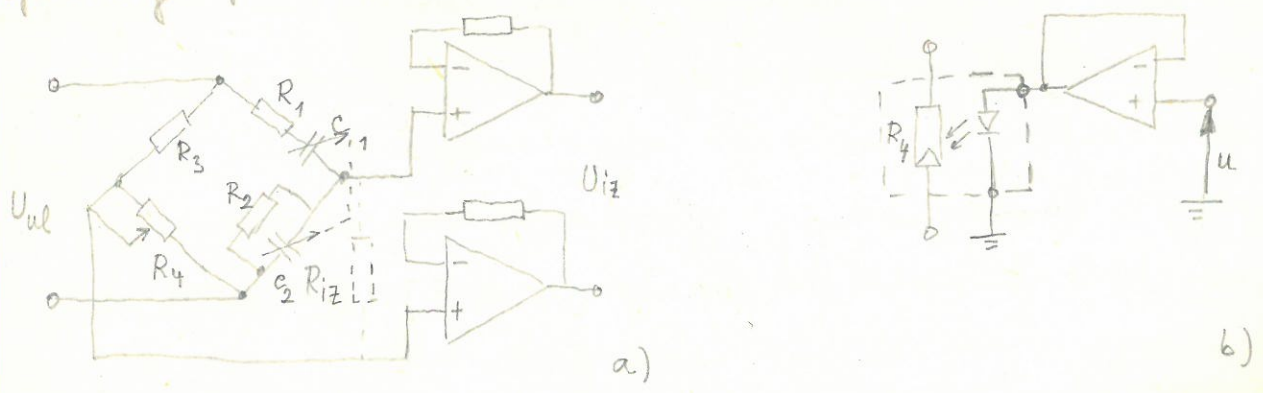


manji od oko 0.05%.



Sl. 6.24.

Na sl. 6.24b se vidi kako je selektivnost filtra dvostruka T velika i kako se mora točno podeti <sup>svakoj</sup> frekvencija filtra <sup>uist</sup> na vrijednost  $\omega_1$  da bi se dobilo maksimalno gubnje. Zato svaki filter mora imati mogućnost podešavanja na frekvenciji prostora ulaznog signala. Kako se to može izvršiti vidljivo je na sl. 6.24.c. Osim toga zbog vrlo selektivne amplitudno-frekvencijske karakteristike podešavanje filtra na rezonantnu frekvenciju je dosta otežano pa se dešava kod upotrebe faktora izobličenja ovih <sup>u većini slučajeva</sup> podešavanje vrši <sup>u automatski</sup>. Na sl. 6.25. prikazan je Wienov most kao reponni filter. U slučaju ravnoteže mosta gubnje je teoretski beskonačno veliko. Praktički to ovise o veličini opterećenog otpora  $R_{iz}$  na izlazu iz filtra, koji je poznato da bude što veći



Sl. 6.25.

kako bi što manje opterećivao most, Resonancija se u ovom slučaju postiže kada se

$$\omega_1 = \frac{1}{\sqrt{R_1 C_1 R_2 C_2}} \tag{6.73.}$$

što se slučaj da je  $R_1 = R_2$  i  $C_1 = C_2$  prihvata još jednostavniji oblik  $\omega_1 = (R \cdot C)^{-1}$ . Izvod izraza (6.73.) dat je u poglavlju o oscilatorima (8.2.2.). No da se postigne maksimalno gustenje potrebno je još i ostvariti uslov da je

$$R_4 = R_3 \left( 2 \frac{R_1}{R_2} + \frac{C_2}{C_1} \right) \tag{6.74.}$$

gdje je potrebno provesti vrlo fino podešavanje mjeduvosti  $R_4$  kako bi se maksimalno gustenje i ostvarilo. Na sl. 6.25. b je pokušano kako se mjeduvost otpora  $R_4$  može mijenjati kao funkcija napona  $u$ . Tako se može izvesti automatsko podešavanje mosta na maksimalno gustenje. Sa kondenzatorima  $C_1, C_2$  dovede se <sup>na</sup> most ~~što~~ klisu frekvencije  $\omega_1$  zbog harmoničkog člana, a zatim se most <sup>ponoću napona i mjeduvosti otpora  $R_4$</sup>  ~~podređuje~~ na tačku mjeduvost  $\omega_1$ , gdje se gustenje mosta maksimulno. Da se most može dovesti u podnizje resonancije (ponoću kondenzatora)

postoji optički indikator sa svjetlećim diodama, koji svojim svjetljenjem ukazuje na <sup>okretanja gumba za podešavanje</sup> ~~svjetlo~~ u kojem treba vršiti podešavanje mosta, da bi ga se dovelo u podnizje, gdje se može samostalno (automatski) poduzeti. Pod svojim okretanja gumba za podešavanje misli se na povećanje ili smanjenje kapacitivnosti kondenzatora  $C_1, C_2$  u granama mosta.

Neki vrstezi za mjerenje faktora isobličjenja imaju ugrađen i izvor sinusnog naponskog oblika (sa vrlo malim isobličjenjem), koji omogućava mjerenje nelinearnosti isobličjenja  $\epsilon$  i kod ~~pasivnih sklopova, kao što su pojačala, filtera i sl. koji sami po sebi nisu izvori napona, nego se ovaj mora provesti na njihov ulaz.~~

Primjenjiva frekvencija sinusnog napona ovog izvora je potrebna iz razloga, što se faktor isobličjenja nekog pojačala mjeri na istu frekvenciju u podnizju pojačanja pojačala, jer on nije u cijelom podnizju, st. Isto tako faktor isobličjenja pojačala jako je ovisan o različitim ulaznim signalima. Što je ulazni ~~signal~~ napon pojačala veći, to je za očekivati i veća isobličjenja. Opcionito se može reći da



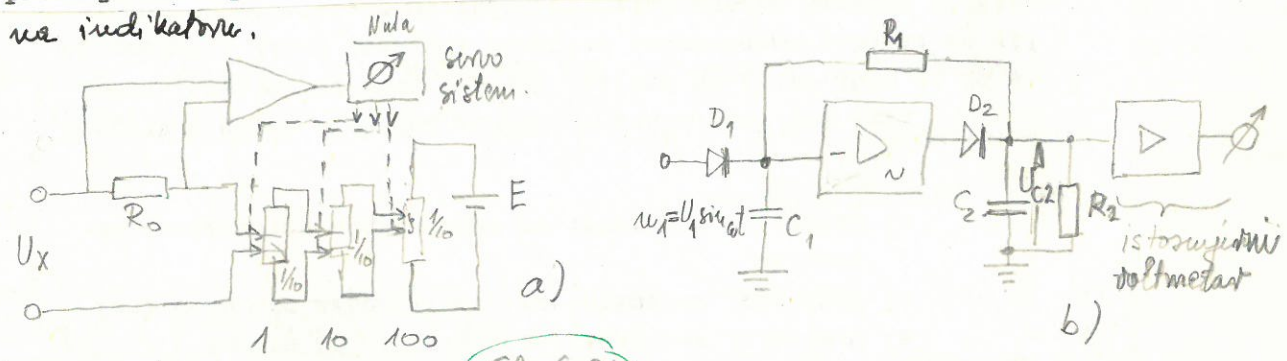
\* Zbog velike točnosti ovog instrumenta on se koristi za baždarenje drugih instrumenata uključujući u to: digitalne voltmetre, precizne djelitelje, laboratorijske standarde napona itd. ~~Zbog~~

No zbog dugog vremena podešavanja i njihove visoke cijene ne koristi se za mjerenje napona u obične svrhe gdje se ne traži <sup>posebno</sup> velika točnost.





napon se dobiva temperaturno kompenziranom Zener diodom, dok se i ostali temperaturno ovisni elementi drže u termostatu. Povećanje osjetljivosti nul-instrumenta postiže se posredstvom pojačala, koje omogućava identifikaciju razlike napona od  $1\mu V$ . Na ovaj način je ostvarena vrlo velika točnost u mjerenju od ~~10,002%~~ čak  $\pm 0,002\%$ , kad se diferencijalni voltmetar predviđa kao standard. Kako su položaji <sup>preklopnika</sup> preklopnika diskretne vrijednosti, to je indikacija digitalna. Svakom položaju preklopnika odgovara jedan broj koji predstavlja napon  $x$  i ~~preklopnici~~ <sup>preklopnici</sup> se na indikatoru.



Sl. 6.26.

Na sl. 6.26 a prikazan je princip rada diferencijalnog voltmetra. ~~na detaljniji~~. Da se poveća osjetljivost nul-instrumenta, upotrebljeno je pojačalo. Ovo pojačalo upravlja u ovom slučaju sa tri servomotora od kojih svaki pokriva jednu dekadu. Svaka miša dekada obuhvaća deseti dio prethodne dekade. Prvo se upravlja servo motor prve dekade. Kad se on sastavi upravlja se motorom druge dekade, pa onda treće. Svaki ~~na~~ položaj dekade indikira se kao mjednost napona. Opisani diferencijalni voltmetar mjeri samo istosmjernu naponu. Za mjerenje izmjeničnog napona i to mjerenje maksimalne <sup>(gjemene)</sup> mjednosti može se upotrijebiti uređaj prema slici 6.26. b. koji također djeluje na kompenzacijskom principu. Sa prethodne izmjeničnog u istosmjernu napon sa odsvom na gjemenu mjednost ~~izmjerni~~ preostale izmjenične komponente se pojačava i nakon pretvaranja u istosmjernu mjednost na drugom ~~isto~~ izmjenično-istosmjernom pretvaranju dovodi se na ulaz pojačala. Dok je napon  $U_{c2}$  manji od  $\pm$  gjemene mjednosti ulaznog napona  $U_1$  napon  $U_{c2}$  raste, no kad se on izjednači prelazi i porast napona  $U_{c2}$  pa je  $U_{c2} = U_1$ . Što je veći pojačanje pojačala  $U_{c2}$  točnije odgovara gjemenoj mjednosti ulaznog napona  $U_1$ .







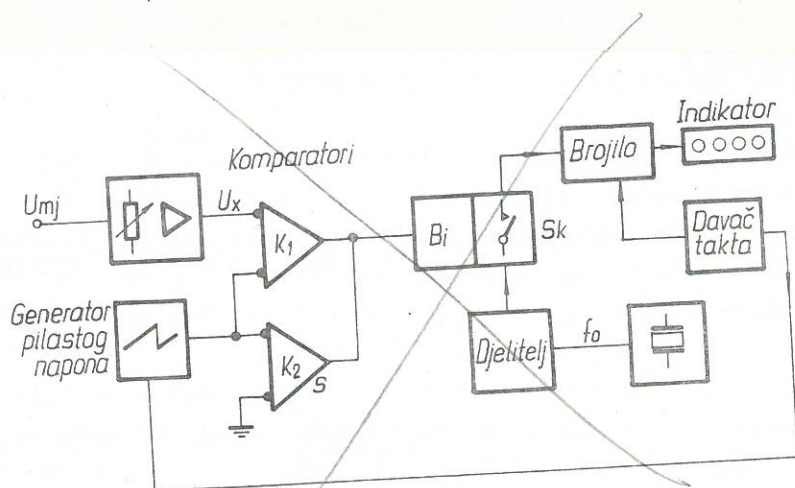




Prije pristupa opisu pojedinih digitalnih sklopova opisat će se djelovanje naponskih komparatora. Naponski komparatori su sklopovi koji se koriste da naznače trenutak kada je neki proizvoljni napon  $u_1$  dosegao nivo referentnog napona  $U_{ref}$ . U momentu izjednačenja proizvoljnog napona  $u_1$  i referentnog napona  $U_{ref}$ , komparator na izlazu promjeni stacionarno stanje ili dađe jedan kratki impuls. Ova promjena stanja mora biti vrlo brza. Okidanje ne smije nastupiti ni prije ni nakon što je proizvoljni napon dosegao vrijednost referentnog napona  $U_{ref}$ .

- 271 -

kontrolira nekoliko parametara (krvni pritisak, disanje, ot-



Sl. 6.10.

Istosmjerni napon, koji se mjeri  $U_{mj}$  dovodi se na ulaz pojačala, povećava se ili smanjuje atenuatorom ispred pojačala, dok ga se ne dovede u odgovarajuće mjerno područje. Tako da se na komparatoru  $K_1$  nalazi napon  $U_x$  i pilasti napon iz generatora pilastog napona, najčešće izvedenog Miller-ovim integratorom. Na komparator  $K_2$  dovodi se pilasti napon i nul-ti napon (uzemljenje). Na sl. 6.10. prikazan je padajući pilasti napon koji "pada" od vrijednosti napona  $U_p'$  do vrijednosti  $U_p''$ . U momentu koincidencije između mjerenog napona  $U_x'$  i padajućeg linearnog napona, pojavljuje se na izlazu iz komparatora  $K_1$  okidni impuls, koji zatvara sklopku  $Sk$ . To je tzv. start impuls. Daljnjim padanjem linearni napon presjeca apscisu kada okida drugi komparator  $K_2$  koji daje stop impuls. Ovaj impuls otvara sklopku  $Sk$ . Za vrijeme  $\Delta t_x'$ , dok je sklopka bila zatvorena impulsi, kojih frekvencija  $f_0/a$  je određena iz stabilnog oscilatora sa kristalom, dolazili su do brojila, koje je pokazivalo njihov broj  $N$  u vremenskom intervalu  $\Delta t_x'$ . Da je napon



6.3. Digitalni elektronski voltmetri.

6.3.2. Elementi digitalnih mjernih uređaja

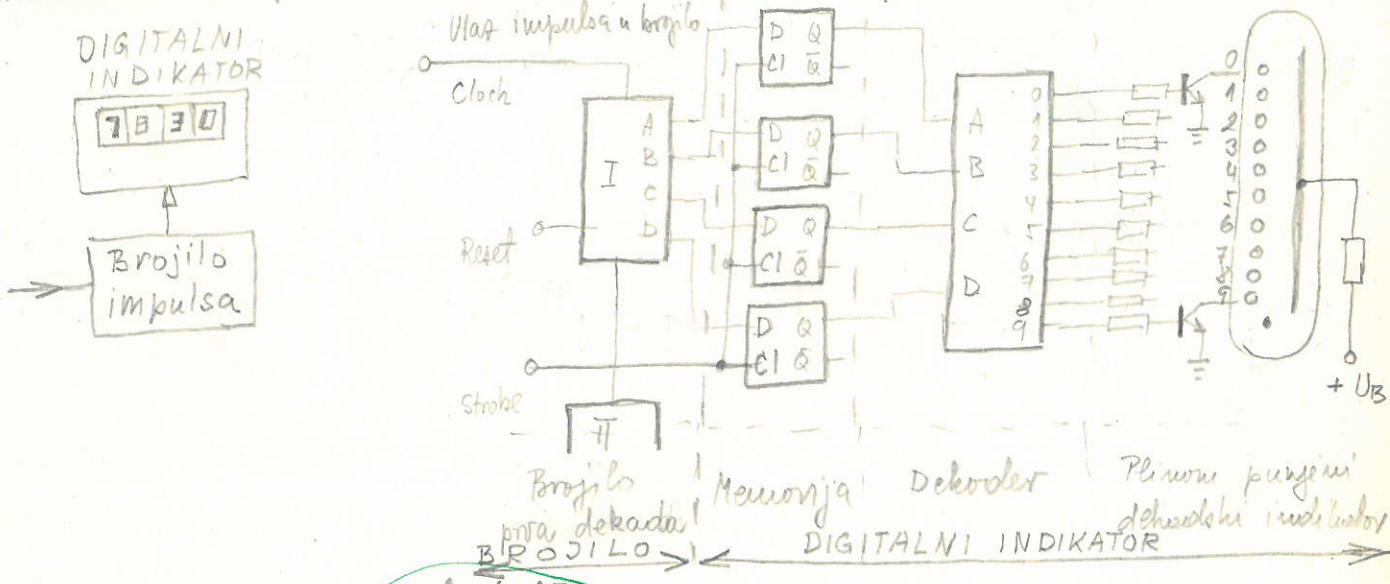
Kod većine digitalnih mjernih uređaja može se uočiti nekoliko osnovnih elemenata zajedničkih sa sve digitalnim uređajima. Na sl. 6.1 na početku ovog poglavlja vidi se da je to analogni-digitalni pretvarač i zatim digitalni indikator. Za pogon digitalnog indikatora potrebno je najčešće pretvoriti ~~digitalni~~ binarnim brojem izraženom veličinu signala u dekadski broj, za što je potreban dekoder. Kako su binarni signali koji dolaze iz <sup>(latch)</sup> brojila kao prouzročitelj potrebne je i kratkotrajna memorija koja se kratko vrijeme pamti binarni broj i prikazuje ga na <sup>Digitalnom</sup> indikatoru. Mnogi digitalni mjerni uređaji sadrže i analogni ~~di~~ <sup>spadaju</sup> veći ili manji dio. U analogni dio najčešće pretvarači koji neelektričnu veličinu pretvaraju u električnu, zatim pojačava se pretvarači izmjenične u istosmjernu veličinu, shlopovi sa linearizacijom itd. Digitalni dio obično pretvara <sup>pojačanu</sup> napona, koji se mjeri ili u proporcionalnom nivoj neelektričnoj veličini u binarni broj, a ovaj opet se dekodira u dekadski broj <sup>u pojačanoj</sup> dekadski digitalni indikatorima ili ~~redom segmentne~~ ~~indikatora~~.

U dekoderu i kratkotrajne memorije elektronska brojila su jako zastupane kod digitalnih uređaja, bilo da broje impulse čvrste frekvencije u vremenski prouzročivom intervalu ili da broje impulse prouzročive frekvencije u određenom vremenskom periodu. Na ovom principu rade analogni-digitalni pretvarači sa pretvorbom <sup>napone</sup> u <sup>u istom smjeru</sup> i kod digitalnih u vrijeme određene frekvenciji. No brojila se također susreću u mjerila frekvencije, perioda, faze, zatim kapacitivnosti, induktivnosti itd.



Brojila i digitalna indikacija

Brojila u sklopu sa digitalnom memorijom su kod gotovo svih digitalnih uređaja. Na sl. 6.27 prikazana je shema pojednostavljene i detaljnija blok shema sklopa brojila - indikator. Detaljnija shema prikazuje samo jednu

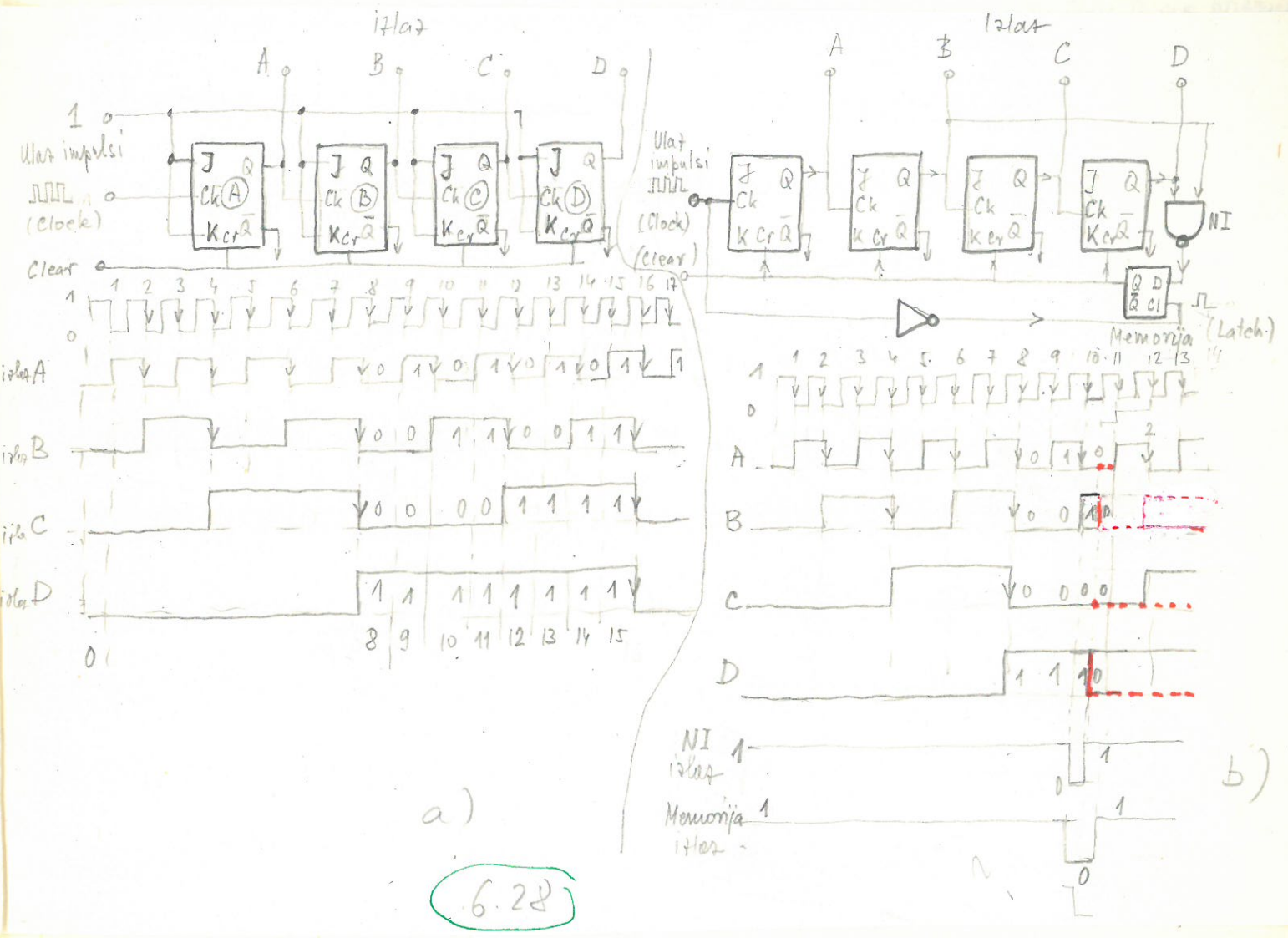


sl. 6.27.

dekadu. Najčešće se primjenjuje asinhrono brojila koja "broje" impulse u BCD shijedru (binary-coded-decimal). Brojila se sastoji od bistabilne, koji su spojeni kaskadno tako da promjena stanja prethodnog bistabila od 1 na 0 izaziva promjenu stanja sljedećeg bistabila. Na taj način postiže se smanjenje broja impulsa i za svakog bistabila za dva puta tj. svaki bistabil "djeli" impulse sa dva. Kod brojila se u jednom kveistu nalaze četiri bistabila pa je na taj način osigurano dijeljenje sa 16. Ako se želi postići dijeljenje sa manjim brojem od 16 kao npr. sa 12, 10, 9, 7, 6, 5, 3, a to nije 8, 4 i 2 što se dobiva istosom sa trećeg, drugog ili prvog bistabila potrebno je primijeniti jednu ili više povratnih veza u koje se po potrebi uključuju i I- ili III-sklonosti. Tako se indikatorima prikazuju dekadski brojevi, to je rođje od interesa pokazati dijeljenje sa 10. Upotrebljeni bistabli su VJ-K tipa. Na sl. 6.28 a prikazano je brojilo koje broji do 16, nakon čega brojenje se nastavlja iz početka. Ovo se dobro može vidjeti na vremenskom dijagramu gdje se mogu vidjeti stanja istosa pojedinih bistabila u svakom kod svakog impulsa. U zadnjem redu na dijagramu prikazani su dekadski brojevi koji odgovaraju svakom broju.



broji istovremeno stanjem izlaza na brojila. Tako npr. nakon 9-og impulsa stanja izlaza bitaktila su  $A=1, B=0, C=0, D=0$  što odgovara ~~broju~~ dekadskom broju 9. Ova stanja se prikazuju <sup>na</sup> tabelom stanja. Kada. Dovoljnim 0 stanja na priključak "Clear" svi se Q izlazi dovode u stanje nula, odnosno vraćaju se do tog trenutka zapamćenju podaci. Da bi se provelo brojanje samo do deset, nakon



desetog impulsa mora se brojilo "očistiti" tj. dovesti sve Q izlaze na nulu. Kako se to može jednostavno u principu ostvariti vidi se na sl. 6.28b. U trenutku trenutka desetog impulsa na B i D izlazu pojavljuje se stanje 1 što se posredstvom NI-slaboga pretvara u nulu. Ako bi ova 0 došli na priključak za brisanje ("Clear") cjelokupno brojilo bi se "ispraznilo" tj. dovelo na nulu, pa bi već prvom sljedećim impulsom moglo početi brojanje iz početka. No u takvom slučaju prelesno stanje bi bilo dosta nedefinirano, jer nakon je došlo do prijelaznog stanja sa 0 na 1 na izlazu B već bi se sloop

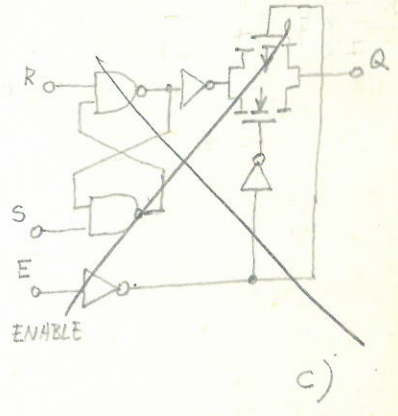
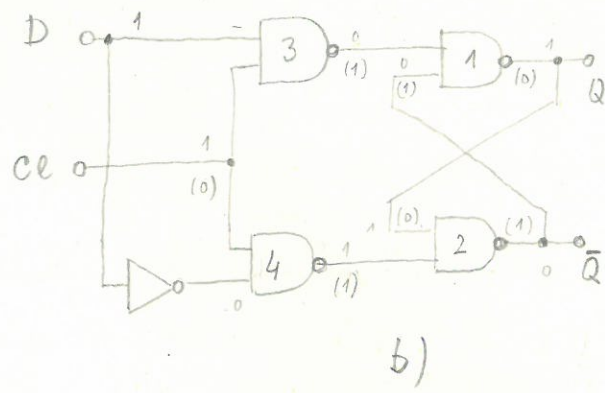
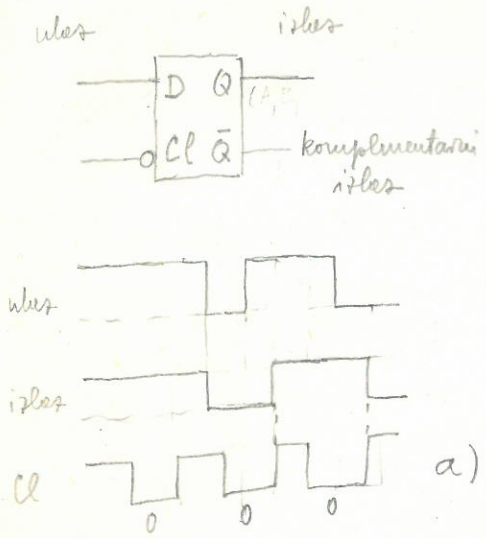


promjene stanja na priključnici za "brisanje" (Clear) to <sup>tehi započeto</sup> stanje moralo vratiti na 0, tako da je pitanje da li bi se uopće i pojavilo u ovom punom iznosu stanje 1 na B izlazu, iz navedenog razloga može biti nepouzdano vraćanje na nulu brojila nakon 10-tyg impulsa. Da se ova moguća nepouzdanost izbigne u krugu povratne veze uključena je kratkotrajna memorija (latch), koja održava "0" na izlazu iz NI sklopke za vrlo kratko vrijeme (koliko traje impuls na ulazu) te ga tih nekoliko topa dovodi na priključak za "brisanje". Stanje 0 na priključnici D na priključnicu Q na ~~sklopki~~ <sup>kratkotrajnoj</sup> memoriji se prenosi kada se stanje na priključniku CE promijeni od 0 na 1. Promjene stanja na priključniku CE nemaju značenje, dok je priključnik D u stanju 1. U praktičnoj izvedbi povratne veze se izvođe na složeniji način kako bi se na veću pouzdanost mogla realizirati mogućnost svrstavanja promjene brojila. Na indikatoru broj koji se prikazuje redom to ima više dekada (najmanje tri) tako da se nakon prve dekade priključnici druge dekade. Ako se usimaju tri dekade onda ako prva pokazuje jedinice, druga će prikazivati desetke, a treća stotine. Brzine kojom se mogu mijenjati stanja prvog bistabila kod TTL logike obično nije veća od 40 MHz (maksimalno 60 MHz).

Stanja izlaza brojila mijenjaju se brzo prema vremenskom dijagramu na sl. 6.28. Takve nepredvidive promjene ne bi bile poželjne kod indikacije broja ako se podaci iz prethodnog ciklusa brojanja trebaju zadržati do ~~se~~ sljedećeg ciklusa brojanja. Pod ciklusom brojanja smatra se vrijeme dok brojilo ne izbriše sve impulse predviđene da se izbrišu. Dok se dohle koje impulsi narednog ciklusa u kratkotrajnoj memoriji - održava se rezultat prethodnog brojanja. Kratkotrajna memorija (latch) je sklop koji može održavati određeno stanje, dok se posredstvom impulsa na priključnici za brisanje ne izbriše. Na sl. 6.29 a prikazan je blok shema kratkotrajne memorije. Stanje na ulaznoj priključnici D prenosi se na izlaznu priključnicu Q, kada je stanje npr. na priključnici CE 1. Tada će stanje na izlazu Q će biti isto kao i na <sup>ulazu D</sup> sve dok stanje na CE bude 1. Kad se stanje na CE promijeni u 0, Q i dalje održava prethodno stanje



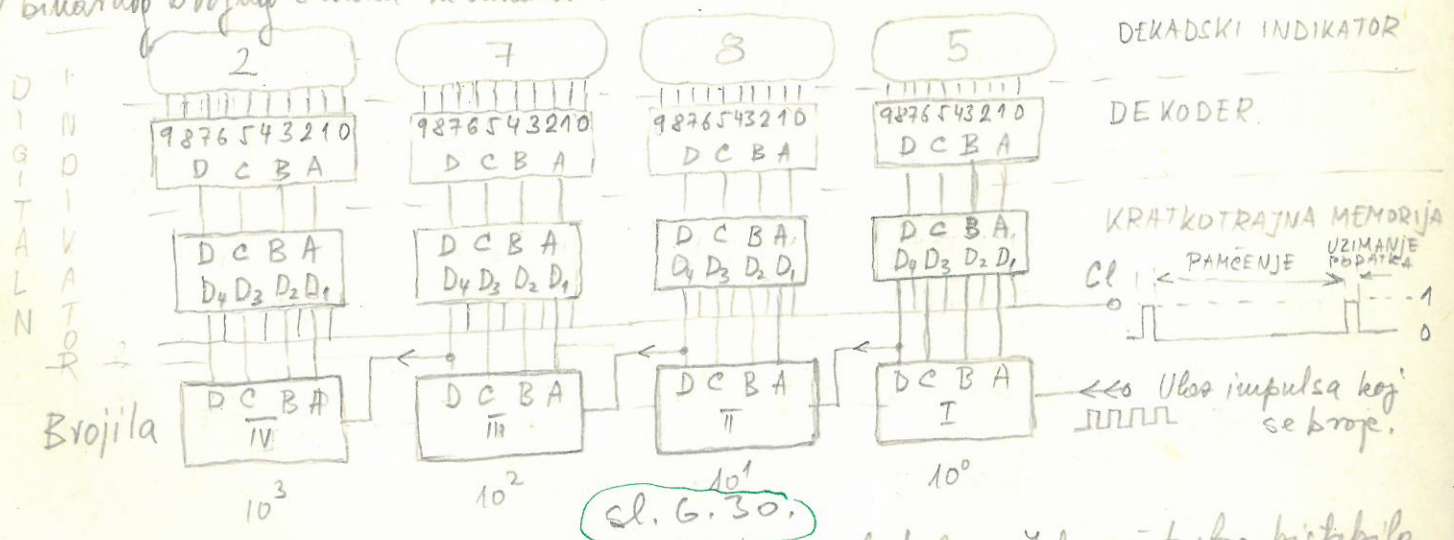
u trećoj stanja 0. Prema formi dok je prelaznica u stanju 0



Sl. 6.29.

Realizira se prethodno stanje. Obično se u jednom kvadrantu nalaze četiri kratkotrajne memorije. Na sl. 6.29 prikazan je kratkotrajna memorija može izvesti. NI sklopovi 1 i 2 predstavljaju bistabil, dok NI sklopovi 3 i 4 omogućuju upravljanje preko samo jednog ulaza (D) i memoriraju prethodno stanje koliko se dugo Cl nalazi u stanju 0.

Kako se prikazuju kratkotrajne memorije na jedno brojiće sa četiri dekadne videli se na sl. 6.30. Na istoj slici je prikazan i dekoder koji omogućava pretvaranje binarnog brojnog sustava u dekadski.



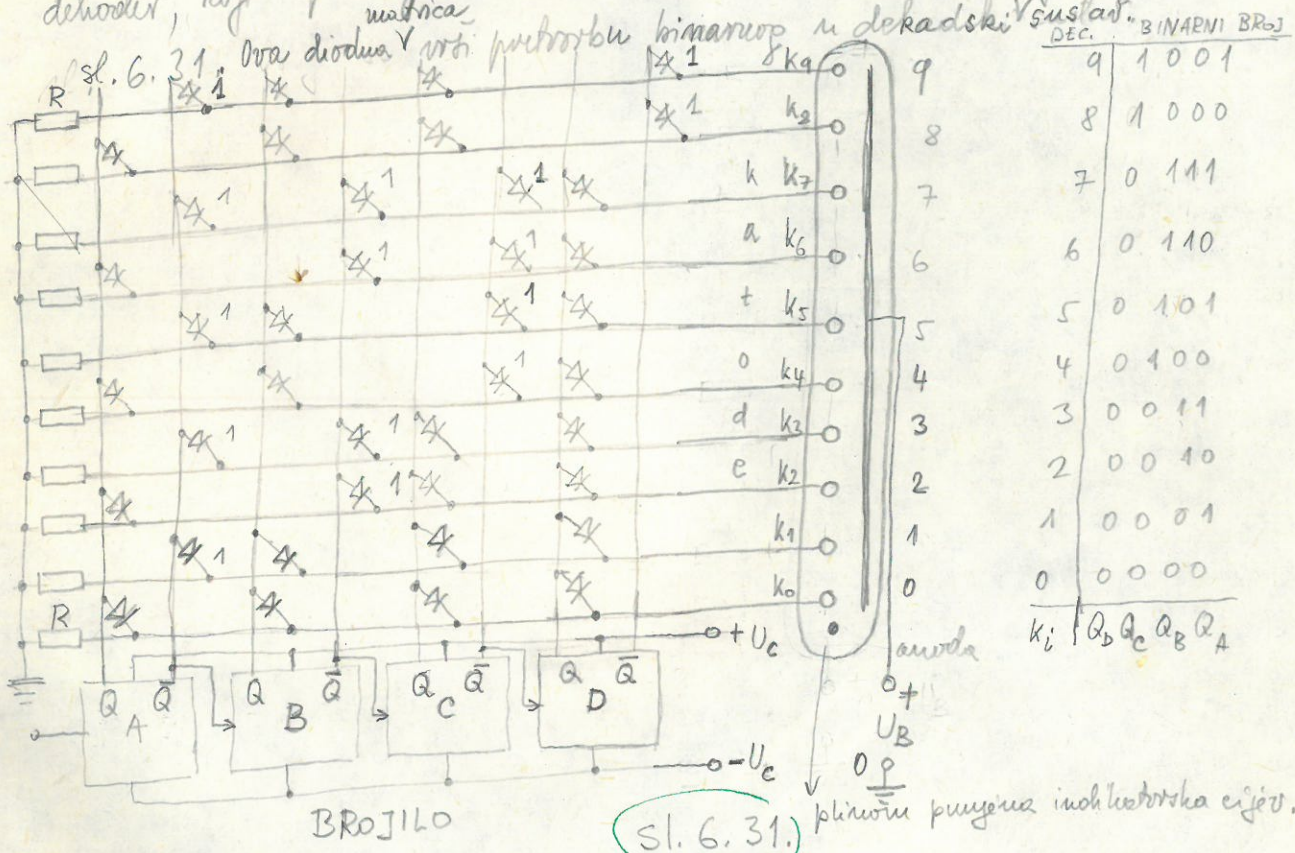
Sl. 6.30.

Svako dekadsko brojiće ima četiri bistabila. Ulas četvrtog bistabila prikazuje se na ulas prvog bistabila sljedećeg dekadskog brojića. Kada se na impuls koji se trebalo isbrojiti prvi puta brojiće (četiri dekadne na sl. 6.30.) kratkotrajni 1 impuls usima podatak o stanju brojića. Stanje kratkotrajne



memorije 0 predstava ovaj podatak za vrijeme cijelog ciklusa brojnja. Prema tome za vrijeme stanja brojila 1 trenutna stanja brojila prenose se sa ulaza  $D_n$  (nultostrojnik memorija na izles  $Q$  (u ovom slučaju obilježeni su sa A, B, C i D) da bi se takav podatak redovno i za vrijeme cijelog vremenskog perioda, dok su priključne CE u položaju 0.

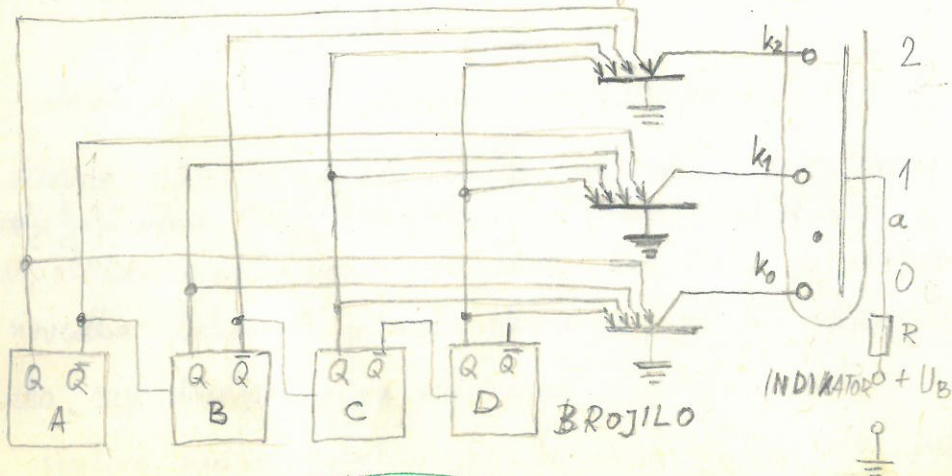
Dekoderni <sup>pretvarajući brojne</sup> binarnog sustava u dekadski. Danes se sve više <sup>upotrebljavaju</sup> numeričke indikatore sa sedam segmenata tako da dekoderni u ovom slučaju pretvaraju binarne u dekadski broj, a zatim svijetlovanjem određene brojje segmenata od sedam segmenata prikazuje se željena dekadaska znamenka. Jednostavni dekoderni, koji upotrebljavaju diode kao sklopke <sup>matrica</sup> ili diodna matrica, predložena je na



Iskazi bitabne A, B, C i D su podijeljeni tako, da je za stanje 1 potencijal na izlesu je pozitivan i nešto <sup>manji od  $U_B$</sup> , a za stanje 0 negativan, tako da diode u stanju 1 na izlesu bitabne vode, a u stanju nula ne vode. Potencijal na katodi plinov pumpenog digitalnog indikatora koja uvijek predstavlja jednu od numeričke dekadskog brojnog sustava, kad dioda vodi odgovara potencijalu na izlesu bitabne u stanju 1 tj. pozitivan pa katoda ne svijetli. Ukoliko potencijal



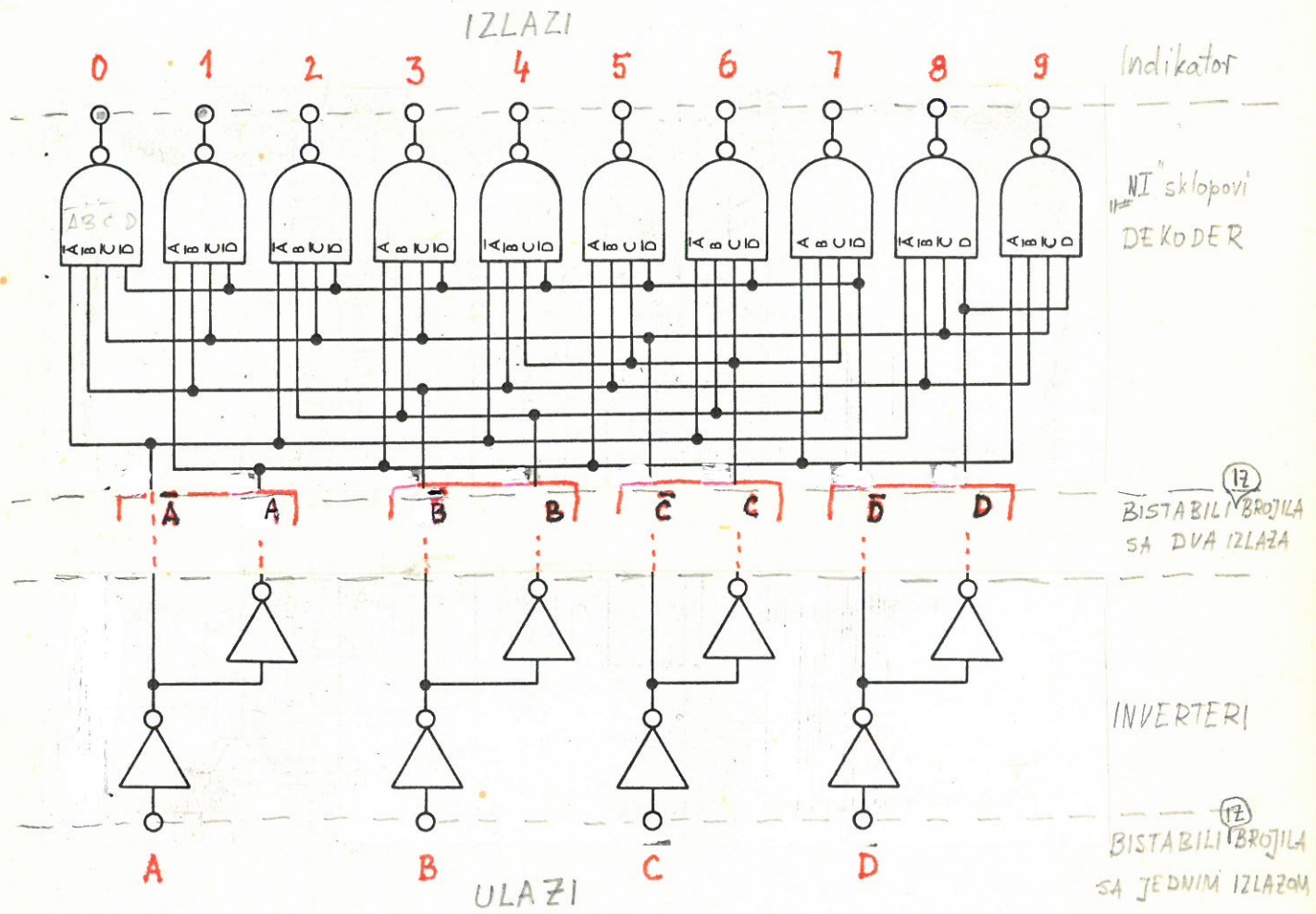
na izlazu iz bistabla odgovara stanju 0, dioda ne vodi, a katoda indikatora uginu nakon se na potencijalu zemlje te svijetli zbog dovoljne napovisne nultke  $U_B$  (oko 50 do 110V). Netom jedna od dioda u katoda indikatora vodi, ona odvede potencijal katode, koji je tada pozitivan da značenha indikatora u ne može svijetliti. Ako ni jedna od dioda ne vodi u vodi katode, katoda je na potencijalu 0, dok brojka <sup>ne priče</sup> svijetliti. Zbog stanje od nekoliko mA koja u tom slučaju te, javlja se na otporu R izvistan manji <sup>pozitivan</sup> pad napove tako da se ~~na~~ nultke potencijala ispušta katode i anode u manji <sup>pozitivan</sup> "prirodnom" <sup>ne dovoljno</sup> da bi brojka prestala svijetliti. Vidi se da su diode sustavne prema V u oznaci kodu (8421), koji je desno napisan i koji odgovara stanju izlaza Q na čim bistabla. Dioda su tako postavljene da <sup>u vodi katode</sup> značenha koja mora svijetliti ni jedna dioda ne vodi. Pri tome <sup>treba voditi</sup>  $\bar{Q}$  komplementarnu izlazu  $\bar{Q}$  koji daje obrnuto stanje od stanja na izlazu Q. U preostalih devet vodova katode <sup>katoda</sup> jedna od dioda vodi što je dovoljno da ~~ta~~ odgovarajuća brojka ne svijetli. Prema tome diode predstavljaju "I" vrsta koja omogućuju <sup>svijetljaju značenha</sup> samo tada kada sve diode na liniji odgovarajućih katode odvedu značenha ne vode. Broj dioda u ovom slučaju je veliki (40) no on se može minimizacijom reducirati na 32. Koliko god bila diodna matrica jednostavna da se ne ujoj <sup>pokasati</sup> može u principu radi dekodera, ona se danas malo upotrebljava. Umesto dioda mogu se upotrijebiti tranzistori u TTL izvedbi dekodera. Ovdje se mogu postići sustava pojedino stanje, jer se tranzistor izvodi sa više emitera, jednou bazom i jednim kolektorom na koji način se sve diode u vodi katode mogu zamijeniti samo jednim tranzistorom sa toliko emitera koliko ima dioda u vodi katode. Kako se to može izvesti u slučaju prema sl. 6.31. za samo prva tri broja (0, 1, 2) prikazano je na sl. 6.32.



Sl. 6.32.



Transistori sa više emitera predstavljaju zapravo "I" logičke sklopove pa se delovno može općenitije prikazati "I" sklopovima. Kao što je to napomenuto na sl. 6.33. Radi preglednijeg obilježavanja, mogu se izlazi bistabila umjesto sa  $A$  i  $\bar{A}$  obilježiti slovom  $A$  odnosno  $\bar{A}$  odnoso  $\bar{A}$  odnoso komplementarnim izlaskom  $\bar{A}$ , pa  $B$  i  $\bar{B}$  itd. Na sl. 6.33 na  $A, \bar{A}$ , odnoso  $B, \bar{B}$  itd. obilježena su mjesta gdje se uključuju izlazi bistabila. Ali bistabla imaju samo jedan izlaz, komplementarni. Sve uostvari invertiraju, koji na izlazu daju invertirano stanje tj. komplementarno od



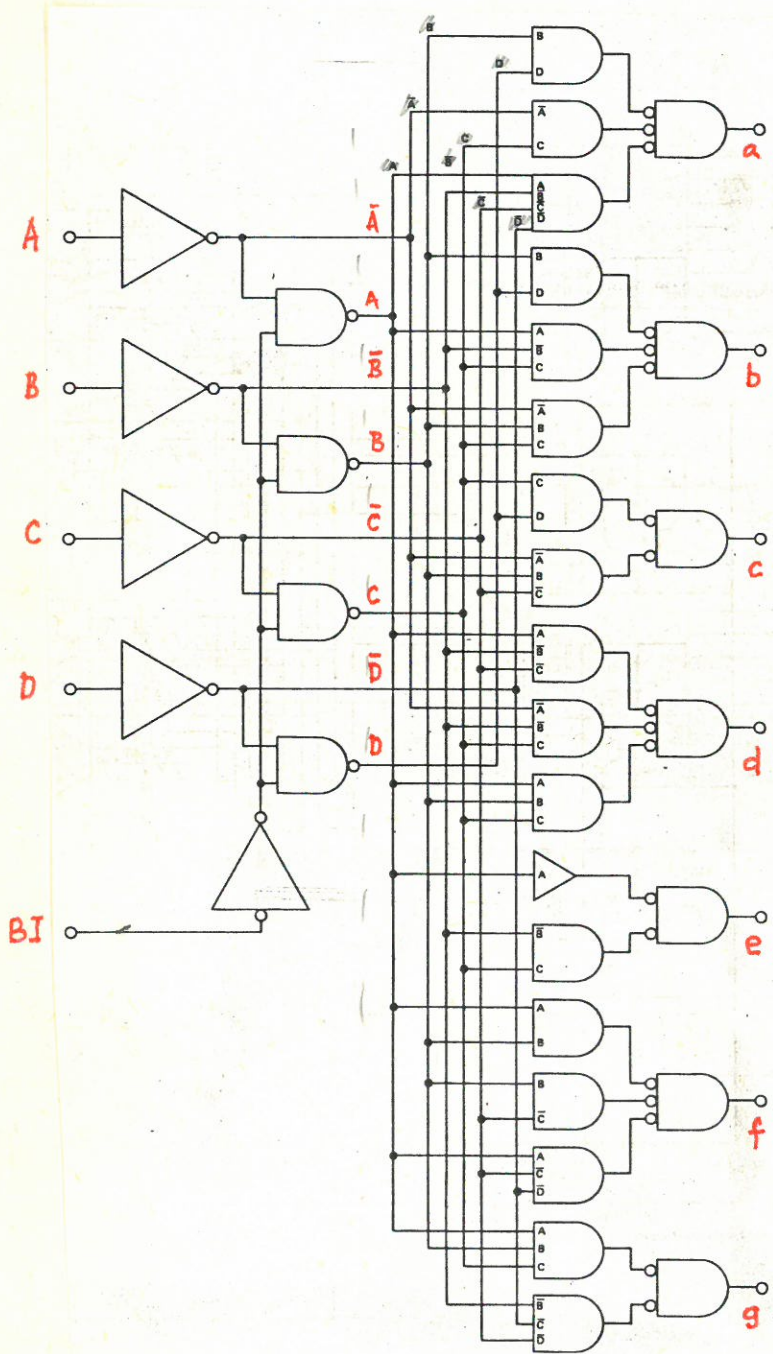
sl. 6.33.

u jednom lancu  
 ovog na ulazu. U ovom slučaju upotrebljavaju se dva invertira i tako  
 da na NI sklopove dekodera dolaze nakon invertira invertirani ulazi. Ovi  
 invertirani odjeljni ulazi NI logičkih sklopova od ulaza ("buffer-i").  
 Kod upotrebe sintaktičkih znakova kao što je u slučaju sedam segmentnih  
 znakova, izvedba dekodera je nešto složenija, jer za upravljanje jednom  
 najtežeg znaka nije dovoljan jedan vod, nego je potrebno sedam vodova koji se  
 za sintaksu svakog znaka potrebno kombinirati. Velika broj kombinacija po

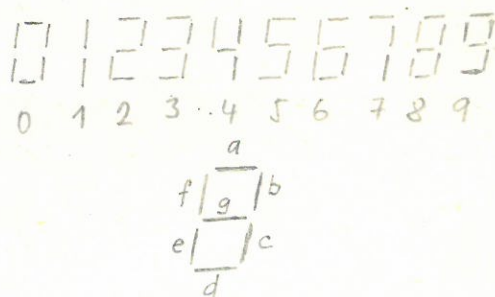


desetbrojnom mjesta je manji 7. 7 mjesta 10. kao što je slučaj kod integralnih  
 dvojeva. Jedan segmentni indikator i pripadajući dekoderi danas se sve više upotrebljavaju.  
 Postoje su podijeljeni na pogon svjetlećih dioda (LED) i tekulnih kristala (LCD). Na sli-  
 ci 6.34. prikazan je jedan takav dekodir. Kod ovog dekodera postoji još i ulaz <sup>input</sup> ~~BI~~  
 de <sup>se</sup>svih segmenti potamne kada je <sup>ulaz</sup> "BI" (blanking <sup>input</sup>) ~~u~~ u položaju logičko 0. Kada je ulaz BI  
 u položaju logičko 1, onda se na indikator pojavljuju svjetli segmenti prema logičkim  
 stanjima na priključcima na ulazu (A, B, C, D). Razlog tome <sup>je</sup> što je u ovom

TABELA STANJA



ULAZ					IZLAZ								DEC. BROJ
BI	D	C	B	A	a	b	c	d	e	f	g		
1	0	0	0	0	1	1	1	1	1	1	0	0	
1	0	0	0	1	0	1	1	0	0	0	0	1	
1	0	0	1	0	1	1	0	1	1	0	1	2	
1	0	0	1	1	1	1	1	1	0	0	1	3	
1	0	1	0	0	0	1	1	0	0	1	1	4	
1	0	1	0	1	1	0	1	1	0	1	1	5	
1	0	1	1	0	0	0	1	1	1	1	1	6	
1	0	1	1	1	1	1	1	0	0	0	0	7	
1	1	0	0	0	1	1	1	1	1	1	1	8	
1	1	0	0	1	1	1	1	0	0	1	1	9	
0	x	x	x	x	0	0	0	0	0	0	0	TAMA	



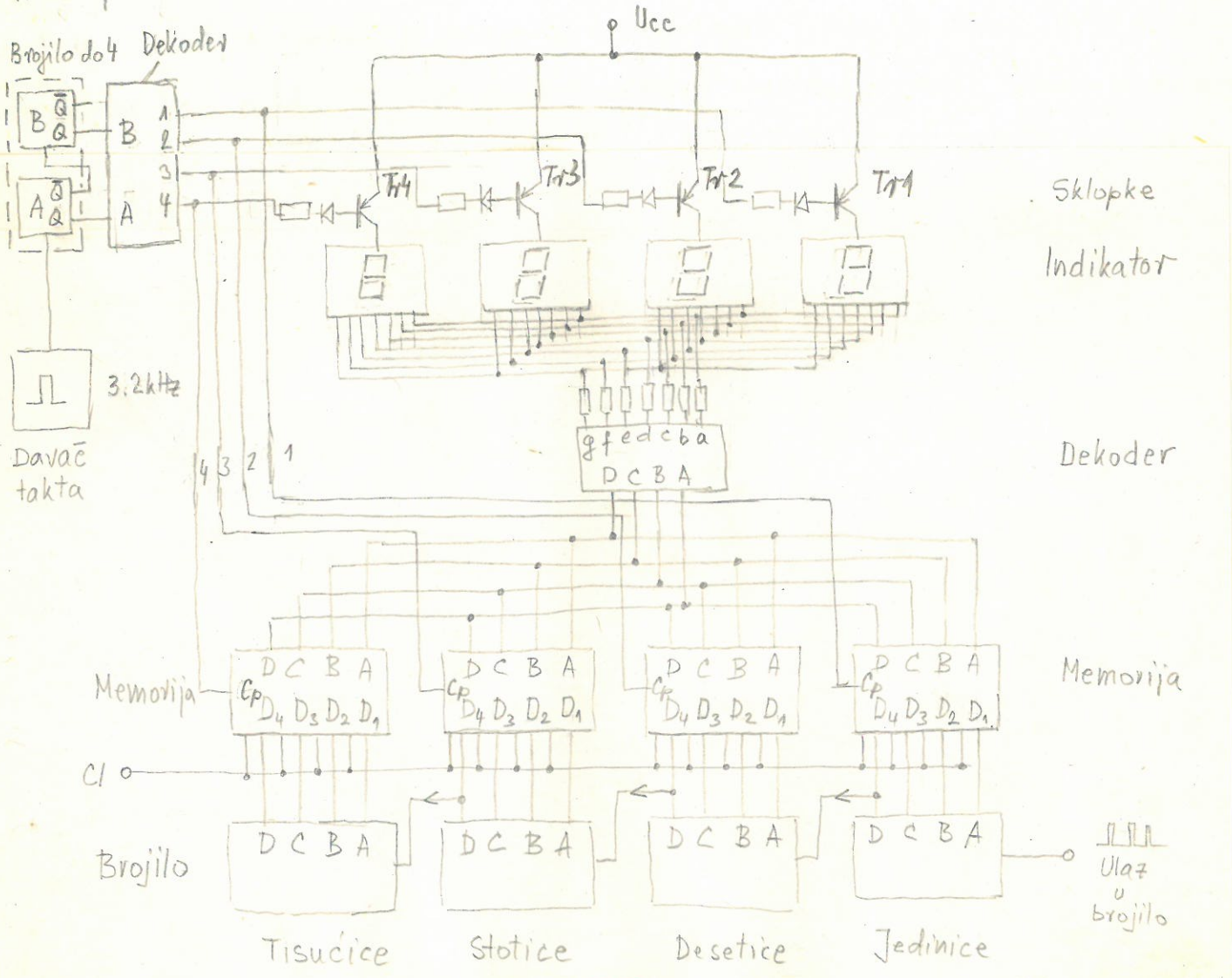
Sl. 6.34.

slučaji, za razliku od prethodnog na sl. 6.33., drugi inverter uveden kao inverter  
 "NI" logički sklop pa ako je jedan od dva ulaza logičko 1, onda je izlaz 1 odnosno, prema spjezi  
 na sl. 6.34. svi su izlazi 1. U ovom slučaju, do je A=1, B=1, C=1 i D=1, kada se  
 ne "pali" niži jedan segment indikatora, te ovaj ostaje tamn. Oba prikazana  
 "NI" logički sklopovi iz "NI" logičkih sklopova primjeru to znači za BI=0



dekodera izvedena su u TTL tehnici. Danas se veliki broj dekodera izvodi u CMOS tehnici.

Do sada je opisan način da je svaka znamenka indikatora upravljana iz vlastitog dekodera, tako se postupa samo ako indikator ima nekoliko znamenaka (ne više od tri) ili ako se promjene znakova indikatora ne mogu odvijati brzo, kao što je to slučaj kod upotrebe tekućih kristala kao indikatora. U slučaju primjene višeznamenkastih indikatora kao npr. kod niženih frekvencija, dječjih kalkulatora i slično koristi se vremenski multipleks. Ovo znači da se u ovom slučaju pale jedna znamenka za drugom u brzom vremenskom slijedu tako da se ne primijeti treperenje. U ovom slučaju postiže se značajna ušteda <sup>u potrošnji</sup> jer je dovoljno upotrijebiti samo jedan dekodera sa mnogo manje priključaka ~~manji~~, i u utrošenoj energiji, jer se pojedine znamenke indikatora samo kratki vrijeme uklope. Na sl. 6.35 prikazano je kako se multipleks može izvesti.



sl. 6.35;

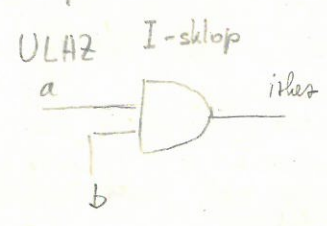
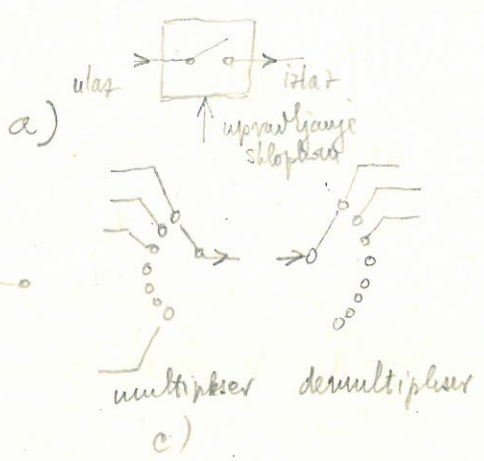
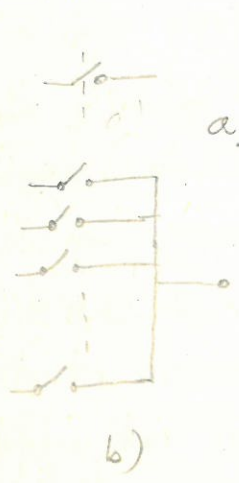


U ovom slučaju je odobren indikator sa četiri dekada ~~reda~~ jednostavnosti. Obično indikator ima 8, 10 ili 12 dekada. Isti brojila idu na kinestetične memorije koji daju memorijne podatke, a na dati impuls na priključnici  $C_p$  predaju ~~elektroničkim~~ <sup>elektroničkim</sup> podatke dekodera. Ovaj podatak prenosi se istovremeno na indikator. Izbor indikatora provodi se istim impulsom kojim se prenosi i stanje sa memorije. Očito je da je u ovom slučaju priključnik samo jedan dekodera. Impulsi koji upravljaju memorijom i dekodama dolaze se iz posebnog brojila. U ovom slučaju je dovoljno da to brojilo broji samo do četiri, jer postoji i samo četiri dekade. Primeri broj se i ovde <sup>dekodera u</sup> prebavljaju. Naoru što se je istovremeno do 4 brojanje se počinje iz početka. Impulsi na istom iz dekodera se redom pojavljuju prvo na istom 1, zatim 2 pa 3, 4 nakon čega opet dolazi 1. Kako će impulsi kroz sledeći jedan sa drugim ovise o frekvenciji davanja talita. Ova opet mora biti talova da se ne primaju treperenje. Frekvencija davanja talita i frekvencija kojim se vrši ciklus brojanja nisu u nikakvoj međusobnoj vez. Podaci u memorijama utiču se na kraj ciklusa brojanja. Oni se daju u memoriji sve dok se ne zavrti sledeći ciklus brojanja. Za vreme dok su podaci u memoriji tj. za vreme cijelog ciklusa brojanja, mogu se oni više puta prenositi isti na indikator. Broj ciklusa brojanja u sekundi obično je znatno manji od frekvencije prenosivanja podataka na indikator. Kod elektronskih voltmeterski ~~oblik~~ obično nema više od desetih ciklusa brojanja u sekundi. Brojilo koje broji do četiri (sastoji se samo od 2 bistabilna) sa dekodrom organizuje samo sledeći impulsa koji onda omogućuje da impulsi podaci pohranjeni u memorijama dolaze na odgovarajući dekadu indikatora u istom sledeću. Tako da priključnica  $C_p$  na memoriji kao i tranzistori od  $T_{r1}$  do  $T_{r4}$  predstavljaju sklopne jednog četvero-kanalnog multi-pleksera. Izvor koji daje impulse u određenoj sledeću za stvaranje sklopne zveče se sledećim <sup>(sequencijom)</sup> ~~Vo~~ čemu će biti više nječi u sledećem tekstu.

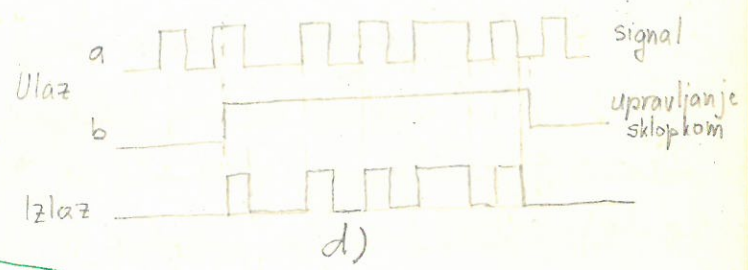


# Sklopke i multiplexeri

Sklopke omogućavaju da se više digitalni ili analogni podataka ili <sup>elektrici</sup> prenesu u datom trenutku dalje. Na sl. 6.36a prikazana je najjednostavnija sklopka u obliku mehanicnog kontakta, <sup>kao i shematska oznaka za sklopku općenito.</sup> Mehanicni kontakt zbog svoje trajnosti i kvalitativnosti gotovo uvijek u instrumentaciji potonudi su elektronskim sklopkama. U većini slučajeva tome da li se prenosi digitalni ili analogni podatak upotrebljava se digitalne ili analogue elektronicke sklopke. Ali se više primjenjuje



ULAZ		IZLAZ
a	b	
0	1	0
1	1	1
0	0	0
1	0	0



sl. 6.35

podataka tako da oni slijede u vremenskom slijedu jedan za drugim, onda se to može izvršiti mehanicnim kontaktima prema slici 6.36. b i c. Na ovaj način se može više različitih podataka sa različitim mjestima što znači više kanala prenijeti na jedno mjesto, ali u različitim vremenskim intervalima, koji slijede jedan za drugim. Naprava koja ovo omogućava zove se multiplexer, ali pak ovalove podatke zelim opet <sup>na drug</sup> različite kanale, onda koristimo demultiplexer (6.36. c).

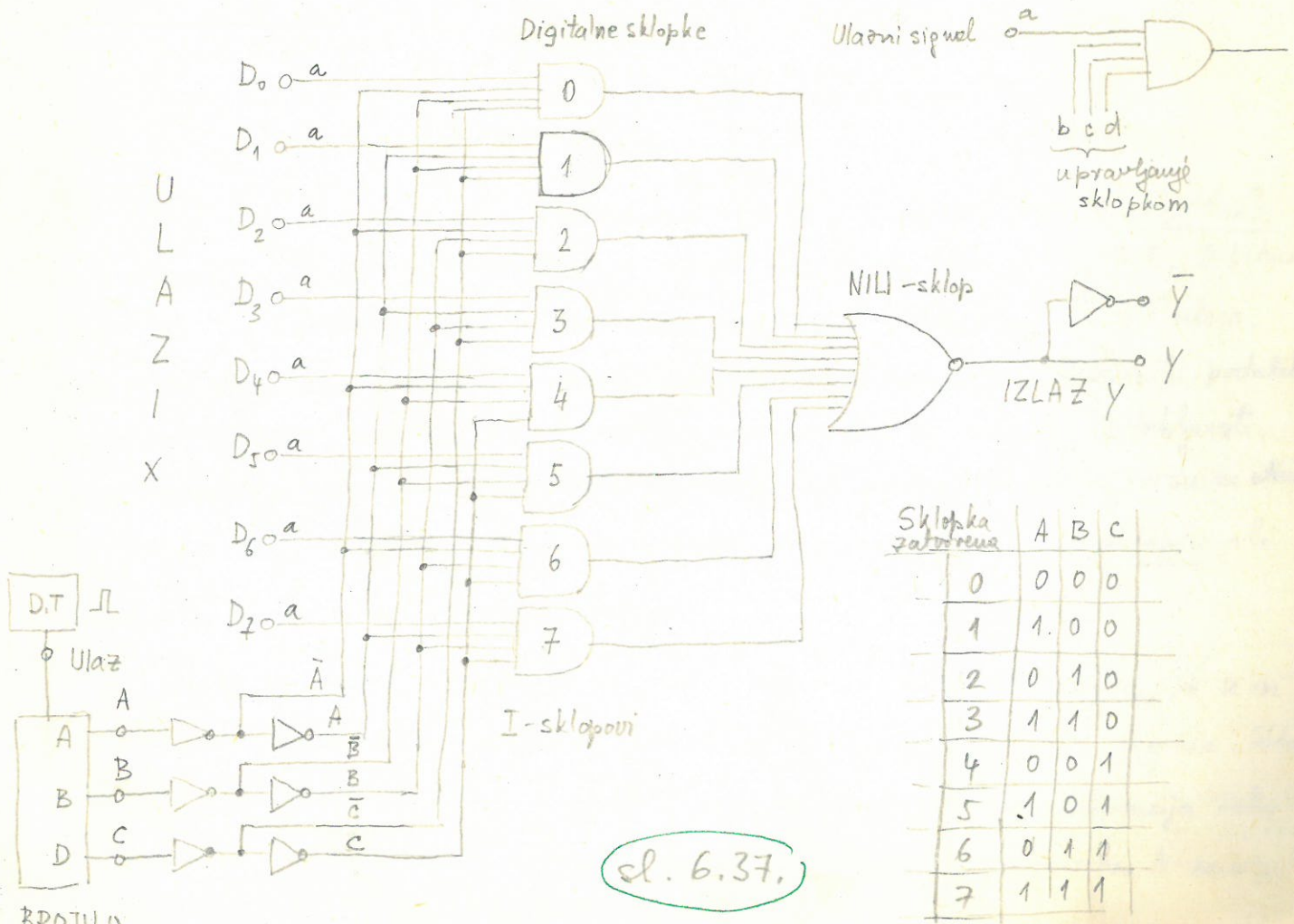
Jednostavna elektronska digitalna sklopka je I logički sklop.

Na ulaz a <sup>ulazu a</sup> dovodi se digitalni signal predociu slijedom impulsa prema sl. 6.36. d. Kada će oni impulsi proći ovim o tome, kakvo je stanje na ulazu b. Ako je <sup>ulazu b</sup> na I logičko stanje 1, onda podaci prolaze i <sup>ostaju</sup> bitno. <sup>primjeri da ako je ulaz a u</sup> je 0 onda ne prolaze. Na osnovu tabele stanja za I sklop stanje 0, onda ~~na ulaz~~ b u stanju 1, ne islesu se pojavljuju 0, no ukoliko je na ulazu a



stajnje logičko 1, tuelo se na islesu pojavljuje 1. Na ovaj način stajim na ulazu b upravlja se digitalnom sklopkom, što znači da ulaz b služi ~~sklop~~ za otvaranje odnosno zatvaranje digitalne sklopke.

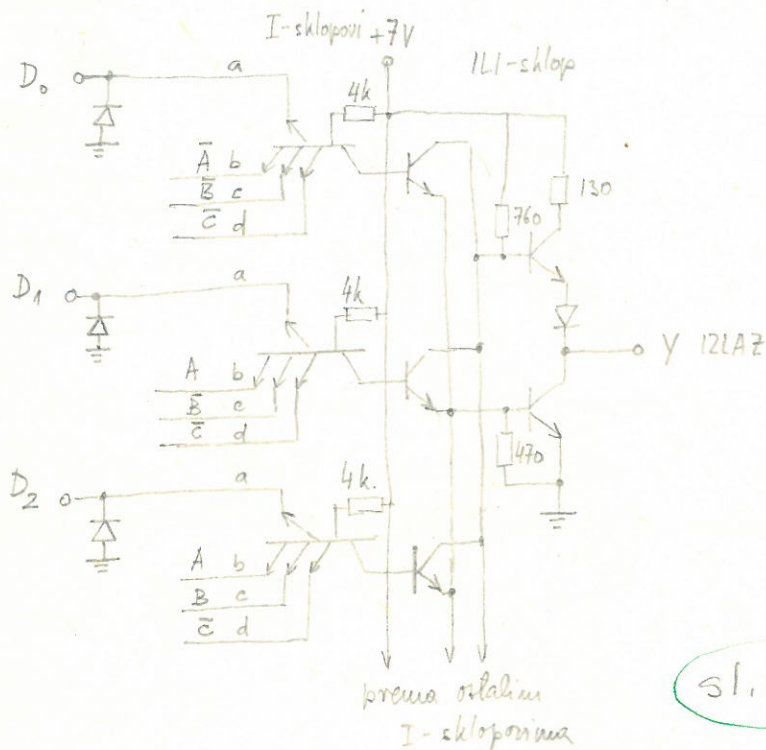
Kod multipleksera upotrebljeno je više sklopki prema sl. 6.36 b odnosno c, koje je potrebno vremenski slijediti jednu za drugom ~~u~~ zatvarati. Čim se jedna sklopka otvori odmah se slijedi i ta uži zatvori, dok se ne pređu sve sklopke što predstavlja cijeli ciklus. Nakon što se je posljednja sklopka otvorila zatvara se opet prva sklopka i ciklus počinje ispočetka. Ovo bi se moglo izvesti u slučaju prijenosa digitalnih podataka ~~na~~ sa I ili NI-sklopama sa dva prema sl. 6.36 d u kojim slučaju bi se kao izvor slijede impulsa mogao upotrijebiti dekodirani brojnik i dekodernu, kao što je to bilo ne moguće u slučaju vremenskog multipleksa na sl. 6.35. No ako se koristi I ili NI sklopke sa više ulaza može se izbjeći upotreba dekodera, tako da se pretvorba binarnog koda u slijed impulsa provede samim I ili NI sklopom, kao što je to moguće na sl. 6.37. Ovaj je odobren 8-kanalni multipleks. Da bi se moglo brojiti do 8 potrebno su tri bitabila ( $2^3=8$ )





odnosno brojilo koje broji do 8 (A, B, C). Ovo brojilo ima tri ulaza. Preko invertora ostranuje se i komplementarni ulaz. Da bi pojedina sklopka bila zatvorena i propustala <sup>preko ulaza a,</sup> signal <sup>(b, c, d)</sup> potrebno je da sva tri ulaza <sup>za upredjenu</sup> budu u stanju 1. Da je tome tako, pravilni i tabele stanja na sl. 6.37.

Prvim zatvorenja sklopki odvodi se deo tahta (D.T.). <sup>blok shema na</sup> Kako se izvode I sklopovi i ILI-sklop u TTL tehnici, a prema sl. 6.37, vidljivo je da prva tri I-sklopa i ILI-sklop.



Sklop koji omogućava stvaranje <sup>uslojnih</sup>  $\forall$  sljedećih impulsa zove se sljedećih (sequencer). On je u ovom slučaju riješen sa  $\forall$  deo tahta D.T., 8-bitnim brojilom i dekoderom, koji je realiziran sa  $\forall$  I-sklopovima sa više ulaza. Opisane digitalne sklopke prošle su samo za prenošenje binarnih podataka sa  ~~dva stanja~~, dok za analogni signal se ne bi mogle upotrebljavati  ~~bi se analogni signal sklop nelinearnosti koje u digitalnom prijenosu ne utiču.~~ Za propustanje analognog signala upotrebljavaju se analogne sklopke ili kako ih <sup>se</sup> još nazivaju linearne sklopke.

Analogne sklopke se danas najviše izvode sa MOS-FET-ovima, jer se oni lako izvode viškanalnoj i monolitnoj tehnici integriranih krugova. Sklopke sa MOS-FET-ovima se proširo upotrebljavaju u području nižih frekvencija iako P-kanalni FET-ovi mogu imati frekvenciji komutacije i do 50 MHz. N-kanalni



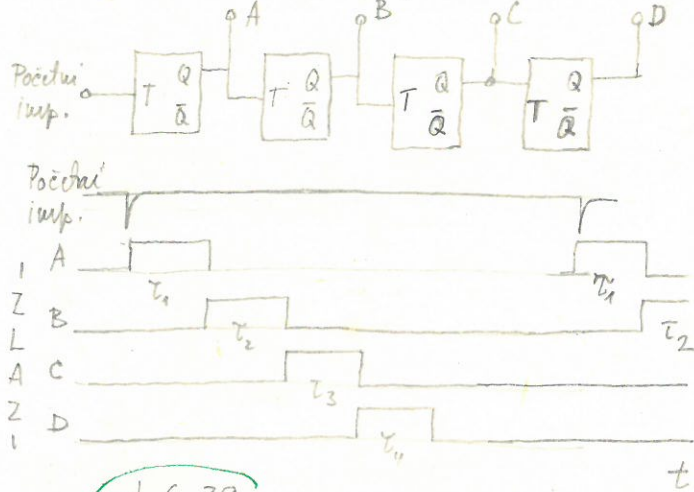
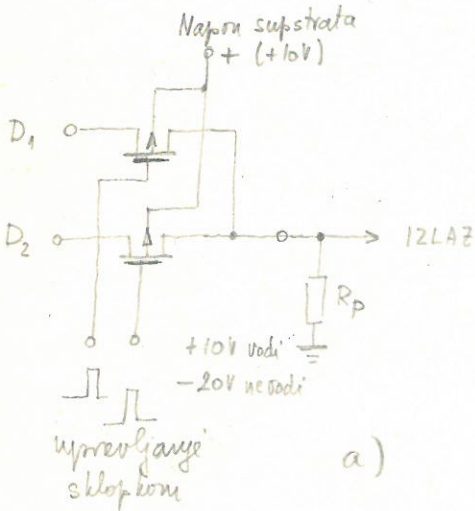
FET-ovi idu i više sve do 200 MHz. Shlopke sa FET-ovima nemaju  $\pm$  napone posudaka (naponi offset-a) kao tranzistori i ovaj otpor u ne voduju  $R_{off}$  prema otporu voduju  $R_{on}$  je dobar i iznosi oko  $10^9$ . Jedino otpor u voduju  $R_{on}$  je dosta visok i iznosi  $100 \Omega$ . Na pilosnoj tabeli mogu se vidjeti karakteristike različite shlopke.

TABELA

	Mehanički predlopljivi	Bi polarni tranzistor	Foto ćelija	N. sklopni FET	P MOS FET	N MOS FET
Otpor u voduju	$10^{-2} \Omega$	$10 \Omega$	$1000 \Omega$	$30 \Omega$	$100 \Omega$	$100 \Omega$
Struja u ne voduju	$10 \text{ pA}$	$200 \text{ pA}$	$10 \text{ nA}$	$100 \text{ pA}$	$100 \text{ pA}$	$100 \text{ pA}$
Napon posudke	0	$10 \text{ mV}$	0	0	0	0
Najveća frekvencija komutiranja	$1 \text{ kHz}$	$100 \text{ kHz}$	$100 \text{ Hz}$	$10 \text{ MHz}$	$50 \text{ MHz}$	$200 \text{ MHz}$
Svojstva upravljanja	velika ( $2 \text{ W}$ )	mala ( $10 \mu\text{W}$ )	velika ( $0.5 \text{ W}$ )	vrlo mala ( $10 \text{ nW}$ )	raznomeno mala ( $0.1 \text{ nW}$ )	

Na sl. 6.39a predocina je jedna jednostavna dvokanalna shlopka sa P-kanalnim MOS-FET-om. Ulosni napon može varirati u nepovisnim granicama  $\pm 10 \text{ V}$  za nevodni slučaj. Na isti način je uvedena i višekanalna shlopka. Obično su u jednom kućištu

U  
L  
A  
Z  
1



sl. 6.39

različite učini shlopke. Upravljanje shlopke može se izvršiti kao i u predhodnim slučajevima na sl. 6.35 i 6.37, pomoću brojila i dekodera (sa I-shlopkanom). Može se shjediti da upravljanje shlopkanom izvršiti i drukčiji ukoliko se radi o većem broju kanala. Na sl. 6.39b prikazana je izvedba sa monostabilnim u kojoj  $n$  monostabilnih obilježje shjediti monostabil, dok je prvi obilježje  $n$  početni impulsi. Vremena trajanja pojedinih impulsa odvođeni su kvazistacionarnim stanjem monostabla i ne moraju biti jednaki. Plovi iz monostabla (na sl. 6.39. A, B, C i E)

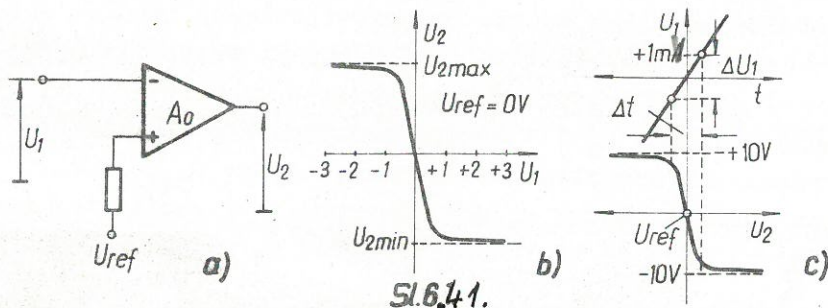




KomparatoriNaponski komparatori

su sklopovi koji se koriste da naznače trenutak kada je neki proizvoljni napon  $u_1$  dosegao nivo referentnog napona  $U_{ref}$ . U momentu izjednačenja proizvoljnog napona  $u_1$  i referentnog napona  $U_{ref}$ , komparator na izlazu promjeni stacionarno stanje ili dađe jedan kratki impuls. Ova promjena stanja mora biti vrlo brza. Okidanje ne smije nastupiti ni prije ni nakon što je proizvoljni napon dosegao vrijednost referentnog napona  $U_{ref}$ . Praktički ovakva odstupanja postoje, ali ih je potrebno svesti na što je moguće manju mjeru.

Komparatori mogu koristiti nelinearnu karakteristiku diode ili pojačala (sl. 6.41a). Ovdje ćemo se zadržati na posljednjem slučaju. Uzmimo pojačalo velikog pojačanja  $A_0$ , kome se izlazni napon  $u_2$  može kretati u granicama od  $U_{2min}$  do  $U_{2max}$ . Neka je pojačanje  $A_0 = 10^4$  puta, a  $U_{2max} = +10$  V, odnosno  $U_{2min} = -10$  V, onda bi ovakvo pojačalo moglo pojačavati napone  $u_1$  u granicama  $\pm 1$  mV, jer bi za veće napone



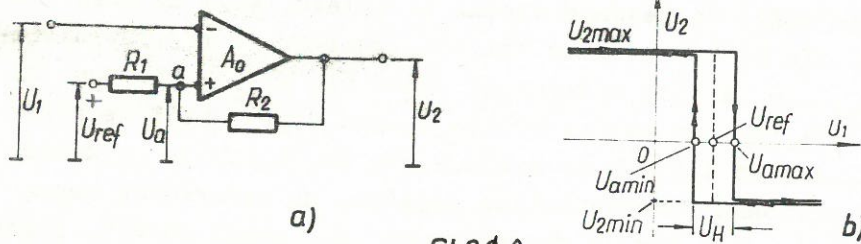
na ulazu došlo do rezanja napona na izlazu, koji ne može biti veći od  $\pm 10$  V. Ovo svakako vrijedi, ukoliko je referentni napon  $U_{ref} = 0$  V. Ako bi referentni napon bio  $U_{ref} = 2$  V, onda bi mogao biti pojačan bez izobličenja samo napon, koji se kreće u granicama od 1,999 V do 2,001 V. Na sl. 6.41b je prikazan slučaj prenosne karakteristike pojačala za referentni napon  $U_{ref} = 0$  V. Sve dok je ulazni napon  $u_1$  manji od 0 V, pojačalo je u zasićenju i zbog priključka na invertiranu priključnicu ( $180^\circ$ ) na izlazu je stalno pozitivni napon zasićenja  $U_{2max} = +10$  V. Jedino kad napon  $u_1$  postane veći od  $-1$  mV i dok ne dosegne  $+1$  mV, pojačalo nije u zasićenju i porast napona na ulazu prikazuje se vrlo velikim padom napona na izlazu pojačala. Daljnjim porastom napona na ulazu iznad  $+1$  mV pojačalo je u zasićenju  $U_{2min} = -10$  V. Za promjenu napona na izlazu u granicama  $U_{2max} - U_{2min}$  ulazni napon se mijenja kod velikog pojačanja  $A_0$  za vrlo mali iznos

$$\Delta U_1 = \frac{U_{2max} - U_{2min}}{A_0} \quad (6.46.)$$

pa se može smatrati, da se odigrao u neposrednom okolištu referentnog napona  $U_{ref}$ . U vremenskoj domeni ovo je prikazano na sl. 6.41c., gdje se vidi nagla promjena izlaznog napona  $u_2$  kod promjene ulaznog napona  $u_1$  u neposrednom okolištu re-



ferentnog napona  $U_{ref}$ . Ukoliko se na izlazu pojačala provede deriviranje jednostavnim RC članom, može se dobiti i okidni impuls u momentu koincidencije. Kada će nastupiti koincidencija ovisi o referentnom naponu  $U_{ref}$ , koji se obično nalazi u granicama od nekoliko volti. Polaritet okidnog impulsa ovisit će svakako o tome, da li ulazni napon  $u_1$  raste ili pada. Vidimo da vrijeme  $\Delta t$  potrebno za okidanje komparatora ovisi o pojačanju pojačala  $A_0$  i o brzini promjene ulaznog signala  $u_1$  za vrijeme  $\Delta t$  u okolišu referentnog napona  $U_{ref}$ . Povećanje brzine porasta napona  $u_2$  može se postići i pozitivnom povratnom vezom. Kako se to izvodi vidljivo je na sl. 6.2.a.



Sl. 6.2.

Zbog, u slučaju pozitivne povratne veze, nastalog regenerativnog procesa, prelaz iz jednog zasićenog stanja u drugo je vrlo brz i neovisan o brzini promjene ulaznog napona  $u_1$  u intervalu vremena  $\Delta t$ .

No u ovom slučaju se primjećuje pojava histereze tj. da promjena stanja izlaznog napona  $u_2$  nastupa kod različitih vrijednosti napona  $u_1$  već prema tome da li napon  $u_1$  raste ili pada. Na slici 6.2.b. prikazana je prelazna funkcija sa pojavom histereze i referentnim naponom  $U_{ref} \neq 0$ . Napon kod kojega će sada nastupiti koincidencija je napon  $U_a$  u točki "a" pojačala (sl. 6.2.a.), koji nije jednak naponu  $U_{ref}$  zbog utjecaja napona na izlazu pojačala preko otpora  $R_2$ . Tako je napon

$$U_{a \max} = U_{ref} + R_1 \frac{(U_{2max} - U_{ref})}{R_1 + R_2} \quad (6.37)$$

kada se vrši promjena iz stanja  $U_{2max}$  u stanje  $U_{2min}$  i obrnuto

$$U_{a \min} = U_{ref} - R_1 \frac{(U_{2min} + U_{ref})}{R_1 + R_2} \quad (6.38.)$$

dok je napon histereze

$$U_H = U_{a \max} - U_{a \min} = (U_{2max} + U_{2min}) \frac{R_1}{R_1 + R_2} \quad (6.39.)$$

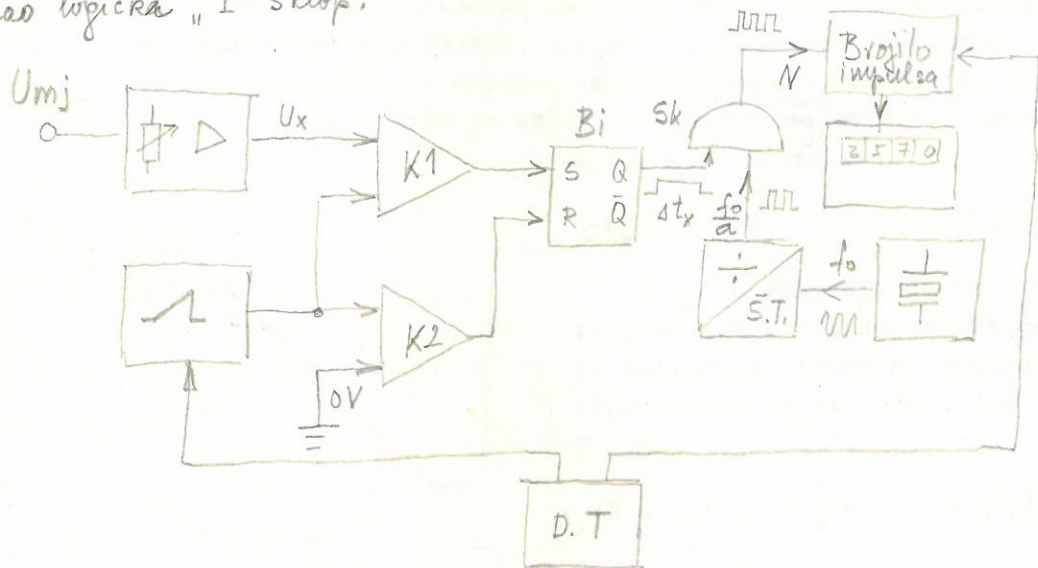
Ako je  $\beta = R_1 / (R_1 + R_2)$  mali i napon histereze će biti mali. Naponi  $U_{2max}$  i  $U_{2min}$  su kod npr. integriranih krugova  $\mu L 709$  i  $\mu L 741$  približno jednaki, dok su kod integriranih krugova predviđenih za komparatore npr.  $\mu L 710$  i  $\mu L 711$  različiti ( $U_{2max} = 3,1 \text{ V}$  i  $U_{2min} = -0,5 \text{ V}$ ).



6.3.2. Digitalni voltmetar sa pretvaranjem napona u vrijeme

Blok shema digitalnog voltmetra sa pretvaranjem mjerne napona  $U_x$  u vrijeme  $\Delta t_x$  dana je na sl. 6.43.

Impulsi koji dolaze iz izvora konstantne frekvencije  $f_0$  broje se brojilom i prikazuju digitalnim indikatorom, što predstavlja pojedinačne elemente rešine digitalne dekadouske voltmetara. U ovom slučaju broj impulsa duže ili kraće mjene  $\Delta t_x$  koji je proporcionalno mjerenoj normiranoj napona  $U_x$ . Sklopka  $S_k$  koja omogućava prolaz impulsa konstantne frekvencije na brojilo i indikator zatvorena je točno određeno vrijeme  $\Delta t_x$ . Ovo je digitalna sklopka i izradi se kao logički "I" sklop.



sl. 6.43.

Mjereni istosmjerni napon  $U_{mj}$  dovodi se na ulaz nelinearnog pojačala. Pomocju atenuatora koji se večinom upotrebljava rešino, a može i automatski, dovodi se mjerenu napon  $U_x$  normiranoj podmjerne napona  $U_x$ . Najčešće je se ovo podmjerne napona kreće od 0 do 10V. Za pretvaranje napona  $U_x$  u vrijeme, tako da je njihov odnos linearan, potreban je linearni porast ili pad napona, odnosno izvor ~~ili~~ piletog napona. Ovaj piletu napon privodi se na dva u trenutku komparatora  $K_1$  i  $K_2$ . Prvi komparator mijenja stanje  $S_k$  kada je dosti do koineidencije izmestru napona  $U_x$  i piletog napona, a drugi  $K_2$  kada proles piletu napon kroz multi potencijal.

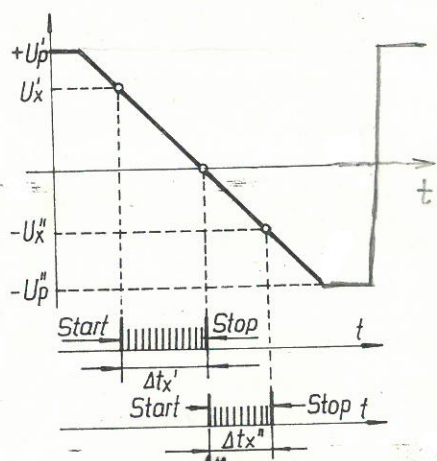


. Na sl. 6.44. prikazan je padajući pi-  
lasti napon koji "pada" od vrijednosti napona  $U_p'$  do vrijednosti  
 $U_p''$ . U momentu koincidencije između mjenog napona  $U_x'$  i pada-  
jućeg linearnog napona, ~~pojavljuje se~~ <sup>dolazi</sup> na izlazu iz komparato~~ra~~

*do promjene stanja, što nakon R-C člana sa demoviranjem daje  
okidni impuls. Ovaj okidni impuls upravlja sa bistabilnom čiji izlaz  
Q poprima stanje 1 i zatvara sklopku Sk. To je tzv. "start impuls".*

~~Upravo~~ Daljnjim padanjem linearni napon presjeca apscisu, kada  
~~okida~~ drugi komparator  $K_2$  <sup>mijenja stanje i</sup> koji daje "stop impuls". Ovaj impuls  
otvara <sup>opet</sup> sklopku Sk. Za vrijeme  $\Delta t_x'$ , dok je sklopka bila zatvo-  
rena impulsi ~~kojih~~ frekvencije  $f_0/a$  ~~je određena~~ <sup>indikatora</sup> iz stabilnog  
oscilatora sa kristalom, dolazili su do brojila, <sup>koje</sup> je poka-  
ziva~~o~~ njihov broj N u vremenskom intervalu  $\Delta t_x'$ . <sup>Ako</sup> je napon  
na ulazu negativan  $-U_x''$ , drugi komparator  $K_2$  bi dao start im-  
puls, a prvi komparator  $K_1$  "stop impuls", što je <sup>očigledno</sup> na  
sl. 6.44. Zato i linearno padajući napon prolazi od pozitivne  
do negativne vrijednosti, kako bi se omogućilo mjerenje poziti-  
vni~~h~~ i negativni~~h~~ napona. <sup>Na istoj slici</sup> je također vidljivo  
da je vrijeme koliko je sklopka Sk ~~otvorena~~ <sup>zatvorena</sup> ovisno o naponu  $U_x$ ,

pa se može napisati



Sl. 6.44  
44.

$$\Delta t_x = k \cdot U_x \quad (6.30)$$

Također vrijedi, da će kroz  
vrijeme  $\Delta t_x$ , koliko je sklopka  
Sk zatvorena, proći N impulsa  
frekvencije  $f_0/a$  prema brojilu,  
pa je

$$N = \Delta t_x \cdot \frac{f_0}{a} \quad (6.31)$$

Uvrštavanjem izraza za  $\Delta t_x$  u  
jednadžbu /6.31/ može se napisati

$$N = k \cdot \frac{f_0}{a} \cdot U_x \quad (6.32)$$

Vidi se, da je broj impulsa N direktno proporcionalan mjere-  
nom naponu  $U_x$ , jer je  $k \cdot f_0/a$  konstanta. Uzmimo kao pri-  
mjer da je  $k = 0,1 \text{ s/V}$ , a frekvencija  $f_0/a = 10^4 \text{ Hz}$ , onda je

$$N = 10^3 U_x$$

To znači da naponu od 1 V odgovara 1000 impulsa, odnosno da  
svaki impuls odgovara razlici napona od 1 mV, pa prikazani im-  
pulsu na indikatoru predstavljaju 1 mV. Prema tome promjenam  
konstante  $k \cdot f_0/a$  u skokovima po 10 odgovara ~~pomicanju decime  
nog zareza na digitalnom indikatoru.~~ mijenja se osjetljivost digitalnog  
voltmetra.

Da bi se mogao mjeriti digitalnim voltmetrom napon od  
nekoliko mV do nekoliko <sup>u pojačalo</sup> stotina V, što odgovara većem broju de-  
kada, potrebno je na ulazu <sup>Uvija na ulazu</sup> postaviti attenuator, kada bez obzira  
na veličinu mjenog napona <sup>položaja</sup> dolazi uvijek napor  
u zadanim granicama, ~~npr. od +10 do -10V~~. (Kod Hawlett Packard-  
ovog digitalnog voltmetra je napon  $U_p' = +12V$ , a  $-U_p'' = -12V$ )  
Promjena <sup>digitalnom</sup> attenuatora u skokovima po 10, indicira se na indikatoru kao



\* Poznámka: max. množství do  $5 \cdot 10^6$  celula u sekundi.

Alio se umjesto linearnog padajućeg ili rastućeg napona upotrijebi eksponencijalno rastući napon, može se dobiti digitalni voltmetar sa logaritamskim odzivom. To proizlazi iz sljedećeg razmatranja

$$u_x = U_0 \left( e^{\frac{\Delta t_x}{k}} - 1 \right) \quad (6.83.)$$

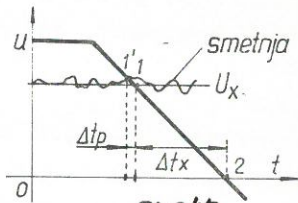
odakle se logaritmiranjem dobiva da je

$$\Delta t_x = k \cdot \ln \left( \frac{u_x}{U_0} + 1 \right) \quad (6.84.)$$

Točnost digitalnog voltmetra ovog tipa ovisi prema izrazu /6.38/ o linearnosti pilastog napona, stabilnosti frekvencije  $f_0$  i kao kod digitalnih mjerila frekvencije i o brzini rada bistabila, koji <sup>odnosi se na</sup> upravlja sklopku Sk. ~~Ovaj tip~~ Analogni-digitalni konverzija upotrebljava u ovom slučaju omogućava i do 5000 mjerenja odnosa uzmavak upovka u sekundi.

Prednosti ovog tipa digitalnog voltmetra očituje se u niskoj cijeni i jednostavnosti, dok mu <sup>često</sup> točnost nije bolja od 0,01%, a najčešće je oko 0,1%. Izvode se vsa tzv.  $3\frac{1}{2}$ -digitalnim indikatorom. <sup>često</sup> Iako ovaj tip digitalnog voltmetra nije <sup>uopće</sup> točan, ni <sup>uopće</sup> nije smetnji, ipak se <sup>često</sup> može koristiti doste brzinom, pa se primjenjuje kao A/D konverter u donjih mjere. <sup>neosjetljiv na smetnje</sup>

Digitalni voltmetar ovdje opisan nije imun od smetnji, pošto svaka promjena napona  $U_x$ , koja nastupi u momentu koincidencije daje pogrešan rezultat, jer se dužina trajanja  $\Delta t_x$  vrednuje samo u tim točkama. Ovo je vidljivo na sl. 6.45., gdje je prikazan konstantan napon <sup>i napon</sup>  $U_x$  promjenama. Ako je do promjene napona došlo prije prve točke koincidencije, to nema nikakvog utjecaja na točnost mjerenja, dok u slučaju promjene u neposrednom okolišu točke koincidencije (promjena presjecišta), mogu nastupiti veće <sup>veličine</sup> pogreške  $\Delta t_p / \Delta t_x$ .



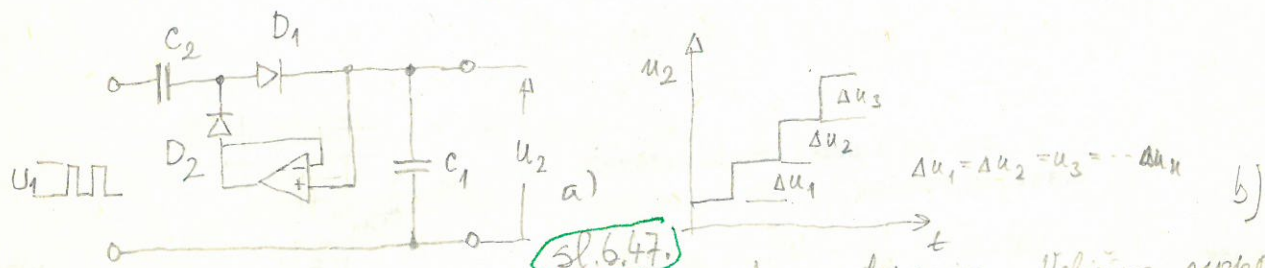
Sl. 6.45.

Vrlo sličan opisanom digitalnom voltmetru je voltmetar koji koristi generator stepenica umjesto pilastog napona. Njegova pojednostavljena blok shema dana je na sl. 6.46. a u prilogu

Davčić tablica D.T. daje "start impuls" koji zatvara sklopku Sk i na taj način omogućava prolaz impulsima iz generatora stabilne frekvencije  $f_0$  preko djelitelja, koji djeli u omjeru 1:a, na brojilo. Istovremeno oni impulsi dolaze i na sklop, koji upravljan ovim impulsima generira stepenasti napon. To je generator stepenastog napona. Stepenasti napon se kod svakog impulsa povećava za neku malu vrijednost  $\Delta u$ , dok ne dosegne nominalnu vrijednost mjerenog napona  $U_x$ . U momentu koincidencije napona  $U_x$  sa naponom stepenica komparator K daje okidni impuls koji otvara sklopku <sup>Sk</sup> i brojanje se prekida. Davčić tablica DT svojim okidnim impulsom "resetira" brojilo, zatvara sklopku i "presu" generator stepenica na nulu. Vrijeme brojanja impulsa <sup>Δtx</sup> za koji vrijeme je sklopka zatvorena,



\*

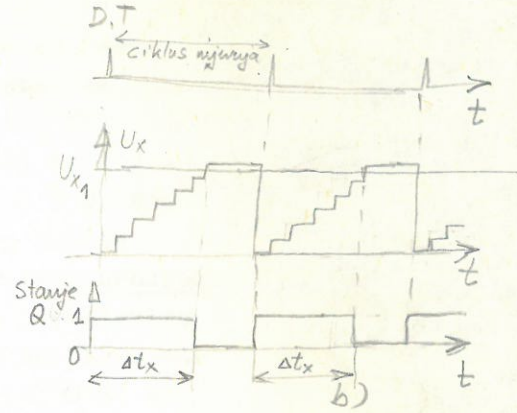
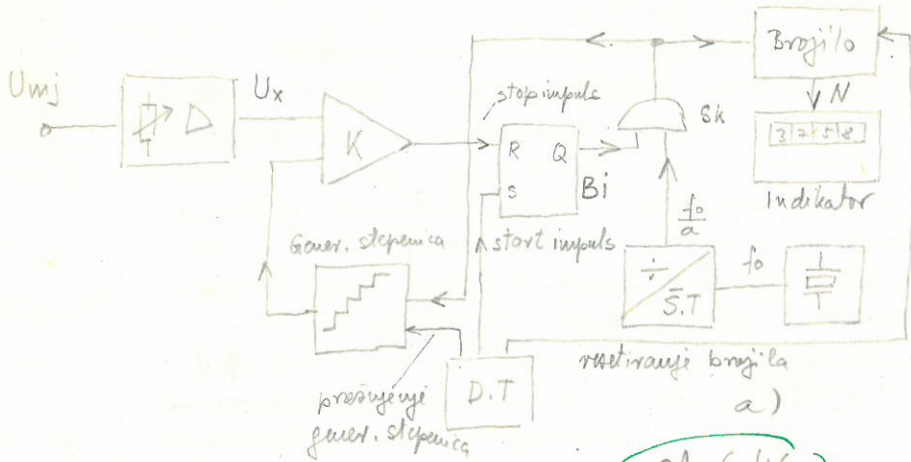


sl. 6.47.

Na sl. 6.47a) prikazana je shema generatora stepenica. Velicina neposrednog skoka  $\Delta u$  proizilazi iz velicine kapaciteta  $C_2$  i  $C_1$ , koji pajujuavajuji djelitelj napona tako da je

$$\Delta u = \frac{C_2}{C_1 + C_2} \cdot U_1 \quad (6.85.)$$

Sprezicanje smanjenja skoka stepenicitop se neposrednim stepenim  
 koje napou: me anodi diode  $D_2$  neposredno podize kao islasni napou  $u_2$   
 naste pa izvodi izras (6.85). <sup>Na ovaj način</sup> Sve su neposredne "stepenice" iste, kao što je  
 to vidljivo na sl. 6.47.b.



Sl. 6.46.

Dešifrova se momentom kojiceidujeje stepenica napona sa normiranim naponom  $U_x$ , prema sl. 6.46 b. Ujeli ciklus mjerenja napona ci se ponoviti kada deseti takta dade novi start-impuls. \*

Zbog toga kako svaki impuls na izlazu generatora impulsa daje skok napona za  $\Delta u$ , tako ce N impulsa dati naponsku promjenu od  $\Delta u \cdot N$ . Broj impulsa N, koji ce biti generiran ovisi o momentu kada se napon  $\Delta u \cdot N$  izjednačuje sa mjenim naponom  $U_x$ , pa se može napisati

$$\Delta u \cdot N = U_x \quad (6.86)$$

odnosno

$$N = \frac{1}{\Delta u} \cdot U_x \quad (6.87)$$

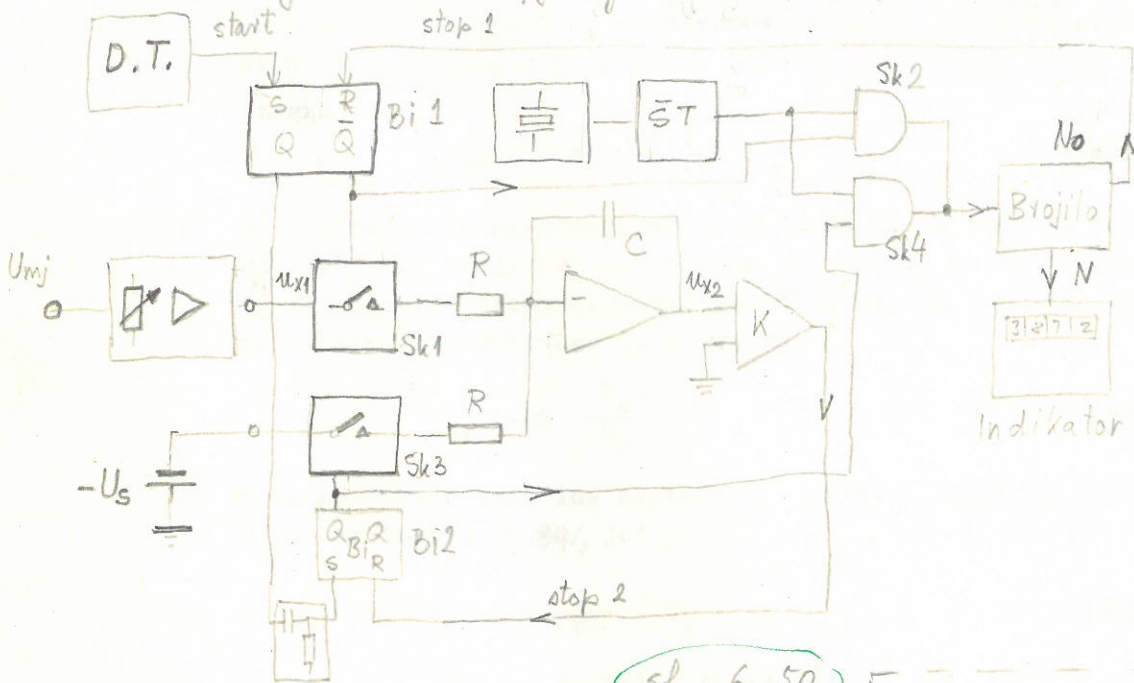
gdje vidimo proporcionalnost između broja impulsa N i mjenog napona  $U_x$ , a koeficijent proporcionalnosti je  $1/\Delta u$ , tj. što je manji  $\Delta u$ , to ce veći broj impulsa odgovarati naponu  $U_x$ . Iz ovog izraza postaje očito, da u ovom slučaju točnost mjerenja ne ovisi o frekvenciji oscilatora, nego samo o jednakosti pojedinih "stepenica" napona, naime, mora biti ispunjeno vrlo točno  $\Delta u_i = \Delta u_{i+1}$ . Osim toga osjetljivost na smetnje je smanjena zbog vrlo brzog porasta napona  $\Delta u$  u trenutku kojiceidujeje kod stepenica valnog oblika.

Svojstva ovog voltmetra su vrlo slična prethodnom tipu voltmetra, ali je ovaj još jednostavniji i jeftiniji, tako da mu je cijena jedva nešto veća od cijene analognog voltmetra. To se može reći, da je najjednostavniji tip digitalnog elektronskog voltmetra, koji obično ima tri dekade, a može se koristiti u servisnim radionicama, ispitnim stanicama, u proizvodnji itd. Točnost mu je oko 0,1%.

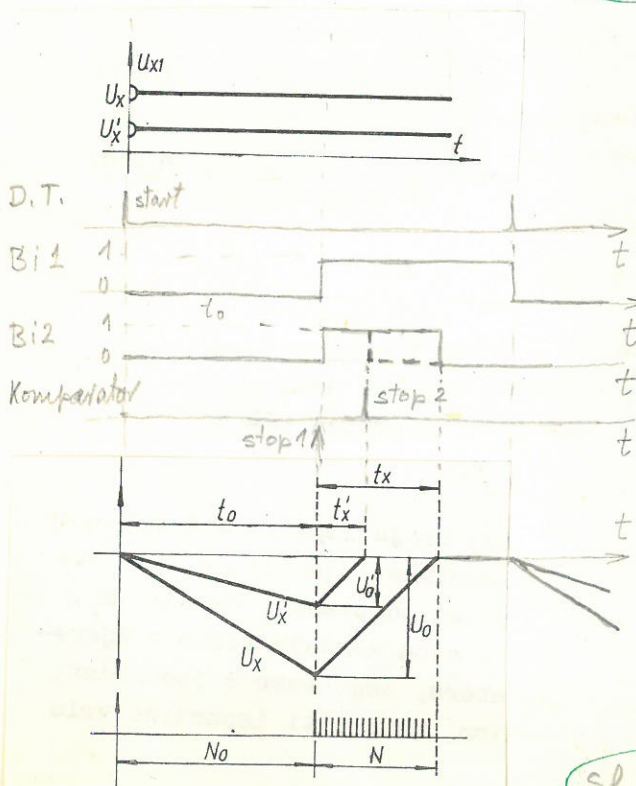


Grupa elektronskih digitalnih voltmetara sa pretvaranjem napona u vrijeme pada i digitalni voltmetar sa dvostrukim pilastim naponom (Dual-slope integrating DV), dok obzirom na integraciju mjernog napona ima sličnosti sa digitalnim voltmetrom opisanim u slijedećem poglavlju 6.3.4. Budući da ovaj voltmetar koristi integraciju mjernog napona ima i svojstvo neosjetljivosti na smetnje. Razlog ovoj neosjetljivosti na smetnje razjašnjen je поближе ~~u~~ u poglavlju 6.3.4. Digitalni voltmetar sa dvostrukim pilastim naponom, čija je konstrukcija novijeg datuma, je vrlo točan (0,005%) uz relativno jednostavnu izvedbu.

Princip rada digitalnog voltmetra sa dvostrukim pilastim naponom prikazan je na principijelnoj blok shemi na sl. 6.48. i sl. 6.50. dok se

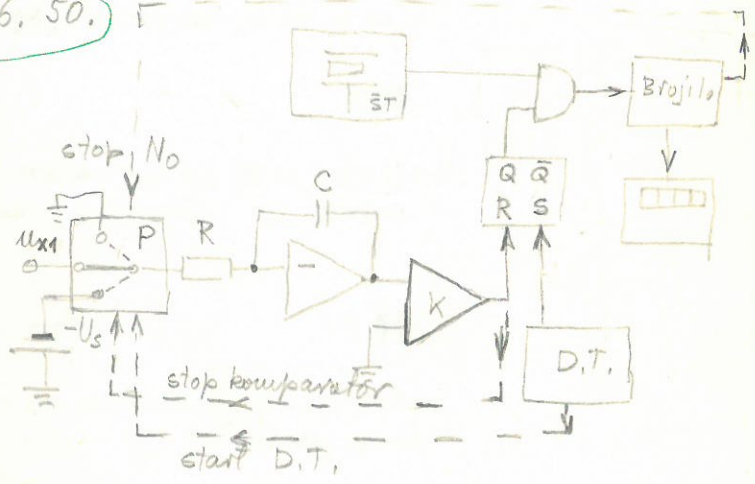


sl. 6.50.



Sl. 6.49

sl. 6.49.



sl. 6.48.

na sl. 6.49 radi  
Vremenski dijagram

Normiran  
Mjerni napon  $U_x$

sa ulaznih priključnica na sl. 6.48. dovodi se <sup>na</sup> integratorom na izlazu kojeg se pojavljuje napon

$$u_{x2} = - \frac{1}{RC} \int_0^{t_0} u_{x1} dt \quad /6.88/$$

koji je zbog  $U_{x1} = \text{konst.}$

$$u_{x2} = - \frac{1}{RC} U_{x1} \cdot t_0 \quad /6.89/$$

Integriranje ulaznog napona provodi se točno određeno vrijeme  $t_0$  (obično 100 ms), što se pre-

maksimalnog broja impulsa  $N_0$

la do (zasićenje). U momentu <sup>kada</sup> zasićenja brojilo daje impuls, koji prebacuje preklopnik  $P_x$  sa <sup>normiranog</sup> mjernog napona  $U_{x1}$  na vrlo stabilni napon  $U_s$ , protivnog predznaka, tako da sada napon raste prema

izrazu

$$u_{x2} = \frac{1}{RC} U_s \cdot t \quad /6.90/$$

sa stalno istim nagibom, bez obzira, da li je početni napon bio veći ili manji ( $U_0$  ili  $U'_0$ ) na sl. 6.44., pa će vrijeme  $t_x$  ili  $t'_x$  biti proporcionalno veličini napona  $U_0$  ili  $U'_0$  prema izrazu koji dobivamo iz jednadžbe

$$t_x = -RC \frac{U_0}{U_s} \quad /6.91/$$

S druge strane veličina napona  $U_0$  ovisi o veličini napona  $U_{x1}$  prema izrazu /6.89/, jer je

$$U_0 = - \frac{1}{RC} \cdot U_x \cdot t_0 \quad /6.92/$$

Uvrštavanjem izraza (6.92) u (6.91), dobivamo ~~da se~~ se da je

$$t_x = \frac{U_x}{U_s} \cdot t_0 \quad /6.93/$$

uzimajući apsolutnu vrijednost izraza /6.46/. Broj impulsa  $N$  (frekvencije  $f_0$ ), koji u vremenskom intervalu  $t_x$  prolazi kroz sklopku je

$$N = f_0 \cdot t_x = f_0 \cdot \frac{U_x}{U_s} \cdot t_0 \quad /6.94/$$

pri tome treba uzeti u obzir, da je maksimalni broj impulsa koje može brojilo "izbrojiti"  $N_0 = f_0 \cdot t_0$  pa možemo <sup>se</sup> izraz /6.94/ napisati <sup>u</sup> konačnom obliku

$$N = N_0 \frac{U_x}{U_s} \quad /6.95/$$



Iz napisanog iznosa je vidljivo da broj impulsa koji se prikazuje na indikatoru kao napona je proporcionalan naponu  $U_x$  i da je konstanta proporcionalnosti koeficijent  $N_0/U_s$  koja predstavlja čvrstu vrijednost, jer su  $N_0$  i  $U_s$  veličine, koji se ne mijenjaju. <sup>i mogu se vrlo točno realizirati</sup> Ostale veličine kao što je vremenska konstanta RC integratora, frekvencija impulsa neće se dovesti do iznosa, jer se povećavaju. Razlog tome je što u oba vremenska intervala  $t_0$  i  $t_x$  analizirani su isti sklopovi, pa se njihove eventualne pogreške međusobno potiru. Pri tome se svakako misli da se ~~ne~~ ove pogreške ne mijenjaju unutar mijenjanja cilusa. Tako ~~ne~~ upr. spore promjene frekvencije oscilatora  $f_0$  nemaju značenja, jer su one prisutne u oba vremenska intervala  $t_0$  i  $t_x$  i broj se istim broji. Isto tako se integriranje ~~ne~~ u oba vremenska intervala provodi istim ~~sklopom~~ sklopovima, pa se integriraju. To su i inače karakteristične voltnetane, koji naponi provode u dva odvojena vremenska intervala, odnosno talita.

Na sl. 6.50. prikazana je blok shema ovog digitalnog voltnetra sa većim sklopovima, a ne zamisljivom preklapanom P kao što je to naznačeno na pojednostavljenom blok shemi na sl. 6.48. U ovom slučaju upotrebljene su dvije analogne sklopove Sk1 i Sk3 te dvije digitalne sklopove Sk2 i Sk4. Davač takta DT daje početni (start) impuls, koji ~~u~~ bistabil Bi1 vrata u početno stanje, kada su sklopovi Sk1 i Sk2 zatvoreni tako da se na ulazu integratora naponi naponu  $U_{x1}$  i impulsi iz generatora frekvencije  $f_0$  dolaze na brojilo. Kada brojilo dosegne broj  $N_0$  daje impuls i počinje brojenje iz početka tj. od nule. Impuls iz brojila prikazuje bistabil, što izaziva zatvaranje sklopova Sk3 i Sk4, a otvaranje sklopova Sk1 i Sk2. To ima za posljedicu dovodenje vrlo stabilnog napona  $-U_s$  na integrator umjesto  $U_{x1}$  i brojilo broji iz početka sve do trenutka kada pozitivno nastupi napon na ulazu iz integratora ne dosegne 0 napona. Saada



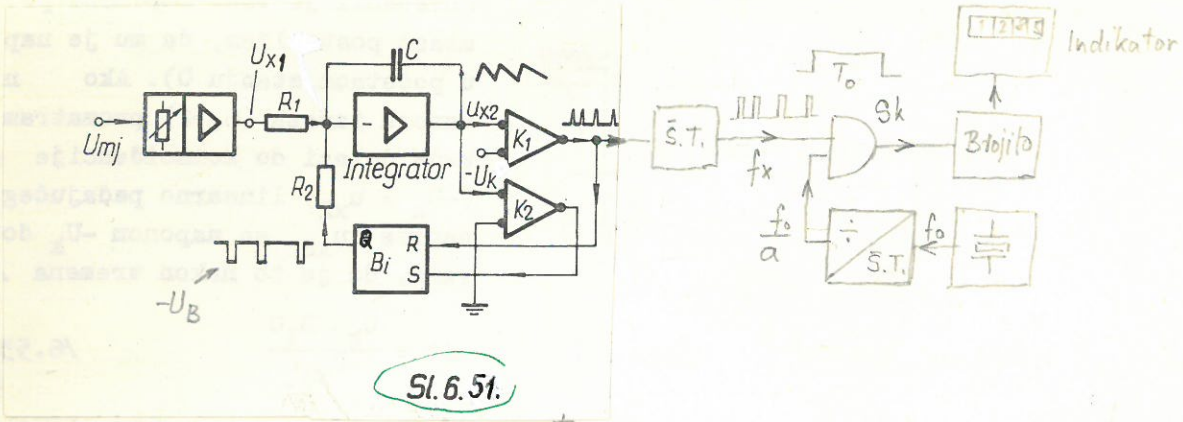
komparator k daje impuls, bistabil  $B_1$  mijenja stanje i sklopke  $Sk_3$  i  $Sk_4$  se stvaraju impulsi prelazi dolaze na brojilo, a indikator pokazuje broj isbrojenih impulsa  $N$  u vremenskom intervalu  $t_x$ , koji je proporcionalan naponu mjernom normiranom naponu  $U_x$ . Ovo stanje traje kao brojnja impulsa ~~traje~~ sve do ~~do~~ novog start impulsa koji daje devet talata  $DT$ . Analogue elektroničke sklopke ne stvaraju veću pogrešku kod mjerenja, ako im je otpor u vodstvu, (dok su zatvorene) znatno manji od otpora  $R$  u jednoj i drugoj ulaznoj grani integratora. Vremenski interval  $t_0$  lako se određiti ako se osude frekvencija oscilatora  $f_0$  koja upr. može biti  $1\text{MHz}$ . Ako brojilo ima 5 dekada te može najviše isbrojiti  $10^5$  impulsa ( $N_0 = 10^5$ ) onda izlazi da  $t_0$  traje  $N_0/f_0 = t_0 = 10^5/10^6 = 0.1\text{s}$  tj.  $100\text{ms}$ . Brojilo je izvedeno tako, da kada dosegne maksimalan broj, prvi sljedeći impuls "praski" ga na nulu. Točnost svodi se ovako i o brzini rada sklopki odnosno bistabila, što u ovom slučaju nije često ostvareno, a ~~time više~~ jer nema više od desetak mijernih ciklusa u sekundi. Ovaj način analognog-digitalne konverzije ističe se velikom točnošću, ali ne i brzinom rada. Njegova brzina rada je oko 20 ciklusa u sekundi, što je vrlo sporo, pa ga se ne može upotrijebiti kao A/D konverter u obradi signala.

#### 6.3.4. Digitalni voltmetar sa pretvaranjem napona u frekvenciju

Kod ovog tipa digitalnog elektronskog voltmetra mijenja se frekvencija  $f_x$  impulsa  $N$  u ovisnosti o ulaznom naponu  $U_x$ , a impulsi se broje u zadanom intervalu vremena  $T_0$ . Može se smatrati, da nakon pretvaranja napona  $U_x$  u frekvenciju  $f_x$ , <sup>se mjeri</sup> ovu ~~određujemo~~ mjerilom frekvencije baždarenim u voltima. ~~ovaj Digitalni~~ <sup>sa pretvaranjem napona u frekvenciju</sup> ~~tip~~ voltmetar poznat je i pod imenom digitalnog voltmetra integrirajućeg tipa. Blok shema ovog uređaja prikazana je na sl. 6.51.

Nakon normaliziranja <sup>mjernog</sup> ~~ulaznog~~ napona <sup>U<sub>m</sub></sup> na izlazu pojačala, ~~dobiva se~~ <sup>dobiva se</sup> istosmjerni napon  $U_x$ . Ovaj se istosmjerni napon  $U_x$  dovodi na integrator (obično Miller-ov), na izlazu kojeg se pojavljuje linearni pad napona (jer je priključak na pojačalo izvršen na invertirani ulaz), pa se može napisati da je





Sl. 6.51.

$$u_{x2} = -\frac{1}{R_1 C} \int_0^t u_{x1} dt \quad (6.96.)$$

odnosno zbog  $u_{x1} = U_{x1} = \text{konst}$  može se pisati:

$$u_{x2} = -\frac{1}{R_1 C} U_{x1} \cdot t \quad (6.97.)$$

Kada napon  $u_{x2}$  dosegne vrijednost napona  $-U_k$  na izlazu iz komparatora  $K_1$  pojavljuje se okidni impuls (komparator ima na izlazu derivator). Ovaj impuls se nakon formiranja u prevodniku oblike Schmittovim triggerom dovodi preko digitalne sklopke na brojilo. Ysti taj impuls privodi se i na bistabilu kome mijenja stanje na izlazu od vrijednosti napona od 0 volta na vrijednost napona  $-U_B$ . Ovaj napon je mnogo veći od nominalnog mjernog napona  $U_{x1}$  i protivnog predznaka. Posljedica toga je brzi i linearni porast napona prema izlazu

$$u'_{x2} = \frac{1}{R_2 C} U_B \cdot t \quad (6.98.)$$

u trenutku kada ovaj napon dosegne multi potencijal, komparator  $K_2$  daje okidni impuls koji ponovo mijenja stanje bistabilu što znači da se ovaj <sup>vraća</sup> napon vraća na 0 volta. Porast  $U_B$  što se dobro vidi na vremenskom dijagramu na sl. 6.52.a.

Vrijeme  $t_x$  između pojedinih impulsa koji se privode brojilu je prema tome suma vremena  $\Delta t + \Delta t_0$ . Vrijeme trajanja linearnog padajućeg napona  $\Delta t$  može se lako odrediti iz iznosa (6.97) tj. kada napon na izlazu  <sup>$u_{x2}$</sup>  integratora dosegne vrijednost napona  $-U_k$  i kada doljeji pad

napone pretaje, a to je nakon vremena

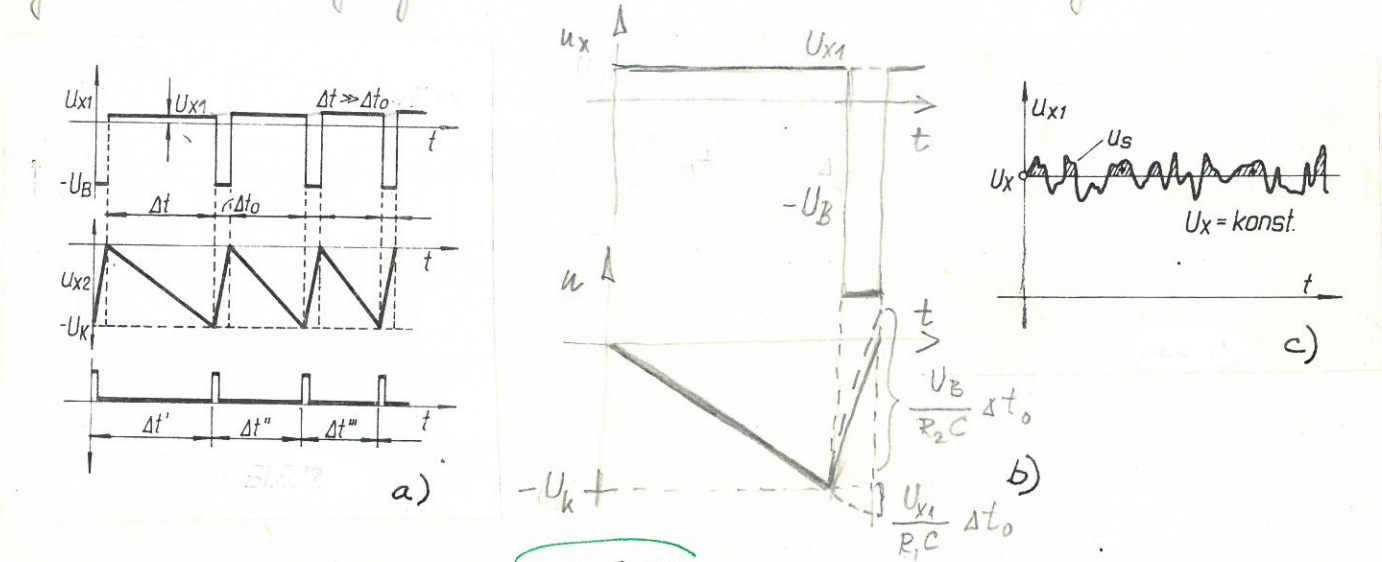
$$\Delta t = \frac{U_k \cdot R_1 C}{U_{x1}} \tag{6.99}$$

Prema tome frekvencija impulsa koji odu na brojilo je

$$f_x = \frac{1}{\Delta t} = \frac{U_{x1}}{U_k \cdot R_1 C} \tag{6.100}$$

gdje je tako njihova proporcionalnost između frekvencije impulsa  $f_x$  i napone na ulazu  $U_{x1}$ .

Ali se usme u obzir i vrijeme  $\Delta t_0$  u obzir, onda se može vidjeti i njegov utjecaj na točnost mjerenja. Vrijeme  $\Delta t_0$  možemo odrediti činjenice da se



SI. 6. 52.

na ulazu integratora za vrijeme  $\Delta t_0$  nalaze dva napone i to napon  $-U_B$  koji djeluje preko otpora  $R_2$  i napon  $U_{x1}$  koji djeluje preko otpora  $R_1$ , tako da je posred linearno rastućeg napona  $u'_{x2}$  za vrijeme  $\Delta t_0$  prema izrazu (6.98.) umanjjen za istovremeno padajuće napone  $U_{x1} \Delta t_0 / R_1 C$  koje je posljedica još uvijek prisutnog napona  $U_{x1}$  <sup>na ulazu</sup>, pa se može napisati, da je

$$U_k = \frac{U_B}{R_2 C} \Delta t_0 - \frac{U_{x1}}{R_1 C} \Delta t_0 \tag{6.101}$$

odakle islazi

$$\Delta t_0 = \frac{U_k}{\frac{U_B}{R_2 C} - \frac{U_{x1}}{R_1 C}} \tag{6.102}$$

Prema tome je ukupno vrijeme, a to je i istovremeno vrijeme između



poprednih impulsa

$$t_x = \Delta t + \Delta t_0 = \frac{U_k \cdot R_1 C}{U_{x1} \left(1 - \frac{R_2}{R_1} \frac{U_{x1}}{U_B}\right)} \quad (6.103.)$$

odnosno točno frekvencija impulsa  $f_x$

$$f_x = \frac{1}{t_x} = \frac{U_{x1} \left(1 - \frac{R_2}{R_1} \frac{U_{x1}}{U_B}\right)}{U_k \cdot R_1 C} \quad (6.104.)$$

Zahvaljujući činjenici da je  $R_2 \ll R_1$  i  $U_{x1} \ll U_B$  može se utjecaj drugog člana u nazivniku u izrazu (6.104.) zanemariti. No o njemu ipak treba voditi računa, ako se radi o ovim tipu digitalnog voltmetra pretici zadovoljavajuća točnost.

Kako je <sup>digitalna</sup> sklopka Sk otvorena točno određeno vrijeme  $T_0$ , koje je određeno stabilnošću frekvencije  $f_0$  oscilatora sa kristalom, <sup>odnosno budući da je  $T_0 = a/f_0$</sup>  dobivamo, kao i kod mjerila frekvencije, da je broj impulsa  $N$ , koje pokazuje brojilo (prema izrazu (6.104.)

$$N = \frac{a U_{x1} \left(1 - \frac{R_2}{R_1} \frac{U_{x1}}{U_B}\right)}{U_k \cdot f_0 \cdot R_1 C} \quad (6.105.)$$

U izrazu (6.105) vidimo da točnost ovog digitalnog voltmetra je ovisna ne samo o drugom členu u nazivniku, nego i o stabilnosti oscilatora, napona  $-U_k$  te vremenskoj konstanti  $R_1 C$ .

~~U svakom slučaju~~ <sup>mastofati</sup> treba ~~da~~ <sup>se</sup> što veći broj impulsa  $N$  dovede <sup>u brojilo</sup> ~~u~~ vrijeme  $T_0$ , a to će biti, kada je  $T_0$  mnogo veći od srednje vrijednosti vremena  $t_x$  između impulsa. Točnost mjerenja ovog tipa voltmetra <sup>je</sup> ~~je~~ bolja od 0,01% ~~(unutar 6 mjeseci)~~

Posebno kod digitalnih elektromehaničkih voltmetara integrirajućeg tipa, kao što je i ovaj o kojemu je ovdje riječ, treba istaknuti njihovu neosjetljivost na smetnje.

Neosjetljivost na smetnje proizlazi iz izraza ~~REZULTAT~~ (6.96)

$$u_{x2} = - \frac{1}{R_1 C} \int_0^t u_{x1} dt \quad (6.96.*)$$

U dosadašnjim razmatranjima pretpostavljali smo da je napon  $u_{x1}$  istosmjerna veličina tj.  $u_{x1} = U_x$  i prema tome u promatranom vremenskom intervalu konstantna. No u stvari taj mjerni napon uvijek ima neke fluktuacije veće ili manje, koje mogu biti posljedica ili šuma različitog porijekla, ili inducirano napona mreže. <sup>(sl. 6.52.c)</sup> Ako napon  $u_{x1}$  rastavimo na dvije komponente: konstantnu  $U_x$  i vremenski fluktuirajuću  $u_s$  tako da je  $u_{x1} = U_x + u_s$ , onda integral u izrazu /6.96\*/ možemo napisati kao:

$$\int_0^t u_{x1} dt = \int_0^t U_x dt + \int_0^t u_s dt \quad \text{REZULTAT (6.106)}$$

pri tome se može drugi integral smatrati približno jednak 0,

ako su površine fluktuirajuće krivulje  $u_s$  iznad i ispod konstantne vrijednosti  $U_x$  približno jednake, a to znači, da je rezultat <sup>Ovo je naljivo na sl. 6.52.c</sup> isti, kao i da nema smetnji. Prema tome u slučaju superponiranog napona šuma ili inducirano napona mreže drugi integral izraza ~~REZULTAT~~ (6.106)

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \int_0^t u_s dt = 0 \quad \text{REZULTAT (6.107.)}$$

za  $t \rightarrow \infty$

~~stvarno~~ postaje jednak nuli, ako je promatrano vrijeme  $t$  dovoljno dugo, prema najdužem periodu signala smetnje. Na osnovu toga ~~je~~ integral (6.106.) postaje

$$\int_0^t u_{x1} dt = \int_0^t U_x dt \quad \text{REZULTAT (6.108.)}$$

~~bez utjecaja izmjeničnog napona smetnje.~~  
~~a to je ono, što smo pretpostavljali i kod ranijeg dokazivanja da je  $f_x = k \cdot U_{x1}$ .~~

Na osnovu iznesenog možemo konstatirati, da ovaj tip digitalnog voltmetra određuje srednju vrijednost promjenljivog napona. Za razliku od prethodnog slučaja, ovdje se mjerenje provodi za cijelo vrijeme intervala  $\Delta t_x$ , a ne samo u momentu koincidencije.

Ima izvedbi koje u smislu naponsko-frekvencijskog pretvarača koriste <sup>myranov</sup>astabilni multivibrator kome se frekvencija mijenja promjenom <sup>myranov</sup>istosmjernog napona na bazama tranzistora ~~astabilnog multivibratora.~~



6.3.5. Digitalni voltmetar sa sukcesivnom aproksimacijom mjenenog napona

Digitalni voltmetar sa sukcesivnom aproksimacijom napona djeluje na istom principu kao i analogni diferencijalni voltmetar, samo je rjesenje ovdje postignuto digitalnom tehnikom. I ovdje se vrši upoređivanje dvaju napona: mjernog U<sub>x</sub> i komparirajućeg U<sub>k</sub> sa digitalno-analognog pretvarača. Komparirajući napon U<sub>k</sub> se u koracima tokom mjerenja sve više približava vrijednosti U<sub>x</sub>, dok se ne ostvari zadovoljavajuće približenje. U tom trenutku se očitava vrijednost komparirajućeg napona U<sub>k</sub>, koji je inače dan u binarnom sustavu, na digitalnom indikatoru koji se u ovom slučaju proizvodi.

Postupak mjerenja je slijedeći: napon koji želimo mjeriti U<sub>mj</sub> se preko pojačala i atenuatora dovede u željeno u "normalizirano" područje napona, koje može biti npr. od 0 do 10V.

Ovo podmeće je podijeljeno u veći broj koraka prema finoci aproksimacije koja se želi postići. Podjela je izvršena u binarnom sustavu tj. u smislu Δ = 1/2<sup>n</sup>. Što se želi postići finije približenje mjerenom naponu U<sub>x</sub> to veći broj n mora biti veći. (Obično je veći od 7). Prema tome komparirajući napon U<sub>k</sub> poprima sve manje vrijednosti napona u okolini mjerenog napona U<sub>x</sub> unutar normaliziranog područja napona, sve više mu se približujući. Svaki mjerni tahit daje veći približenje. Broj ovih takova odgovara eksponentu n.

Bilo koji broj N možemo prikazati u binarnom brojnem sustavu kao

N = sum\_{i=0}^{n-1} a\_i \* 2^i, NASBAK (6.109)

gdje a<sub>i</sub> može poprimiti samo vrijednosti 0 ili 1. Najveća vrijednost broja N kod zadane potencije "n" je uz sve a<sub>i</sub> = 1, tj.

N\_max = 2^{n-1} + 2^{n-2} + ... + 2^2 + 2 + 1 NASBAK (6.110)

Kod toga vrijedi da je

2^{n-1} = 2^{n-2} + 2^{n-3} + ... + 2^2 + 2 + 2

pa se može pisati izraz (6.110) kao

N\_max = 2^n - 1 NASBAK (6.111)

Ako je n dovoljno velik, onda se 1 može zanemariti.





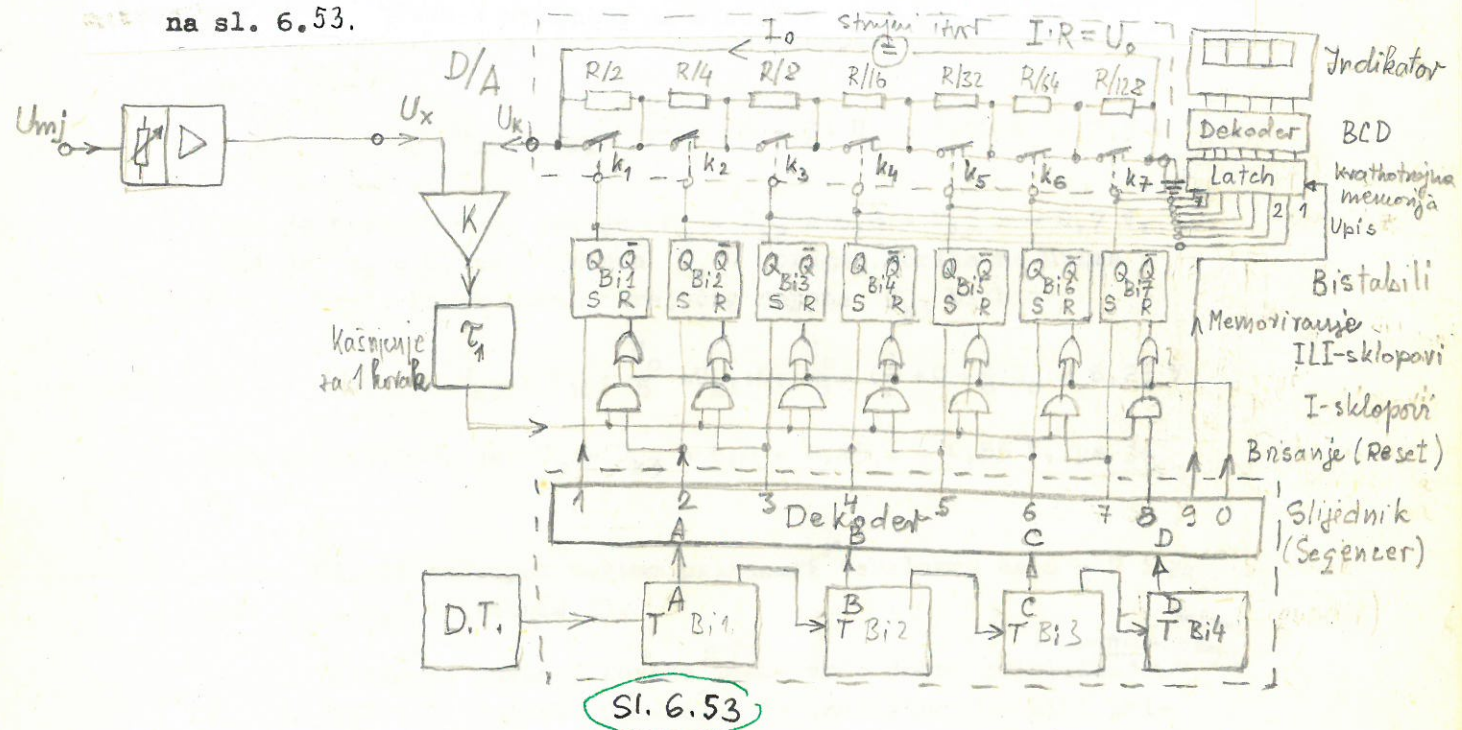


može u jednak elau stroja, jer sa mjednostu  $U_k = 7,5V$  preuzimana je red mjednost  $U_x = 7V$ . Ako bi svi elauoi stroja postojali, osim prvoga koji pokriva podnizej od 0 do 1/2, onda mjeidi da je

$$\lim_{n \rightarrow \infty} \left[ \frac{1}{2^2} + \dots + \frac{1}{2^n} + \frac{1}{2^{n+1}} \right] = \frac{1}{2} \quad \text{ALGEBRA (6.115.)}$$

Tako da je ukupni stroj za sve  $a_i = 1$  također 1.

Kriterij za utvrdivanje pojedinih koeficijenata  $a_i$  određuje se neprekidnim usporedivanjem napona  $U_x$  sa  $U_k$  u svakom koraku. Kako je to izvedeno vidi se na pojednostavljenoj blok shemi na sl. 6.53.



Sl. 6.53

Mjerni napon  $U_{mj}$  dovodi se u normirano mjerno područje kao napon  $U_x$ , koji se upoređuje sa komparirajućim naponom  $U_k$  iz digitalno-analognog pretvornika na sl. 6.53. Iz davača takta D.T. impuls određene dužine trajanja  $\tau$  redom prolazi stupnjevima sklopa otvarajući kontakte  $k_1 \dots k_7$  digitalno-analognog pretvornika. Kad bi svi kontakti ostali otvoreni, što odgovara svim vrijednostima  $a_i = 1$ , napon  $U_k$  bi bio jednak  $U_0$ , odnosno ~~dobila se~~ njegovala maksimalna vrijednost. No da se može aproksimirati bilo koja vrijednost  $U_x$  komparirajućim naponom  $U_k$  ( $U_x = U_k \pm \Delta$ ) neke vrijednosti  $a_i$  moraju biti jednake nuli. Kriterij za određivanje vrijednosti koeficijenata  $a_i$  ( $a_i = 1$  ili  $0$ ) ovisi o naponskoj razlici  $\Delta U$  između napona  $U_x$  i komparirajućeg napona  $U_k$ . Ako je za neki korak

$\Delta U = U_x - U_k > 0$ , ALGEBRA (6.116.)  
 onda je odgovarajući  $a_i = 1$ , no ukoliko je

$\Delta U = U_x - U_k < 0$  ALGEBRA (6.117.)  
 tada je odgovarajući  $a_i = 0$ , tj. ne utiče se dotični elau sume u dotič.



Ujedinosti koeficijenta  $a_i$ , prema ovom shijedi, <sup>odnosno mjesta</sup> daje vrijednost napona  $U_k$  u binarnom brojuvom sustavu. Stanje na izlazu iz 7 koraka na sl. 6.53 daje vrijednost koeficijenta  $a_i$ , a njihov shjed odnuten je pobrojima korakima.

Princip rada najbolje se može pojačati na shjedica dva primjera. Neka je mjereni napon u normiranom području  $U_x = 6,8 \text{ V}$  <sup>(uz  $U_0 = 10$ )</sup> prvi korak analognog - digitalnog pretvoraka daje veličinu komparirajućeg napona

$$U_{k1} = \frac{1}{2} U_0 = 5 \text{ V}$$

U ovom slučaju je  $\Delta U = 6,8 - 5 = +1,8 > 0$ , pa je  $a_1 = 1$ . Kod drugog koraka vrijednost komparirajućeg napona  $U_k$  je

$$U_{k2} = U_{k1} + \frac{U_0}{4} = \left(\frac{1}{2} + \frac{1}{4}\right) U_0 = 0,75 U_0 = 7,5 \text{ V}$$

Kako je sada  $\Delta U < 0$ , jer je  $U_x - U_{k2} = 6,8 - 7,5 = -0,7 \text{ V}$ , onda je  $a_2 = 0$ , pa se napon  $U_0/4$  drugog koraka ne uzima u obzir. Treći korak komparirajućeg napona  $U_{k3}$  bi bio

$$U_{k3} = U_{k2} + \frac{U_0}{8} = U_{k1} + 0 + \frac{U_0}{8} = \left(\frac{1}{2} + 0 + \frac{1}{8}\right) U_0 = 6,25 \text{ V}$$

Sada je  $\Delta U > 0$ , jer  $U_x - U_{k3} = 6,8 - 6,25 = +0,55 \text{ V}$ , pa je  $a_3 = 1$ .

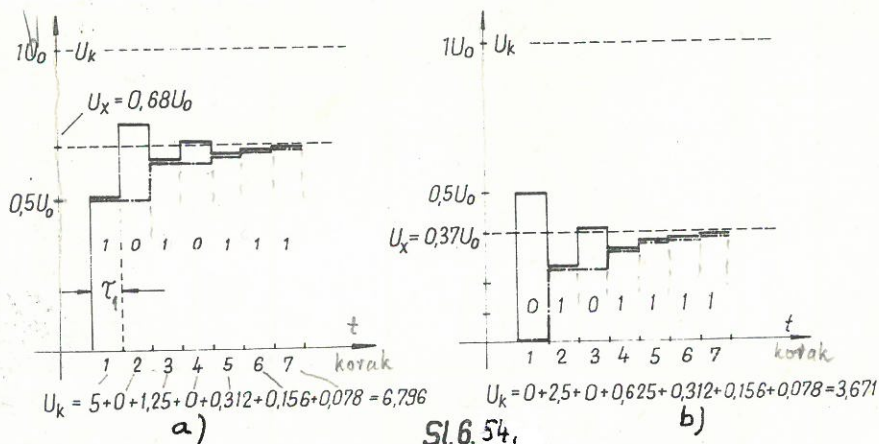
Cijeli postupak ~~možemo~~ <sup>je</sup> prikazati tabelarno za  $n = 7$  i za  $U_x = 6,8 \text{ V}$  (tablica I).

Viditi <sup>se</sup> da nakon 7 koraka ~~ima~~ <sup>postoji</sup> vrlo dobro približenje <sup>napona</sup> komparirajućeg ~~napona~~  $U_k = 6,796 \text{ V}$  vrijednosti  $U_x = 6,8$ . Na indikatoru će biti prikazana vrijednost  $U_k$  koja u binarnom sustavu odgovara broju 1010111. Taj se binarni broj dekodira u decimalni i indicira na indikatoru kao broj 6,796 V što odgovara točnosti od  $(6,8 - 6,796)/6,8 = 0,004/6,8 = 0,00059 = 0,059\%$ .

<sup>drugom</sup> ~~slučaju~~ <sup>kada je  $U_x = 3,7 \text{ V}$</sup>  binarni broj 0101111. <sup>Ovaj binarni broj</sup> ~~odgovara~~ <sup>odgovara</sup> dekadskom 0,3671, ~~koji je~~ <sup>izmjeren</sup> točnošću  $(3,7 - 3,671)/3,7 = 0,029/3,7 = 0,0078 = 0,78\%$ . Viditi <sup>se</sup> da je točnost u oba slučaja ~~veća~~ <sup>veća</sup> bolja od 1%, odnosno točnije, obzirom na finoću aproksimacije  $\Delta = 1/128 = 0,78\%$ . Točnost može biti i veća za pojedine vrijednosti  $U_x$ , tako je u prvom slučaju za  $U_x = 6,8 \text{ V}$  točnost bila čak 0,059%.

Postupak sukcesivne aproksimacije može se prikazati i grafički za oba slučaja na sl. 6.54.a i b.





Sl. 6.54.

Sa nacrtanih dijagrama vidljivo je sukcesivno približenje tačnim vrijednostima  $U_x = 6,8 \text{ V}$  i  $U_x = 3,7 \text{ V}$ .

**\* Tablice**

Nakon ovih pojačanja može se detaljniji nastaviti rad sa ~~slabopovremeno~~ <sup>ovaj tip</sup> digitalnim vrstama. Dvaće tablice D.T. šalju prvi impuls u brojilo sa tri bistabilne i u analognu sklopku Sk, tako da se napon  $U_x$  dovodi na komparator K. Brojilo sa tri bistabilne skupa sa dekoderom predlaže slijednik, gdje se na izlasku od 1 do 8 pojavljuju impulsi u ~~sljedećem~~ <sup>sljedećem</sup> vrstama slijedu koji odvratuje dvaće tablice D.T. Prvi impuls sa slijednika mijenja bistabil stavlja prvog bistabilne u slijedu od ~~7~~ 7 bistabilne, što ima za posljedice otvaranje prvog kontakta  $k_1$  u digitalno-analognom pretvorniku, tako da se pojavljuje prva vrijednost napona  $U_{k1}$  na ~~ulazu~~ <sup>komparatora</sup> ulazu D/A pretvornika (odnosno na ulazu ulaz komparatora). Na drugom ulazu komparatora stavlja se prisutan mjerni normirani napon  $U_x$ , koji je neka je u ovom slučaju 6.8V. Vrijednost komparirajućeg napona  $U_{k1}$  u prvom koraku zbog otvaranja prvog kontakta  $k_1$  D/A pretvornika je  $U_{k1} = 5V$ . Usporedbom ovih dvaju napona na komparatoru ~~ovo ima za posljedice da se~~ <sup>na izlasku iz komparatora</sup> nastane se da je  $U_x - U_{k1} = 6.8 - 5 > 0$  pozitivna vrijednost, ~~na izlasku iz komparatora~~ <sup>na izlasku iz komparatora</sup> pojavljuje logičko stanje 0. U slučaju negativne vrijednosti  $U_x - U_{k1} < 0$  na izlasku iz komparatora logičko stanje bi bilo 1. Da li će ostati ~~otvoren~~ <sup>otvoren</sup> kontakt  $k_1$  otvoren do kraja ciklusa ~~aproximacije~~ <sup>aproximacije</sup> odvratuje se drugim korakom. Drugi impuls slijednika koji ~~odgovara~~ <sup>odgovara</sup> logičkom stanju 1 dovodi se na I-sklup. Ako je stanje iz komparatora zbog ~~kojeg~~ <sup>kojeg</sup> ~~prethodnog~~ <sup>prethodnog</sup> koraka još uvijek 0, to sa impulsom drugog koraka (stanje 1) neće dovesti do stanja 1 na izlasku iz I-sklupa, pa preciznije mi do ~~stanja~~ <sup>stanja</sup> stanja bistabilne B1 ~~ne~~ <sup>ne</sup> ~~ima~~ <sup>ima</sup> u prvom stanju, što znači da će kontakt  $k_1$  ostati otvoren.

✓ Posljednji <sup>impuls iz sljedećeg</sup> koraka, na sl. 6.53 to je omni korak "resetira" posljednji (sedmi) bistabil i u isto vrijeme, preko ILI-sklopova, prebacuje sve bistabile u multi položaj, tako da bi mogao mjeriti ciklus započeti ispočetka. Stanje pojedinih bistabila odgovara koeficijentima binarnog broja od  $a_1$  do  $a_7$ , koji predstavljaju binarni broj, kao i kod bistabile brojke. Posredstvom dekodera pretvara se binarni broj u prividnu BCD kodu u dekadski i zatim prikazuje na digitalnom indikatoru.



Kod negativne razlike  $U_x - U_k < 0$  na izlazu komparatora se javlja stanje 1. Ovo stanje 1 sa stanjem 1 prvog narednog koraka, daje također stanje 1 na izlazu iz I-slopa, što ima za posljedicu otvaranje kontakta  $k_1$  u prvom stanju odnosa njegov "otvaranje". U ovom slučaju kontakt u D/A pretvorniku se ponovo zatvara pa se ovaj dio napone  $U_k$  na D/A pretvorniku ne usimna u obit, tj.  $a_i = 0$ . Ovaj primjer nastaje kao na drugom koraku. Otvaranjem kontakta  $k_2$  pojavljuje se dodatni napon od 2.5V, što se naponom prvog koraka od 5V, koji je nedostatan, daje na izlazu iz D/A pretvornika napon  $U_k = 5 + 2.5V$ . Kako je  $U_x - U_k = 6.8 - 7.5 < 0$  negativno, to znači, da se na izlazu iz komparatora pojavljuje stanje 1, što kod sljedećeg frez koraka, koji je broj 1, daje na izlazu drugog I-slopa vrijednost 1. Ovo ima za posljedicu promjenu stanja <sup>drugom dijelu napona  $U_k$</sup>  u B2 odnosa prvom zatvaranju kontakta  $k_2$  pa se ova vrijednost ne usimna, što znači da je  $a_2 = 0$ . Ovakvim neuzastrežnim može se odrediti da li će kontakt  $k_i$  malop sljedećeg koraka ostati zatvoren ili otvoren.  $\checkmark$

Ovdje neka samo još bude napomenuto, da u praktičnoj realizaciji kontakti D/A pretvarača <sup>nika</sup> nisu mehanički, nego električki izvedeni pomoću dioda ili rjeđe tranzistora. Ovo im omogućava mnogo veću brzinu prekapčanja. U smislu što veće točnosti otpori D/A pretvarača moraju biti vrlo točnih vrijednosti i ta točnost mora biti to veća, što je otpor veće vrijednosti (tj. otpor  $R/2$  mora imati 64 puta veću toleranciju od otpora  $R/128$ ). Osim navedenog veliki utjecaj na točnost ima i mogućnost razlučivanja komparatora K tj., što ~~može~~ <sup>može</sup> manju relativnu razliku ~~može~~ <sup>može</sup>  $\Delta U/U_0$  identificirati. Sam D/A pretvarač ~~može se izvesti i napajanjem iz izvora konstantne struje  $I_0$~~  D/A pretvornik napaja se iz vrlo stabilnog strujnog izvora  $I_0$ .

U praktičnim realizacijama točnost ovakvog tipa digitalnog voltmetra ne prelazi vrijednost od 0,01%, ~~e ima izvedbi~~ <sup>Često se sustavi točnosti od izvora 0,1% kojima je točnost svega 0,1%</sup>. Posebna karakteristika ovih voltmetara je njihova velika brzina rada, koja može iznositi ~~više~~ <sup>više</sup> i do ~~desetke~~ <sup>300</sup> tisuća mjerenja (kompletnih ciklusa) u sekundi, što ih znatno izdvaja od ostalih tipova digitalnih voltmetara, kojih brzina obično nije veća od 100 <sup>u sekundi</sup> ~~u sekundi~~, a najčešće je oko 10 <sup>u sekundi</sup> ~~u sekundi~~.



6.2.6. Mjerenje izmjeničnih napona digitalnim elektronskim voltmetrom

Svi dosada opisani digitalni elektronski voltmetri bili su predviđeni za mjerenje istosmjernog napona. Da bi se omogućilo i mjerenje izmjeničnog napona <sup>na ulazu</sup> ~~gotovo svi~~ digitalnog voltmetra <sup>naleži se</sup> ~~na ulazu pretvaraju~~ izmjenični napon ~~u~~ istosmjerni ispravljačem odnosno pretvarač<sup>nik</sup>. Taj pretvarač mora biti po mogućnosti što u cjelini točniji, jer kao najmanje točan element, o njemu ovisi točnost voltmetra. Zato se odabiru izvedbe, koje u smislu povećanja točnosti, koriste operaciona pojačala sa negativnom povratnom vezom, kako je detaljno opisano u poglavlju 3.3.1, pa iz tih razloga nećemo ovdje ići u podrobnije njihove tumačenje. Usprkos dosta velikoj točnosti pretvaranja izmjeničnog u istosmjerni napon, na navedeni način, kod mjerenja izmjeničnih napona točnost digitalnog voltmetra se smanjuje za red veličine. Digitalni elektronski voltmetri za mjerenje izmjeničnih napona obično nisu točniji od 0,1%. Odziv izmjenično-istosmjernog pretvarača obično je na srednju vrijednost napona. Rjeđe se upotrebljavaju izvedbe ispravljača sa odzivom na efektivnu vrijednost napona.

Iako praktički danas svi digitalni voltmetri kod mjerenja izmjeničnih napona koriste na ulazu ispravljač, jer se <sup>izmjenično-istosmjerni pretvarač</sup> ~~na ulazu ispravljač~~, jer se <sup>nakon prvobitnog pojačanja izmjeničnim pojačalom</sup> ~~time postiže neovisnost o mjerenoj frekvenciji u vrlo širokom području, relativno dobra točnost i jednostavnost~~, ipak postoje konstrukcije, koje omogućuju direktno mjerenje izmjeničnog napona digitalnim voltmetrom. Ovakav način još se ne primjenjuje masovnije.

Na sl. 6.55. pokazana je blok shema i vremenski dijagram jednog takvog izmjeničnog digitalnog voltmetra.

Mjereni napon nakon djelatnika i pojačala dovodi se u <sup>izvorne</sup> ~~uvodne~~ podnožje. Na izlazu iz izvornog pojačala, koji je izveden kao diferencijalno sa simetričnim izlaskom, pojavljuju se dva napona  $u_x$  i  $u_x'$  (obzirom na potencijal mese), koji su međusobno u fazi okrenuti sa  $180^\circ$ . Ako se pretpostavi da <sup>te</sup> napon  $u_x$  sinusoidalom i frekvencije  $f$ , onda se može pisati da je

$$u_x = U_x \sin \omega t \quad (6.118)$$

$$u_x' = -U_x \sin \omega t \quad (6.119)$$

Svaki od ova dva napona privodi se na jedan ulaz komparatora K1 i K2 dok se na drugi ulaz jednog i drugog komparatora privodi piletasti napon  $u_p$  prema blok shemi na sl. 6.55a. Nakon deriviranja napona



\* Komparator K3, koji mijenja stanje prošetane mjernog napona  $U_m$  kroz nulu, omogućava prolaz samo poluperiode mjernog napona  $T/2$  dok sklopka Sk 3 osigurava da prema broju prolaza impulsi čvrsto određeno vrijeme  $T_b$  mnogo veći od periode mjernog signala, dvo vrijeme postaje se djetinjim ~~osim~~ frekvenciji oscilatora. Na kraju vremena  $T_b$  negativni impuls, dobiven demodiranjem, međ brojele na nulu nakon što se je podatak prethodno uskladištio u kratkotrajnoj memoriji (latch).

K1:K2

iz komparatora Vdaju ~~to~~ kratkotrajne okidne impulse prema sl. 6.55b. Saino

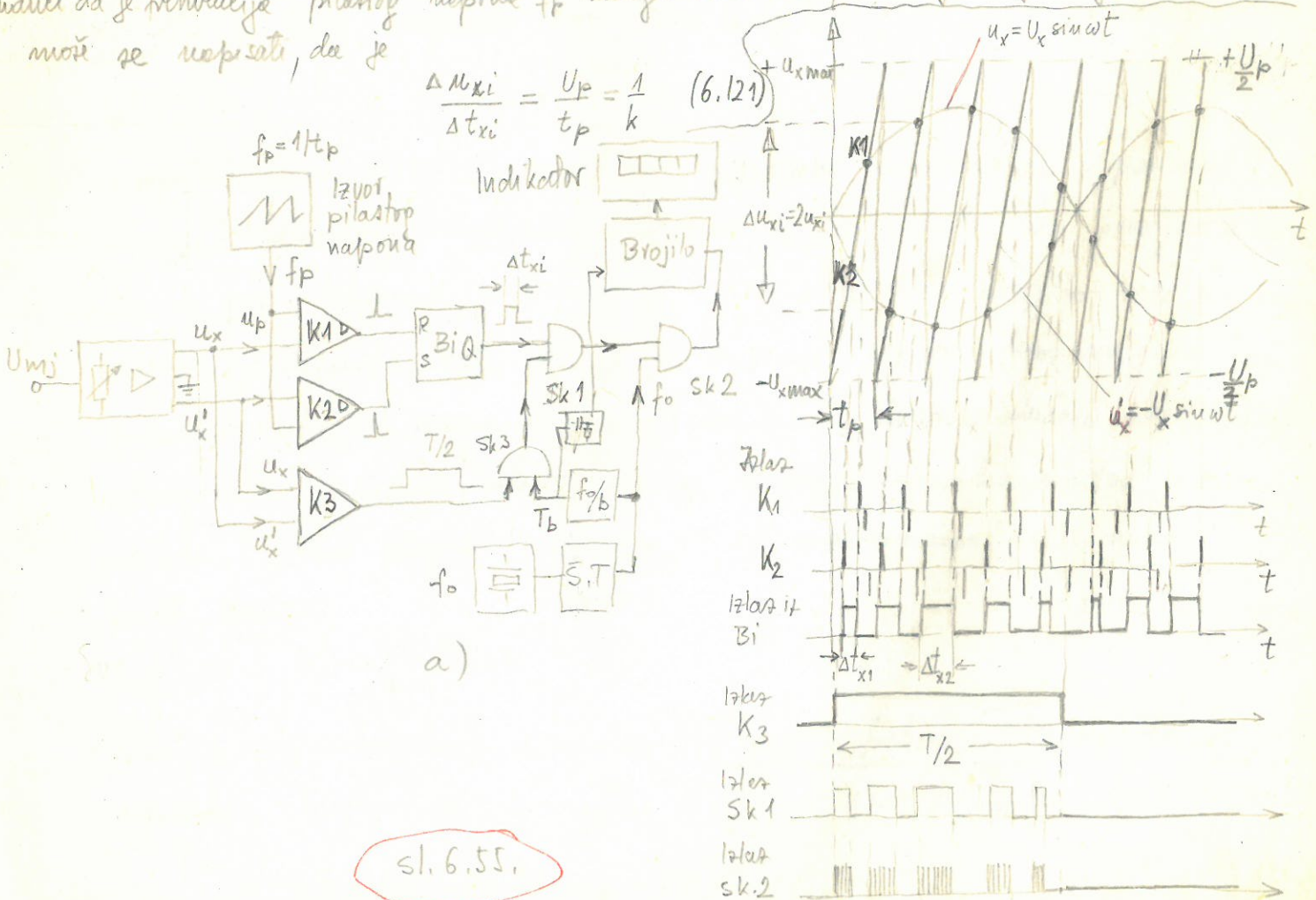
pozitivni okidni impulsi, u ovom slučaju, mijenjaju stanje bistabilne Bi, dok negativni okidni impulsi nemaju utjecaja, što znači, da impulsi koji se javljaju za vrijeme "ponovna" pilastog napona ne utječu na bistabil Bi. Kod upotrebe takvog napona umjesto pilastog, <sup>negativni</sup> okidni impulsi okidaju ~~okidaju~~ bistabil. Bistabil Bi kod svakog <sup>pozitivnog</sup> okidnog impulsa ~~bistabil~~ mijenja stanje, te tako preko prve sklopke Sk1 (I-sklop) odvodi kratak vremenski  $\Delta t_{xi}$  za vrijeme kojih <sup>se</sup> propuštaju impulsi iz generatora impulsa u brojilo. <sup>mije</sup> Ako je, frekvencija pilastog napona  $f_p$  mnogo veća od frekvencije mjerenog napona ( $f_p \gg f$ ) onda se može pretpostaviti da se momentalne <sup>mjedenost</sup> ~~mjerenoj~~ napona  $\Delta u_{xi} = u_{xi} - u'_{xi} = 2u_{xi}$  <sup>mije</sup> bitno promijenilo za vrijeme kratkog trajanja  $\Delta t_{xi}$ , te se može napisati da je  $\Delta t_{xi}$  proporcionalan momentanoj razlici napona  $\Delta u_{xi}$  ~~se može napisati da je~~

$$\Delta t_{xi} = k \cdot \Delta u_{xi} = 2k \cdot U_x \sin \omega t \quad \text{za mali } \Delta t_{xi} \quad (6.120.)$$

Koeficijent  $k = \frac{t_p}{U_p} = (U_p \cdot f_p)^{-1}$  je recipročna vrijednost nagiba pilastog napona  $U_p$ .

Budući da je frekvencija pilastog napona  $f_p$  mnogo veća od frekvencije mjerenog napona  $f$  može se napisati, da je

$$\frac{\Delta u_{xi}}{\Delta t_{xi}} = \frac{U_p}{t_p} = \frac{1}{k} \quad (6.121)$$



sl. 6.55.

b)



Na ovaj način broj impulsa koji brojlo broji je proporcionalan vremenu  $\Delta t_{xi}$ , koje su ~~su opet proporcionalna momentanim~~ ~~mjedenostima~~ ~~mjerenoj~~ ~~napona~~  $u_{xi}$

Analogno principu rada digitalnog voltmetra sa pretvaranjem napona u vrijeme može se napisati, da će brojilo koji broji impulse iz izvora frekvencije  $f_0$  izbrojiti

$$N = f_0 \cdot \sum_{i=1}^n \Delta t_{xi} \quad n = T \cdot f_0 \quad (6.122.)$$

impulsa. Prema izrazu (6.120),  $\Delta t_{xi}$  se može izraziti razlikom napona  $\Delta u_{xi}$  koja je

$$N = f_0 \cdot 2k \sum_{i=1}^n U_x \sin 2\pi \frac{t_i}{T} \quad (6.123.)$$

Vremenski <sup>razmak</sup> između <sup>pozitivnih</sup> amplituda napona odgovara periodu pilastog napona  $t_p$  tako, da se može napisati ukoliko je  $t_p \ll T$ , da je srednja ~~da je~~ srednja mjedenost napona  $U_{sr}$  je

$$\lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \sum_{i=1}^n U_x \sin 2\pi \frac{t_i}{T} \cdot t_p = U_{sr} \quad \text{za } t_p \rightarrow 0 \quad (6.124)$$

$T$  je period mjerenoj napona. Umjesto izrazu (6.123.) u (6.122.) dolaze se da je broj impulsa koji brojlo brojilo

$$N = f_0 \cdot 2k \frac{T}{t_p} \cdot U_{sr} \quad (6.125.)$$

proporcionalan srednjoj mjedenosti mjerenoj napona  $U_{sr}$  ali i periodu  $T$ , odnosno frekvenciji mjerenoj napona  $U_x$ , što ukoliko nije povoljno u mjerenoj. Da se ovo izbjegne, potrebno je propustiti kroz brojilo veći broj periode mjerenoj signala, tako da se brojilici provodi kroz vrijeme  $T_b$  mnogo duže od vremena periode signala  $T$ . U ovom slučaju ukupni broj izbrojenih impulsa  $N_b$  odnosi se prema broju impulsa nastoj jedne periode  $T$  kao ovaj ~~vremena~~ ~~odnos~~  $T_b/T$ , ~~odnos~~ ~~vremena~~ ~~pa se može~~ pisati ~~da je~~

$$N_b = 2 \cdot f_0 \cdot k \frac{T_b}{t_p} U_{sr} \quad (6.125.*)$$

Očito je da broj izbrojenih impulsa ne ovisi o frekvenciji  $f$  promatranog signala. Budući je  $T_b = b/f_0$  i prema (6.121.)  $k = t_p/U_p$ , ishodi da je

$$N_b = 2b \frac{k}{t_p} U_{sr} = 2b \frac{U_{sr}}{U_p} \quad (6.126.)$$

✓ Kod mjerenja R, L, C parametara upotrebljavaju se kao osnovni uređaji  
itoni istosmjernog ili istosmjernog napona te električni, analogni  
ili digitalni voltmetar, koji ~~ne mogu mjeriti~~ su kâdaveru ili u  
omima ili pF,  $\mu$ F, nF odnosno  $\mu$ H, mH i H.



U izmjeru (6.126.) provjeriti da broj isporuka impulsa  $N_b$  koji se prikazuje ne  
 indikatora ne ovisi, ni o frekvenciji oscilatora  $f_0$ , ni o frekvenciji mjerenog signala  $f$ ,  
 nego samo o stabilnosti amplitude pikskog napona  $U_p$ . ~~to je~~ Lako <sup>je</sup> postići da konstanta  
 $b$  bude vrlo stabilna vrijednost, jer se stvarni djelovanje frekvencije impulsa  $f_0$   
 također je potrebno realizirati uvijek nepunim nješt da je frekvencija pikskog napona  
 $f_p$  mnogo manja od frekvencije mjerenog signala  $f$  kao i da je  $T_b \gg T$ .  
 U njih nastoga ovakvim digitalnim voltmetrom ne mogu se mjeriti naponi  
 čiji su frekvenciji niži od desetak Hz ni više od dvadesetak kHz.

## 6.4. Mjerenja parametara električnih krugova

### 6.4.1. Prozorka R, L, C vrijednosti u napon

Mjerenje otpornosti, kapacitivnosti i induktivnosti može se provoditi tako  
 da se vrijednost otpora pretvori u napon koji se onda mjeri analognim  
 ili digitalnim voltmetrom. Uz poznatu struju  $I$  iz strujnog izvora, napon  $U$   
 na predjeljenicima dipola, čija je impedancija  $Z$ , je

$$|Z| = \frac{1}{I} \cdot U \quad I = \text{konst} \quad (6.127.)$$

Ali je impedancija  $Z$  otpor  $R$ , ili reaktancija  $X_L = \omega L$  odnosno  $X_C = \frac{1}{\omega C}$   
 odakle je

$$R = \frac{U}{I}; \quad L = \frac{U}{\omega I}; \quad C = \frac{I}{\omega U} \quad (6.128. a, b, c)$$

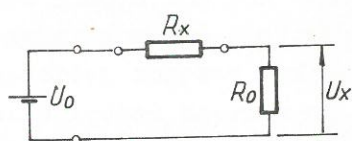
Pri tome je potrebno hod mjerenja induktivnosti  $L$ , odnosno kapacitivnosti  $C$   
 znati točno i vrijednost <sup>knjižne</sup> frekvencije  $\omega$  strujnog izvora.

Mjerenje parametara  $R, L, C$  ne mjeri se samo stvarnim mjerimim  
 sistemom, kako je ovdje navedeno, nego i stvarnim kada se upotrebljava  
 most. Kod mjerenja mostnim metodom postići se veće točnosti, iako je  
 postupak složeniji, nego kod mjerenja stvarnim mjerimim sistemom.  $\checkmark$

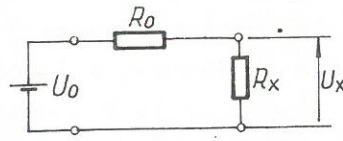
Kod mjerenja otpornosti  $R$  struja  $I$  predstavlja konstantu koja vesuje

veličini otpora  $R$  sa naponom  $U$ , odnosno mjereni napon  $U$  je proporcionalan otporu  $R$  pa se takav instrument distribuirao na indikator bašdan u omernu. Također instrument ove se ovimetar i gotovo uvijek je u sklopu elektronskog voltmetra kao jedan mjerivi uređaj. Mjerenje otpora predstavlja <sup>onda</sup> poseban mjerimo produkciji. Budući da je <sup>tehnički</sup> ~~već~~ ostvariti naponski nego strujni izvor, kod jeftinijih ovimetara susrećemo se naponskim izvornima. U takvom slučaju se

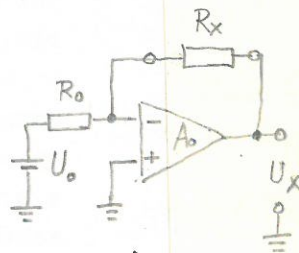
iz pada napona  $U_x$ , koji se mjeri elektronskim voltmetrom na poznatom  $R_0$  ili nepoznatom  $R_x$  otporu, može se zaključiti na vrijednost nepoznatog otpora  $R_x$ .



a)



b)



c)

Sl. 6.56.

U slučaju na sl. ~~6.56.a)~~ mjereni napon  $U_x$  je

$$U_x = U_0 \frac{R_0}{R_0 + R_x}$$

Izraz (6.129.)

ukoliko je  $R_x \gg R_0$ , onda je

$$U_x = \frac{U_0 R_0}{R_x}$$

Izraz (6.130.)

Vidimo da je <sup>je</sup> U ovom slučaju skala <sup>je</sup> nužno nelinearna, i da je a otklon <sup>karaktere</sup> instrumenta <sup>koji mjeri napon U\_x</sup> obrnuto proporcionalan otporu  $R_x$  (istostrana hiperbola). Ovo je najčešći slučaj kod mjerenja većih otpora i jednostavnijih i jeftinijih elektronskih voltmetara.

6.56.b

Ukoliko se mjerenja provode po shemi na sl. ~~6.56.b)~~, onda je

$$U_x = U_0 \frac{R_x}{R_0 + R_x}$$

Izraz (6.131.)

Ako je  $R_0 \gg R_x$ , može se napisati

$$U_x = \frac{U_0}{R_0} R_x$$

Izraz (6.132.)

Sada

U ovom slučaju je skala linearna, što je svakako povoljnije, ali zato je potrebno ostvariti vrlo veliki otpor  $R_0$  tako da je za svaki  $R_x$  ispunjen uvjet  $R_0 \gg R_x$ . Mjerenje

otpora može se provesti i upotrebom operacionog pojačala prema slici 6.56.c.

kada je

$$U_x = -\frac{U_0}{R_0} R_x$$

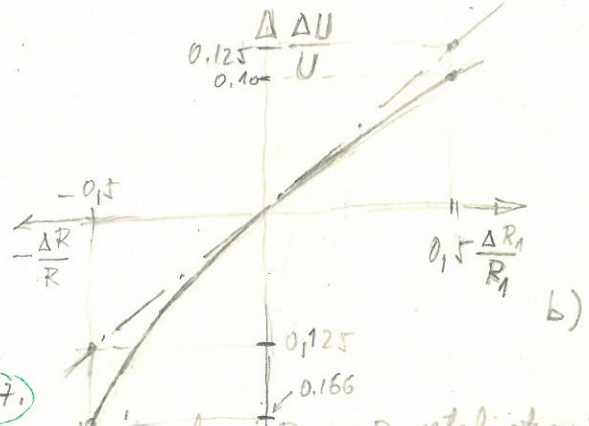
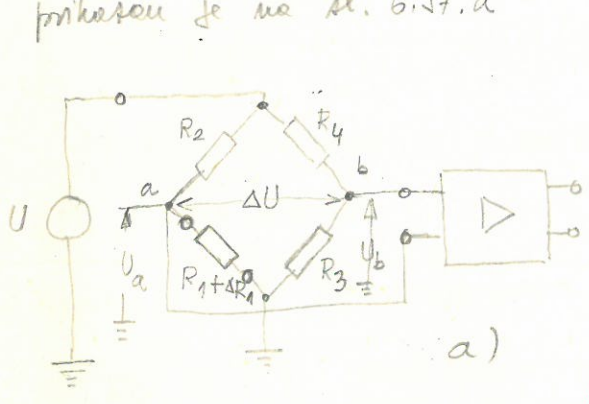
(6.133.)

isto kao i (6.132) samo sa obrnutim polaritetom napona  $U_x$ .



Ako je pojačalo elektrometarskog tipa sa velikim otporom  $R_0$  i naponom  $U_0$  prema shemi na sl. 6.56.a., mogu se mjeriti vrlo veliki otpori  $R_x$ . Uz napon  $U_0 = 1000$  V mjere se otpori reda veličine  $10^{16} \Omega$ . Ovakva mjerila otpora su poznata pod imenom teraometra i služe vrlo često za mjerenja <sup>specifičnog</sup> otpora izolatora, ~~izvode se~~ kao posebna jedinica. Za mjerenje otpora do  $10$  M $\Omega$  obično se ~~ommetar izvodi~~ <sup>pa</sup> u sklopu sa elektronskim voltmetrom, ~~tako da~~ jeftiniji elektronski voltmetri male osjetljivosti, ovaj svoj nedostatak nadoknađuju univerzalnošću primjene, ~~jer mogu mjeriti uz napone, struje i otpore.~~ <sup>jer mogu mjeriti uz napone i struju jer i otpore.</sup> Ovakvi elektronski voltmetri imaju danas široke područje primjene.

Kod mjerenja promjene vrijednosti otpora  $\Delta R_1$  upotrebljavaju se neunravnotežni mostovi (proporcionalni), gdje se samo vrijednost promjene otpora  $\Delta R_1$  pretvara u napon  $\Delta U$ . Neunravnotežni mostovi se mnogo koriste kod mjerenja resistivnih neelektrolitičkih veličina koji utiču na promjenu otpora otporničkog pretvarača. Takav most prikazan je na sl. 6.57.a



Sl. 6.57.

Otpor koji mijenja svoju vrijednost je otpor  $R_1 + \Delta R_1$ , ostali otpori su nepromjenljivi i unavnoteženi tako da je ispunjen uvjet da je  $\Delta U = 0$  za

$$R_1 R_4 = R_2 R_3 \quad \text{i} \quad \Delta R_1 = 0 \quad (6.134.)$$

Kod promjene vrijednosti otpora  $R_1$  za  $\Delta R_1$  u dijagonali mosta a-b pojavljuje se napon  $\Delta U$ . Kakva je funkcionalna ovisnost izmjerene napona  $\Delta U$  i promjene otpora  $\Delta R_1$  utvrdit će se iz sljedećeg izraza

$$\Delta U = U_a - U_b = U \left( \frac{R_1 + \Delta R_1}{R_1 + \Delta R_1 + R_2} - \frac{R_3}{R_3 + R_4} \right) \quad (6.135.)$$

Snobtenjem na zajednički nazivnik uz upotrebu jednakosti (6.134.) dobiva se

$$\Delta U = U \frac{R_4}{R_3 + R_4} \cdot \frac{\Delta R_1}{R_2 + R_1 + \Delta R_1} \quad (6.136.)$$

Iz napisanog izraza slijedi da se napon  $\Delta U$  u dijagonali mosta a-b

linearno nizevanje za promenu otpora  $\Delta R_1$  za male relativne promene  $\Delta R_1/R_1$  odnosno, dok je  $(R_1+R_2) \gg \Delta R_1$ , ukoliko je relativna promena  $\Delta R_1/R_1$  veća dolazi do odstupanja od linearosti prema izrazu (6.136.), što je i grafički prikazano na sl. 6.57.b. Ako je još u smislu maksimalne osjetljivosti uvedeno da je  $R_1=R_2$  i  $R_3=R_4$  izraz (6.136.) postaje

$$\frac{\Delta U}{U} = \frac{1}{2} \cdot \frac{\frac{\Delta R_1}{2R_1}}{1 + \frac{\Delta R_1}{2R_1}} \tag{6.137.}$$

Lako se može podesati da je odstupanje od linearosti u postotku (deo koeficijenta)

$$p = \Delta R_1 / 2R_1 \cdot 100 \% \tag{6.138.}$$

što znači ako je relativna promena otpora  $\Delta R_1/R_1 = 10\%$  da će odstupanje od linearosti u tom slučaju biti 5%.

6.4.2. Pretvorba R, L, C mjednosti u vrijeme

Ovaj postupak je zasnovan na određivanju vremenske konstante  $\tau = RC$ , gdje se uz poznat R mijenja  $C$  ili obrnuto (kod određivanja nepoznate kapacitivnosti kondensatora  $C_x$  ovaj se prvo približuje na napon  $U_0$  zatim se ovaj kondensator prebacuje u ekvivalentnu paralelnu na poznati  $R_s$  Na sl. 6.58 a prikazana je blok shema, a na 6.58 b matematički dijagram prerasu. Napon na kondensatoru  $C_x$  kroz to vrijeme pada prema izrazu

$$u_c = U_0 e^{-\frac{t-t_1}{\tau}} \tag{6.139.}$$

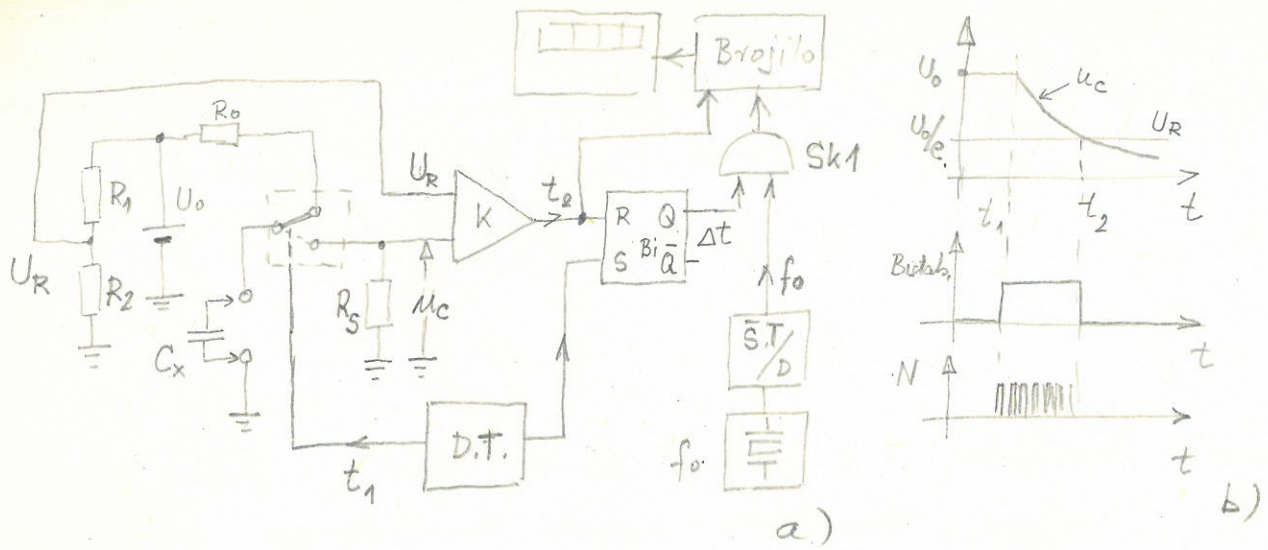
Od trenutka  $t_1$  kod koje je napon  $U_0$  približem otpor  $R_s$  i od koje je napon  $u_c$  počeo padati brojilo broj impulse frekvencije  $f_0$  sve do trenutka  $t_2$ , dok napon na kondensatoru ne padne na vrijednost  $1/e = 0.368$ , kada je

$$\Delta t = t_2 - t_1 = \tau \tag{6.140.}$$

Ovaj trenutak određuje komparator  $K$  na koji se uz napon  $u_c$  sa kondensatora  $C_x$  dovodi i referentni napon  $u_R = U_0/e$  koji se dobiva na dijelitelji sastavljen od otpora  $R_1$  i  $R_2$  tako da je

$$u_R = U_0 \frac{R_2}{R_1 + R_2} = \frac{U_0}{e} \tag{6.141.}$$





Sl. 6.58.

Broj impulsa  $N$  frekvenciji  $f_0$  koji brojilo indikira je (6.142.)

$$N = f_0 \cdot \Delta t = f_0 \cdot R_s \cdot C_x$$

što znači da je direktno proporcionalan vrijednosti kapacitivnosti  $C_x$ . Za pohnivenje više podneja mijenjaju se vrijednosti otpora  $R_s$ . Za poznati kapacitet  $C_s$  mogu se na isti način odrediti nepoznati otpori  $R_x$ . U trenutku kada je komparator  $K$  svojim impulsom promijenio stanje bistabla  $Bi$  i prekinuo dolazni impulsa na brojilo, ~~istim trenutkom~~ <sup>istom trenutkom</sup> isti se i privremeno uskladištavaju podataka (bitch), što znači i njihov prihod na <sup>digitalnom</sup> indikatoru do trenutka sljedećeg ciklusa brojenja tj. do sljedećeg  $t_2$ . Davač takta određuje početak svakog ciklusa brojenja, što znači trenutak  $t_1$ . Kod ovog uređaja imamo pretvorbu kapacitivnosti  $C_x$  u vrijeme  $\Delta t$ . Vrijeme uređaja obično mjere kapacitivnosti od 1nF do 100pF, vrlo su točni, a nedostak im je što ne mjere kapacitivnosti na višim radnoj frekvenciji.

Mjerenje kapacitivnosti i induktivnosti može se provesti sličnim uređajem kod kojega se ~~ne koristi~~ <sup>koristi</sup> ~~induktivna~~ <sup>induktivna</sup> ~~kao u prethodnom slučaju,~~ <sup>ne osigura</sup> ~~ne poznati~~ kapacitet odnosno induktivitet određuje  $\sqrt$  trajanja kvazistacionarnog <sup>stanja</sup>  $\sqrt$  astabilnog multivibratora, kojemu je period oscilacija  $\sqrt$  proporcionalan RC vremenskoj konstanti u krugu baze

$$T = k \cdot C_x \cdot R_s = k_L \frac{L_x}{R_s} \quad (6.143.)$$

interval

Vrijeme  $T$  ovdje određuje vremenski interval koji je slopna zatvorena, što znači koliko će impulsa

u tom ~~istom~~ vremenu iskoristi brojilo. Frekvencija impulsa  $f_0$  koji ide u brojilo ~~je~~ mora biti dovoljno visoka da i kod najmanjeg vremena T prođe dovoljno velik broj impulsa u brojilo. Prema tome broj impulsa  $N$  koji ~~može~~ pokazuje indikator je

$$N_c = f_0 \cdot k_c \cdot R_s \cdot C_x \quad (6.144.)$$

ili

$$N_L = \frac{f_0 \cdot k_L}{R_s} \cdot L_x \quad (6.145.)$$

U ovaj princip digitalnog mjerenja kapacitivnosti ili induktivnosti zasnovan je na pretvorbi kapacitivnosti, odnosno induktivnosti u vrijeme.

Slična metoda upotrebljava se kod digitalnog Q metra. U ovom slučaju pušta se da se titrajni krug istima mjereći amplitudu njegovih oscilacija. Napon na titrajnom krugu koji se istovremeno daje je iznetom

$$u = U_0 e^{-\frac{G}{2C}t} \cos \omega_0 t \quad (6.146.)$$

Broj je  $\omega_0$  rezonantna kružna frekvencija titrajnog kruga. Na sl. 6.59. predložena je blok shema digitalnog Q metra. Upotrebom pretvorila mjerenog u istosmjerni napon sa odzivom na vrijeme vrijednost dobiva se amplituda oscilacija

$$u_m = U_0 e^{-\frac{G}{2C}t} \quad (6.147.)$$

Kako je faktor kvalitete  $Q$  definiran kao

$$Q = \frac{\omega_0 L}{G} \quad (6.148.)$$

može se napisati izraz (6.147.) na sljedeći način

$$u_m = U_0 e^{-\frac{U_{d0}}{Q}t} \quad (6.149.)$$

Ako je djelatnik tako izabran da je referentni napon  $U_R = U_0 e^{-\frac{\pi}{2}}$ , izlazi da će komparator otvoriti digitalnu sklopku Sk2 <sup>nakon</sup> što je postignuta jednakoost napona  $u_m = U_R$ , tj. u trenutku  $t_2$ , pa je

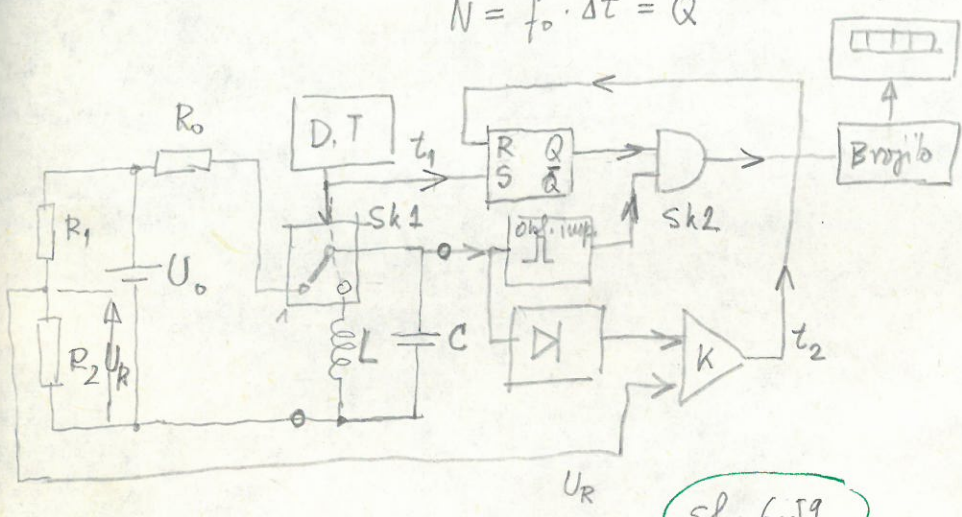
$$\Delta t = t_2 - t_1 = \frac{Q}{f_0} \quad (6.150.)$$

Vrijeme  $\Delta t$  je počelo teci ~~to~~ od trenutka  $t_1$  kada je <sup>analogna</sup> sklopka Sk1 prebačena u položaj 1 u položaj 2, a to je i trenutak kada se sklopka Sk2 zatvara. Oblikove impulsa oblikuje impuls sa frekvencijom jednakojoj frekvenciji vlastitih

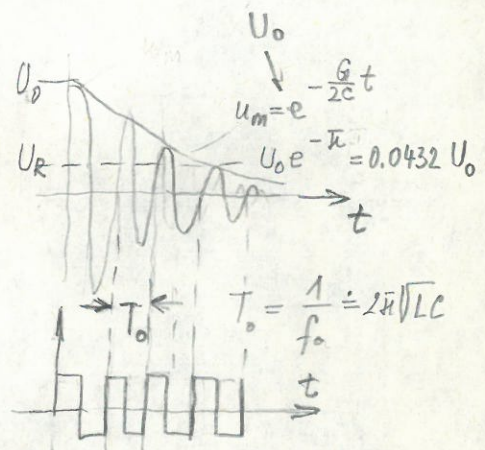


oscilacija titrajnog kuga  $f_0$  pa je broj impulsa koji će u vremenskom intervalu  $\Delta t$  proći kroz se sklopila  $Sk2$  ne otkon, dan izrazom

$$N = f_0 \cdot \Delta t = Q$$



sl. 6.59.



Ovo mjerenje Q-faktora je dosta netočno za mjerenje male Q vrijednosti faktora dolaziti Q.

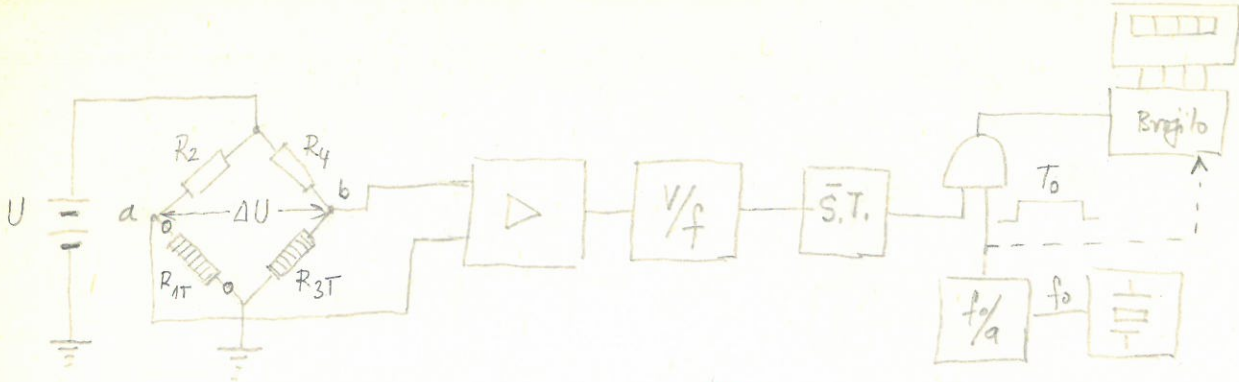
### 6.5. Mjerenje neelektričnih veličina

#### 6.5.1. Digitalni elektronički termometar

Kod mjerenja neelektričnih veličina, neelektrične veličine se najčešće pretvaraju u napone, da bi se onda mjerili analognim ili digitalnim voltmetrom, već prema tome da li je pogodnije da se mjerena veličina prikaže analognim ili digitalnim indikatorom. U nekim slučajevima govori se neelektrične veličine po svojoj prirodi utječu na frekvenciju događaja koji se povećavaju ostvaruju se promjena neelektrične veličine u frekvenciji. Sve su mjerenja obično najtočnija, jer se frekvencija može vrlo točno mjeriti poznatim digitalnim metodama. Kao primjer u ovom slučaju se može navesti brojilo otklona.

Na slici 6.60. prikazana je blok shema elektroničkog termometra kod kojeg se temperatura pretvara u napon, zatim se kod digitalne indikacije napon pretvara u frekvenciju (ili mjernu) kao u slučaju digitalnog voltmetra sa pretvorbu napona u frekvenciju opisanom u poglavlju 6.2.3 (ili mjernu poglavlje 6.2.2)





Sl. 6.60

Kao temperaturno osjetljiv pretvornik u ovom slučaju upotrebljava se otpornik sačinjen od platinne žice. Promjena otpora  $R_{1T}$  o temperaturi se ne predviđa niti temperature  $\Delta T = t_2 - t_1$  da bi se izračunalo

$$R_{1T} = R_1 (1 + \alpha \Delta T)$$

(6.150.)

Ako se ostala tri otpora  $R_2, R_4$  i  $R_{3T}$  drže na istoj temperaturi  $t_1$ , a otpor  $R_{1T}$  se nalazi na temperaturi  $t_2$  koja se mjeri, onda se otpor ovog otpornika povećava za iznos  $\Delta R = R_{1T} - R_1 = \alpha \Delta T$  pa je nastala promjena napona u grani a-b mosta prema izrazu (6.137)

$$\frac{\Delta U}{U} = \frac{1}{2} \frac{\frac{\alpha \Delta T}{2 R_1}}{1 + \frac{\alpha \Delta T}{2 R_1}} \quad (6.151.)$$

Ako je  $\frac{\alpha \Delta T}{2 R_1} \ll 1$ , onda se može napisati da je

$$\frac{\Delta U}{U} = \frac{\alpha}{4 R_1} \Delta T \quad (6.152.)$$

Nakon pojačanja napona  $\Delta U$  i Vpretvorke ovog napona u frekvenciju  $f_t = k_f \cdot \Delta U$  broj broja impulse promjenljive frekvencije  $f_t$  u ovisnosti o temperaturi u točnu obratnom vremenskom periodu  $T_0$  pa je

$$N = T_0 \cdot k_f \cdot U \cdot \alpha \frac{\Delta T}{4 R_1} \quad (6.153.)$$

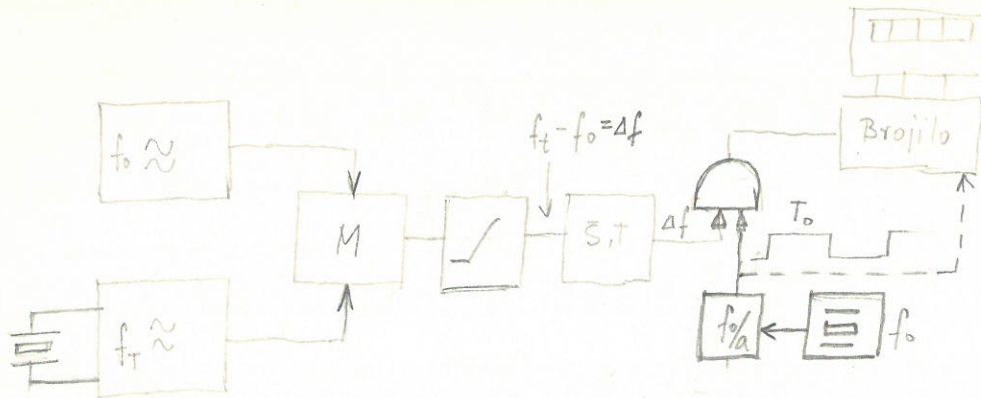
gdje se vidi linearna ovisnost "brojnika" impulsa  $N$  o vremenu  $\Delta T$ .

Na sl. 6.61. predložena je blok shema elektronskog termometra gdje se promjena temperature pretvara u promjenu frekvencije  $\Delta f$ . Ova promjena frekvencije  $\Delta f$  predstavlja razliku ~~u~~ frekvencija dvojnog oscilatora od kojih jedan oscilira na čvrstoj frekvenciji postignutoj kristalom kremenca u termostatu na temperaturi  $t_1$ . Kristal drugog oscilatora nalazi se na temperaturi  $t_2$ , koja se mjeri. Resonantna frekvencija kristala kremenca ovisi o temperaturi  $\Delta T$  na način

$$f_t = f_0 (1 + a \Delta T + b \Delta T^2 + \dots) \quad (6.154.)$$

gdje se drugi član za ne prevelike razlike temperatura može zanemariti, tako da





Sl. 6.61.

je promjena frekvencije rezana linearnom ovisno o razlici temperatura  $\Delta T$ .  
 Relativna promjena frekvencije kod V bručnog kristala je  $\Delta f/f_0 = 35,4 \cdot 10^{-6}$  po  $^{\circ}\text{C}$ .  
 Ako se želi postići promjena frekvencije  $\Delta f = 1000 \text{ Hz}$  za  $1^{\circ}\text{C}$  rezonantne frekvencije kristala kremenova moza bih  $28,25 \text{ MHz}$  da bi se ostvario koeficijent

$$a = \frac{\Delta f}{\Delta T} = 1000 \left[ \frac{\text{Hz}}{^{\circ}\text{C}} \right]$$

Rezlike frekvencija  $\Delta f$  se dobiva mješanjem frekvencija  $f_0$  i  $f_t$  i zatim izdvojava niskopropusnim filterom. Sinusni signal frekvencije  $f_t - f_0$  su zatim trigerom oblikuju u pravokutne impulse koji se propustaju kroz digitalnu slopku točno određene vrijeme  $T_0$  tako da je istovremeno broj impulsa

$$N = T_0 \cdot \Delta f = T_0 \cdot a \cdot \Delta T$$

(6.15J.)

Termometre ovalnog tipa izradi firma Hewlett-Packard, a točnost koja se može postići iznosi čak  $0,001^{\circ}\text{C}$ . Podmiji mjerenja temperature ovalnim termometrom obuhvaća temperature od  $-40^{\circ}\text{C}$  do  $+230^{\circ}\text{C}$ . Na ovalnom principu rezde i meka mjerila tlaka. Kod mjerenja ovalnom metrodom dužina kabela na čijem kraju se nalazi kristal - pretvornik može varirati potiskom kod mjerenja visoku frekvenciju kod  $28 \text{ MHz}$ , koji kroz njih prolazi.

### 6.5.2. pH-metar

pH-metar je elektronički mjerni uređaj koji omogućava određivanje stupnja kiselosti ili lužnatosti neke vodene otopine. Primjenjuje se kako laboratorijskim kemijskim analizama tako i u <sup>kontinuiranom</sup> pravljenju industrijskih kemijskih procesa. Kao primjer može se navesti sva industrija koja koristi vodu u <sup>svom</sup> proizvodnom procesu (analiza otpadnih voda, procesi flotacije u rudarstvu), zatim u industriji papira, rafiniranja, proizvodnji električne energije, farmaceutskoj industriji, industriji umjetnih gnojiva itd.

Kiselost ili lužnatost neke vodene otopine određuje se na osnovu koncentracije vodikovih katjona  $[H^+]$  u toj otopini. Poznato je da je čista voda ~~je~~ slaboo-  
disocirana na vodikove katjone  $H^+$  i hidroksidne anione  $OH^-$ , kojih su <sup>koncentracije</sup> u neutralnoj  
vodenoj otopini jednako zastupljene. Konstanta disocijacije je definirana kao <sup>umjer</sup> ~~umjer~~ proizvodnja  
koncentracija iona prema koncentraciji nedisocirane vode.

$$\frac{[H^+][OH^-]}{[H_2O]} = K \quad (6.156.)$$

Kako je koncentracija nedisocirane vode daleko veća od disocirane može se reći  
da je ova konstanta pa ~~da~~ je <sup>prema formuli</sup> ~~prema formuli~~ <sup>proizvod</sup> koncentracija vodikovih i hidroksidnih  
iona jednak konstanta, koja kod  $25^\circ C$  ima iznos

$$[H^+][OH^-] = K_w = 10^{-14} \quad (6.157.)$$

Kod neutralne vodene otopine je

$$[H^+] = [OH^-] = 10^{-7} \quad (6.158.)$$

Kisele otopine imaju ~~veći~~ nešto veći koncentraciji vodikovih katjona nego  
neutralne, dok lužnate otopine imaju nešto veći koncentraciji hidroksidnih  
aniona pa kako je njihov proizvod konstante <sup>prema (6.157.)</sup> ~~istosti~~ <sup>istosti</sup> da se i kiselu i lužnata  
otopina mogu definirati koncentracijom vodikovih katjona  $[H^+]$  s time  
da je kod kiselih otopina koncentracija vodikovih katjona veća, a kod  
lužnatih manja. Osim toga to je mjera, sa jakost kiseline ~~u~~ odnosno lužine.  
Prema tome sve su otopine kiselu kojima je koncentracija vodikovih katjona  
 $[H^+]$  veća od  $10^{-7}$ , odnosno lužnate, ako je manja od  $10^{-7}$ . Da se ne bi  
karakterizovalo ovako nekvalifikovano, odobrilo se je povoljnije označavanje ~~sa~~ sa  
dopunjenom koncentracijom vodikovih katjona  $[H^+]$ , što odgovara negativnom  
dekadskom logaritmu koncentracije vodikovih katjona i obilježava se sa

$$pH = -\log [H^+]. \quad (6.159.)$$

Prema tome, može se reći, da neutralna otopina ima  $pH = 7$ , dok  
otopina sa  $pH < 7$  je kiselu, odnosno sa  $pH > 7$  je lužnata.

Mogućnost mjerenja koncentraciji pojedinih iona u nekoj vodenoj otopini  
deži nepou koji se u ~~talovom~~ slučaj <sup>pojavljuje</sup> kod otopina neshiće koncentracije.  
Ako se utvori neka metalna elektroda u otopini ~~sa~~ vlastitih iona koncentracije  
 $[M^+]$  onda se pojavljuje električni potencijal



između metala i otopine prema Nernstovoj formuli

$$U = U_0 + \frac{RT}{nF} \ln [M^+] \tag{6.160}$$

Ovdje je  $U_0$  standardni elektrodni potencijal dobijene metalne elektrode uz koncentraciju katodne metala  $[M^+] = 1$ . Nadalje je  $R$  pluskova konstanta

$R = 8,314 \text{ Ws/}^\circ\text{K}$ . Mol,  $T$  apsolutna temperatura u  $^\circ\text{K}$ ,  $F$  Faradayeva konstanta  $96500 \text{ As/mol}$ , a  $n$  valencija iona. Treba još napomenuti, da izraz /3.11/ vrijedi samo za razrijeđene otopine ( $c \ll 1$ ) elektrolita, gdje se elektrostatske sile, koje privlače ione međusobno i smanjuju im aktivnost, mogu zanemariti. U protivnom treba računati sa ovom smanjenom aktivnošću i mjesto koncentracije  $c_m$  uzeti u obzir "aktivitet iona  $a$ ", koji je nešto manji od koncentracije  $c$ , što određuje koeficijent aktiviteta iona  $\gamma$  ( $0 < \gamma < 1$ ), prema definiciji  $a = \gamma \cdot c$ . Tako je npr. kod otopine hlorovodika sdi  $\gamma = 0.966$  uz koncentraciju  $c = 0.001$ ,

a uz  $c = 0.01$  je  $\gamma = 0.903$ . Kod  $c = 1$   $\gamma$  opada na vrijednost  $0.656$  da bi opet kod zasićene otopine uz  $c = 6.12$  imao vrijednost  $\gamma = 1.02$ .

Uvrštavanjem poznatih numeričkih vrijednosti u izraz (6.160) ~~izraz~~, prelaskom prirodnog na dekadski logaritam i umjesto koncentracije uvrštavanjem aktiviteta iona  $a_m$ , dobiva se da je

$$U = U_0 + \frac{0,198 (273 + t)}{n} \log a_m, \text{ [mV]} \tag{6.161}$$

Razlike potencijala će se pojaviti i kod istih otopina različite ~~koncentracije~~ aktiviteta odjeljenih međusobno polupropusnom membranom kada je

$$U = \frac{0,198 (273 + t)}{n} \log \frac{a_1}{a_2} \tag{6.162.}$$

Ako jedna otopina ima koncentraciju aktiviteta vodikovih kationa  $a_{H^+}$ , a druga točno poznatu vrijednost  $a_{H^+}$ , koja može biti i 1, onda je

$$U_H = 0,198 (273 + t) \log a_{H^+}$$

Ovo se može napisati i kao

$$U_H = -0,198 (273 + t) \cdot pH \tag{6.163.}$$

jer je  $pH = -\log a_{H^+}$ . Da bi se izujnila potencijalna razlika naponski koji se javlja između otopine i elektrode potrebne su svakako dvije elektrode od kojih kod jedne naponske razlike  $U_H$  je posljedica promjene aktiviteta ~~ion~~ vodikovih iona u otopini tj. pH vrijednosti, a kod druge naponske razlike je konstantna  $U_k$  bez obzira na promjenu pH vrijednosti otopine



u kojoj se mjeri, tako da je

$$\Delta U = U_{K1} + U_H$$

(6.164.)

Prva elektroda sa odzivom na pH mjednost otopine t. zv. ujirna elektroda, najčešće se izradi kao "staklena elektroda" i prikazana je na sl. 6.62a. Druga staklena kugla na elektrodi urenja se otopinom kojoj je potreban određeni pH <sup>mjediost</sup>. Ova staklena kugla ima na svom donjem dijelu vrlo tanko staklo deo 0.05 mm debljine tako hvat ovo staklo moza proklati vodikovi ioni, dok je drugim ionima put suptno otkram. Razuje se je upotrebljavalo staklo koje je na otklate sadržavalo metropo i kalijev oksid, ali se s ujine nije moglo provoditi mjerenje u jako koncentriranoj otopinama zbog velike pogreške koja je nastajala kod mjerenja alkalinitet otopine sa  $pH > 9$ . Teh upotrebom stakla gdje je # netnj zamjenjuju litijem, a kalij barijem ili stroncijem navedena pogreška je smanjena, pa se mjerenja mogu točno provoditi od pH mjednosti 0 do 13. Elektrodit unutar staklene kugle je otopina solne kiseline ~~titra~~ određene koncentracije 0.1N, koje je opet u kontaktu sa srebrnom elektrodom sa prevlakom od srebrnog klorida. Na taj način napona  $U_{K2}$  koji se javlja između HCl otopine i AgCl je nepromjenljiv, dok je napon  $U_H$  na polupropusnoj staklenoj membrani ovisan o pH mjednosti otopine u kojoj se mjeri staklena elektroda.

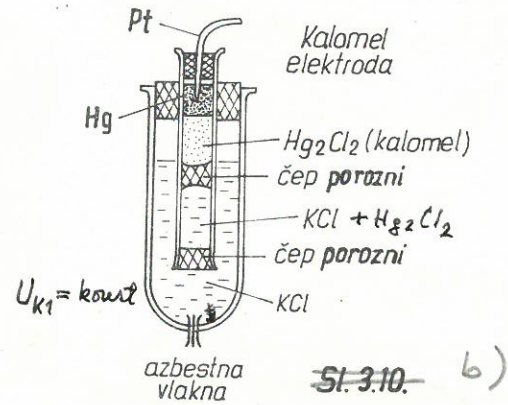
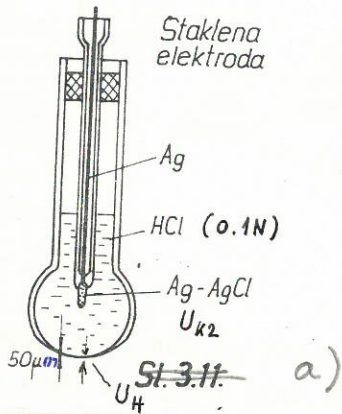
Druga elektroda ima sadržatak da nastiha potencijala koja se na ujoj javlja <sup>bude konstantna imosi  $U_{K1}$</sup>   $\times F_j$  da ne ovisi o promjeni pH mjednosti otopine koja je ohrnuje, jer bi u takvom slučaju jednaodoba (6.164.) imala dvoje nepoznanice ( $U_{K1}$  i  $U_H$ ) pa se mjednost  $U_H$  iz napona  $\Delta U$  među elektrodom ne bi mogla odrediti. Ova elektroda se zove referentna elektroda. Najčešće se izradi ~~upot~~ kao elektrode sa živom i žinim kloridom ( $Hg_2Cl_2$ ) poznatim pod imenom kalomel pa se po ujine i elektrode često naziva "kalomel-elektroda". Na sl. 6.62b. prikazana je izvedba ove elektrode. Kalomel elektrode se sastoji se od žive Hg u zasićenjuj otopini  $Hg_2Cl_2$  (kalomel), a ova opet preko poroznog čepa dolazi u dodir sa sujesom kalomela i KCl. Preko drugog ~~čepa~~ poroznog čepa dolazi ova sujesa u vezu sa KCl koji ispunjava sav ~~dolnji~~ prostor unutar veće # staklene cijevi. Ova cijev na dnu ima



✓ Kao neke druge elektrodne, najisto stabilne elektrodne katode se upotrebljavaju  
antimoni elektrodne, koje se sastoje od antimonove presušenog antimonovog  
oksidom. Potencijal ove elektrode ovise je o ~~razlici~~ pH vrijednosti otopine  
u području od 0 do 11 pH. Za jako kiseline otopine sa pH većim  
od 11, odstupanja su velika. Ova elektroda je jednostavna, malih  
dimenzija i robustna.

Najisto kalomel -elektrode kao referentna elektroda može se upotrijebiti  
elektrode od srebra presušenog <sup>debelim slojem</sup> srebrnog klorida. Ova elektroda je  
jednostavna i može podnijeti više temperatura (80°C) nego kalomel  
elektrode. Ostale navedenih imade još tipova elektrode, ali navedene  
su najviše u upotrebi.

napicu ispunjenu asbestnim vlaknima, pa je na taj način ostvaren kontakt sa otopinom kojoj se određuje pH vrijednost. Konstantni napon kalomel elektrode  $U_{K1}$  je 0,2444V kod upotrebe satičine otopine KCl i 25°C.



sl. 6.62.

Ukupni napon koji se mijeni u ovom slucaju je

$$\Delta U = U_{K1} + U_{K2} + 0,198(273+t^{\circ}) \cdot \text{pH} \quad [\text{mV}] \quad (6.165.)$$

Naponi  $U_{K1}$  i  $U_{K2}$  moraju biti konstantni. Osetljivost (strucina) elektrode definiše se kao prva derivacija izraza (6.165) po pH, pa je

$$S = \frac{d\Delta U}{d\text{pH}} = 0,198(273+t^{\circ}) \quad (6.166.)$$

Kod 20°C osetljivost elektrode je  $S = 58,0 \text{ mV/pH}$ . U slucaju potrebe mjerenja V vrijednosti pH od npr. 0,01 pH potrebno je mjeriti naponske razlike od svega 0,58 mV. Temperatura ima talovite utjecaj na promjenu mjerenog napona  $U_t$  pa je donde

$$S_t = \frac{dU_t}{dt^{\circ}} = 0,198 \cdot \text{pH} \quad (6.167.)$$

Što znači da se za promjenu temperature za 1°C napon mijenja za 0,2 · pH mV. Iz navedenog razloga je potrebno kod mjerenja pH biti u obzir i temperatura otopine. Kod velikih pH metara kompenzacija mjerenja temperature rši se automatski, a kod drugih je i potrebno ručno provesti. ✖

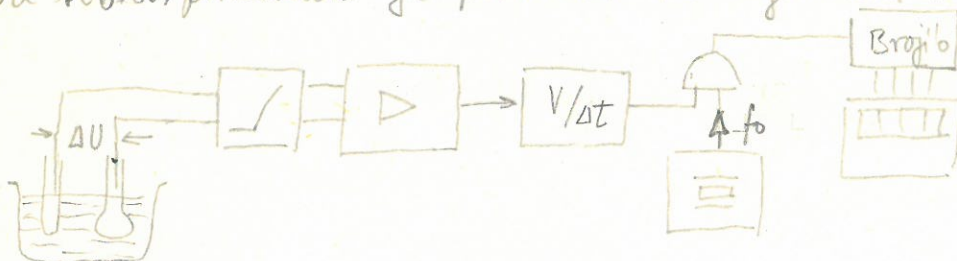
Unutrašnji otpor staklene elektrode je velik i može iznositi i do 1000 MΩ



(obično oko  $100 \text{ M}\Omega$ ). Veliki unutrašnji otpor stabilne elektrode isto i veli istosmjerni napon na elektrodama koji je potrebno mjeriti istinski kod pH-metara vrlo kvalitetna istosmjerna pojačala sa malim posmatanom nule (driftom) i malom otporom koji obično nije manji od  $10^{12} \Omega$ .

Najviše se upotrebljavaju pojačala sa transpozicijom frekvencije, posebno kada se radi o većoj osjetljivosti koriste se pojačala sa dinamičkim kondenzatorom ili sa fotooptičkim pretvornikom. Također se mogu susresti i diferencijalna pojačala sa elektrometarskim cijevima ili MOSFET-ovima. Na ulazu u pojačalo se ~~može~~ nalazi niskofrekvencijski filter da se odstrane smetnje od napona ~~na~~ grudele električne mreže. Nakon pojačanja kod procesnih mjerenja ~~na~~ istosmjerni napon može se prenijeti na daljinu i do 100 m. Kao indikator najčešće se susreće digitalni ili analogni indikator, dok se kod procesnih mjerenja ulazi ~~u~~ koordinatni pisac ili štampač.

Na sl. 6.63. prikazan je pH metar sa digitalnom indikacijom.



Sl. 6.63.

Mjereni napon  $\Delta U$  nakon pojačanja napona do potrebne mjednosti pretvara se u mjernu  $\Delta t$  proporcionalnu naponu  $\Delta U$ . Za izvora stabilne frekvencije  $f_0$  brojevi impulsi u brojilo određeno mjernu  $\Delta t$ , tako da je broj impulsa koje brojilo broji direktno proporcionalno naponu  $\Delta U$  odnosno ~~u~~ pH mjednosti. Često se upotrebljava i digitalni voltmetar sa digitalnim pile.

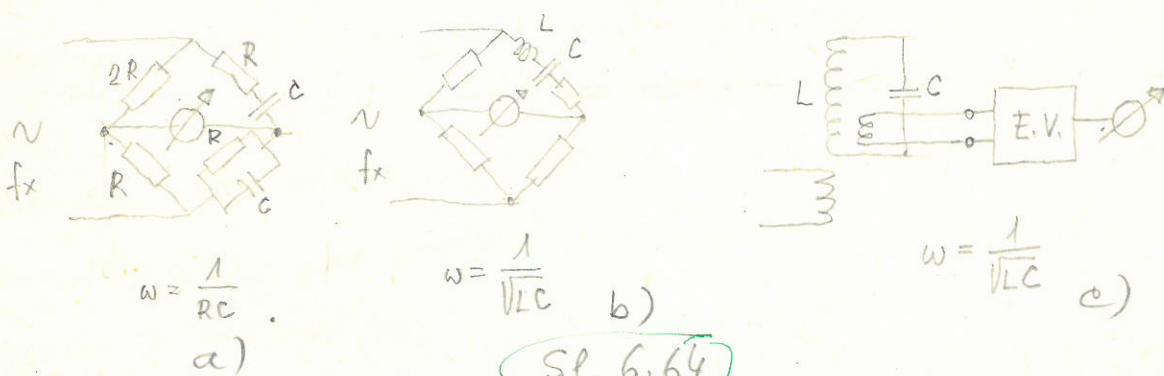
pH-metar potrebno je čišći upoređivati i kalibrirati u stopinji postaviti pH mjednosti. Također postoji opasnost da se elektrode vremenom "zabijaju" i počnu davati loše rezultate. U tom slučaju neopasno je ulje i kalibrirati. Zato je potrebno elektrode povremeno isprati.



## 6.6. Mjerne frekvencije i vremenskih intervala

### 6.6.1. Analogna mjerna frekvencije

Za mjerenje frekvencija mostovi su se koristili još u najranijim razvoju radiotehnike. Tu se mogu spomenuti Robinsonov (Wienov) most i rezonantni most. Mostovi spadaju u zatvoreni mjerni sistem kojega je potrebno uguđati ručno ili automatski. U takvom <sup>zatvoreno</sup> mjernom sustavu nije potrebno strojenje je i sluzbe. Osim toga ni točnost koja se može postići nije manje i ne prelazi 0,1%. Točnost je još manja (oko 1%) kad se kod visokih frekvencija upotrebljava rezonantni titrajni krug kojim se rezonancija odvrtuje maksimumom napona ili minimumom struje sa elektronskim voltmetrom. Ova metoda je vrlo jednostavna, ali us mlađo točnost zahtjeva i dosta vremena, pa se rijetko upotrebljava. Na sl. 6.64 a prikazan je Robinsonov most, na sl. 6.64. b rezonantni i na sl. 6.64. c paralelni titrajni krug kao uređaji za mjerenje frekvencije.



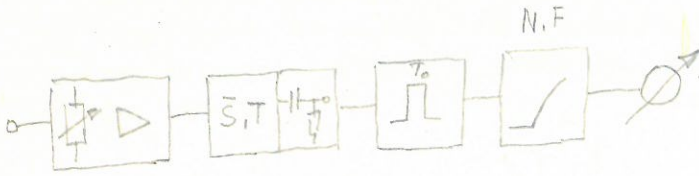
Sl. 6.64.

U suvremeni elektronski mjerni uređaji frekvencije više se koriste uređaji koji <sup>u pomoću</sup> frekvenciji  $f_x$  proizvode u napon  $U_{sr}$  koji je proporcionalan mjerenoj frekvenciji. Ovaj uređaj je jednostavan i mjeri direktno kao zatvoreni mjerni sistem prema tome je svaka promjena frekvencije se ~~ne~~ prikazuje momentano. Točnost mu nije bolja od 0,5%. Na sl. 6.64. prikazan je ovaj ~~sl~~ analogni elektronski frekvencijometar.

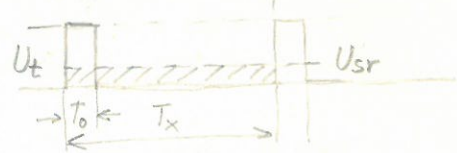
Napon mjerenje frekvencije dovodi se nekom prikladnom pojačavanjem, ako je ovo potrebno, na Schmittov ~~u~~ okidač oblog, koji nekom derivatorom dobiva oštre impulse, koji okidači monostabilni multivibrator.



Dobiveni impulsi su iste frekvencije kao i mjerena frekvencija  $f_x$ . Pri tome je



a)



b)

sl. 6.65

važno da amplituda  $U_t$  i trajanje impulsa  $T_0$  bude vrlo stabilno, jer to direktno utiče na točnost mjerenja. Tako je prema slici 6.65

$$U_{sr} \cdot T_x = U_t \cdot T_0$$

to je

$$U_{sr} = \frac{U_t \cdot T_0}{T_x} = K \cdot f_x$$

(6.168.)

jer je  $K = U_t \cdot T_0$  i  $f_x = 1/T_x$ . Često je da o nepromjenjivosti produkta  $U_t \cdot T_0$  ovisi točnost mjerenja i da je izmjereni srednji istosmjerni napon linearno proporcionalan mjerenoj frekvenciji  $f_x$ . Kako  $T_0$  uvijek mora biti manji od  $T_x$ , a  $T_0$  ne može biti ni mnogo manji od  $T$ , poslied da se za pokrivanje širog frekvencijskog područja mora mijenjati  $T_0$ . tj. potrebno je mijenja područje ~~to~~ podijeliti u više područja. Zato je ovaj instrument podisan za mjerenje usjeg frekvencijskog područja. Često se sustavi kod mjerenja broja okretaja osovine motora, nakon što se broj okretaja pretvori u impulse.

## VREMENSKOG

6.6.2. DIGITALNA MJERILA FREKVENCije I PERIODA ~~SIGNALA~~Mjerenje frekvencije

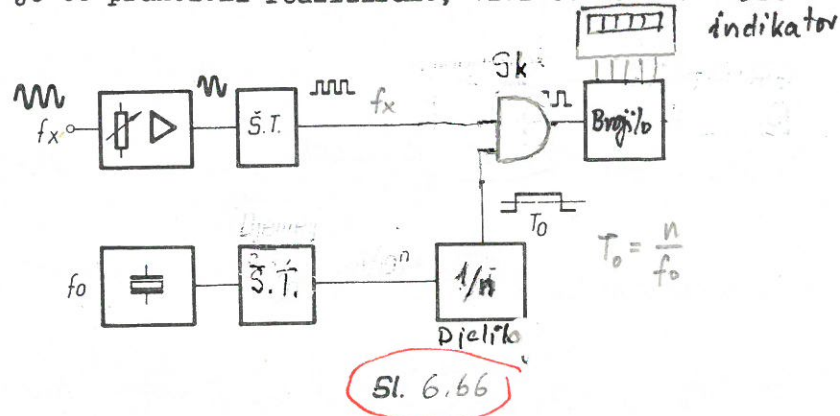
Digitalna mjerenja frekvencije su najtočnija mjerenja frekvencije. Njihova točnost je vrlo velika i obično nije manja od  $10^{-7}$ . Zahvaljujući digitalnim mjernim frekvencije, mjerenje frekvencije se danas smatra najtočnijim mjerenjem.

Princip mjerenja frekvencije i periode nekog signala digitalnim načinom vrlo je jednostavan. Frekvencija  $f_x$  se mjeri tako, da se brojiom broji broj impulsa  $N$ , koji u zadanom intervalu vremena  $T_0$  prođe zatvorenom sklopkom, do broji-  
la, tako da je

$$N = T_0 \cdot f_x$$

MAJA (6.169.)

Kako je to praktički realizirano, vidi se na sl. 6.66.



Napon, kojeg se mjeri frekvencija, potrebno je prethodno pojačalom pojačati do određenog nivoa, a zatim se takav signal oblikuje najčešće Schmitt-ovim triggerom u ~~kratke~~ impulse iste frekvencije ~~podasno za brojenje~~. Sklopka  $S_k$  je zatvorena samo određeno vrijeme  $T_0$ , koje određuje vrlo stabilan oscilator s kristalom, jer o točnosti vremena  $T$  ovisi i točnost izmjere-  
ne frekvencije  $f_x$ . Sklopka  $S_k$  se zatvara pravokutnim impul-  
som trajanja  $T_0$ , do kojeg se dolazi dijeljenjem sa  $n$  osnov-  
ne frekvencije  $f_0$  oscilatora sa kristalom. Tako npr.)

ako je frekvencija oscilatora sa kristalom  $f_0 = 1$  MHz, a želimo da period  $T_0$  bude 0,1 s, onda je potrebno osnovnu frekvenciju  $f$  podijeliti sa  $10^5$ . Ovakvo dobiveni redovito si-  
gnalni signal oblikuje se u pravokutni impuls posredstvom Schmitt-ovog okidnog sklopa. Omjer dijeljenja u koracima po-  
lo može se po volji mijenjati, što odgovara pomicanju decimalnog zareza na indikatoru. Vrijeme brojanja impulsa  $T_0$  nikada nije veće od 10 s. Stabilnost osnovne frekvencije oscilatora s kristalom postiže se termostatom, koji temperaturu kristala drži na konstantnoj vrijednosti. Isto tako najbolju stabil-  
nost pokazuje kristal, ako je rezan za frekvencije od 100 kHz. Stabilnost frekvencije se dađe postići u granicama  $10^{-7}$  do  $10^{-9}$ . No osim o stabilnosti frekvencije osnovnog oscilatora  $f_0$ , koju možemo izraziti sa nastalom pogreškom  $\delta_{osc} = df_0/f_0$ , točnost frekventometra ovisi i o broju impulsa  $N$  koji u vremenu trenutku kada se sklopka  $S_k$  zatvara i otvara u odnosu na impuls frekvencije  $f_x$ , pa - uvijek može postojati greška od  $\pm 1$  impuls uz isti  $T_0$ . Ova pogreška je dana kvocijentom  $1/N$  tako, da je ukupna pogreška frekventometra



$$\delta_{uk} = \pm \delta_{osc} \pm \frac{1}{N} = \pm \delta_{osc} \pm \delta_N \quad \text{Nolan (6.170)}$$

Jasno da se pogreška još više povećava, kod <sup>mijenja</sup> većih frekvencija, gdje dolazi do izražaja i brzina otvaranja i zatvaranja sklopke. No iz izraza za  $\delta_{uk}$  je vidljivo, da se pogreška povećava i smanjenjem N-a, odnosno čemu je on jednak prema izrazu /6.5/ može pisati

$$\delta_{uk} = \pm \delta_{osc} \pm \frac{1}{f_x \cdot T_0} \quad \text{Nolan (6.171)}$$

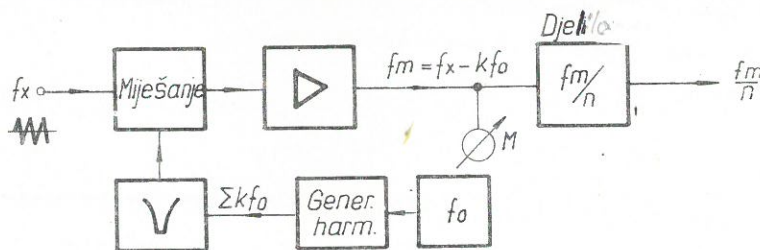
Iz ~~netom~~ napisanog izraza je vidljivo, da uz veliki  $T_0$  ( $T_0 = 10$  s), ne može se mjeriti frekvencija signala ispod neke određene vrijednosti. Tako ako želimo da relativna pogreška ne bude veća od  $10^{-5}$ , onda uz  $T_0 = 10$  s, mjerena frekvencija ne smije biti manja od

$$f_x > \frac{1}{\delta_N \cdot T_0} = 10 \text{ kHz} \quad \text{Nolan (6.172)}$$

Zato je za mjerenje niskih frekvencija signala <sup>obično</sup> <sup>direktno</sup> podesnije mjeriti njihovu periodu. Mjerila frekvencije <sup>obično</sup> omogućavaju mjerenje frekvencije do 50 MHz, a<sup>li</sup> u izvedbi koje mjere frekvencije <sup>direktno</sup> do 320 MHz. Ukoliko se želi proširiti područje mjerenja frekvencija iznad navedenih granica, onda se najčešće koriste pretvarači (konvertori) koji rade na heterodinskom principu i omogućavaju mjerenja frekvencija i do 18 GHz.

Kako je izveden jedan pretvarač frekvencije, koji radi na heterodinskom principu, vidljivo je na sl. 6.67.

Iz osnovnog oscilatora dobivamo signal frekvencije  $f_0$  koji nakon generatora <sup>viših</sup> harmonika daje spektar od sume viših harmonika



Sl. 6.67.

$$\sum_{k=1}^n k \cdot f_0$$

Nolan (6.173)

Pojasni filter izveden u obliku podesivog rezonatora propušta željenu višu harmoniku  $k \cdot f_0$ , a ova skupa sa signalom, kojega <sup>rezonantnu</sup> frekvenciju želimo <sup>se</sup> odrediti, dolazi na <sup>stupanj</sup> ~~stepen~~ za miješanje. Na izlazu iz <sup>stupnja</sup> ~~stepena~~ za miješanje i video pojačala ograničenog frekvencijskog pojasa, pojavljuje se samo razlika frekvencija (međufrekvencija)

$$f_m = f_x - k \cdot f_0$$

*MAJAV (6.174.)*

pri tome mora biti međufrekvencija  $f_m$  uvijek manja od dviju susjednih viših harmonika

$$f_m < (k+1)f_0 - k \cdot f_0$$

*MAJAV (6.175.)*

da se ne bi pojačavali signali frekvencija veći od razlike dvaju harmonika. Na izlazu se obično međufrekvencija <sup>je</sup> smanjuje nekoliko puta ( $n$ ), tako da je

$$f_z = \frac{f_m}{n} = \frac{f_x - k \cdot f_0}{n}$$

*MAJAV (6.176.)*

Ova frekvencija  $f_z$  je frekvencija, koju mjeri digitalni frekventometar i mora biti u području koje on pokriva. Instrument M služi da svojim maksimalnim otklonom odredi kada se nalazimo na jednoj od harmonika  $k \cdot f_0$ . Iz izraza /6.12/ lako je odrediti nepoznatu frekvenciju

$$f_x = f_z \cdot n + k \cdot f_0$$

*MAJAV (6.177.)*

Podrešenost rezonatora na  $k$ -toj harmonici se identificira maksimumom otklona instrumenta M, a skala pretvarača frekvencije kojom se izabiru vrijednosti harmonika  $k \cdot f_0$  je baždarena u vrijednostima  $k \cdot f_0$ . Ovoj vrijednosti se dodaje očitana vrijednost na frekventometru  $f_z$  pomnožena sa  $n$ . Napominjemo, da se kod mjerila frekvencije zbog ovog dijeljenja sa  $n$  produžuje i vrijeme  $T_0$  za  $n$  puta, tako da je očitana vrijednost na indikatoru mjerila frekvencije već pomnožena  $n$  puta ( $f_z = f_0 \cdot T_0 \cdot n$ ).

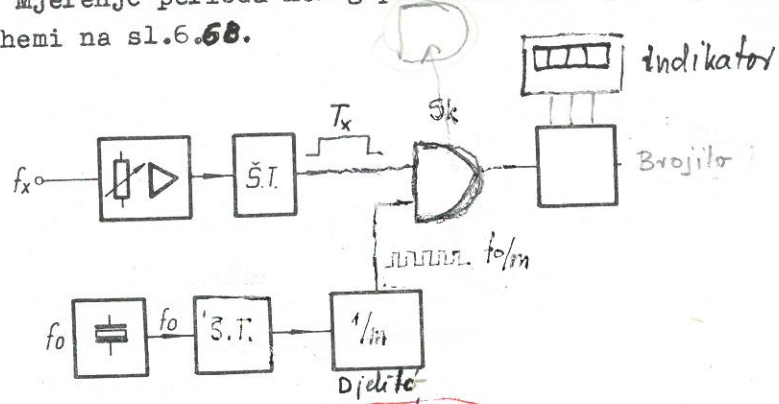
Osim navedene metode proširenja područja frekvencija postoji još metoda, koja je slična metodi primjenjenoj kod indirektno sinteze frekvencija, a može se koristiti i jednostavno direktno dijeljenje ulazne frekvencije  $f_x/n$ . Obično se dijeljenje provodi sa  $n=2, 4$  ili  $8$  puta. Kako ovakav djelitelj propušta široko područje frekvencija, mnogo je osjetljiviji na šum, i s time povezana netočna brojenja, nego što je to slučaj kod heterodinskog pretvarača frekvencije.

### Mjenila vremenskog perioda signala

Vidjeli smo, da se točnost mjerenja frekvencije digitalnim mjerilom frekvencije pogoršava, kad mjerena frekvencija  $f_x$  postane manja od određene vrijednosti. Zato se za mjerenje niskih frekvencija signala koristi radije mjerenje periode  $T_x$  tog signala. Da bi se iz točno poznatog perioda  $T_x$  odredila frekvencija, potrebno je izračunati recipročnu vrijednost od  $T_x$ , što odnosi dosta vremena. Zato danas postoje mjerne metode, koje omogućavaju direktno očitavanje  $f_x$  iz izmjerenog perioda  $T_x$ . Ove su metode prilično složene, a ukoliko su jednostavnije, prave neizbježnu pogrešku.



Mjerenje perioda nekog periodičnog signala provodi se prema shemi na sl.6.68.



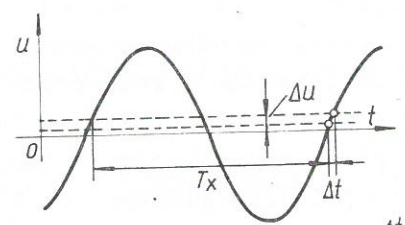
Sl. 6.68.

Očito je da se blok shema mjerila perioda signala  $T_x$  bitno ne razlikuje od mjerila frekvencije  $f_x$ . Jedina je razlika u tome što sada za vrijeme dužine trajanja mjerene periode  $T_x$  signala digitalna sklopka  $S_k$  (I-sklop) propušta ~~zadržavamo sklopku  $S_k$ , kroz koju prolaze to vrijeme prolaze impulsi~~ iz osnovnog oscilatora  $f_0$ . U ovisnosti o broju impulsa  $N$  poznate ~~koje pokazuje indikator~~ frekvencije  $f_0/10^m$ , u vremenu  $T_x$ , određen je period signala  $T_x$ .

$$N = f_0 \cdot T_x$$

Max (6.169\*)

Tako npr., ako je  $f_0 = 1 \text{ MHz}$ , ~~onda~~ onda svakom impulsu  $N$  odgovara vremensko trajanje od  $1 \mu\text{s}$ .



Sl. 6.69. pogreška  $\frac{\Delta t}{T_x}$

Kod mjerenja periode digitalnom metodom najveću komponentu pogreške unosi određivanje točnog vremena trajanja periode  $T_x$ , a ovo je opet određeno djelovanjem komparatora (Schmitt-ov triger). Iz sl.6.69. vidljivo je, da mala promjena nivoa razine okidanja komparatora  $\Delta u$  dovodi do promjene u trajanju  $T_x$  za  $\Delta t$ . Ovo dodatno vrijeme  $\Delta t$  može jako smanjiti točnost mjerenja. Odnos  $\Delta u / \Delta t$  predstavlja brzinu promjene napona i možemo ga odrediti deriviranjem sinusoide  $u = U_m \sin \omega t$ , tako da je

$$\frac{du}{dt} = \omega U_m \cos \omega t$$

Max (6.178.)

Ako se nivo okidanja komparatora uzima na nuli napona, tj. na presjecištu sinusoide s apscisom, onda je

$$\frac{\Delta u}{\Delta t} = U_m \cdot \omega$$

Max (6.179.)

odnosno

$$\Delta t = \frac{\Delta u}{\omega_x \cdot U_m}$$

Max (6.180.)

Iz napisanog izraza je vidljivo, da će pogreška u vremenu okidanja  $\Delta t$  za istu promjenu nivoa okidanja  $\Delta u$  biti veća, što je manja amplituda signala  $U_m$  i viša frekvencija mjenjenog signala, dok relativna pogreška  $\Delta t / T_x$  ovisi samo o naponu  $U_m$ , jer je

$$\frac{\Delta t}{T_x} = \frac{\Delta u}{2\pi \cdot U_m} \quad (f_x = \frac{1}{T_x}) \quad \text{KAZAK (6.181.)}$$

Osim navedenog uzroka, pogreška kod mjerenja perioda ovisi i o broju izbrojenih impulsa u vremenu  $T_x$ , te o stabilnosti frekvencije oscilatora  $f_0$ . Ako napišemo izraz /6.14/ u obliku

$$T_x = N \cdot \tau_0, \quad \tau_0 = \frac{1}{f_0} \quad \text{KAZAK (6.182.)}$$

onda pogrešku mjerenja dobivamo iz totalnog diferencijala izraza ~~KAZAK~~ (6.182.)

$$dT_x = \tau_0 dN + Nd\tau_0 \quad \text{KAZAK (6.183.)}$$

odnosno relativnu pogrešku, dijeljenjem  $dT_x$  sa  $T_x$ , što daje

$$\frac{dT_x}{T_x} = \frac{1}{N} + \frac{d\tau_0}{\tau_0} \quad \text{KAZAK (6.184.)}$$

Ovdje ~~se~~ <sup>može</sup> mjesto  $dN$  staviti 1, jer je to najmanja vrijednost koju praktički  $dN$  može poprimiti. Iz napisanog izraza proizlazi, da će pogreška biti to manja, što je broj izbrojenih impulsa veći i što je veća stabilnost frekvencije osnovnog oscilatora  $f_0 = \frac{1}{\tau_0}$ , jer je

$$\frac{df_0}{f_0} = - \frac{d\tau_0}{\tau_0^2} \cdot \frac{1}{f_0} = - \frac{d\tau_0}{\tau_0} \quad \text{KAZAK (6.185.)}$$

Vrlo često je važno mjeriti interval vremena između dva događaja koji su se odigrali u različito vrijeme  $t_1$  i  $t_2$ . Izvedba uređaja se ne razlikuje bitno od mjerila za mjerenje perioda  $T_x$ , samo se ovdje <sup>digitalna</sup> sklopka zatvara okidnim impulsom u vrijeme  $t_1$  i otvara drugim okidnim impulsom u vrijeme  $t_2$ . Brojilo broji impulse  $N$  u vremenskom intervalu  $t_2 - t_1$ , kojima je proporcionalna dužina trajanja tog intervala

$$N = f_0 \cdot (t_2 - t_1) \quad \text{KAZAK (6.186.*)}$$

Upravljanje start i stop impulsom može se izvesti električki, ili mehanički a u nekim slučajevima dužih vremena i ručno. Mjerenje vremenskog intervala primjenjuje se u različitim slučajevima, kao što je mjerenje brzine vozila (uz poznatu dužinu staze), zatim mjerenje vremena kod sportskih takmičenja, trajanje nekih procesa i sl. Pogreške kod mjerenja vremenskog intervala istog su porijekla kao i pogreške kod mjerenja perioda signala. Zahvaljujući digitalnoj metodi na ovaj se način mogu mjeriti vremenski intervali sa rezolucijom boljom od 1 ns.

Mjerenje vremenskog perioda i frekvencije može se redovito jednim uređajem kod kojeg se mjerene vremenskog <sup>perioda</sup> ili frekvencije odnose preklopnom.



Mjerenje vremena. Digitalni elektronički satovi

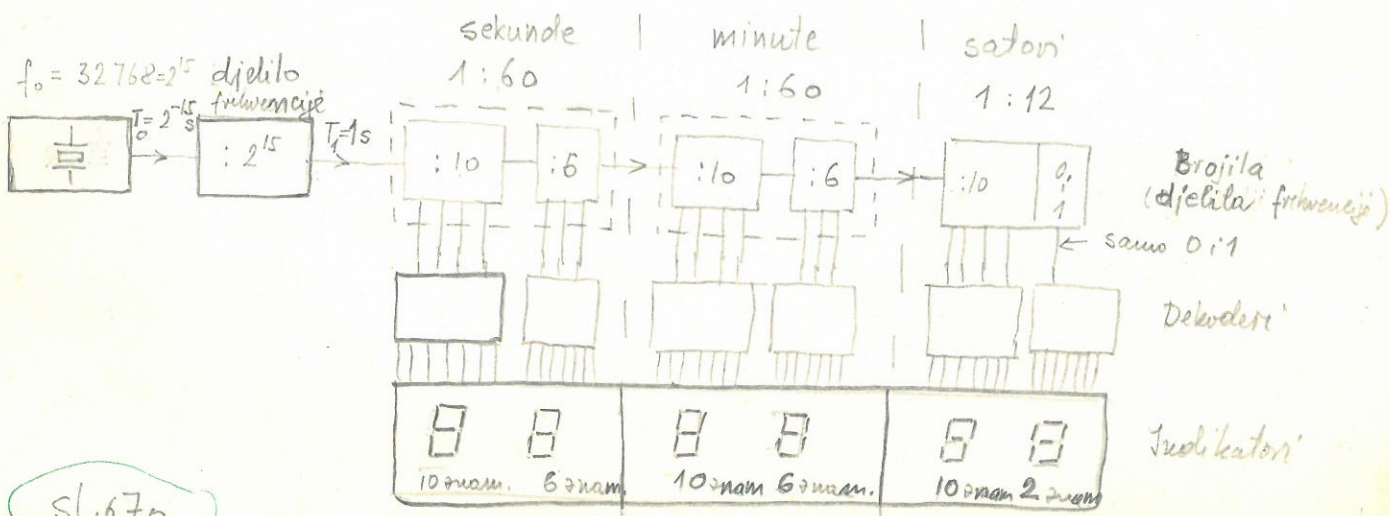
Mjerenje vremena je mjerenje vremenskog intervala od 24 sata, koji počinje u ne precizno određeno mjesto vrijeme  $t_1 = 0h$  i neprekidno se povećava svake 24 sata tako da je preuz (6.169)

$$N = f_0 \cdot t$$

(6.169\*)

Indikacija broja impulsa provodi se redovito u vremenskim jedinicama tj. u sekundama, minutama i satovima ili čak danima i mjesecima.

Elektronički digitalni satovi sastoje se od tri osnovna dijela, a to su: osnovni davac točnog vremenskog intervala, <sup>medu impulsnima</sup> djelilo frekvencije i indikator. Osnovni davac točnog vremenskog intervala <sup>intervala</sup> je zapravo ~~vremenski standard~~ što je ~~ustrojan~~ oscilator vrlo stabilne frekvencije. To je najčešće sinusni oscilator stabiliziran kremenom (kvarc) kristalom. Djelilo frekvencije mora osigurati da se redovito vrše frekvencija ~~na~~ samooscilacija oscilatora vrše na frekvenciji od 1Hz odnosno na vremenski interval od 1s, koji se ruda dijeli sa 60 da se dobije minute i ruda opet sa 60 da se dobije satovi. Satovi se ~~se~~ prikazuju znamenkama od 0 do 12 sa oznakom da li se radi o dopodnevu ili popodnevu. <sup>ili sa znamenkama od 0 do 24</sup> Indikacija se kod elektronskih satova provodi najčešće digitalno sa svjetlećim diodama ili tekućim kristalima ili se za to upotrebljavaju mehanizam sa kogačkama <sup>java</sup> poponjim konacnim motorom. Teli princip moguće je uočiti i kod satnog mehanizma ~~mehaničke prirode~~. Davac točnog vremenskog intervala je uglavno ili "kotva", "patin" ili "dijeljenje frekvencije" supčavice i indikatora kogačkama. Na sl. 6.70. prikazane je principijelna shema elektroničkog digitalnog sata.

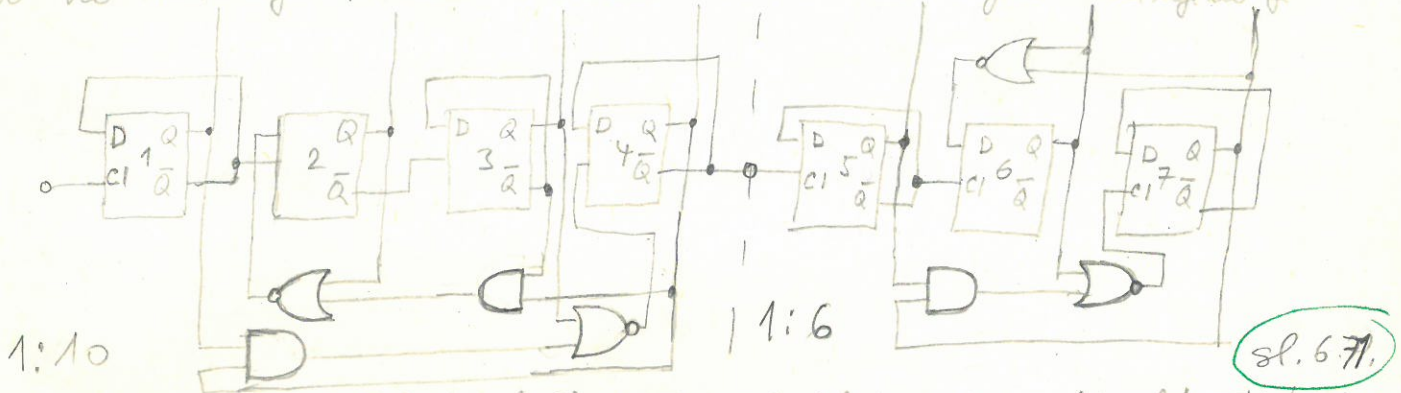








krystalu od  $32768 = 2^{15}$  ima 15 bitova. Na sl. 6.71. prikazano je dijelo sa 60 za indukciji sekunda odnosno minuta. Ovo brojilo sačinjeno je



Zapravo od dva brojila od kojih je jedno dekadsko, a drugo heksadsko tj. broj do 6. Brojila su asinkronog tipa i izvedena su u tehnologiji komplementarnih MOS-ova.

Kao indikator, gdje je god potrebna veća uštednja energije danas se susreću tekuci kristali. Svjetleće diode se sada rijetko upotrebljavaju. One ne omogućuju stalnu indukciju nego kao indikator sa tekucim kristalima nego ih se aktivira samo u trenutku kad se želi dobiti podatak o vremenu. Razlog tome je <sup>relativno</sup> velika struja koje svjetleće diode zahtijevaju u svom radu. Često se potražuje i preglednije da se indukcija vrši na klasičan način sa kasodijama. U takvom slučaju koraini motor upotrebljavaju impulsima sekundnim impulsima. Djeljenje na minute i satove u ovom slučaju vrši se pomoću izvora napajanja, kao i kod satova na oprugu.

Za napajanje ručnih satova ~~upotrebljavaju se~~ zlatne baterije ili baterije srebrnog oksida koje su velikog kapaciteta obzirom na težinu. (amer-sati) obzirom na težinu. Baterije obično traju najmanje godinu. Struja korainog motora je oko  $10 \mu A$ . Struja oscilatora i djelatnog nije veća od  $5 \mu A$  kod  $f_0 = 32768 \text{ Hz}$ .

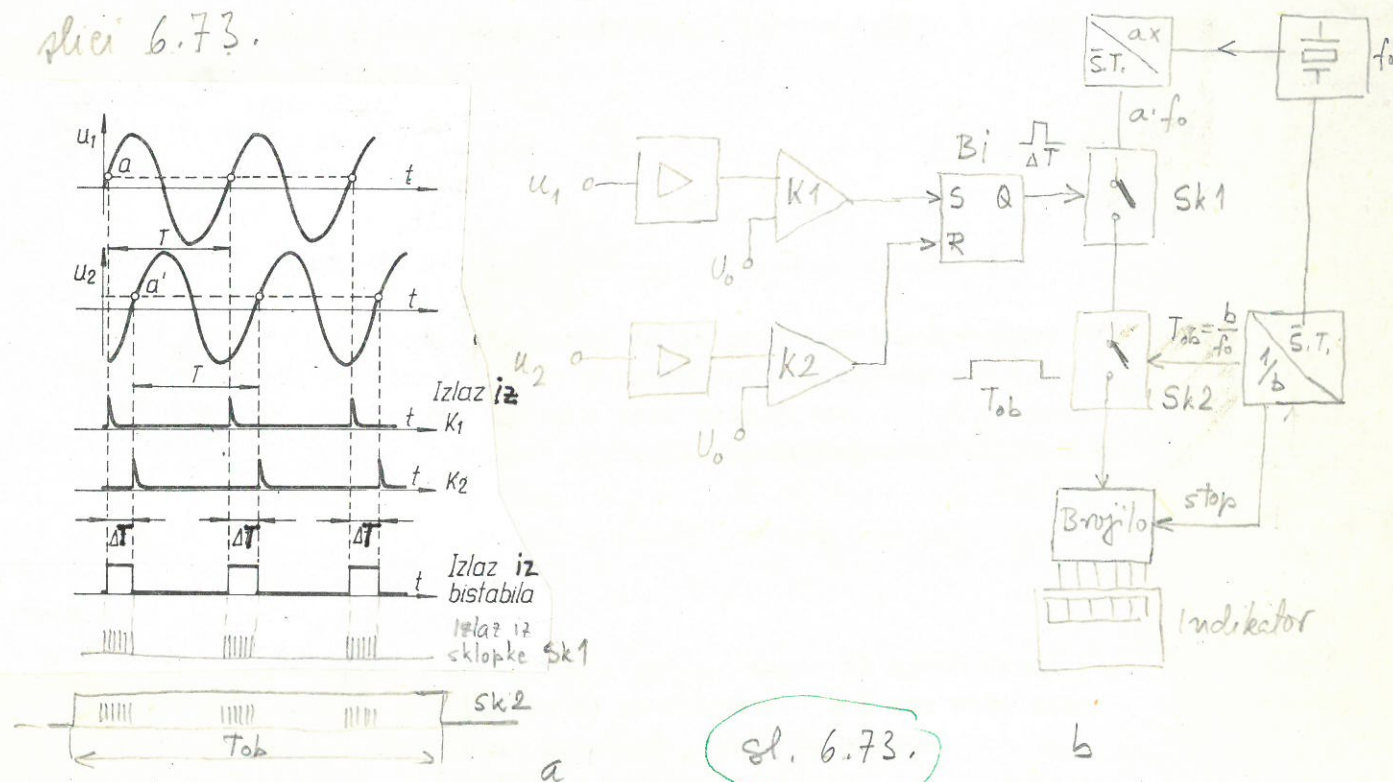




~~instrumenta~~ Rezultirajuće je da se umjesto instrumenta sa pokretnim namotajem može postaviti otpor na kojemu će se pojaviti nepovratni impulsi veličine  $a \cdot f_0$  sa bistabilu. Nakon niskopropusnog filtra dobire se istosmjerni nepovrni proporcionalan ~~to~~ faznoj razlici  $\psi$ . Točnost ovakvog mjerenja faze nije bolja od 2%.

6.7.2. Digitalna mjerenja faze

Ali se inoče da bistabil upravlja elektronskom sklopkom Sk1 onda se može provesti i digitalna indikacija faze razlike  $\psi$  prema slici 6.73.



sl. 6.73.

iz prethodnog slučaja

Izraz (6.188) pokazuje proporcionalnost između vremena  $\Delta T$  i fazne razlike  $\psi$ . Da bi se vrijednost  $\Delta T$  mogla odrediti, propuštaju se impulsi frekvencije  $a \cdot f_0$  kroz sklopku Sk1 za vrijeme trajanja  $\Delta T$  impulsa prema brojilu. Signal osnovne frekvencije  $f_0$  multiplicira se  $a$  puta, da bi dovoljan broj impulsa mogao proći kroz sklopku Sk1 i za male vrijednosti  $\Delta T$ , jer bi u protivnom mjerenje malih faznih razlika  $\psi$  bilo vrlo netočno. Broj impulsa  $N_1$ , koji će proći u vremenu  $\Delta T$  kroz sklopku Sk1 je

$$N_1 = \Delta t \cdot a \cdot f_0 = \frac{\psi}{360^\circ} \cdot T \cdot a \cdot f_0 \quad \text{NAVEDEN (6.191)}$$

Brojenje brojilom ovih impulsa ne bi dalo željene rezultate, jer u izrazu /6.191/ figurira vrijeme perioda  $T = 1/f$  signala, kojeg mjerimo, pa bi se zato, uz podatak dobiven brojilom, morala poznavati i frekvencija  $f$  signala, što bi svakako ~~jako~~ <sup>otkazalo ovakovo</sup> produžilo vrijeme mjerenja. Da se ovo izbjegne, propušta se



više paketa impulsa trajanja  $\Delta T$  kroz drugu sklopku Sk2, koja je otvorena <sup>znatno</sup> duže vrijeme  $T_{ob}$ . Vrijeme  $T_{ob}$ , koje je otvorena druga sklopka Sk2, određeno je frekvencijom  $f_b = \frac{f_0}{b}$ . Frekvencija  $f_b$  dobiva se dijeljenjem frekvencije osnovnog oscilatora  $f_0$  sa  $b$ , tako da možemo pisati

$$T_{ob} = b/f_0 \quad \text{MORAN (6.192.)}$$

Budući da u vremenskom intervalu  $\Delta T$  prođe paket od  $N_1$  impulsa, to će za vrijeme  $T_{ob}$  proći  $T_{ob}/T$  paketa impulsa, koji svaki ima  $N_1$  impulsa, tako da je ukupni broj impulsa, koje broji brojilo priključeno na izlazu sklopke Sk2

$$N = N_1 \cdot \frac{T_{ob}}{T} \quad \text{MORAN (6.193.)}$$

što se može pisati nakon uvrštavanja izraza /6.192/ i /6.193/ u /6.193/ u konačnom obliku

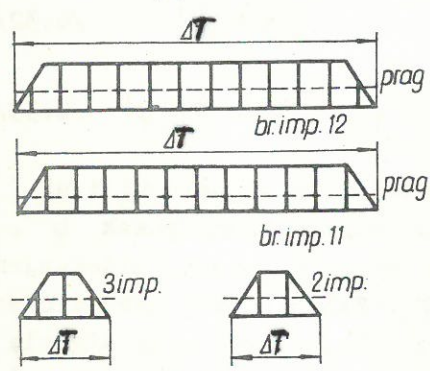
$$N = \frac{\varphi}{360^\circ} \cdot a \cdot b \quad \text{MORAN (6.194.)}$$

*Da bi se postigla što veća točnost mora biti  $T_{ob} \gg T_{max}$ , gdje je  $T_{max}$  period najviše frekvencije koja se mjeri.*

Iz izraza je vidljivo, da je broj impulsa  $N$  ovisan samo o faznoj razlici  $\varphi$  i čvrstim koeficijentima  $a$  i  $b$ , koji je potrebno da imaju što veću vrijednost, da bi se postigla što veća točnost kod mjerenja. ~~Davač takta na sl. 6.7.b.~~

*Svojim zadužim brodom impulsa  $\Delta T$  trajanja  $T_{ob}$  daje očitavanje na digitalnom indikatoru i resetira brojilo koje počinje sa brojanjem prvom i sljedećim  $T_{ob}$  impulsom.*

Povećanjem frekvencije signala, kojih se mjeri fazni pomak  $\psi$ , ima za posljedicu da se vrijeme  $\Delta T$  sve više smanjuje ~~MORAN~~ za isti fazni pomak  $\psi$ , tako da strmost bokova impulsa trajanja  $\Delta T$  utiče na točnost mjerenja. Ovo je vidljivo na sl. 6.74. Svakako da u ovom slučaju i frekvencija  $a \cdot f_0$



Sl. 6.74.

mora biti dovoljno visoka, iako ona direktno ne utiče na pogrešku nastalu strmošću bokova. Tako npr. kod frekvencije signala od 20 kHz odnosno intervala vremena  $T = 50 \mu s$ , ako se želi i mjeriti 1° fazne razlike,  $\Delta T$  traje svega 140 ns, a to je već dosta ~~vrlo~~ kratko vrijeme. Osim toga u tom vremenskom intervalu treba da stane bar desetak impulsa, što

odgovara njihovom periodu od svega 14 ns ili  $f_0 = 71,5$  MHz.

Navedeni razlozi ograničavaju upotrebu digitalnih mjera faze kod viših frekvencija, tako da frekvencije mjerenih napona ne prelaze 50 kHz. ~~ima izvedbi kojima je područje frekvencija ograničeno na svega nekoliko kHz.~~



Da bi se podneže digitalnih mjerenja faze proširilo i prema višim frekvencijama potrebno je više frekvencija "smiriti", što se može postići mješanjem mjerenog napona frekvencije  $f_1$  sa frekvencijom  $f_0$  iz nekog oscilatora. Ovakvi pretvarači frekvencije, bazirani na heterodinskom principu, omogućavaju transpoziciju frekvencije

višeg u niže područje frekvencija, posebno za mjerenje mjerilom faze. U ovom slučaju ~~je važno ustanoviti~~ <sup>potrebno je istaknuti</sup> da kod spomenute transpozicije ne dolazi do promjene fazne razlike  $\psi$  između dva ispitivana signala

$u_1 = U_1 \sin \omega_1 t$  (6.195.)

i  $u_2 = U_2 \sin (\omega_1 t + \psi)$  (6.196.)

311  $u_{osc} = U_{osc} \sin (\omega_0 t + \vartheta)$  (6.197.)

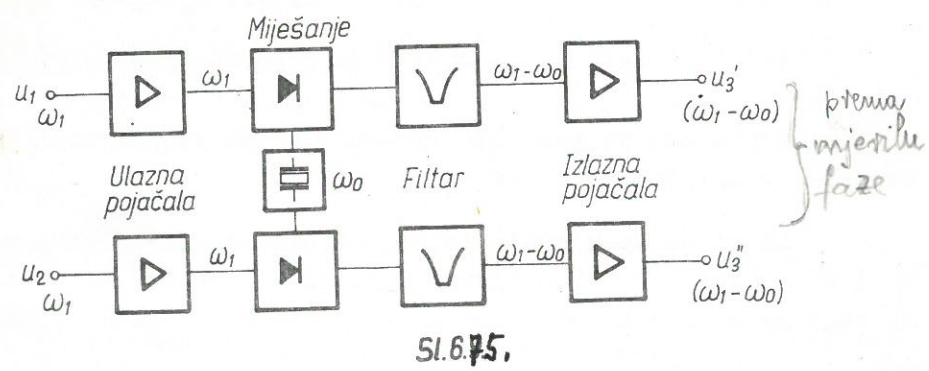
Ako je frekvencija napona oscilatora za miješanje

onda nakon izdvajanja razlike frekvencije na izlazu stepena za miješanje dobivamo da su to naponi

$u_3' = U_3' \sin [(\omega_1 - \omega_0)t - \vartheta]$  (6.198.)

i  $u_3'' = U_3'' \sin [(\omega_1 - \omega_0)t - \vartheta + \psi]$  (6.199.)

Vidimo, da je sada između dva novonastala signala  $u_3'$  i  $u_3''$  iste frekvencije  $(\omega_1 - \omega_0)$  ostao <sup>de mjerljiv</sup> ~~zadržan~~ razni pomak  $\psi$ , pa prema tome transpozicija frekvencija dobivenih miješanjem zadržava sačuvanu razliku faza  $\psi$ . Zahvaljujući ovoj činjenici ~~može se mjeriti~~ <sup>se</sup> razlike faza i kod frekvencija signala od <sup>više</sup> ~~nekoliko~~ desetaka MHz. <sup>ima imalo koje mjere i do 1000 MHz.</sup> Ovakav pretvarač ~~je jednostavan i~~ prikazan je na sl. 6.75.



Sl. 6.75.

Poteškoće se javljaju i kod mjerenja vrlo malih faznih razlika, kada se primjenjuje mnogo veće frekvencije. U ovom slučaju se za isti višestruk i povećava faza  $\psi$ . To proizilazi iz sljedećeg razmatranja. Ako je faza razlike između dvoji signala danas izrazima (6.195.) i (6.196.)

$u_1 = U_1 \sin \omega_1 t$  (6.195.)  
 $u_2 = U_2 \sin (\omega_1 t + \psi)$  (6.196.)



i ako su signali probare kroz multiplikator, koji množi sa  $n$ , onda je

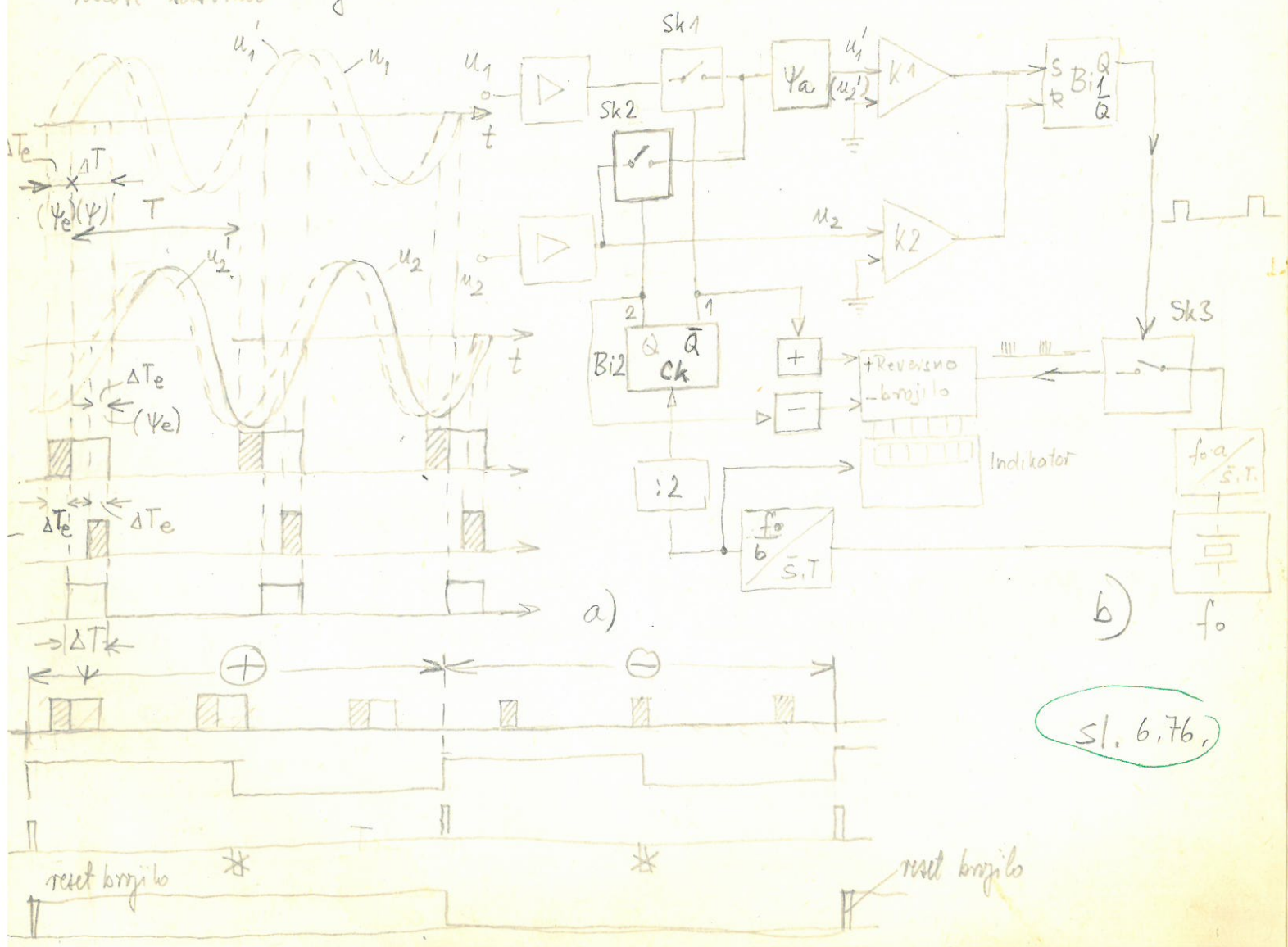
$$u_3' = U_3' \sin n\omega_1 t \tag{6.200}$$

odnosno

$$u_3'' = U_3'' \sin n(\omega_1 t + \psi) = U_3'' \sin(n\omega_1 t + n\psi) \tag{6.201.}$$

pa je i faza neshibe povećana za  $n$  puta tj.  $\psi_n = n \cdot \psi$ , što se kod očitavanja na indikatoru lahko vidi u obrat. U ovom slučaju vrijeme kretanja se nije promijenilo. Na ovaj način postići se može veću točnost kod mjerenja male faze neshibe.

Ukoliko se želi postići još točnije mjerenje faze neshibe  $\psi$  tada je potrebno uvesti u obrat i nestale neshibe  $\psi_{gr}$  u jednom i drugom kanalu, koji predstavljaju pogrešku nestale u svetojzi (kompensator, bistabil). Budući da je odnos nestale faze neshibe  $\psi_{gr}$  redovito mala, što također može umijeti pogreške u mjerenju dodaje se još jedna faza neshibe  $\psi_a$  pomoću posebnog sklopa pa je ukupna faza neshibe sada  $\psi_e = \psi_{gr} + \psi_a$ . Izvedkom sklopa prema sl. 6.76b. nestala pogreška  $\psi_e$  se može sasvim isključiti.



Sl. 6.76.



Mjerilo faze prema sl. 6.76. nastaje se od prethodnog slučaja u tome što je u prvi kanal pojačanja ubačena sklopka Sk 1, dok sklopka Sk 2 dovodi signal preko elementa sa faznim pomakom  $\psi_a$ . Osim toga u ovom slučaju je uveden i reverzibilni brojilo. Sklopke Sk 1 i Sk 2 kao i ~~to~~ reverzibilni brojilo upredja se bistabil Bi 2. Mjerni ciklus podijeljen je u dva vremenska intervala. U prvom vremenskom intervalu kada je na  $\bar{Q}$  <sup>bistabila Bi 2,</sup> pozitivan napon sklopka Sk 1 je zatvorena <sup>(a Sk 2 otvorena)</sup>, pa  $u_1$  napon prolazi preko elementa sa faznim pomakom  $\psi_a$ . Kako je između  $u_1$  i  $u_2$  fazi pomak  $\psi$ , to je ukupni fazi pomak  $\psi + \psi_a + \psi_{gt}$ . Impulsi frekvencije  $f_0$  koji prolaze i oscilatora preko zatvorene sklopke "broji" brojilo. Nakon što je prošlo  $T_{ob}/2$  vremena brojilo je nakupilo

$$N' = K \cdot (\psi + \psi_e) \quad (6.202.)$$

impulsa. Ovdje je konstanta K konstanta proporcionalnosti između broja impulsa  $N'$  i faze raslike definirana prema izrazu (6.194) kao  $a \cdot b / 180^\circ$ . U drugom vremenskom intervalu  $T_{ob}/2$ , kada je izlaz 2 bistabila postao pozitivan, sklopka Sk 1 se otvara, a sklopka Sk 2 se zatvara. Ovo znači da isti signal  $u_2$  dolazi do komparatora K1 i K2 samo <sup>sa razlikom</sup> što do komparatora K1 dolazi preko elementa sa kašnjenjem  $\psi_a$  tako da brojilo broji impulse izasvane samo faznom raslikom  $\psi_a + \psi_{gt} = \psi_e$

$$N'' = K \cdot \psi_e \quad (6.203.)$$

U ovom slučaju prebacivanjem bistabila Bi 2, brojilo odbrojava unatrag, tako da je na kraju drugog ~~in~~ vremenskog intervala stanje brojila

$$N = N' - N'' = K [\psi + \psi_e - \psi_e] = K \cdot \psi \quad (6.204.)$$

Na ovaj način je isključene iz mjerenja faze pogreška  $\psi_{gt}$ , koja je inače prisutna već u slučaju u svakom mjerilu faze.

## 6.8. Mjerila snage, $\cos \varphi$ i ulazne energije

### 6.8.1 Princip električnog mjerenja snage

Mjerenje snage može se izvršiti različitim metodama od kojih su neke bolje prilagođene za više odnosno opet druge za više frekvencija područje. Dvije najviše poznate metode od tih metoda kao upr. kalometrijska, kalorimetrijska, metoda koja mjeri napone dobivene na termoparovima, metoda koja ~~se~~ primjenjuje Hall-ov efekt, pa posebna mehanička metoda koja ovisi o Hall-ovom efektu i elektromagnetskoj indukciji, na istraživanju lako pomičnu prepreku itd. Sve ove metode koriste jednostavne principe u njihovoj mjernoj shemi, a ne toliko elektronske uređaje. Zato će u ovom slučaju biti opisana elektronski uređaj, koji "rečima" snagu prema definiciji.

Momentana vrijednost snage  $n$  data je produktom momentalne vrijednosti napona  $u$  i struje  $i$

$$n = u \cdot i \quad (6.205)$$

Srednja vrijednost snage je dana izrazom

$$N = \frac{1}{T} \int_0^T u \cdot i \, dt \quad (6.206)$$

dok je ulazena energija odnosa izrazom

$$N = \int_0^t u \cdot i \, dt \quad (6.207)$$

Ako su napon  $u$  i struja sinusne veličine sa međusobnim faznim pomakom  $\varphi$ , onda se može napisati da je

$$u = U \sin \omega t \quad (6.208)$$

a

$$i = I \sin(\omega t + \varphi) \quad (6.209)$$

U ovom slučaju prema izrazu (6.205) momentana vrijednost snage je

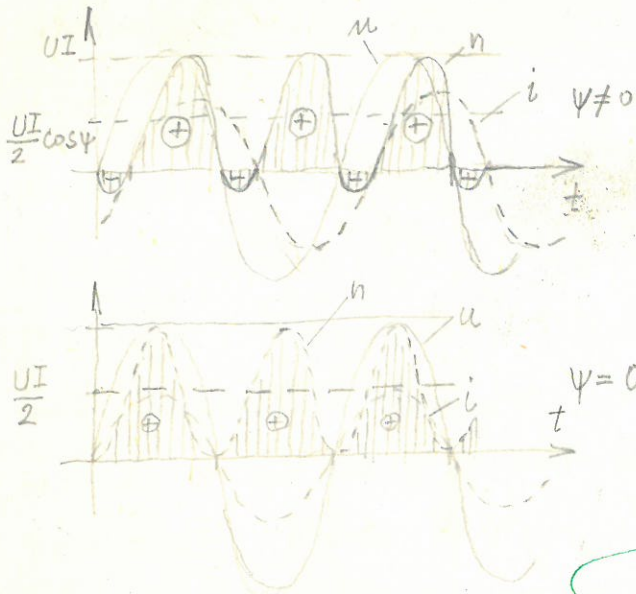
$$n = UI \sin \omega t \cdot \sin(\omega t + \varphi) = \frac{UI}{2} \cos \varphi - \frac{UI}{2} \cos(2\omega t + \varphi) \quad (6.210)$$

Očito je da se momentana snaga  ~~sastoji od dva dijela i to je drug koji se od frekvencije napona odnosi na struju i drug koji je vremenski usporavajući~~ sastoji od dva dijela i to je drug koji se od frekvencije napona odnosi na struju i drug koji je vremenski usporavajući. Ova veličina

$$N = \frac{UI}{2} \cos \varphi \quad (6.210^*)$$

Na slici 6.77 prikazana je jedna i druga komponenta izraza (6.210). Sa slike je vidljivo da je konstantna komponenta najveća kad je  $\varphi = 0$ . U profinom dio energije se mla u svakom periodu u izvor. Fluktuacije

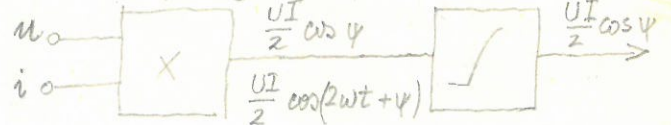




Momentana vrijednost



Srednja vrijednost



Energija



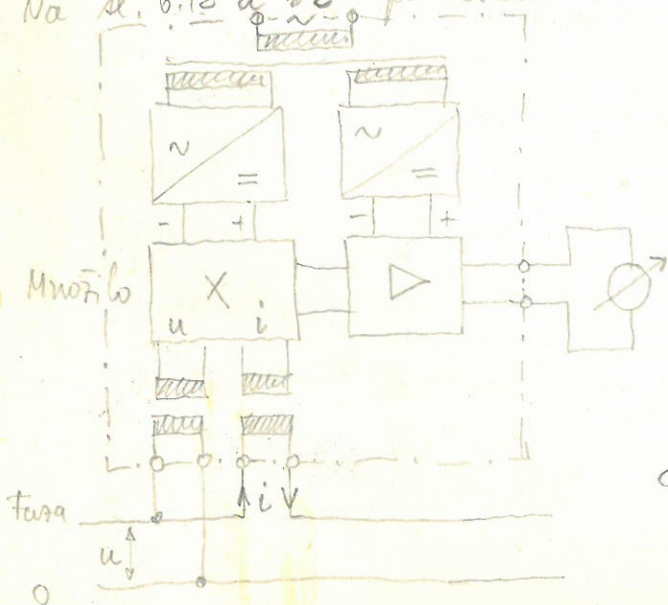
a)

b)

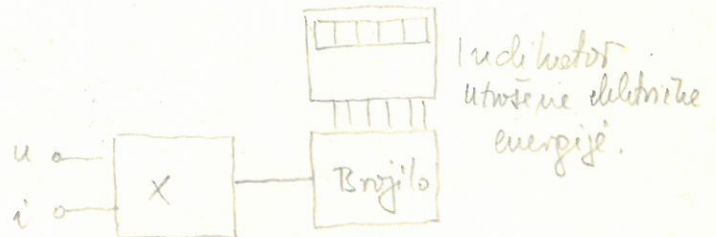
Sl. 6.77.

u mjerenju nisu veće nego vremenski nepromjenljive veličine (6.210\*) tako da je vremensku veličinu potrebno filtrom odstraniti. Integral u izrazu (6.206) predstavlja srednju vrijednost produkta  $u \cdot i$ , koja je dema, izrazom (6.210\*) i do koje se može doći na način da se odstrani vremenski promjenljive veličine. Ako se na izlazu mjernički instrument sa posebnim namotajem, onda zbog točnosti otkrivanja sistema niško-propusni filter nije potreban.

Ako se provede integraciju prema izrazu (6.207) tj. kada se integral ne dijeli sa T kao kod definicije srednje vrijednosti (6.206) onda se dobiva iznos o utrošenoj energiji. To se može postići ako se isti multiplikator priključi binarnom broju sa indikatorom u dekadskim jedinicama. Na ovaj način realiterno je elektroničko brojilo utrošene električne energije. Na sl. 6.78 a i b prikazano elektroničko brojilo snage („Camille Bauer“)



a)



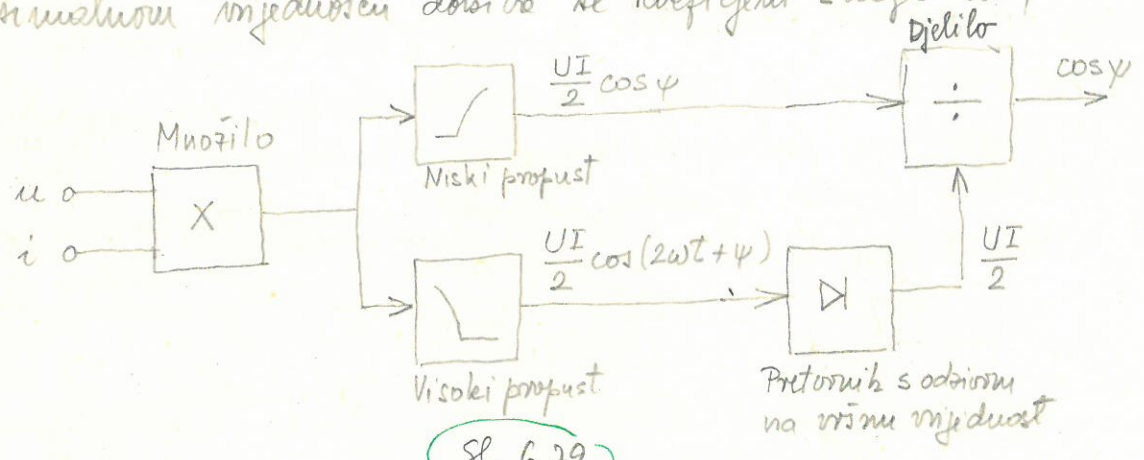
b)

Sl. 6.78.



i elektroničko brojenje.

Na istom principu može se izmjeriti i  $\cos \varphi$ . Odgovarajuća principijelna shema predložena je na sl. 6.79. Na istom iz množitelja priključeni su niski i visoki propusni filtri kako bi se međusobno odijelile istosmjerna i izmjenična komponenta iznosa (6.210). Izmjenična komponenta zatim prolazi kroz istosmjerno-istosmjerni pretvornik sa odzivom na vršnu vrijednost tako da se na istom iz pretvornika dobiva tjemena vrijednost izmjenične komponente. Nakon djeljenja (obično multiplikator ima i mogućnost djeljenja  $x \cdot y / z$ ) djeljenja istosmjerne komponente, koja predstavlja snagu sa uvisinom maksimalnom vrijednošću dobiva se koeficijent snage  $\cos \varphi$ .



Sl. 6.79.

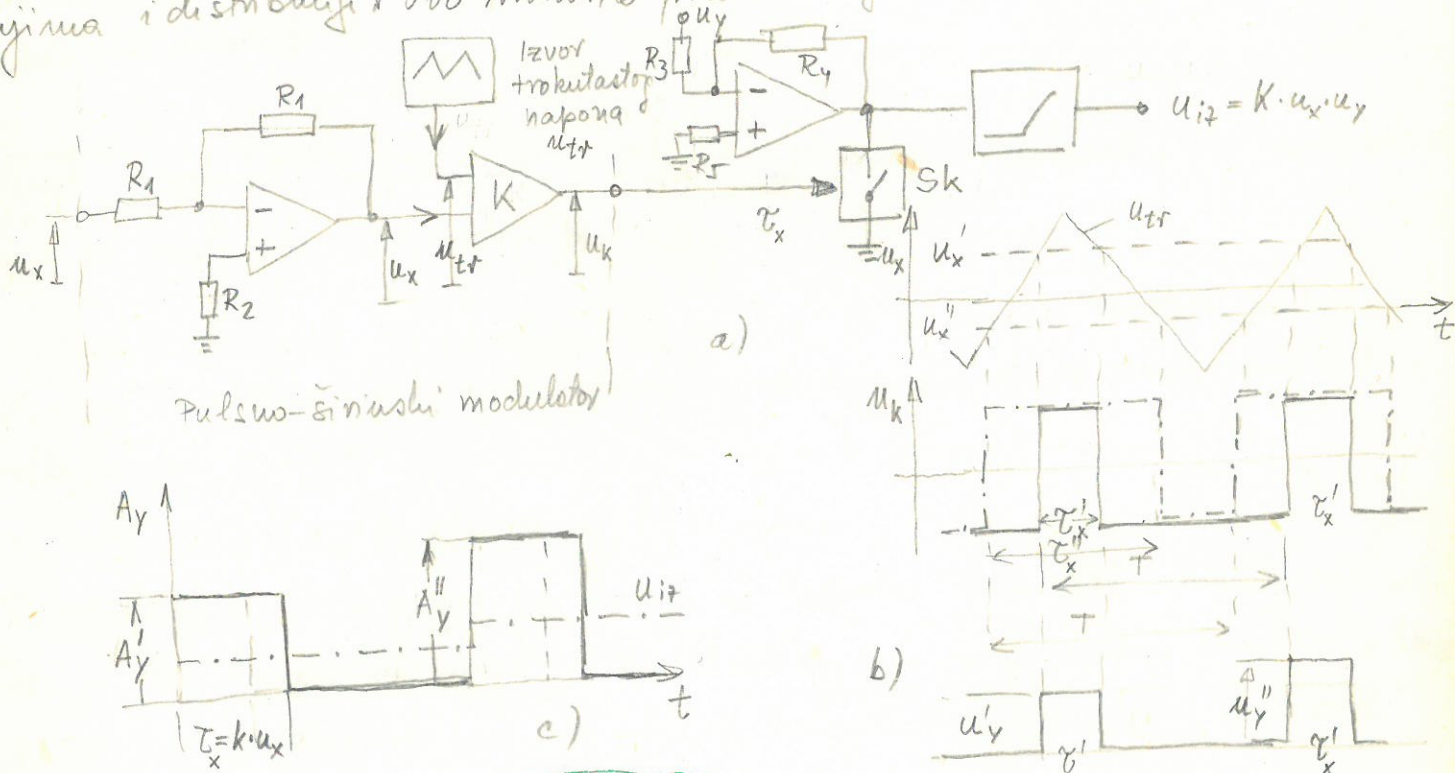
Mjerenje snage, energije,  $\cos \varphi$ , prividne snage itd. sve više se izvodi elektroničkim mjernim uređajima kako u području tehničkih frekvencija (50Hz i 60Hz) tako i u području visokih frekvencija. Elektronički uređaji imaju iznenađujuće prednosti pred klasičnim instrumentima elektrodinamičkog tipa. To se na prvom mjestu očituje u trajnosti, jer nemaju mehaničkih dijelova, manjoj vlastitoj potrošnji, nemaju poteškoća sa laganirima zbog trenja, neovisni su o položaju kod montaže i imaju veću točnost. Osim toga elektroničke mjernike snage mogu raditi uspješno i na znatno većim frekvencijama od tehničkih, što ovisi o upotrebljenoj multiplikatoru. Danas su najviše frekvencije do kojih se ovakvi uređaji mogu upotrijebiti 10 MHz.



### 6.8.2. Elektronička množila

Najvažniji dio elektroničkih mjernih suaga je množilo. O njemu ovise i točnost mjerenja, kao i linearnost skale. Do sada su bila opisana dva tipa talasne množila i to: množilo sa promjenjivom strujom izvedeno sa diferencijalnim pojačalom i opisano u poglavlju 2.2, te množilo "log-antilog" opisano u poglavlju 6.1.4. Množilo sa promjenjivom strujom može se upotrijebiti do najviših frekvencija ~~do 10 MHz~~, ~~do najviše do 2 MHz~~. Najveća točnost mu je 0,7%, dok je kod množila "log-antilog" 0,3%, a maksimalna frekvencija do koje množilo "log-antilog" može ići je 200 kHz odnosno najviše 30 kHz.

Najveća točnost od 0,01% može se postići kod množila sa pulsno-sinusnom modulacijom, dok najviša frekvencija do koje se ona mogu upotrijebiti je 200 kHz. Radi velike točnosti množila sa pulsno-sinusnom modulacijom su nastale velike probleme u ~~području~~ <sup>elektroničkoj energiji</sup> talasnih frekvencija oduosno u elektroenergetskim postrojenjima i distribuciji. Ovo množilo predloženo je na sl. 6.80.



Sl. 6.80.

Na naponski komparator  $K$  dovodi se <sup>sporo promjenjiv</sup> napon  $u_x$  i trokutast napon  $u_{tr}$ . O veličini napona ovise ~~hoda~~ na kojem dijelu trokutastog napona će doći do koincidencije i hoda će doći do promjene stanja na istom iz komparatora  $K$ . Što je napon  $u_x$  ulesu u pojačalo



veći to će napona  $u_x$  biti negativniji (invertivani ulaz), a to znači da će širina impulsa biti veća  $\tau$  pa se može napisati da je

$$\tau = 2k_1 u_x$$

(6.211.)

gdje  $k_1$  predstavlja trokutastog napona. Na ovaj način je ostvarena pulсно-širinska modulacija odnosno da je širina impulsa  $\tau$  direktno proporcionalna naponu  $u_x$ .

Drugo pojačalo pojačava napon  $u_y$ . Isključivo pojačalo upravljan je preko tranzistorne sklopke impulsirano iz modulatora pulсно-širinskog modulatora, tako da je širina impulsa  $\tau$  određena naponom  $u_x$ , a njegova amplituda  $A$  naponom  $u_y$ , jer je

$$A = -\frac{R_4}{R_3} u_y = k_2 \cdot u_y \tag{6.212.}$$

Nakon niskopropusnog filtra ostaje samo istosmjerna komponenta  $u_{iz}$  koja je

$$u_{iz} = \frac{1}{T} \int_0^{\tau} A \cdot dt = \frac{A \cdot \tau}{T} \tag{6.213.}$$

Uvjetavanjem vrijednosti za  $\tau$  (6.211) u  $A$  (6.212) dobiva se da je istosmjerna napon iz množenja

$$u_{iz} = \frac{2k_1 k_2}{T} u_x \cdot u_y \tag{6.214.}$$

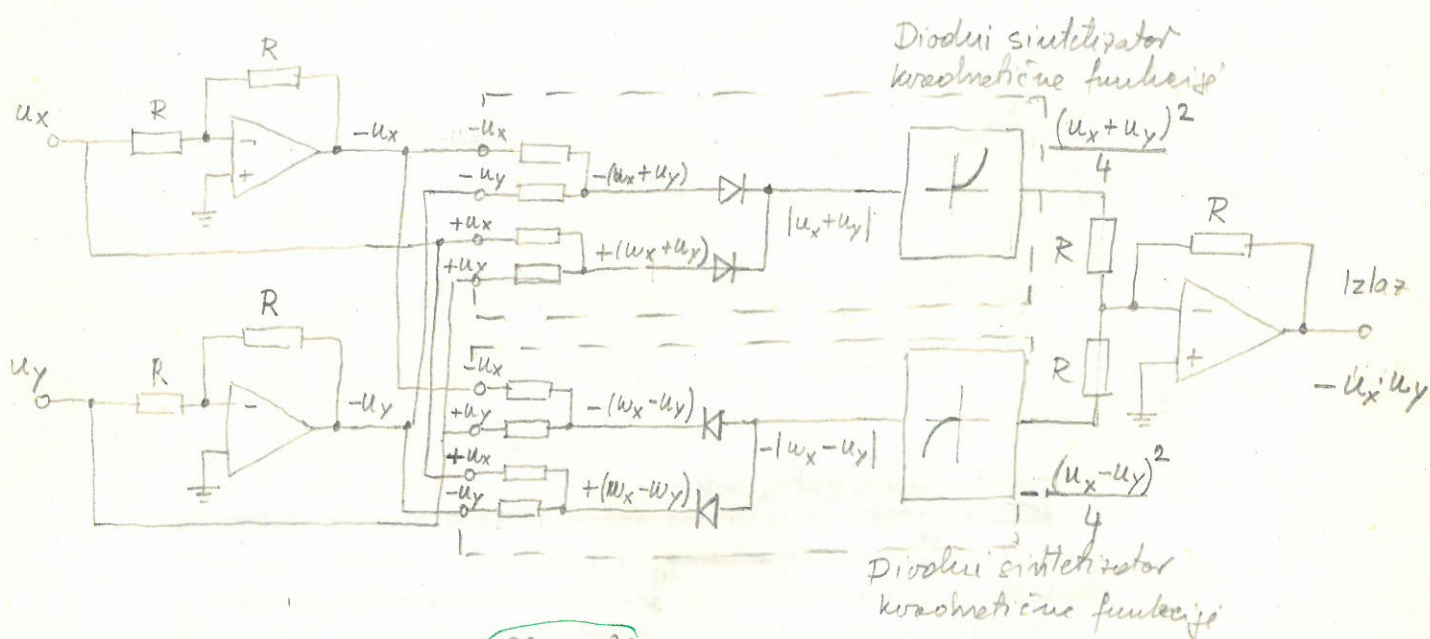
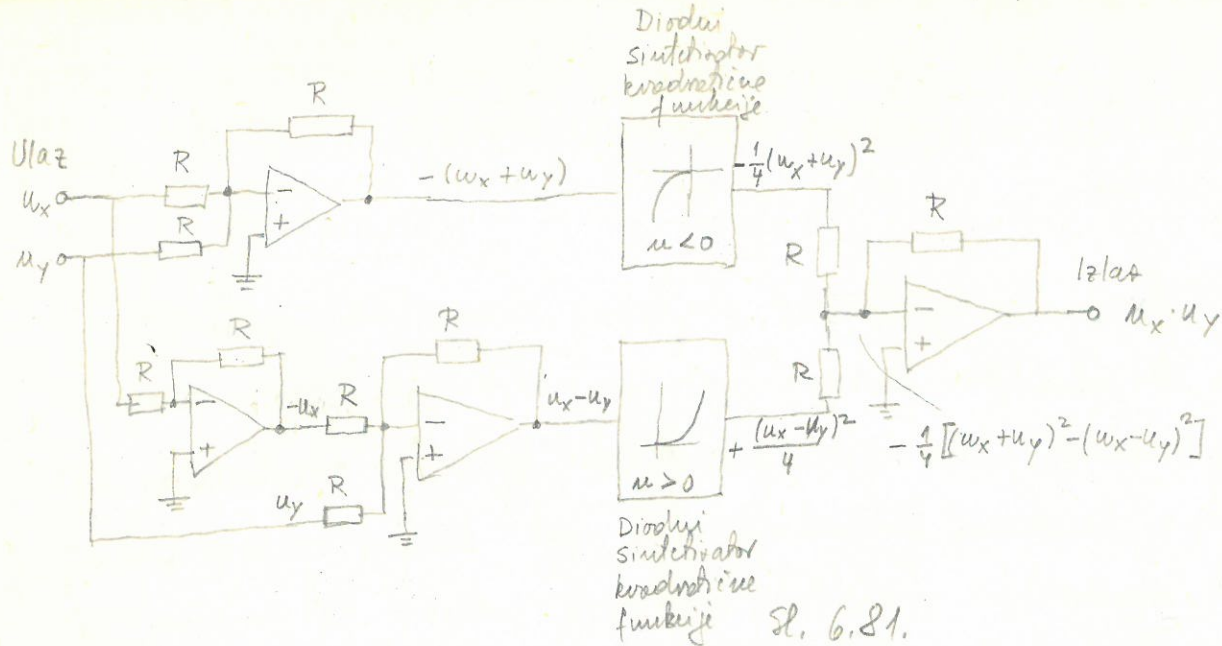
jedne proizvode napona  $u_x$  i  $u_y$ , što je trebalo i dokazati. Ovaj modulator može se izvesti isto i kao četvero kvadrantni.

Množenje se može realizirati i na način da se usumi kvadrati broja  $(u_x + u_y)^2$  i razlike,  $(u_x - u_y)^2$  ulesniti napona pa da se onda međusobno oduzmu jer je tada

$$\frac{1}{4} [(u_x + u_y)^2 - (u_x - u_y)^2] = u_x \cdot u_y \tag{6.215.}$$

Provođenjem ovih operacija dobija se talvalter množenak ulesniti napona. Ovo je tzv. kvadrantno množenje. Na sl. 6.81. prikazano je ovakvo množenje s time da je ovo funkcionira samo za pozitivne ili negativne vrijednosti napona  $u_x$  i  $u_y$ . Postoji tome je da diodni sintetičar kvadrantne funkcije može djelovati samo u jednom kvadrantu. Na sl. 6.82. je prikazano kako se kvadrantno množenje može izvesti za pozitivne i negativne vrijednosti napona  $u_x$  i  $u_y$ . Kvadrantno množenje obuhvaća široko frekvencijsko područje sve do 2 kHz, ali mu je poprečno relativno velike i u najboljem slučaju je oko 0,3%.





Među moguća sa promjenom strujne  $S_{ef}$  spada i MOS-FET sa dvije upravljačke elektrode (double gate). Promjena napona na jednoj upravljačkoj elektrodi utiče na vodljivost kanala MOS-FET-a tako da se može napisati da je promjena napona u krugu odnosa

$$u_D = S_{ef} R_D \cdot u_{G1} = K_S \cdot u_{G2} \cdot R_D \cdot u_{G1} \quad (6.216)$$

jer je strujna  $S_{ef}$  u obrascu na promjeni napona na drugoj upravljačkoj elektrodi  $u_{G1}$ , ovisna o naponu na drugoj upravljačkoj elektrodi prema izrazu

$$S_{ef} = K_S \cdot u_{G2} \quad (6.217)$$

Ovdje se vidi da je  $u_{G2} \gg u_{G1}$ . Danas se MOS-FET sa dvije upravljačke elektrode smatra vrlo kvalitetnim mijšačem u području V radiokomunikacija.



## 7. MJERNI UREĐAJI SA PRIKAZOM DVIJU MJERNIH VELIČINA

### 7.1. Općenito

Drugu, ne manje važnu, grupu mjernih uređaja sačinjavaju mjerni uređaji <sup>istorumiraju</sup> s indukcijom dvoji mjernih veličina ne jednoj sa to predviđenoj površini. Takvi uređaji daju sliku odnosa gresficti prikaz jednog pojava koji je u funkcijskoj zavisnosti s drugim. Na taj način se sustav povećava količina informacija koja se prikazuje. Najčešće su to prikazi veličina koje su funkcije vremena, no nisu njih ni uređaji, koji daju funkcijske ovisnosti o frekvenciji. Na ovaj način često se prikazuju različite neelektrične veličine kao što su (tlak, pomaci, temperatura, vibracije itd.) koje se mogu odgovarajućim pretvornicima pretvoriti u električne veličine, najčešće nepoupa se tako prikazivanje ovih neelektričnih veličina svodi na prikazivanje nepovrskih promjena.

Kod prikazivanja  
na itd.). U mnogim slučajevima potrebno je indicirati veličine koje ovise o frekvenciji, ~~kad~~ se dobivaju <sup>se</sup> amplitudno - frekvencijske karakteristike, ili spektri frekvencija, ~~itd.~~  
Navedenim mjerilima mogu se prikazivati i dvije međusobno ovisne električne pojave, kao što su: familije karakteristika poluvodiča i elektronskih cijevi, Lissajou-ove krivulje, ~~itd.~~ ili neelektrične kao npr. odnos <sup>tlaka</sup> ~~pritisaka~~ i ~~volumena~~ hoda klipa u cilindru kod motora sa unutrašnjim sagorjevanjem (indikatorski dijagram) i sl.

Najvećnji grupu mernih uređaja dvoji mjernih veličina čine uređaji koji omogućuju

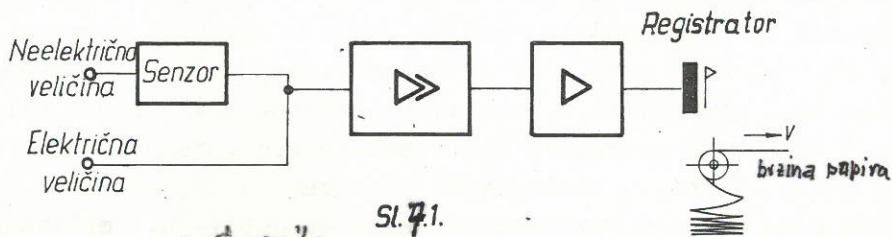
promatranje napona ili bilo koje neelektrične ili električne veličine koja se kao vremenski ovisna veličina, da se pretvoriti u napon, <sup>i tako prikazati kao vremenska funkcija</sup> Ovakvi instrumenti nalaze najveću primjenu bilo kao oscilografi ili osciloskopi. Interpretacija električnih i neelektričnih veličina u vremenu daje detaljan uvid u funkciju električnih sklopova, <sup>priglasiti funkcije, izobličeno cijela,</sup> omogućava analizu mehaničkih vibracija, preko bioloških napona stvara mogućnost davanja dijagnoze kod različitih oboljenja, itd. Na ovaj način se mogu promatrati električne pojave, koje traju vrlo sporo (na osciloskopu nekoliko minuta) do onih koje su vrlo brze i čije trajanje nije duže od nekoliko dijelova nanosekunde.



7.2.1. Oscilografski uređaji

Oscilografi su relativno jednostavni uređaji, koji omogućuju predstavljanje <sup>na papiru ili filmu</sup> o vremenu ovisnih funkcija, kao što su naponi, struje te sve ostale ~~električne~~ električne i mehaničke promjene, koji se daju pretvoriti u napon. ~~Ove vremenske ovisne funkcije prikazuju se na papiru, filmu ili magnetskoj traci.~~

~~si.~~ <sup>naknadno se</sup> Dobiveni zapis ~~se kasnije~~ može analizirati prema potrebi ~~po volji~~ dugo, a može služiti i kao pismeni dokument. Blok shema ovakvog uređaja dana je na sl. 7.1. i sastoji se od pojačala koje pojačava električni napon. <sup>Ovaj</sup> ~~se~~ mjeri direktno ili in-



Sl. 7.1.

direktno preko <sup>pretvorila</sup> senzora u slučaju neelektrične veličine. Pojačanje <sup>naprave</sup> provodi do nivoa potrebnog za pogon izlaznog pojačala, koje daje potrebnu snagu za pogon elektromehaničkog pisara. Mjesto ovog može se na izlazu naći i X-Y pisar ili svjetlosni oscilograf. O ovim napravama opširno je bilo govora u poglavlju o indikatorima (4.2.4), a ovdje ih samo spominjemo u sklopu registracionog uređaja.

No da bi <sup>se</sup> mogli prikazati uz napon o kojem ovisi otklon pisara i drugu veličinu-vrijeme, potrebno je osigurati i pomak papira ~~4~~ proporcionalan <sup>5</sup> vremenom t,

$$s = v \cdot t$$

7.1.1

~~može~~ Konstanta proporcionalnosti je ovdje brzina v, ~~to da se~~ <sup>koja mora</sup> ako hoćemo, da određeni broj centimetara na papiru, gdje se vrši registracija, ~~može~~ biti baždaren u vremenu, ~~mora~~ ova brzina biti konstanta.

Ovu konstantnu brzinu pomicanja papira v osigurava <sup>osnovni</sup> mehanizam za pogon papira, koji se sastoji od motora sa kon-

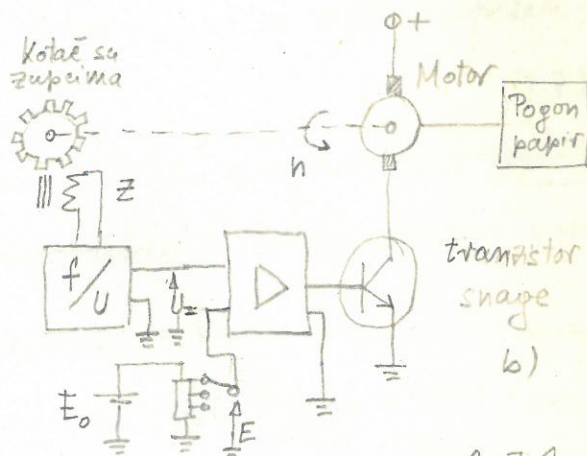
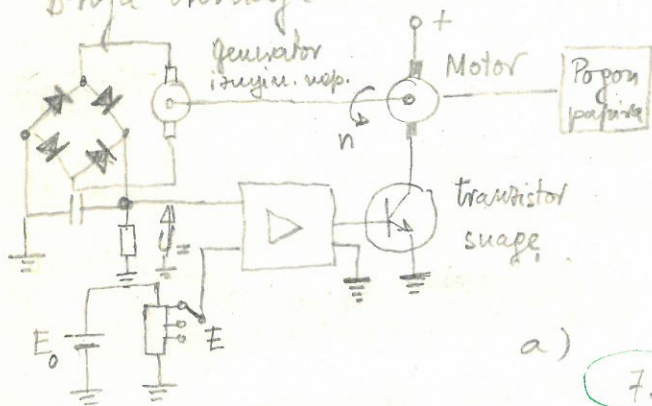
dic ovog mehanizma je motor o kome ovisi konstantnost brzine gibanja papira. Motor može biti sinkroni ili istosmjerni motor sa elektroničkim regulatorom, koji osigurava konstantnost brzine gibanja motora.



Ukoliko se sinkronim motorom želi postići više brzina ge'banja papira,

to se može realizirati ili promjenom broja polova ili frekvencije napona napajanja motora. Još se veće točnosti mogu postići sa reguliranim istosmjernim motorima. Kao pretvornik u petlji regulaciji

može se upotrijebiti tahogeneratorski generator kojim je napon na priključnicama linearno ovisan o broju okretaja, ili se može upotrijebiti generator impulsa, kojim je frekvencija onih impulsa proporcionalna broju okretaja motora. Ovaj posljednji je posebno jednostavan, jer se radi o kotaru sa župcima od magnetski mekog materijala koji <sup>kod rotacije</sup> mijenja magnetski tok kroz zavojnicu Z u neposrednoj blizini kotara sa župcima. Na taj način se induciraju naponski impulsi u zavojnici. Frekvencija impulsa se dalje pretvara u napon u frekvencijsko-naponskom pretvorniku, tako da se opet dobija napon ovisan o broju okretaja motora kao i u prvom slučaju kod tahogeneratorskog generatora. Na sl. 7.2. prikazana su oba načina regulacije broja okretaja motora.



a) 7.2.

Na pogonskoj osovini motora nalazi se u slučaju a na sl. 7.2. generator izv. napona, a u slučaju b na istoj <sup>osovini</sup> kotar sa župcima. U oba slučaja dobiva se istosmjerni napon  $U_=-$  koji je proporcionalan broju okretaja motora  $n$  tako da se može napisati

$$U_=- = k_1 \cdot n \tag{7.2.1}$$

Na ulazu u pojačalo voboda male naponske razlike  $\Delta u_1 = U_=- - E$  zbog velikog pojačanja A pojačala. Svakom povećanju broja okretaja motora zbog nesličnih veći uvođenja izabra povećanju napona  $\Delta u_1$  ( $E = konst$ ), što ima za posljedicu smanjenje struje kroz motor (negativna povratna veza) odnosno broja okretaja motora na koji način se održava broj okretaja motora konstantnim. Obrnuti proces se odigrava kod smanjenja broja okretaja motora.



Alio je pojačanje pojačala definirano kao

$$A = - \frac{\Delta u_2}{\Delta u_1} \tag{7.3.}$$

a izmeću broja obrtaja motora  $n$  i napona  $\Delta u_2$  na bazi tranzistora vlada odnos

$$n = S \cdot \Delta u_2 \tag{7.4.}$$

(7.4) dobiva da je  $n = - S \cdot A (k_1 n - E)$  <sup>(7.3.)</sup>  $\Delta u_1 = U_+ - E$   $n$  je dužina

odnosno 
$$n = \frac{E \cdot S \cdot A}{1 + k_1 S \cdot A} \tag{7.5.}$$

Alio je  $S \cdot A \cdot k_1 \gg 1$  onda je 
$$n = \frac{E}{k_1} \tag{7.6.}$$

određen odnosom koji vlada između napona  $U_+$  i broja obrtaja motora  $n$  ne visi s drugim veličinama. Napon  $E$  je dio napona sa dijelila, koji dijeli napon  $E_0$  u omjeru  $m$ , tako da je  $E = m E_0$ . pa se može napisati da je

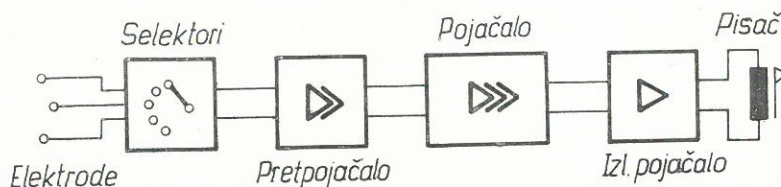
$$n = m \frac{E_0}{k_1} \tag{7.7.}$$

što znači da se promjenom napona  $E$  na dijelitelju mogu dobiti različita podmjeja broja obrtaja motora odnosno više različiti brzine gibanja papira.

Kuko je širka amplitudno frekvencijska karakteristika gibljivog sistema za pojačanje ~~na~~ promatrane veličine određuje praktički prenosna karakteristika pisaca.

~~frekvencijski promatrane pojave.~~ Maksimalna frekvencija pisaca je oko 150 Hz, dok u slučaju pisaca sa mlazom tinte može doseći i 1200 Hz. Za više frekvencije pogodni su optički oscilografi sa zrcalom, gdje registrirajuća frekvencija može iznositi i preko 10000 Hz. Kod ovog načina se koristi svjetlosno osjetljiv papir, koji dolaskom na danje svjetlo pokazuje zapis, koji ostaje fiksiran. Mnoge od ovih zapisa nije preporučljivo duže vremena držati na danjem svjetlu, jer brzo gube kontrast.

U ovu grupu instrumenata spadaju i uređaji za registraciju bioelektričkih signala. Najznačajniji iz ove grupe uređaja su elektrokardiografi, koji mjere napone srca postavljanjem elektroda na obje ruke i lijevu nogu i elektroencefalografi, koji mjere napone mozga postavljanjem više elektroda na glavu pacijenta. Blok shema jednog "kanala" ovakvog uređaja dana je



Sl. 4.3.

na slici 4.3. Pod "kanalom" se podrazumijeva cjelokupni trakt pojačanja signala od ulaznog pretpojačala do izlaznog pojačala i pisaa. *Višekanalni uređaji se susreću često u medicinskoj instrumentaciji.* Kardiografi obično imaju jedan ili tri kanala, dok elektroencefalografi imaju najčešće 8 ili 12 kanala, a rjeđe 16 ili više kanala. Pomoću selektora se vrši izbor elektroda, koje će se privesti određenom kanalu. Pojačala su najčešće diferencijalna, a mogu biti i neka "plivajućeg" tipa (~~sa kapacitivnim diodama~~), jer je važno da imaju veliki faktor rejekcije i mali šum.

Tip uređaja za registraciju dviju veličina, prikazan općenito blok shemom na sl. 4.1. koristi se mnogo u industriji, elektroprivredi, kod geofizičkih ispitivanja, u meteorologiji, itd. U procesnoj industriji se *Uklada* takvim uređajima trajno registriraju: promjene temperature, ~~pritiška~~, ~~brzine protoka~~ ~~i sl.~~ *nastalih vibracija i sl.*

Ako se pri tome zahtijeva vrlo točno mjerenje i registracija i ako frekvencija pojava koje se registriraju, ne premašuje nekoliko Hz, onda se koriste kompenzirani pisaači opisani u poglavlju ~~4.4~~ *4.4*. Ovim pisaačem ne mogu se ostvariti velike brzine pisanja, zbog lošeg kontakta klizača potencijometra. Da bi se izbjegao kontakt potencijometra mogu se koristiti i kapacitivni pretvarači otklonāvu napon. *pisaača* ~~gdje pomaku kazaljke odgovara promjena kapacitivnosti, koja se također pretvara u proporcionalnu promjenu napona.~~

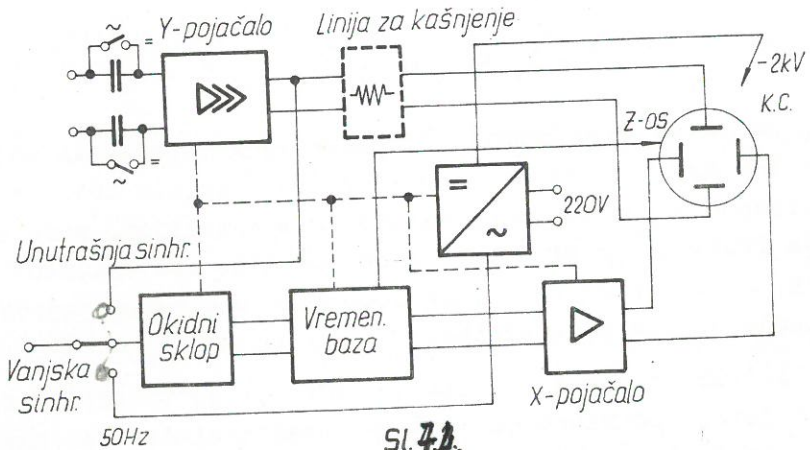
Princip kompenziranog pisaača primjenjen je i kod koordinatnog pisaača (poglavlje ~~4.5~~ *4.5*). Ovaj tip pisaača ne omogućava registraciju viših frekvencija, ali amplitude, koje se mogu postići i točnost su vrlo velike. Sa koordinatnim pisaačem se susrećemo kod plinskog kromatografa, kod analizatora valnog oblika, itd.



7.2.2.  
4.3. KATODNI OSCILOSKOP ← *u skladu slovu rekonstruirana*

4.3.1. Općenito

Za promatranje napona viših frekvencija koristi se *kao* ~~ta~~ indikator katodna cijev. Kako se ovdje otklon na zastoru *katodne cijevi* postiže upravljanjem snopom elektrona, koji imaju praktički zanemarivu masu, to se mogu specijalnim katodnim cijevima registrirati i pojave koje ulaze u područje GHz. Katodna cijev je opširno razmatrana u poglavlju 4.7. Na slici 7.4. dana je blok shema katodnog osciloskopa. Budući da su također u



Si. 7.4.

prvom poglavlju razmatrana detaljno mjerna pojačala sa njihovim, za mjerenja važnim svojstvima, kao što su: amplitudna i fazna karakteristika, širina pojasa, vrijeme porasta itd., to se ovdje nije potrebno na njih posebno osvrnuti. Napomenute ~~će~~ samo specifičnosti, koje se odnose na pojačala katodnog osciloskopa.

4.3.2. Vertikalno <sup>kanal</sup> i horizontalno pojačalo

Pojačala osciloskopa i vertikalno (Y) i horizontalno (X) izvode se kao diferencijalna, koristeći tranzistore, a često na ulazu FET-ove. Diferencijalnim pojačalom se postiže manji posmak nule (drift) i zadovoljavajući faktor rejekcije H. I kada je ulaz pojačala asimetričan cijelo pojačalo se izvodi diferencijalno, jer su utjecaji promjene temperature i napona napajanja manji.

Zahvaljujući velikoj strmini S tranzistora

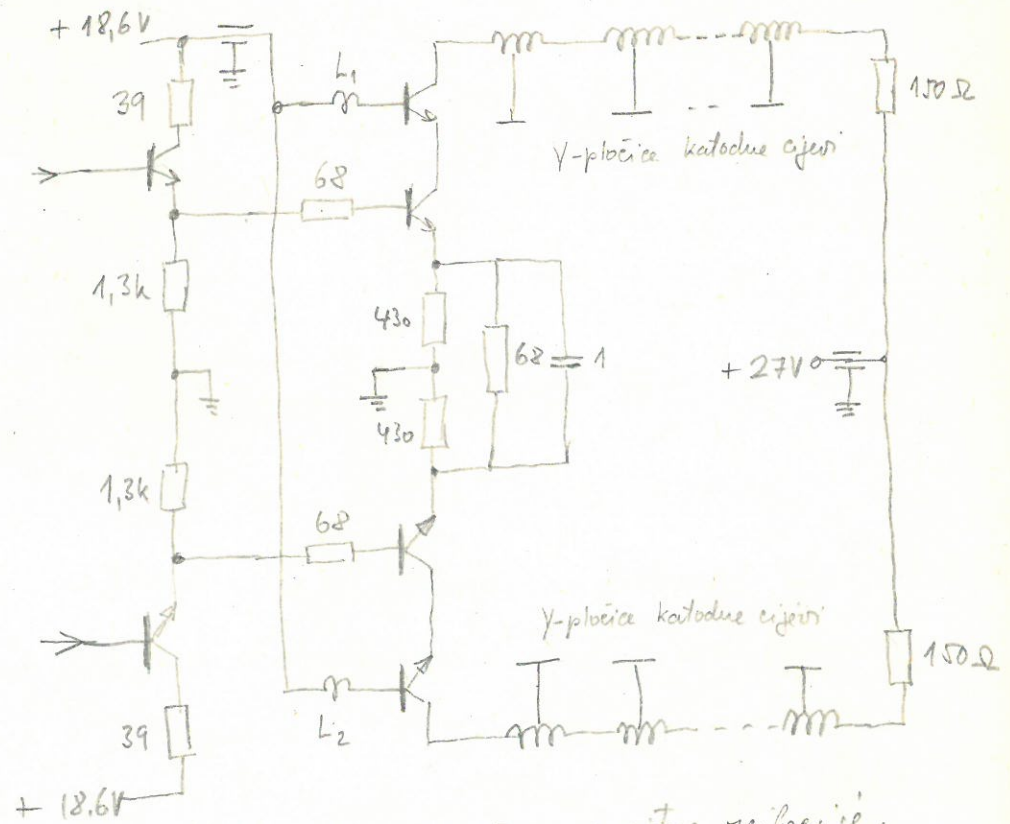
$$S = \frac{\beta}{r_{be}}, \quad /2.4*/$$

koja može biti i nekoliko stotina mA/V, što je za cijeli red veličine više nego kod cijevi <sup>FET-ova</sup>, mogu se postići vrlo velike gornje granične frekvencije  $f_g$ , odnosno produkti

$$F = A_v \cdot f_g = \frac{S}{2\pi C} \quad /2.17*/$$

Na ovaj način se mogu graditi širokopojasna Y-pojačala koja sežu do 100 MHz bez nekih posebnih mjera u smislu kompenzacije. <sup>Domaćinija širokopojasna Y-pojačala mogu imati proširenu frekvencijsku frekvenciju i 600 MHz.</sup> Sa relativno jednostavnom paralelnom kompenzacijom, može se područje frekvencija proširiti i do 200 MHz. ~~Kod upotrebe elek~~

Na sl. 7.5. prikazan je shematski stupanj Y-pojačala koji ima gornji granicnu frekvenciju 300 MHz. Gornji stupanj na visoke frekvencije najčešće se izvodi kaskadno što znači da su dva tranzistora spojena serijski. Prvi od ovih tranzistora spojen je u spoju zajedničkog emitera, dok je drugi spojen u spoju zajedničke baze na koji način je moguće pojačanje do blizu tranzientne frekvencije  $f_T$ , što omogućava postizanje širokog frekvencijskog pojasa tako da širina frekvencijskog pojasa praktički odgovara frekvenciji tranzistora u spoju zajedničkog emitera. Kaskadni spoj ~~na~~ ima vrlo mali povratni kapacitet, pa se Millerov efekt može zanemariti. Posljednji tranzistor polazi se se zatim na ~~na~~ katodnu cijev sa nesporotnim pločicama na vertikalnoj strani. Lako je uočiti da su u ovom shematski otpori u kaskadnoj kolektorima mali kako bi se što više smanjio utjecaj rasipne kapacitivnosti.



Sl. 7.5.

Induktivitete  $L_1$  i  $L_2$  imaju svrhu da spriječe parazitarne oscilacije.

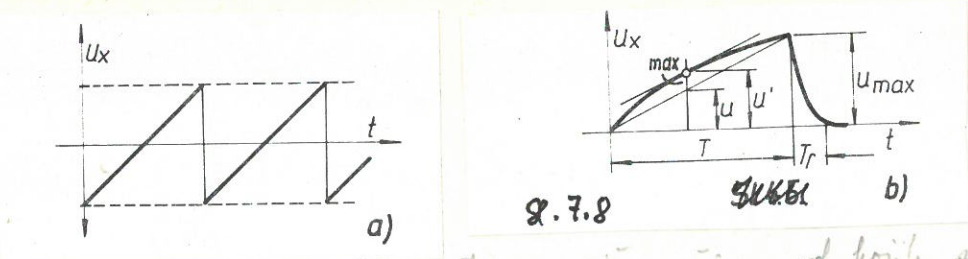












Sl. 7.8

od linearnosti može se definirati na više načina od kojih su rođji navodena dva

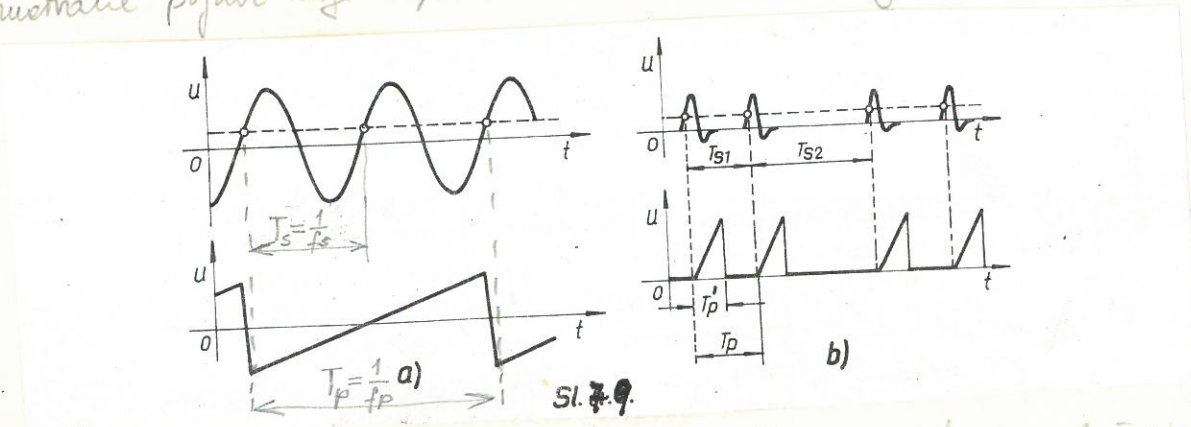
$$\varepsilon = \frac{(u' - u)_{\max}}{U_{\max}} \quad \text{i} \quad \varepsilon_s = \frac{S_{\max} - S_{\min}}{S_{\max}} \quad (7.10.)$$

$S_{\max}$  je najveća, odnosno  $S_{\min}$  najmanja strujna ~~brzina~~ linearne rastućeg napona prema  $S = du/dt$ . Osim toga misao je postići što manji koeficijent  $T_r/T$  tako da bi mjerna pometa  $T_r$  koja nema slike na rastom bilo relativno što kraće. Kod viših frekvencija pilastog napona teško je ostvariti mali omjer  $T_r/T$ .

Da bi se na rastom katodne cijeni dobio "mirni" oscilogram frekvencija pilastog napona  $f_p$  mora se sinkronizirati sa promatranom pojavom tj. frekvencijom promatrane pojave  $f_s$  tako da predstavljaju omjer cijeli brojeva

$$\frac{f_p}{f_s} = \frac{m}{n} \quad (7.11.)$$

gdje su  $m$  i  $n$  cijeli brojevi. To se može postići promjenom frekvencije pilastog napona (sinkronizacija), koja u izvjesnim granicama može slijediti promjenu frekvencije signala. Ovak nači se koristi samo u probnoj i viših frekvencija gdje se teže dobiti oštre okidne impulse. Upravo taj odličnom pilastog napona pomoću okidnih impulsa može se dobiti mirna slika i u slučajevima kada periodična promatrane pojave nije neprekidno redovita. Osim toga izborom nagiba pilastog



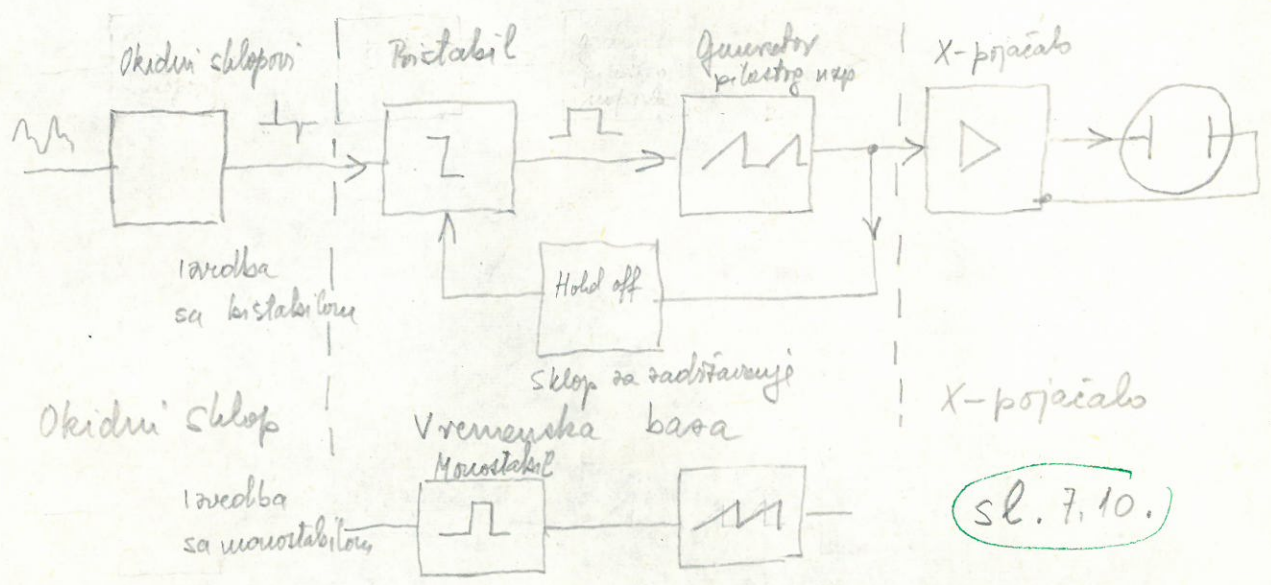
Sl. 7.9

odnosno linearno rastućeg napona može se u odličnom slučajevima slika na rastom "raspusti". Veća strujna pilastog napona tj. upravo krće trajanje  $T_p < T_p$  omogućava promatranje većnog dijela promatranog signala (jer se ostali dio  $\sqrt{\text{kao na slici 7.9.b}}$ ). Ako signala nema neko duže vrijeme, što može izazvati sumnjivi u ispravnu rad osciloscopa, uključuje se automatski rad <sup>generatora</sup> pilastog



napona, koji omogućava horizontalni otklon zrake, asinkronim generiranjem pilastog napona i kad nema signala na ulazu osciloskopa. Kod asinkronog rada frekvencija pilastog napona je oko 100 Hz. Netom se pojavi signal su dolje uprednja generiranjem pilastog napona.

Ojtolokupni sustav za dobivanje otklona u horizontalnom smjeru u osciloskopu o vremenu sastoji se od <sup>tri stupnja dijela:</sup> Okidnog sklopa, vremenske baze i X-pojčiala. Na sl. 7.10 je prikazan ~~sustav~~ otklonski sustav koji se najčešće susreće u praksi.



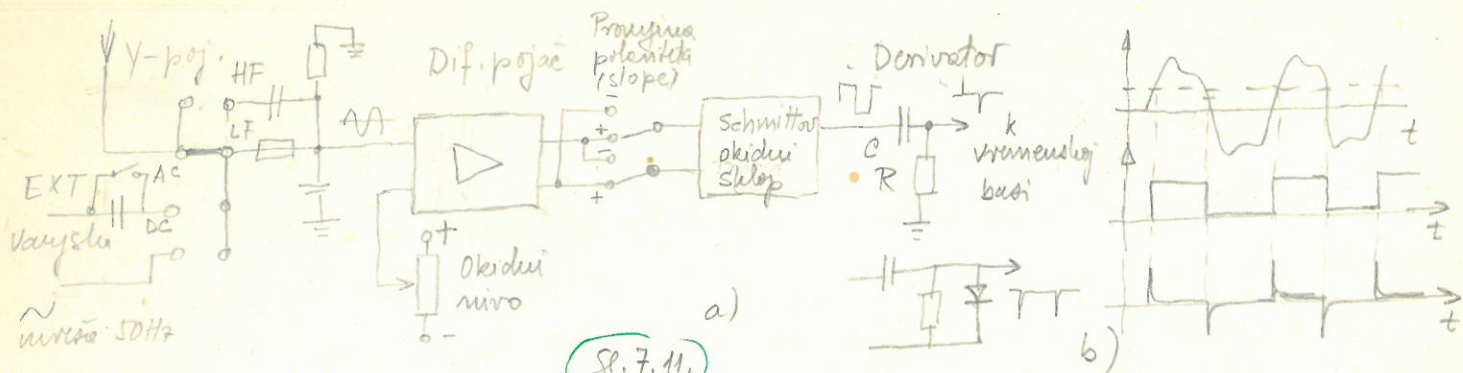
Znatus njeđe, kod jeftinijih osciloskopa, još se može naći vremenske baze sa stabilnim multivibratorom, koji uprednja generatorom pilastog napona.

Okidni sklopovi

Svrha okidnog sklopa je da priredi okidne impulse za okidanje vremenske baze iz signala koji se promatra ili iz nekog vanjskog signala ili iz napona mreže. Tako se redovito susreće kod osciloskopa mogućnosti vezanja i unutrašnje sinkronizacije, promjena polariteta, sinkronizacija sa naponom mreže, sa TV signalom, katod mogućnost izbora sinkronizacije sa mrežom ili mrežnom frekvencijom signala.

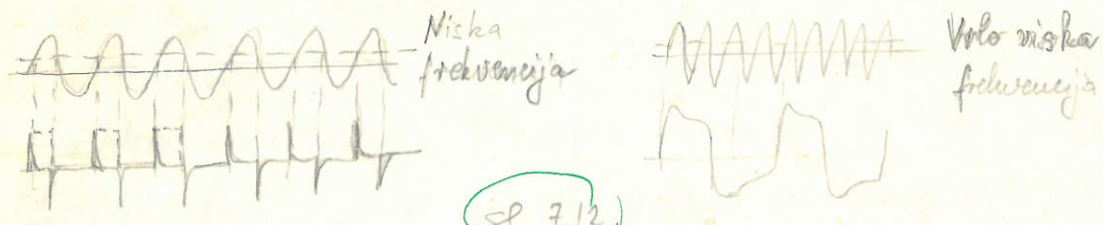
Blok dijagram okidnog sklopa prikazan je na sl. 7.11a. Na ulazu se nalazi preklapnik kojim se odabire vrsta radne kao upr. vezanje ili unutrašnja sinkronizacija, sinkronizacija sa mrežom, sinkronizacija





za više ili više frekvencije signala itd. Ura toga slijedi diferencijalno pojačalo koje osim što daje pojačani signal, omogućava i njegovu inverziju (promjena polariteta, slope). Ova promjena "polariteta" omogućava iskoristi trenutak skidanja vremenske baze za vrijeme porasta ili opadanja naponsa signala. Schmittov trigger služi a oblikovanje preduktulih impulsa sa strunim brodom neovisno o parametrima ulaznog signala - kao što su amplituda i frekvencija valni oblik itd. Nakon toga potrebno je dobiti okidne vrlo kratke impulse što se postiže RC derivatorom. Ali se želi iskoristi samo pozitivni ili negativni impulsi, onda se upotrebljava dioda odgovarajuće orijentacije. Derivator se može realizirati i transformatorom za više frekvencije. Diferencijalno pojačalo mora biti širokopojasno. Promjenom nivoa ne jedinom njegovom kraju može se odrediti mjesto gdje će doći do skidanja Schmittovog okidnog sklopa. Schmittov sklop može se upotrebljavati kao okidni impulsi, do najveće 10 MHz. Kod više frekvencija nije više moguće osigurati strunost brodom impulsa pa se Schmittov okidni sklop mora zamijeniti s drugim tipom bistabilne. Kod vrlo visokih frekvencija upotrebljava se čisto tunnel dioda.

334



Na sl. 7.12. se vidi kako izgledaju okidni impulsi na izlazu iz Schmittovog triggera kod niske frekvencije signala, a kako kod vrlo visoke frekvencije. Može se odmah uočiti da Schmittov okidni sklop nije "mogućnosti da okine kod svakog perioda ulaznog signala, nego tek nakon više perioda.



## Vremenska baza

### Izvori pilastog napona

Zbog toga da se kod osciloscopa upotrebljava katodna cijev sa elektrostatičkim otkloničkim sistemom to se otklon postiže naponom na otkloničkim pločicama. Linearni porast napona sa vremenom postiže se nabijanjem kondenzatora C konstantnom strujom. Napona na pločicama kondenzatora kapaciteta C je

$$u_c = \frac{1}{C} \int_0^t i dt, \quad (7.12.)$$

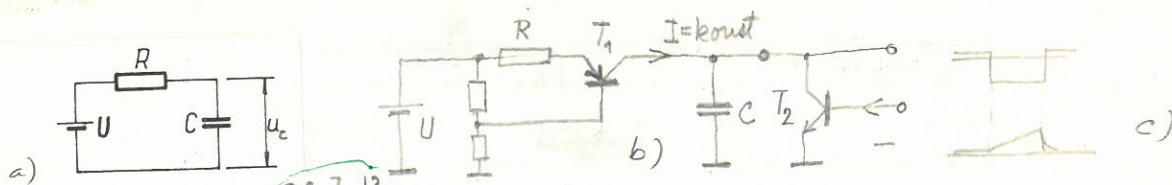
ako je struja  $i$  konstantna tj.  $I_c$  onda je

$$u_c = \frac{I_c}{C} \cdot t \quad (7.13.)$$

Nabijanje kondenzatora C preko otpora R prema slici 7.13a neće biti konstantnom strujom, jer porastom napona " $u_c$ " na kondenzatoru C napon na otporu R nije konstantan, pa prema tome ni struja kroz ovaj otpor odnosno kondenzator ~~prema iz-  
razu jer je~~

$$i = \frac{U - u_c}{R} \quad (7.14.)$$

Samo za vrlo male vrijednosti  $u \ll U$ , može se smatrati, da je struja  $i$  približno konstantna. Ukoliko izvor konstantnog napona zamijenimo izvorom konstantne struje, bit će ispunjen gornji uvjet /4.7/.

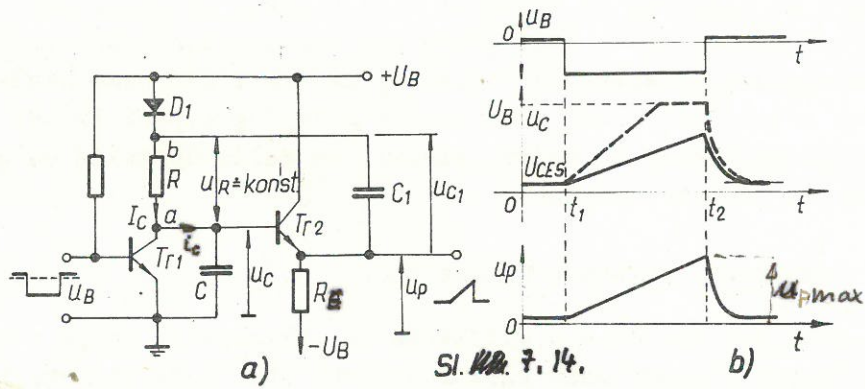


Na slici 7.13 b. prikazan je jedan jednostavan izvor pilastog napona gdje se kao izvor konstantne struje  $I_c$  koristi "konstantnost" kolektorske struje tranzistora  $T_1$  na odvratenu struju baze kao opterećenje na promjene napona na kolektoru u odvratenu polovnici. Transistor  $T_2$  služi kao sklopka. Nepronyjajući kolektorske struje se može još više izvesti uključivanjem otpora R u kraj emitera tranzistora  $T_1$ . Ovaj jednostavan izvor pilastog napona nudi prilično velik broj bitnih vremenskih baza, jer zbog svoje jednostavnosti ima manje parazitskih kapaciteta i induktivnosti, koje mogu dovesti do suštine izobličenja pilastog napona kod visokih frekvencija.



Kao izvori pozitivnog napona danas se gotovo <sup>isključivo</sup> primjenjuju bootstrap integratori i Millerov - integrator, od kojih ovaj posljednji ima veću primjenu. Za dobivanje linearno rastućeg ~~pozitivnog~~ napona bootstrap integrator koristi pozitivnu povratnu vezu, dok Millerov integrator upotrebljava negativnu povratnu vezu. U jedan i drugi da bi dobili ~~pozitivni~~ napon tj. da mogu ostvariti povrat u početnu točku linearno rastućeg napona upotrebljavaju elektonsku sklopku realitivnu tranzistorima ili diodama. ~~Linearnost napona, budući su oba integratori, postoi se konstantnom naponom na njihovom ulazu.~~

Bootstrap integrator je integrator sa pozitivnom povratnom vezom i prikazan je na sl. 7.14. a kao sklop, a na sl. 7.14. b del je vremenski dijagram njegovog rada.



Sl. 7.14.

Tranzistor Tr1 <sup>je</sup> predstavlja sklopku, a Tr2 je emittersko slijedilo, tako da se može smatrati da je  $u_c \approx u_p$  (sl. 7.14. a). Dok je napon na tranzistoru Tr1 pozitivan, ovaj vodi i predstavlja praktički kratki spoj sa naponom <sup>nasićena</sup>  $U_{CES}$ . Netom na bazu tranzistora Tr1 dođe negativan napon u času  $t_1$  ovaj prestaje voditi i kondenzator C se počinje preko otpora R nabijati. Napon na kondenzatoru  $u_c$  raste kao i napon  $u_p$  na izlazu iz emiter-skog slijedila (zbog pojačanja emiter. slijedila  $A \approx 1$ ) tako da je  $u_p \approx u_c$ . Naponu  $u_p$  pribraja se napon  $u_{c1}$  na kondenzatoru  $C_1$ , koji se zbog puno većeg kapaciteta kondenzatora  $C_1$  od C za vrijeme  $t_2 - t_1$  praktički zanemarivo prazni, pa se može smatrati konstantnim. Ovaj napon pojavljuje se na otporu  $R$ , ~~jer~~ Ako je napon u točki "b"  $u_b = u_p + u_{c1}$ , a u točki "a"  $u_c$  ~~pa je~~ onda je na otporu R ~~napon~~ <sup>vazlika napona</sup>

$$u_b - u_c = u_p + u_{c1} - u_c = u_{c1} \text{ (jer je } u_p \approx u_c \text{)}$$

~~koji smo rekli da je~~ <sup>vazlika</sup> približno konstantna. Ako je ovaj napon konstantna, onda je i struja  $i_c$  nabijanja kondenzatora C konstantna



$$i_c = \frac{u_{c1}}{R} = \text{konst}$$

MMA/ (7.15.)

pa će prema tome po izrazu /7.13/ i napon nabijanja kondenzatora  $u_{c1}$  biti linearan i rasti će sve do časa  $t_2$  kada se ponovnim vođenjem tranzistora Tr1 prazni na vrijednost  $U_{CES}$ . Brzina porasta napona dana je izrazom u vremenskom intervalu  $\Delta t = t_2 - t_1$

$$\frac{u_{p,max}}{\Delta t} = \frac{U_{c1}}{CR}$$

MMA/ (7.16.)

Vrijeme pražnjenja kondenzatora C ovisi o vremenskoj konstanti  $\tau = R_{tr} \cdot C$ , gdje je  $R_{tr}$  otpor tranzistora u vođenju. Da bi gornja razmatranja bila točna, ulazni otpor tranzistora Tr2 mora biti vrlo velik, što se donekle postiže velikom vrijednošću otpora  $R_e$  prema emitterskog slijedila prema

$$R_{ul} = r_{be} \left( 1 + \frac{\beta}{r_{be}} R_e \right)$$

/2.70 \*/

U svakom slučaju struja kroz <sup>bazu</sup> tranzistora Tr2 se može zanemariti prema struji  $i_c$  nabijanja kondenzatora C. Isto tako i naponsko pojačanje tranzistora Tr2 mora biti, što bliže vrijednosti 1, ako želimo ispuniti uvjet linearnosti.

Kako se kondenzator  $C_1$  u intervalu minimalno isprazni, on se mora kroz interval vođenja ponovo, preko diode  $D_1$ , nabiti na svoju početnu vrijednost, koja je približno jednaka naponu izvora  $U_B$ , tako da se može uzeti da je  $u_{c1} \doteq U_B$ .

Napon na kondenzatoru  $u_c$  ne može premašiti vrijednost  $U_B$ , jer u tom slučaju ematersko slijedilo sa Tr2 ulazi u zasićenje, pa njegovo pojačanje naglo pada sa vrijednosti 1 na 0. Zato, ako napon  $u_c$  prebrzo raste u zadanom vremenskom intervalu  $t_2 - t_1$  doći će do zaustavljanja njegovog daljnjeg porasta kad dosegne vrijednost napona baterije  $U_B$ . Prema tome dužina trajanja impulsa koji otvara tranzistor Tr1 i upravlja sklopom mora biti određena u zavisnosti sa strujom nabijanja kondenzatora  $i_c$  što se može napisati kao

$$u_{c \max} = \frac{i_c}{C} (t_2 - t_1) = \frac{U_B}{RC} (t_2 - t_1) < U_B$$

ili

$$t_2 - t_1 < RC$$

MMA/ (7.17.)

Ako se žele postići velika vremena nabijanja kondenzatora C (spori porast "pile") i da se pri tome izbjegniju velike vrijednosti kondenzatora C, potrebno je raditi sa vrlo malim

strujama  $i_c$  (veliki R), što nije moguće ostvariti upotrebom ematerskog slijedila sa jednim tranzistorom (Tr2). Mjesto ovog se može upotrijebiti ili FET ili ematersko slijedilo u Darlingtonovom spoju, ~~vremena sli MMA/~~ ~~se kao kod bootstrapa~~

~~Falso i kod Müllera upotrebljava se ulazni pojačala FET.~~





Uz pretpostavku, da je ulazni otpor  $R_u$  vrlo velik i da su za vrijeme generiranja pilastog napona diode u zapornom području izlazi, da je  $i_1 = i_2$ , a kako je napon  $u_a$  zanemarivo mali (virtualna nula), može se napisati da je

$$u_2 = \frac{1}{C} \int_0^t i_1 dt \quad /4.6.*/$$

Struja  $i_1$  se može smatrati da je približno konstantna, jer je

$$i_1 = \frac{U_1 - u_a}{R} \approx \frac{U_1}{R} \quad (7.18.)$$

Uvrštavanjem ovog iznosa u (7.12.) izlazi da je

$$u_2 = -\frac{1}{CR} \int_0^t (U_1 - u_a) dt \quad (7.19.)$$

Odstupanje od  $U_1 = konst.$  je ovisno o veličini sudop napona  $u_a$  tako da se može i izraziti omjerom  $\Delta u_a / U_1$  u postocima. Veličina  $\Delta u_a$  je obratena pojačanju operacionog pojačala u stvarnoj pozitivnoj petlji  $A_0$  iznadom

$$\Delta u_a = \frac{u_{2max}}{A_0}$$

Prema tome izobličeni pilastog napona će biti to manje, što je  $U_1$  i pojačanje  $A_0$  veće. Ukoliko se  $\Delta u_a$  može zanemariti, onda je brzina porasta napona u vremenskom intervalu  $\Delta t = t_2 - t_1$

$$\frac{u_{2max}}{\Delta t} = \frac{U_1}{CR} \quad (7.20.)$$

Do sada se pretpostavljalo, da je unutrašnji otpor na izlazu generatora pilastog napona  $R_{iz}$  zanemariv odnosno, da je  $u_2 \approx u_{o2}$ , ako to nije slučaj, javiti će se pad napona na otporu  $R_{iz}$  zbog konstantne struje "i" koja za vrijeme generiranja pilastog napona teče kroz kondenzator C, pa je

$$u_2 = u_{o2} - i \cdot R_{iz} \quad \text{max} \quad (7.21.)$$

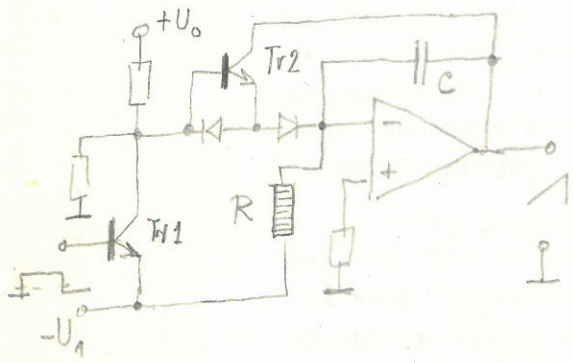
Budući je  $i = U_1/R$  izlazi da postoji skok napona

$$\Delta U = U_1 \frac{R_{iz}}{R} \quad \text{max} \quad (7.22.)$$

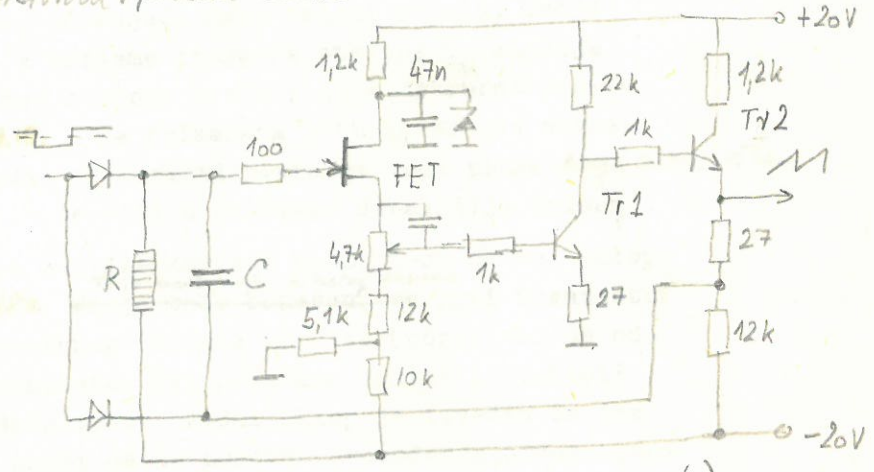
za vrijeme generiranja pilastog napona. Ovaj "skok" se može zanemariti, ako je  $R \gg R_{iz}$ .



Vrijeme povrata odvisno medjanje napona sa maksimalne vrijednosti  $U_{2max}$  na nulu ovisi o otporu elementa na presinjuzi kondensatora C. U ~~ovom~~ slučaju na sl. 7.15. to je otpor diode  $D_2$  sa vrijeme vodjenja. Vremenska konstanta je u tom slučaju  $\tau_R = C \cdot r_{d2}$ . Da se ostvari bolji presinjuzenje kondensatora C može se upotrijebiti izvedba sa tranzistorom  $T_2$  prema sl. 7.16a. Na sl. 7.16b prikazana je



a)



b)

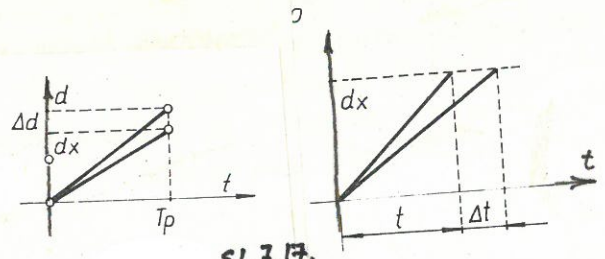
sl. 7.16.

diskretna jedina izvedba Mullerovog integratora u vremenskoj bazi osciloskopa sa više frekventijsko područje. Na ulazu je FET koji osigurava veliki ulazni otpor i izveden je kao naporno sljedilo. Zatim slijedi je dvostručno pojačanje ostvareno tranzistorom i nakon ovoga je opet jedno emiterško sljedilo sa tranzistorom  $T_2$ . Na ovaj način je ostvareno salvet faze za  $180^\circ$  u krugu povratne veze gdje se moles kondensator C. Otpor R je priključen na <sup>fiksni</sup> napon  $U_1 = -20V$ .

Izvedba vremenske baze

Oba dosada opisana generatora pilastog napona, koji su danas najviše u upotrebi, upravljani su pravokutnim naponom. Trajanje pravokutnog napona mora biti usklađeno sa brzinom porasta pile te se kod promjene brzine otklona zrake, mora mijenjati i trajanje pravokutnog napona. Pravokutni napon se može generirati monostabilom upravljanim okidnim impulsima. No ovaj način upravljanog monostabila manje se koristi i zadržao se samo kod jednostavnijih rješenja. U ovom slučaju kod slučajne promjene nagiba "pile" dolazi i do promjene dužine otklona  $d$  za  $\Delta d$  u horizontalnom smislu uz konstantno vrijeme  $T_p$  multivibratora (sl. 7.17). Danas se gotovo isključivo za upravljanje generatorom pilastog napona koristi bistabil, koji mijenja svoje stanje okidnim impulsima. Kad pilasti napon dosegne određenu razinu ( $d_x$ ), dolazi do drugog impulsa, koji vraća bi-

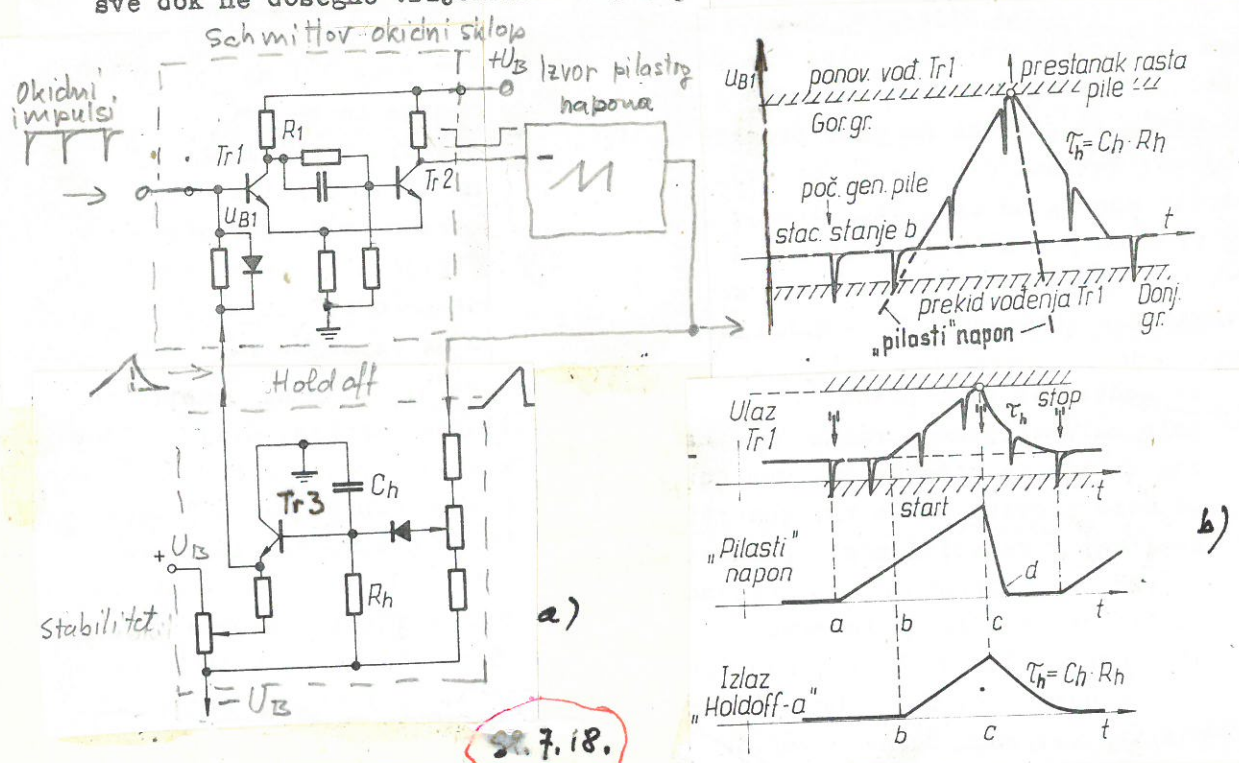




Sl. 7.17.

stabil u prvotno stanje, očekujući novi okidni impuls. Ovdje je fiksiran otklon  $d_x$ , a vrijeme trajanja otklona  $T_p$  mijenja se u ovisnosti sa brzinom otklona zrake i nije potrebno posebno podešavati. Na sl. 7.18. je prikazana blok shema ove suvremene vremenske baze, gdje se koristi povratna veza preko *kruga sa zadržavanjem* ("holdoff" kruga), koji će biti u nastavku detaljnije opisan.

Kao bistabil se najviše koristi Schmitt-ov okidni sklop, koji se vidi na sl. 7.18a. *Prije nastajanja pilastog napona* ~~On je tako podešen, da~~ prvi tranzistor  $Tr1$  vodi. Dolaskom negativnog okidnog impulsa (pozitivni se odstranjuje diodom  $D_1$ ) tranzistor  $Tr1$  prestaje voditi i bistabil mijenja stanje. Ovaj Schmitt-ov okidni sklop je izveden da ima veliku histerezu, što znači da će ponovno provođenje prvog tranzistora nastupiti kod znatno pozitivnijeg napona nego što je nastao prestanak vođenja prema sl. 7.18b. Negativni okidni impuls zbog navedene promjene stanja bistabila dovodi do generiranja pilastog napona. Ovaj napon se preko "holdoff" kruga tek nakon premašanja određene vrijednosti (u točki b na sl. 7.18b), dovodi na tranzistor  $Tr3$  pa na bazi ovog tranzistora napon raste sve dok ne dosegne vrijednost drugog praga (točka c), kad tran-



zistor  $Tr$  ponovno provodi i bistabil se vraća u prvobitno stanje, što ima za posljedicu i vraćanje zrake u početni položaj. Shema "holdoff" kruga dana je na sl. 7.18.a



Zahvaljujući "holdoff" sklopu (kondenzator  $C_h$ ) pozitivni napon na bazi tranzistora Tr3 ne opada tako brzo kao pilasti napon, nego nešto sporije, kako negativni okidni impulsi u tom vremenu ne bi mogli dovesti do ponovnog okidanja bistabila, iako se još nije pilasti napon vratio u početni položaj.

Da bi djelovanje "holdoff" kruga bilo jasnije, predloženi su i vremenski dijagrami napona na ulazu u bistabil, na izlazu iz generatora pile (ulaz "holdoff" kruga) i na izlazu iz "holdoff" kruga. Svrha "holdoff" kruga je da ne dovodi pilasti napon od početka na prvi tranzistor Tr1 bistabila, nego tek njegov završni dio (b-c), na koji način se postiže strmiji porast napona na bazi Tr1, što je potrebno radi definiranijeg vremena prebacivanja bistabila. "Vrijeme povrata" c-d potrebno je produljiti posredstvom kondenzatora  $C_h$  i otpora  $R_h$  (vremenska konstanta  $\tau_h = C_h R_h$ ), kako ne bi negativni impulsi doveli do prijevremenog okidanja bistabila tj. prije nego je došlo do vraćanja pilastog napona na nulu.

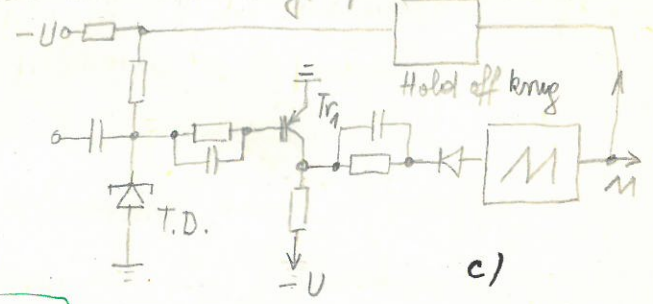
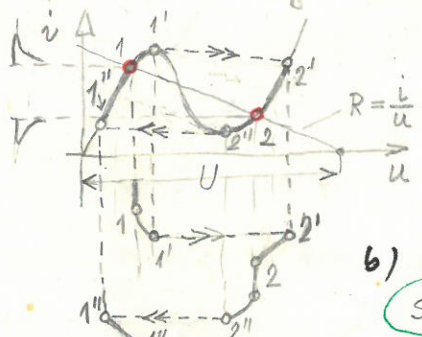
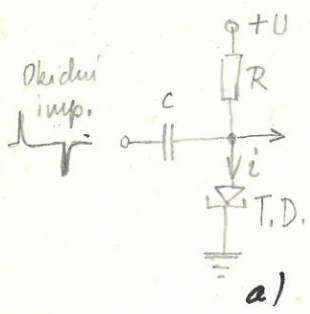
Na kraju neka još bude spomenuto, da je potrebno radi veće histereze imati što veće pojačanje u petlji povratne veze Schmitt-ovog trigerera, što iziskuje veliki otpor u krugu kolektora prvog tranzistora Tr1. S druge strane od bistabila se zahtijeva brzo prebacivanje iz jednog u drugo stanje tj. vrlo malo vrijeme porasta  $\tau_r$ , kako ne bi došlo do nedefiniranog kašnjenja početka otklona od okidnog impulsa. Ovaj zahtjev se može postići malim vrijednostima kolektorskog otpora R, kada razne kapacitivnosti paralelno ovom otporu manje dolaze do izražaja, no ovo je u protivnosti sa prethodnim zahtjevom (velik otpor u krugu kolektora i veliko pojačanje). Da se ovdje nađe rješenje ubacuje se ematersko slijedilo između kolektora tranzistora Tr1 i baze tranzistora Tr2 na koji način se postiže željena transformacija otpora. ~~Isti slučaj smo imali već ranije kod vremenske baze sa Miller-ovim integratorom za skraćanje vremena povrata zrake.~~ Kod vrlo brzih vremenskih baza u smislu što većeg skraćanja vremena porasta mjesto Schmitt-ovog okidnog sklopa koristi se bistabil sa tunnel diodom, gdje se vrijeme porasta može svesti na 0,1 ns. Vidi poglavlje 4.3.5.

Brzi pilasti napon generira se relativno jednostavnim sklopom na sl. 7.19a. Da bi došlo do ekstremno brzog prebacivanja iz jednog u drugo stacionarno stanje koristi se bistabil s tunnel diodom. Ovakav bistabil omogućava vrijeme prebacivanja iz jednog u drugo stacionarno stanje za vrijeme od 100 do 300 ps.

To je neslog da se bistabil sa tunnel diodom upotrebljava kod Schmitt-ovokidni sklop ne može da ispunji zahtjeve na visini frekvencijama, Tako se bistabil sa tunnel-diodom može koristiti u okidnim sklopovima i brzim vremenskim bazama osciloscopa sa usimacijom usoraka, a predstava je na sl. 7.19a. Bistabil sa tunnel-diodom ima jedno stabilno stanje u točki 1, a drugo u točki 2 svoje strujno-naponske karakteristike, Ove dvije točke odvođene su

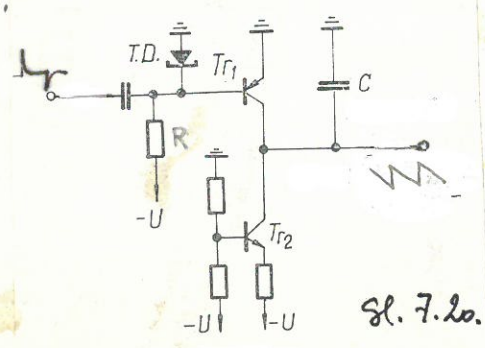


prerijickom strujno-naponske karakteristike tunnel diode i' nedrug prvaca otpora R. Za ponicanje iz stabilnog poloziya 1 potrebno je privoti energiji preko kondenzatora C u formi pozitivnog impulsa. Ponovom stuzji preko tocke 1'



Sl. 7.19

proces vrlo naglo preskace u tocku 2' od koje se spušta sponje u stabilnu tocku 2. Da bi se ponikli iz ove tocke u nzi naponsko stanje potrebno je privoti negativni impuls. Ovaj impuls ponice sponje tocku 2 do tocke 2'' odakle naglo preskace u tocku 1'' odakle mesto sponje opet u stabilnu tocku 1. Karakteristike ovog sklope je ekstremno brzo prebacivanje iz tocke 1' u 2' i 2'' u 1''. Nedostatak bistabilne sa tunnel diodom je u relativno malom naponskom skoku između tocke 1 i 2. zato se obicno upotrebljava <sup>Tr1</sup> transistor koji ovu nesliku povećava po volji u ovisnosti o naponu napajanja. Na sl. 7.19, c. prikazan je shlop vremenske baze sa nevedenim transistorom <sup>Tr1</sup>. Biva vremenska baza koja se upotrebljava u osciloskopima sa usimayim usoreku prikazania je na sl. 7.20. Bistabil izveden sa tunnel-diodom upravlja transistorom Tr1, koji služi kao shlopha. Transistor Tr2 predstavlja generator konstantne struje kojou se nakija kondenzator C kako bi se dobio linearno padajuci napon. Ponovnim rootenjem transistara Tr1 presui se kondenzator C. Bistabil se upravlja pozitivnim i negativnim impulsima, koji taločas omogućava generiranju pozitivnog impulsa. Tip vremenske baze sa inovom konstantne struji <sup>Tr1</sup> prikazan je na prethodnoj slici. Ovog poglavlja na sl. 7.13.



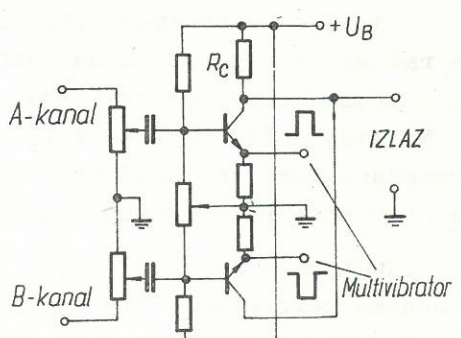
Sl. 7.20.



Kod suvremenih osciloscopa pilasti napon dovodi se na X-pojačalo koji treba da otvara simetričan napon na X-pločicama na prvom ulazu. Pojačanje redovito je malo, jer je pilasti napon relativno velik. Zato je X-pojačalo često izvedeno kao jednostepeno. Pojačanje se može izvršiti i promjenljivo, tako da se postigne mogućnost "rastavljanja" vremenske baze. X-pojačalo omogućava i pomak mreke u horizontalnom smislu, jednostavnou promjenom radne točke, odnosno struje mirovanja pojačala. Pojačalo se izvodi kao istosmjerno.

7.2.3 Osciloskopi za promatranje više istovremenih pojava na osciloskopu istovremeno

Za promatranje dvije ili više pojava istovremeno <sup>na zastoru katodne cijevi</sup> postoje dva načina: ili se koristi dvomlazna katodna cijev, ili se pomoću elektronske preklopke vrši čas promatranje jedne, čas druge pojave. Dvomlazna (double beam) katodna cijev predstavlja u većini slučajeva najbolje, ali i najskuplje rješenje. To je katodna cijev sa dva odvojena elektronska topa i dva otklonska sistema i omogućava promatranje i kratkotrajnih jednokratnih pojava, što se ne može postići elektronskom preklopkom, a također se može koristiti i različita vremenska baza. Elektronska preklopka se zapravo sastoji od dva Y-pojačala od kojih čas jedno pojačava, a drugo ne pojačava i obrnuto, kako



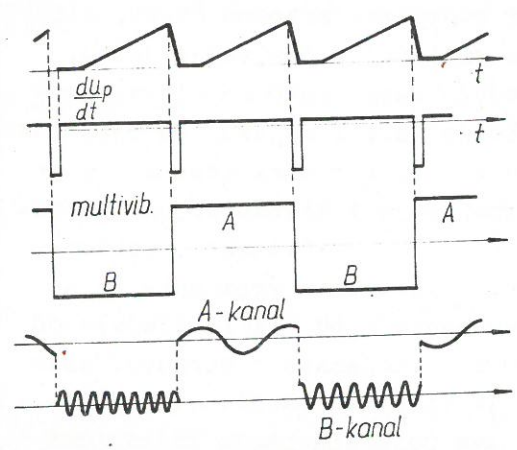
Sl. 7.21.

je vidljivo na sl. 7.21. Oba ova pojačala imaju zajednički kolektorski otpor  $R_C$  na kojemu su naizmjenično dane, čas naponske promjene jednog, čas drugog kanala. Otvaranje i zatvaranje jednog i drugog pojačala postiže se pravokutnim naponom na emitorskim otporima, koji proizvodi multivibrator, astabilni ili bistabilni. Ovi <sup>emitorski</sup> otpori pri-

ključeni <sup>su</sup> kolektore tranzistora multivibratora. Također se može regulirati posebno pojačanje i radna točka (položaj u Y-smislu na zastoru katodne cijevi). Na ovaj način se mogu prenositi i istosmjerni signali izmjeničnim pojačalom, jer su ovi isprekidani u ritmu frekvencije astabilnog multivibratora. Danas se elektronske preklopke ne izvode kao posebni uređaji, nego se ugrađuju u osciloskope.



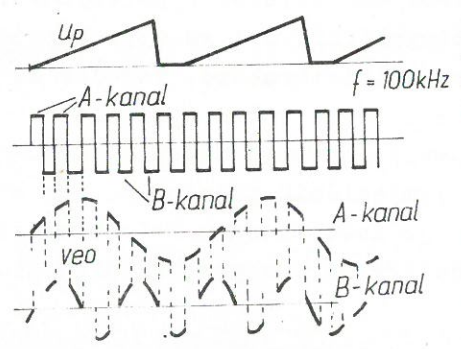
Kod elektronskih preklopki možemo uočiti dva načina rada i to: sinkroni (alternate mode) i asinkroni (chop mode). Kod sinkronog načina za upravljanje elektronskom preklopkom *upotreblijava* koristi se bistabilni multivibrator, koji je sinkroniziran povratnim impulsima pilastog napona. Povratni impulsi nakon deranja su negativni i veći od ~~osnovnog~~ <sup>derivativnog</sup> napona porasta pile, pa su podesni za okidanje bistabila. Na sl. 7.22. je pokazano da



Sl. 7.22.

nakon svakog perioda pilastog napona dolazi do promjene stanja bistabila odnosno kanala. Na ovaj način jedan kanal je prikazivan za vrijeme cijelog jednog otklona zrake, a drugi za vrijeme drugog otklona zrake na zastoru. Kod viših frekvencija promatranog napona može se i nekoliko perioda pilastog napona promatrati jedna pojava, odnosno druga. Za vrijeme povrata zrake ~~vrši se~~

<sup>se</sup> potamnjenje zastora, tako da se rad sa preklopkom na navedeni sinkroni način uopće ne razlikuje prema dobivenoj slici na zastoru katodne cijevi sa dva mlaza. No ovaj način rada se može primjeniti samo kod frekvencija vremenske baze većih od stotinjak Hz, da prebacivanje elektronske preklopke bude neprimjetno.



Sl. 7.23.

U slučaju da je frekvencija vremenske baze niska, što je slučaj kod promatranja ~~niskofrekventnih~~ <sup>niskih frekvencija, tada se</sup> pojava, ~~onda se~~ mora primjeniti asinkroni način rada preklopke, prema sl. 7.23. Elektronska preklopka je sada upravljana ~~asinkronim~~ <sup>asinkronim</sup> multivibratorom određene čvrste frekvencije (najčešće 100 kHz), ~~sada~~ <sup>kada</sup> preklopka uključuje mnogo puta A-, odnosno B- kanal, za vrijeme jednog otklona zrake <sup>zastoru katodne cijevi</sup> na osciloskopu. U ovom slučaju naročito je važno izvršiti potamnjenje zastora, kod svakog prebacivanja preklopke, da se ne bi na zastoru <sup>katodne cijevi</sup> ~~na~~ primjetio

"veo" između obih pojava predočenih na A odnosno B kanalu. Kako se niti ovaj "veo", niti prelazi od jednog kanala na drugi ne mogu sasvim prikriti, bolja je interpretacija slike kod primjene dvomlazne katodne cijevi.

Danas se elektronska preklopka primjenjuje kod velikog broja ~~elektronskih~~ <sup>elektronskih</sup> ovih osciloscopa (dual-trace, four-trace).



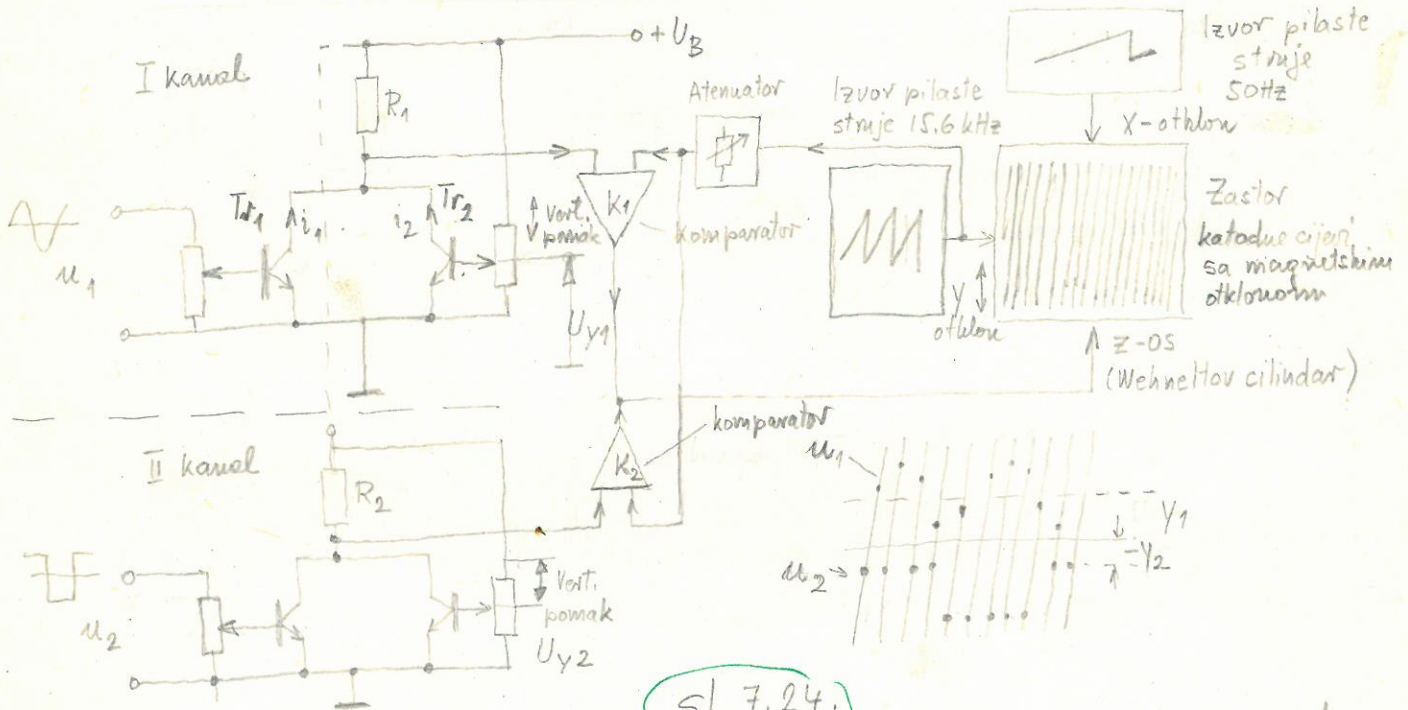
7.2.4.  
#3.8. Osciloskop sa rasterom za promatranje na velikom zastoru

Da bi se neki signal mogao promatrati na velikom zastoru najsvrsishodnije su katočne cijevi sa magnetskim otklonom. Magnetski otklon je proporcionalan struji signala, pa je stoga nepodesan za promatranje naponskih signala u širem frekvencij-skom području, jer impedancija otklonskih zavojnica ima ~~realnu~~ <sup>svoju</sup> ~~reaktivnu~~ <sup>reaktivnu</sup> i imaginarnu komponentu ovisnu o frekvenciji. Kod primjene magnet-skog otklona, koristi se "raster".

"Raster" se ~~vidi~~ <sup>postavlja</sup> na zastoru ~~katodne cijevi~~ <sup>tako, da se</sup> ~~za~~ <sup>zrači</sup> za horizontalni otklon pilasta struja

niske frekvencije (oko 50 Hz), a za vertikalni otklon pilasta struja više frekvencije (od 15,6 kHz ili nešto više) prema sl. 7.24. Frekvencija od 50 odnosno 15,6 kHz je odabrana zato jer postoje već gotovi uređaji na tim frekvencijama za televizore. Ovaj raster se ne vidi zbog velikog negativnog napona na Wehneltovom cilindru. Tek kada sa komparatora dođe pozitivni impuls na Wehneltov cilin-

dar pojavi se svijetla točka (zapravo vrlo kratka crtica, što ovisi o trajanju impulsa) na zastoru osciloskopa. Impuls iz komparatora ~~se~~ <sup>se trenutku</sup> pojavljuje u momentu koinecidencije između napona signala i pilastog napona više frekvencije. Naponu signala se superponira istosmjerni napon za pomicanje pojave na zastoru u vertikal-



Sl. 7.24.

nom smislu. Zbiranje pojačanog neporne signala  $u_1$  i istosmjernog napona  $U_{y1}$  obavlja se na zajedničkom otporu  $R_1$ , zbiranje struja  $i_1$  i  $i_2$  prvog i drugog tranzistora  $Tr_1$  i  $Tr_2$ . Isto takovo pojačalo se ~~na~~ zbiranje upotrebljava i za formiranje još jedne pojave na zastoru katodne cijevi.



Na ovaj način se može na zastoru katodne cijevi promatrati i više ovakvih pojava (do 8). Gornja granična frekvencija promatranog signala je ovdje određena gustoćom rastera odnosno najvećom frekvencijom pilaste struje, koja se može pos-  
~~koristiti~~ <sup>upotrijebiti</sup> tići za vertikalni otklon. Katodna cijev, koja se ovdje ~~koristi~~, mora imati zastor velike perzistencije.

## 7.2.5 Osciloskopi sa mogućošću pamćenja

### Pamćenje na zastoru <sup>ili rešetki</sup> katodne cijevi. Analogno

Osciloskop sa pamćenjem na zastoru katodne cijevi ~~u biti se ne~~ <sup>sa mogućošću pamćenja</sup> ~~ne može~~ <sup>može</sup> ~~naći~~ <sup>naći</sup> od već dotad opisanog osciloskopa osim u katodnoj cijevi. <sup>Može</sup> ~~naći~~ <sup>naći</sup> dva osnovna tipa <sup>ovakvih osciloskopa</sup> ~~prema upotrebljenoj katodnoj cijevi sa pamćenjem~~, a to su: i to: sa bistabilnim načinom pamćenja (katodna cijev sa pamćenjem na zastoru) i sa promjenjivom perzistencijom (katodna cijev sa pamćenjem na rešetki). <sup>koja omogućava pamćenje sa različitim sigurnosnim intervalima</sup> Kod katodne cijevi sa prijenosom naboja koji je proizvela firma Tektronix ujedinjena su oba načina pamćenja, a osim toga omogućena su i manjanja vrlo brzih pojava. Na ovaj način mogu se registrirati pojave <sup>koje</sup> ~~u kojima~~ <sup>u kojima</sup> brzina zapisa iznosi 25 m/ps. Između brzine zapisa  $v$  i produljeta  $f$  frekvencije  $f$  te amplitude  $A$  sinusnog signala vrijedi odnos

$$v = 2\pi A \cdot f \quad (7.23.)$$

tako da se na amplitude signala ~~u~~  $A=1\text{cm}$  mogu registrirati odnosno pamtići pojave koje je gornja granična frekvencija 400 MHz. Detaljnije o navedenim tipovima katodnih cijevi sa mogućošću pamćenja izneseno je u poglavlju 4.7.

Bistabilni način pamćenja, koji upotrebljava pamćenje na zastoru, predstavlja najjednostavniji i najjeftiniji način pamćenja. Vrijeme pamćenja može trajati više sati. Pomoću dugotrajnog rastera pamćenje se može provesti na jednoj polovici rastera nivoisno na drugoj polovici. Na drugoj polovici se može pronaći postojeci signal i uporediti ga sa zapamćenim, kako bi se vidjele eventualne promjene i odstupanja od <sup>kako bi se</sup> zapamćenog signala, odnosno <sup>kako bi se</sup>  $V$  mogla provoditi podizavanja prema željenom obliku signala.

Način pamćenja sa promjenjivom perzistencijom upotrebljava katodnu



nije sa pamćenjem na ulovu. Ovaj način omogućava kontinuiranu gradaciju  
 između svijetle i tamne reprodukcije slike tj. pamćenje polutona. Ovisno na mogućnost  
~~postojanje~~ regulacije postojanje slike može se postići kod promatranja vrlo sjajne  
 pojava da se cijelohupna <sup>sporo</sup> promjenljiva pojava može tako da ulovu je prva  
 pojava isključila ~~istovremeno~~ već počinje druga. Ovaj način pamćenja koristi  
 kod analize spektra, reflektometara, kod utvrđivanja uzoraka itd. Na ovaj način  
 može se provesti i usrednjavanje tako da se samo oni djelovi prikazani na ulovu oblikuju  
 koji se neprestano ponavljaju na istom mjestu, ~~ost~~ dok ostali djelovi <sup>koji se ne ponavljaju</sup> blijede. Situaciju  
 signali kao što je i sama na taj način se ne vide.  
~~Detaljnije o navedenom tipovima tehnološki cijevi se pamćenjem većina~~  
~~je u pogledu~~

Digitalni način pamćenja i prikaza na osciloskopu

Digitalni način pamćenja sastoji se u pretvorbi analognog signala  
 u digitalni. Zatim se ~~u~~ signal u digitalnoj formi uskladićuje u poluvodičku  
 memoriju gdje ~~može~~ ~~neograničeno~~ ~~dugo~~ ~~bit~~. Jednokratno upisan signal u memoriju  
 može se neprekidno u jednokratnu istom uređaju, <sup>(ciklirati)</sup> digitalno-analognu  
 pretvorbu pretvati u analogni signal i prikazati na zaslonu obične katodne  
 cijevi bez ~~velike~~ mogućnosti pamćenja. Na ovaj način dobiven je oscilogram  
 koji se može povući dugo pamćenje i prikazati na zaslonu u potpunom intenzitetu  
 (jer se neprekidno obnavlja) sa dobrom vidljivošću i jako vrlo stvarnim bohanjem  
 impulsa. Oscilogram se može promatrati od samog početka. Budući da se  
 signal u poluvodičkoj memoriji nalazi u digitalnoj formi nema poteškoća  
 da se kao ~~u~~ ~~tako~~ ~~velike~~ ~~obimne~~ ~~upr~~ u sinuisti i volučnja signala  
 iz šuma usrednjavanjem ili pomoću ugrađenog mikrop procesora da se vrši  
 Fourierova transformacija, <sup>odvodi</sup> autokorelacione funkcije, <sup>prizivna</sup> funkcija, <sup>spolna</sup> funkcija  
 gustoca itd. Ostu ~~traj~~ ~~na~~ ~~ovaj~~ ~~način~~ ~~slab~~ ~~cikliraju~~ ~~jedne~~ ~~to~~ ~~može~~ ~~se~~

~~Stranica i listić~~

No digitalni način pamćenja ima i izvrsne nedostatke barom do sada  
 brzina pisanja i po tome gornja granica funkcija su ograničene brzinom A/D  
 pretvorbe, tako da se digitalni način pamćenja predvide uglavnom sa niže

✧ U slučaju linearne interpolacije dvije susjedne točke spajaju se pravcima, što je pogodno kod promatranja impulsa. Kod sinusne interpolacije susjedne točke spajaju se odsječcima sinusoide. Na ovaj način se može prikazati sinusoida bez vidljivog isklješćenja na svaka 2.5 uzorka unutar mjesejnog perioda. Na taj način može se praktički širina pojasa proširiti za 10 puta tj. do 10 MHz. Upotrebom linearne interpolacije kod sinusoide isklješćenje se povećava i obrnuto. Tako npr. kod sinusne interpolacije složene funkcije, pojavljuju se nedersejja, koji kod linearne interpolacije nemaju. Ovo je prikazano na sl. 7.25.

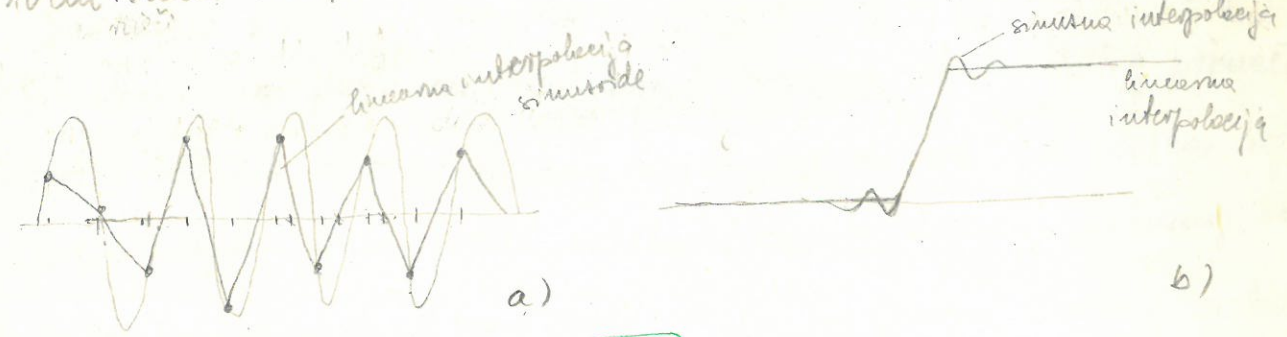


podmije frekvencija tj. do 1 MHz, Danes već postoje osciloskopi koji mogu parirati s i do 10 MHz, ali to moraju biti sinusni signali kod Vse provedi odgovarajuća sinusna interpolacija (random sampling) inuati s obzirom na točku

Posredno upotrebom tehnike se usimuju usrala na stohastični način i mogu se prebiti sa digitalnim pamćenjem

pojavu koje neprisja frekvencija do 400 MHz. Točkasti prikas oscilogramne talasos predstavlja izvjetan nedostatak, a posljedica je digitalnog načina rada. Broj ~~međi~~ nedostatak daje se otkloniti spajanjem susjednih točaka (dot join) posredstvom prostrog sklopa

Interpolacija može biti uvedena linearno u slučaju promatranja impulsa ili odnosa sinusno kod promatranja sinusoid. Broj točaka kod digitalnog prikasa može biti dovoljno veliki i ograničen je samo o veličinom memoriji. Obično se koristi kvantizaciji signala način 8-bitna riječ, što na 8cm zvuči  $256/8 = 32$  točke po cm. Ovo je više nego što se obično provodi se na 10cm zvuči  $1024/10 = 102$  točke po cm. U horizontalnom smislu digitalizacija se može reslutiti



8.7.25.

Dodetni uređaj koji omogućava digitalni prikas na rastom katodne cijeni sastoji se od četiri osnovna dijela: analognog-digitalnog pretvarača, memorije i digitalno-analognog pretvarača, te vremenske jedinice koja upravlja sa međom odnosno daje takt ostalim triju elementima. Kako se danas digitalni zapis provodi najviše na niskim frekvencijama, to će ovdje biti opisan

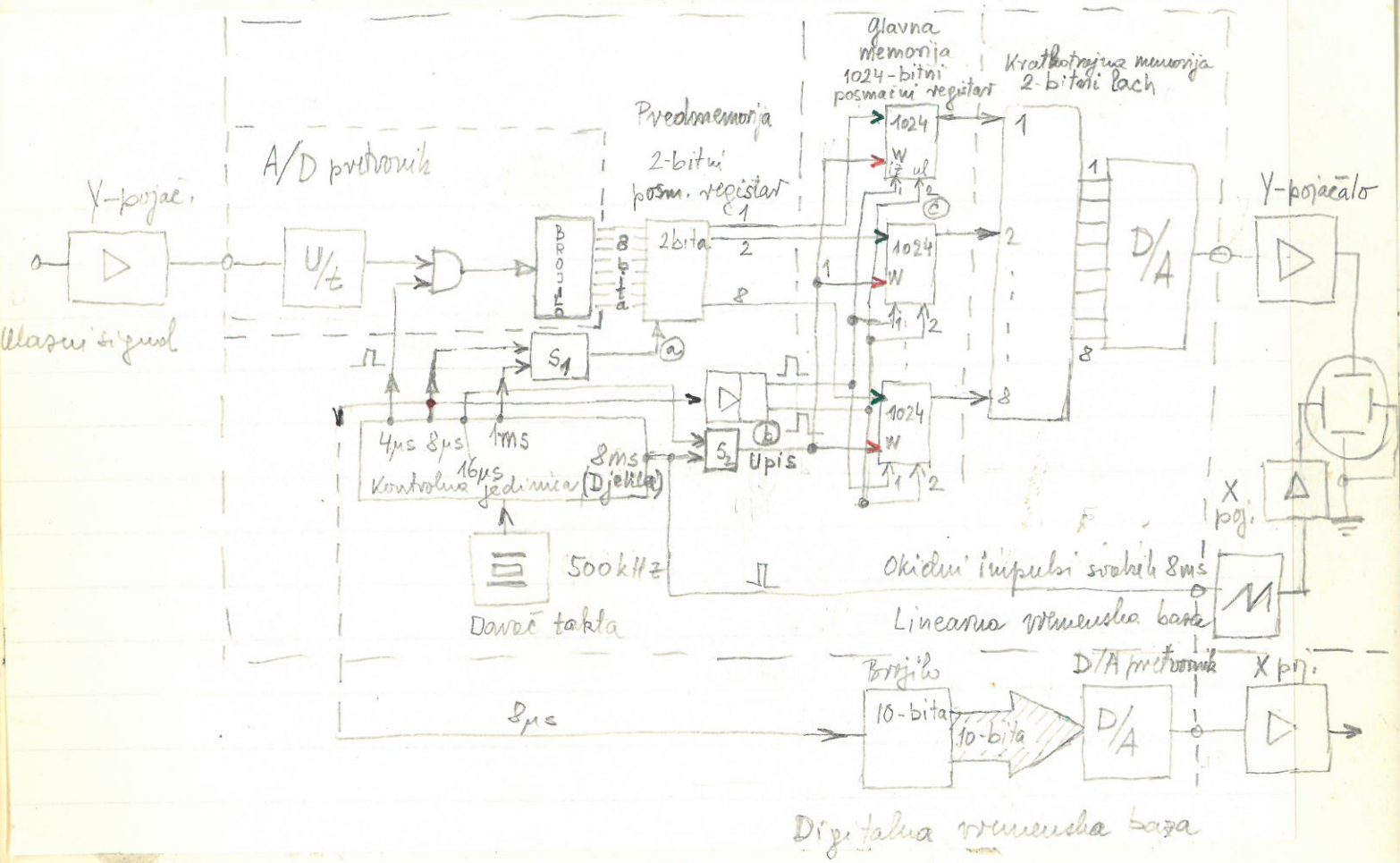
V jednu tabelu ~~uređaj~~ uređaj primjenjuje za registraciju nepune svce. Vidi sl. 7.26. ~~opis~~ <sup>prostore se</sup>

Podmije frekvencija koje je potrebno preajeti od 0 do 100 Hz. Kvantiziranje je provedeno sa 8-bitnom riječi, a broj usorka na cjelokupnom horizontalnom otklonu od 10cm je 1024 što odgovara 10-bitnoj riječi. Kao A-D (analogno-digitalni) pretvarače upotrebljen je pretvarač koji pretvara napou u vrijeme.



Utorni se uslovi svaki 4 ms, tako da ih se unutar jedne sekunde utisne  
 250, a što opet odgovara maksimalnoj gonjnoj frekvenciji od 125 Hz. Utisnjeni su  
 1024 uslova frezije numerisano više od 4 sek. Prema <sup>između</sup> V impulsa je 4 μs tako da  
~~ih se~~ je sa utisnjenjem signala od najveće amplitude dovoljno 1 ms, a to odgovara  
 8-bitnoj nječi (256 najmanjih digitalnih elemenata). Ove 4 μs su periode stvarnih  
 impulsa, dok se iz generatora, vrlo stabilne frekvencije od 0.5 MHz, koja se  
 rade dijeljenjem sa dva u kontrolnoj jedinici svodi na 250 kHz što odgovara <sup>takoder</sup>  
 periodu od 4 μs. Sve ostale potrebne frekvencije impulsa dobivaju se <sup>dijeljenjem</sup>  
 u kontrolnoj jedinici tako da ona u stvari predstavlja jedan timer. Prvi impuls  
 koji dolazi iz A/D pretvornika proporcionalan je amplitudi ulaznog signala, i  
~~broji ih broji~~ broj koji je brojilo izbrojilo može biti najviše 8-bitni  
 (256) pa se to i postoji ~~osim~~ osim paralelnih ulaza iz brojila. Brojilo  
 je implementirano na predmemoriji, koja je izvedena od dvo-bitnog posmaćnog  
 registra. Zadatak ovog posmaćnog registra je da ova dva uslova koja  
 se prikupio unutar 8 ms preda u glavnoj memoriji izvedenoj sa  
 1024-bitnim posmaćnim registrom. Podaci (uslovi) u glavnoj memoriji cirkuliraju  
 vrlo brzo tako da se ponuče sa jednom korak svakih 8 μs pa ih su  
 1024 reči za oko 8 ms. To je potrebno zato da bi se postojeci podaci  
 na zastonu katode cijeli dovoljno brzo mijenjali i stavljali utisak  
 mirne slike. U ovom slučaju to je frekvencija povećanja od 125 Hz  
 što je <sup>potpuno</sup> dovoljno da stavlja utisak potpuno mirne slike. Prema tome  
 dvo-bitni posmaćni registar osim što pamtiti podatke o veličini utisaka  
 prikupljene iz brojila (A/D pretvornik) mora i ubrati njihovu predaju  
 brzo cirkulirajućem ~~u~~ glavnom posmaćnom registru. Na taj način  
 glavni posmaćni registar kod svakog cikla koji traje 8 ms obnavlja  
 se dva nova impulsa tako da se <sup>ajzoleksioni</sup> ~~svaki~~ slika obnovi nakon 500 cikala  
 odnosno 4 s. Na zastonu katode cijeli ovo se prikazuje kao postupni  
 pomak oscilograma od lijevo u desno, slično kao što se to događa  
 promjenom pisanja pisara (Roll-mode).





Sl. 7.26.

Ali se želi slike zaustaviti (freeze, "zamrzavanje") te po volji dugo mjesto, onda se dovoljno isključiti upisivanje iz predmemorije u glavnu memoriju i pustiti u cirkulaciji glavne memorije bez obnavljanja novim uvođenjem iz predmemorije. Ukoliko se frekvencija promatranog signala dosta visoka, što znači da je i frekvencija uvođenja uvođenja također velika, onda nije potrebno u predmemoriji provesti uvođenje uvođenja nego se svi mogu nekou kratkotrajne sadržaji u predmemoriji odmah upisati u glavnu memoriju. Takas iz glavne memorije ide preko <sup>kratkotrajne, 2-bitne</sup> islasne memorije

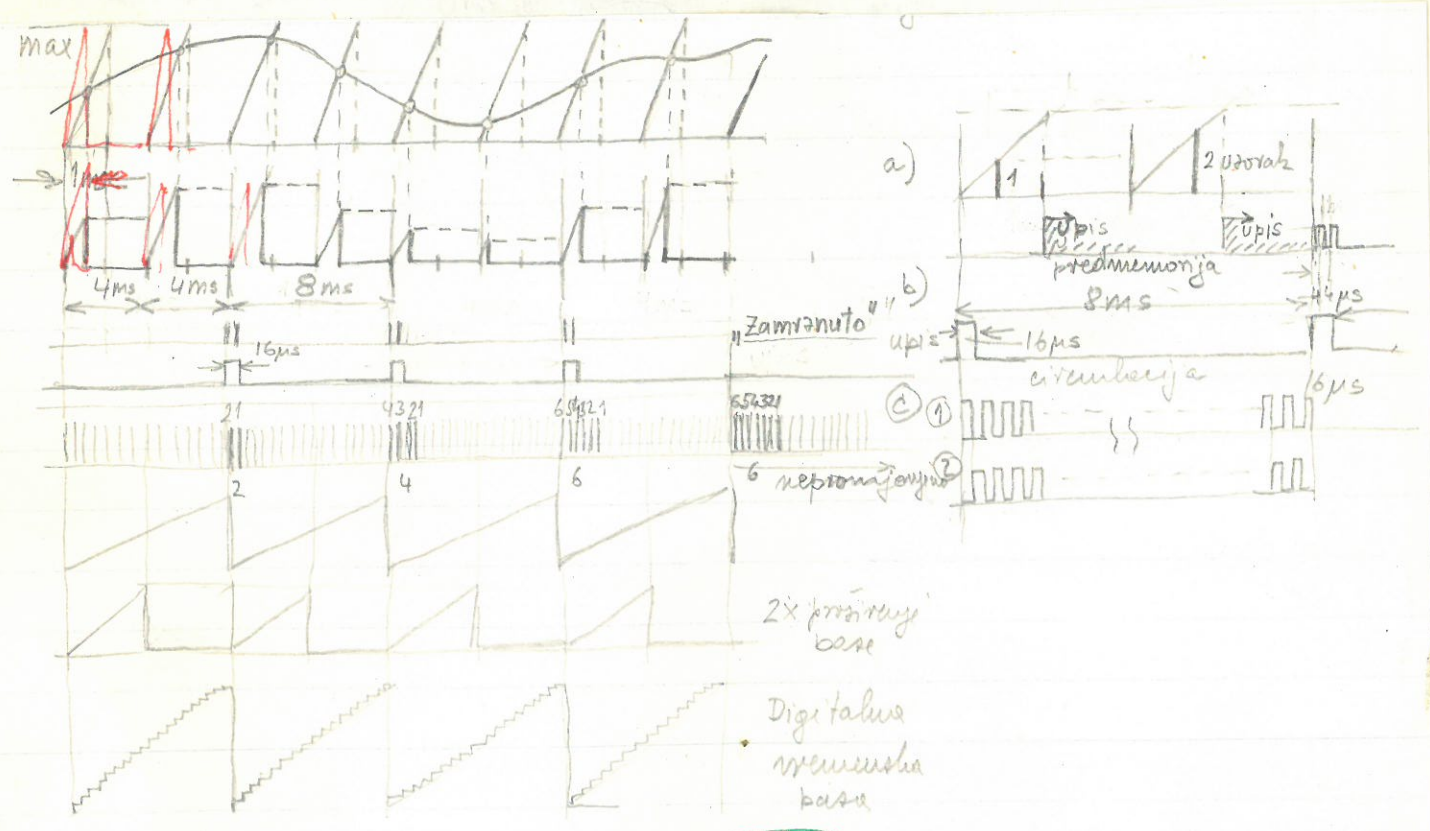
→ \* To je tzv. digitalna vremenska baza koja se sastoji od brojala i D/A konvertera. Ako se želi postići 10-bitna diskretizacija, horizontalnog sklopa, onda se mora upotrijebiti 10-bitno brojilo i 10-bitni D/A pretvornik. Strujna "stepeničastog napona" u ovom slučaju ovisi o frekvenciji impulsa koji ulaze u brojilo i o veličini naponskog sklopa. U ovom slučaju ako se želi 1000 usporaka u 8 μs (kao i kod analognog base), onda je potrebna frekvencija impulsa od 8 μs.



(latch) na digitalno-analogni pretvornik i odvode na istom diodu tj.  $\gamma$ -pojačalo i ~~na~~ vertikalne pločice osciloscopa. Svrha ove istasne memorije koja je dvo-bitni sta posredni registar je da daje dovoljno struje za pogon D/A pretvornika.

Na vremenskom dijagramu na sl. 7.27. pokazan je cijelokupni <sup>opisani</sup> proces. Na slici nije bilo moguće sadržati najmanje i najviše impulse od 1ms i 8μs na relativno kratkoj dužini  $\gamma$ . Također je pokazano i otklon vremenske baze. Vremenska baza omogućava "proširenje" slike na rastom za dva puta povećanju dvostruki povećanju nagiba pile, što se također vidi na sl. 7.27. Kod mekih izvedbi digitalnog pamćenja na osciloskopu upotrebljavaju se stepeničasti linearno rastući napon kodu se postiže suotno veća točnost.

← V Kod analogne vremenske baze točnost u boljim osciloskopima je oko 1 do 2% dok kod digitalne vremenske baze može se postići točnost po volji velika ovisno o frekvenciji digitalizacije (u ovom slučaju 0,1%). Iz praktične rasloge se ne ide na veći točnost od 0,01% (12-bitu).



sl. 7.27.



\* Svjetla ovelikog prikrasa <sup>Zastom</sup> na <sup>metodnoj</sup> cijeni je da se kod fotografiranja dobivenog osulopnema dobije i podaci o njegovim dimenzijama na ordinati i apscisi. Ove brojke odgovaraju osima na preklapanju vertikalnog pojačala i vremenske baze. Na taj način nije potrebno mjeriti fotografirajuća ispisivati podatke o mjednostima na ordinati i apscisi na fotografskoj osnici.

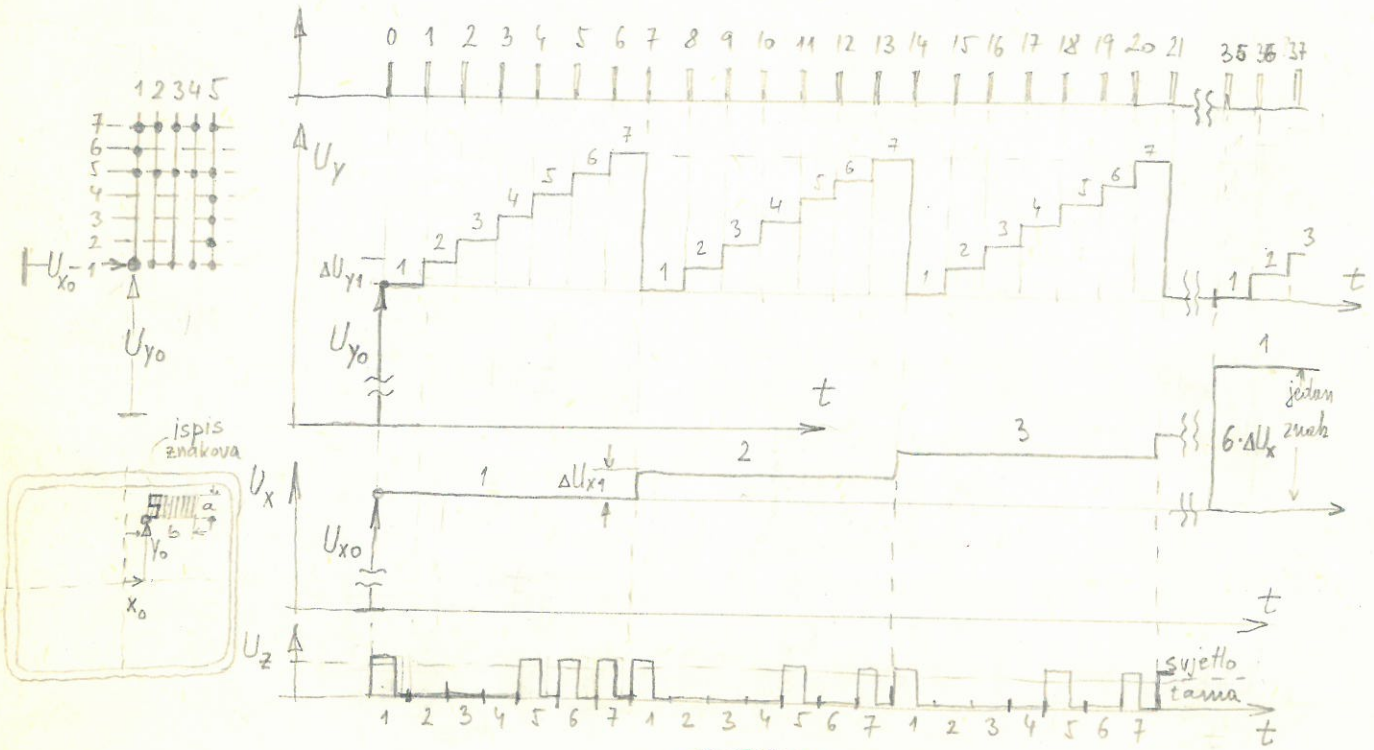
\* Matrice za pojedine alfanumeričke znakove realiziraju se materom koji prekriva odredeno područje na <sup>Zastom</sup> <sup>metodnoj</sup> cijeni. Na sl. 7.28 osučinu <sup>je ovo područje</sup>  $a \times b$  dimenzijama. Umjesto ovog područja <sup>(zraka)</sup> <sup>elektrona</sup> <sup>potrebno</sup> je u  $y$ -sužju na veličinu  $a$  da bi se zatim <sup>Δx</sup> <sup>pružao</sup> u  $x$ -sužju, dok se u prekršju <sup>elektrona</sup> <sup>potrebno</sup> je u  $x$ -sužju  $b$  u  $x$ -sužju. Ovo se ~~ostvaruje~~ <sup>ostvaruje</sup> stepeničastim naponom u  $x$  odnosno  $y$ -sužju <sup>što ima za posljedice skokovit prihod ~~elektrona~~</sup> prema slici 7.28. Početak nastava odredeni je točkom  $y_0, x_0$ , koja je odredena istovremeno naponima  $U_{y_0}$  i  $U_{x_0}$  privođenim na vertikalne odredene horizontalne pločice osulopnema u trenutku ispisivanja znakova. Obično se znakove uključuju prikrasiti osulopnema ukazi prikras alfanumeričkih znakova. Tj. znakove uključuju okidnu impulsu zatim se  $y$  i  $x$  u osulopnema da bi se privoči stepeničasti naponi.

Skokovito gibanje stepeničastog napona znači kratkotrajno zastavljanje zrake elektrona na pojedinim točkama nastava, što odgovara točkama matrice. Koje će od tih točaka svijetliti, a koje će ostati u tami, određuje <sup>naponski</sup> impuls privođen na  $z$ -os, odnosno







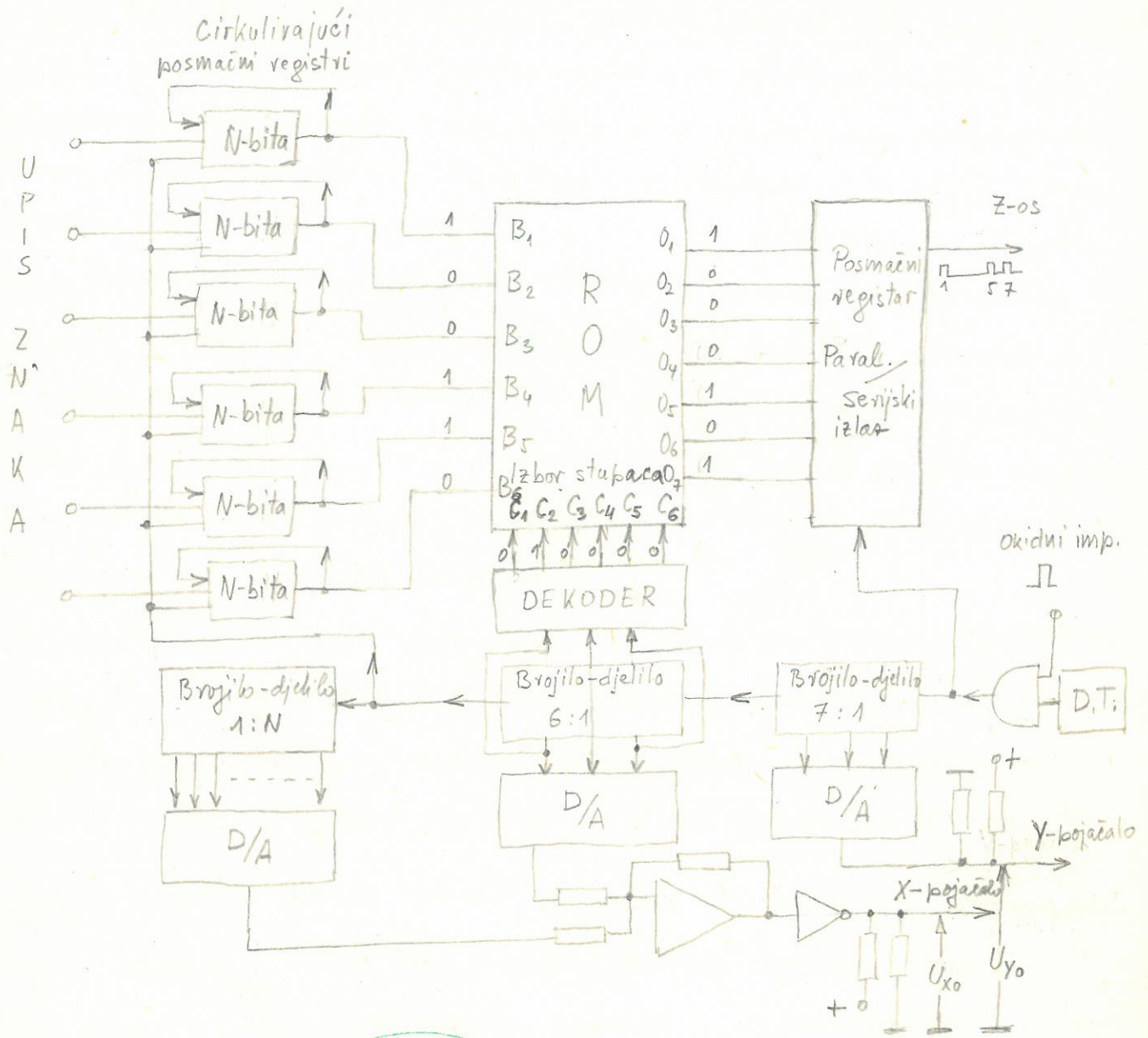


Sl. 7.28.

Shlop koji omogućava svjetljenje pojedinih točaka matrice u odredeno vrijeme sastoji se od ROM-a, <sup>(read only memory)</sup> paralelno-serijskog posmaćućeg registra, D/A pretvornika, oscilni-jičih posmaćućih registara i brojila koji dijeli sa  $N$ . Ovaj shlop je prikazan na sl. 7.29. U trenutku kad je nakon određene impulsa znaka elitrona dovedena u točku  $x_0, y_0$  impulsi iz daveća tahta DT dolaze u brojilo, koje dijeli sa 7. Paralelni izlaz ovog brojila upravlja sa D/A pretvornikom, koji generira stepenčasti napon  $\Delta U_y$  u Y-smislu, određeno prolazi prvi stupac. Svaki sedmi impuls iz ovog dijelila upravlja slijedećim brojilom, koje dijeli sa 6 i upravlja D/A pretvornikom. Ovaj generira stepenčasti napon  $\Delta U_x$ . Na ovaj način se ispisuju redovi matrice. U isto vrijeme ovo 3-bitno brojilo sa svoja tri izlaza preko dekodera daje slijed impulsa od 1 do 5, koji su ROM-u odabiru <sup>redom</sup> stupce alfanumeričkih znakova. Šesti impuls je <sup>doveden na  $C_6$</sup>  protađen za rasumek među znakovima i ne daje nikakve svjetle točke. Osim toga 6-ti impuls mijenja znak preko šest cirkulirajućih registara i preko trećeg D/A pretvornika koji daje pomak u X-smislu za cijeli jedan znak tj. za  $6 \Delta U_x$ .

Generator znakova (karaktera) je u ovom slučaju ROM, kojim se dovode logički 1 na jedan od izvornih kontrolnih priključaka  $C_i$  odabire kao taj stupac.





fl. 7.29.

Tako stupcima od 1...5 odgovaraju prikljucici od C<sub>1</sub>...C<sub>5</sub>. Ako se u slucaju odabiranja slova S dovede logičko 1 na C<sub>2</sub> dobit ce se na sedam izlaza ROM-a 0<sub>1</sub>0<sub>2</sub>0<sub>3</sub>0<sub>4</sub>0<sub>5</sub>0<sub>6</sub>0<sub>7</sub> = 1000101, gdje logičko 1 odgovara jedinici u stupcu 2. Odabiranje alfanumeričkih znakova koji ce se prikazati postiže se logičkim stanjima na njezinih šest ulaza B<sub>n</sub>. Tako npr. za odabiranje slova S na ulazu u ROM treba biti adresa B<sub>1</sub>B<sub>2</sub>B<sub>3</sub>B<sub>4</sub>B<sub>5</sub>B<sub>6</sub> = 100110. Za odabiranje npr. slova M treba stajati 011001 itd..

Logička stanja na ulazu u ROM dobivaju se iz cirkulirajućih posmaćućih registara, koji imaju upisane kodove za alfanumeričke znakove koji se žele prikazati. Broj alfanumeričkih znakova, koji se mogu dobiti iz ROM-a sa 6 ulaza je 2<sup>6</sup> = 64. Oni su u posmaćućim registrima poslopani redom koji se želi. Ako se želi redni-

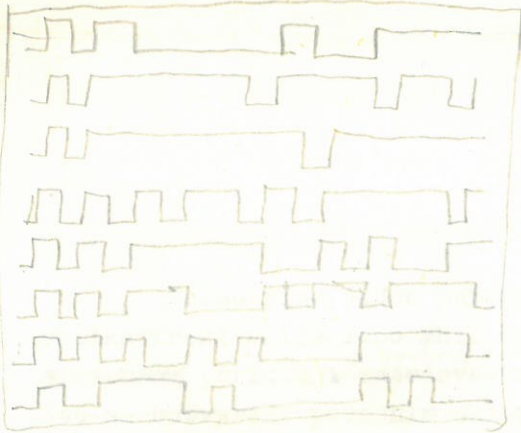


neti upr. samo 24 znaka, ouda cirkulirajući posmaćeni registri mogu <sup>biti</sup> isarati 24-bitni (sa N=24 mjesta). Izlaz ovih posmaćenih registara spreja se sa odgovarajućim ulasom kolno se sadržaj posmaćenog registra nakon jednog ciklusa ne bi izgubio nego postepeno vraćao na ulaz, kolno se na ulazu prebri. Takova posmaćena cirkulirajuća memorija je potrebna zato da se znak može višestruko posmognuti i na taj način ostati primjetan na rastoru katodne cijevi. Postavljaju se u određene položaje potklopnice na osciloskopu koji odčitavaju ~~na~~ mV/cm ~~na~~ u vertikalnom i  $\mu$ s/cm na vremenskoj bazi osciloskopa automatski se postavljaju i ulazi u cirkulirajuću memoriju. Tako je 7-izlaza iz ROM-a paralelno to je potrebno upotrijebiti još jedan posmaćeni registar koji će paralelne impulse pretvoriti u serijski slijed impulsa, da se dobiju porredeni u vremenskom slijedu i da na taj način <sup>može</sup> upreovgati 7-ulasom osciloskopa.

Ovdje opisani način može se upotrijebiti i za ispis ~~se~~ preko cijelog rastora katodne cijevi kao što je slučaj kod kompjuterskih terminala, samo je ouda i broj ROM-ova smanjivati broji redova. Sliop prema sl. 7.29. omogućava ispis <sup>od</sup> više 64 znaka, što je malo više nego što je obično potrebno za jedan red.

Analizator logičkih stanja također se prihes na rastoru upotrebljava cirkulirajuće memorije. Raslikuju se dva osnovna načina prikazivanja logičkih stanja i to u vremenskom području i u području logičkih stanja. Kod prikaza u vremenskom području prikazuju se vremenske osnove različite ulaznih signala sa različite karakterističnih mjesta na digitalnom ~~na~~ elektroničkom računaru, dok se u slučaju prikaza logičkih stanja daju brojevnim oznakama na adresama, kontrolnim bus-ovima. Na ovaj način se upravo strobooskopiraju stanja u pojedinim trenutcima. Analizatori logičkih stanja u vremenskom području prikazuju obično 8 ili 16 pojava simultano, što znači da imaju 8 ili 16 kanala. Analizatori u području logičkih stanja imaju 16, 24 ili čak 36 paralelnih ulaza. Danes još postoji i treći način prikaza u obliku mape sa mnom točaka različito raspoređenih po rastoru katodne cijevi. Ove točke predstavljaju odvojene njezi položaj povećane veličine binarnog broja a svjetline funkcioniraju njihovog učitavanja. No može se reći da su prva dva tipa danas od ~~više~~ veće značaja. Na sl. 7.30. prikazana su dva načina prikaza logičkih stanja.





0010	
0100	
0011	
0111	
1011	
0101	
0000	
0111	
0000	
0110	
1011	
0110	
0	

Sl. 7.30.

Analizator logičkih stanja u vremenskom području po kanalu i načinu posmatranja registar u koji se upisuje vanjski signal. Za ovaj registar koji prikuplja vanjske podatke kontrolna logika upravlja ~~vanjske~~ podatke u cirkulirajućem posmatranju registar koji se koristi, kao i u potrebnim slučajevima, za dugi put signal se sa tog kanala na rastom metode cijeni. Isto podaci onim toga načinu se ne ulaz posmatranja registar radi cirkulacije odnosa upravljanja obnavljanja podataka. Ovaj način prikaza ima još jednu prednost da može pokrenuti impulse ne samo iza nego i ispred očekivanih impulsa. Analizator logičkih stanja se rješavaju dijagnostičko sredstvo kod otklanjanja kvarova i dizajniranja računarskih sustava.

### 7.2.6. Osciloskopi sa uzimanjem uzoraka (Sampling oscilloscope)

#### Općenito

Tehnika uzimanja uzoraka omogućava promatranje i vrlo brzih periodičkih naponskih promjena u području <sup>vele frekvencija</sup> malifrekvencija, gdje se pojačanje ne može ostvariti direktno pojačalima, <sup>i gdje drugo, slobovi, ulazni i spaniti sve</sup> koristeći klasi <sup>funkcije</sup> se osciloskopi primjenjuju za mjerenja u području frekvencija većih od 500 MHz do najviše 18 GHz. Tehnika uzimanja uzoraka mimoilazi mnoge probleme visokofrekventne tehnike, <sup>visokih frekvencija</sup> transpozicijom visokofrekventnih signala u niskofrekventno područje. <sup>ova se tehnika ne primjenjuje samo kod</sup>

osciloskopa koji rade u <sup>vele</sup> visokom vremenu, nego i kod osciloskopa sa digitalnim <sup>digitalnih</sup> pamćenjem uz rastom, <sup>elektronskih</sup> elektronskih voltmetara itd.

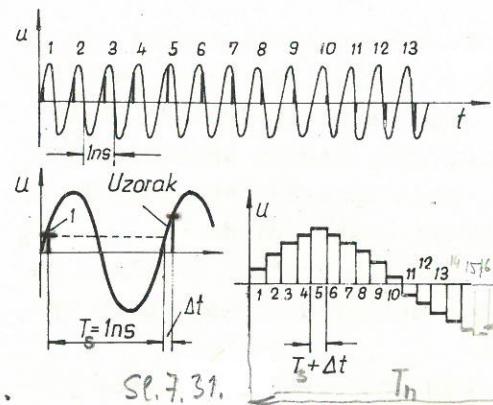
Kod uzimanja uzoraka, mogu se naći dvije tehnike i to: slijedni (sekvencijalni) način i slučajni (random mode) način uzimanja uzoraka. Slijedni način uzima uzorke jedan iza drugoga sa malim npr. jednokratnim povećanjem perioda, dok kod slučajnog načina uzimaju se uzorci kao i slučajno <sup>unaprijed</sup> u kratkom



veda, ovo omogućava promatranje signala kako i u slučaju impulsa, bez ikakvih posebnih linija za hvatanje, kao što je to slučaj kod slijednog uzorka ~~u~~ uzorka.

### Slijedno uzorkovanje uzoraka (Sequential Sampling Mode)

Razmotrimo jedan periodičan napon npr. sinusoidalnog oblika frekvencije 1000 MHz. Uzimanje uzoraka vrši se <sup>u svakom</sup> ~~svakom~~ <sup>u svakom m-tom periodu.</sup> ~~proteklog periodu i zadržava vrijednost do slijedećeg uzorka,~~ što se ostvaruje posebnim sklopom. Očito je da se uzorci ne mogu uzimati u vremenskom razmaku od jedne periode, jer bi se na taj način promatrala uvijek ista točka na periodičnom signalu. Zato je potrebno da se uzorak uzima nakon proteklog perioda  $T$  i ~~malog~~ <sup>se</sup> vremenskog razmaka  $\Delta t$ , tj. nakon vremena  $T + \Delta t$ . Ako ~~promatramo~~ <sup>u</sup> pojedine ~~uzorke~~ <sup>uzorke</sup> zajedno, onda dobivamo potpuno ~~resta-~~ <sup>obnovljen</sup> ~~uriran~~ <sup>uriran</sup> valni oblik napona.



Sl. 7.31.

Tako dobivenu jednu ~~polu-~~ <sup>promatranog signala</sup> ~~periodu~~ <sup>uzorka</sup> nakon dvadeset uzoraka, koji slijede ~~npr.~~ <sup>približno</sup> svake 1 ns, imamo prikazanu na sl. 7.31. To znači da će se perioda promatrane sinusoide pojaviti za nešto više od 20 ns. Na ovaj način smo snizili frekvenciju za 20 puta. Praktički se za restauraciju jedne periode uzima tisuću i više uzoraka, što znači da je

frekvencija promatranog signala na zastoru katodne cijevi 1000 puta niža od signala na ulazu.

Vidimo da je za potpuno ~~restauraciju~~ <sup>obnavljanje</sup> uzorcima jednog perioda signala <sup>u</sup> potrebno  $n$  uzoraka, gdje je

$$n = \frac{T_s}{\Delta t} \quad \text{MURDIN (7.24.)}$$

<sup>Obnavljanje</sup> Restauriranje signala bit će to vjernije, što je  $\Delta t$  manji. Frekvencija  $f_n$  <sup>obnovljenog</sup> ~~restauriranog~~ signala je na zastoru ~~katode~~ <sup>efekti</sup>  $n$  puta niža od frekvencije ulaznog signala  $f_s$ .

$$f_n = \frac{f_s}{n} \quad (7.25)$$

jer je

$$n(T_s + \Delta t) = T_n \quad (7.26)$$

Ovdje treba još napomenuti, da se uzorak ~~ne mora uzeti~~ <sup>ne mora se uzimati</sup> svake periode, nego on može biti uzet tek nakon  $l$  ili više perioda, odnosno općenito nakon  $m$  perioda. Sada se frekvencija  $f_n$  promatranog restauriranog signala <sup>još više</sup> smanjuje, ~~još~~ <sup>tj. za</sup> za  $m$  puta, tako da je

$$f_n = \frac{f_s}{n \cdot m} \quad \text{MURDIN (7.27.)}$$

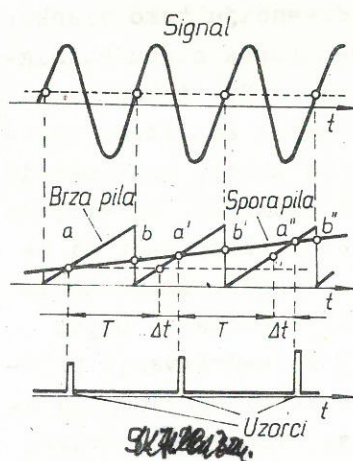


Ovo sniženje frekvencije obično iznosi  $10^4$  do  $10^5$  puta. Iz tih razloga se osim ulaznog dijela, ostali elementi pojačala "sampling" osciloskopa izvode ~~ka~~ za područje frekvencija od stotinjak kHz.

Da bi se ostvario slijediti (sekvencijalni) način uzimanja uzoraka potrebno je uorke uzimati za vrijeme  $\Delta t$  duže od samog perioda signala  $T_s$ . To se može postići u principu komparacijom sporog i brzog pilastog napona. Kad god dođe do koincidencije između brzog pilastog napona upravljajućeg signalno-impulsnog samog signala i sporog pilastog napona, komparator će dati impuls za uzimanje uzorka.

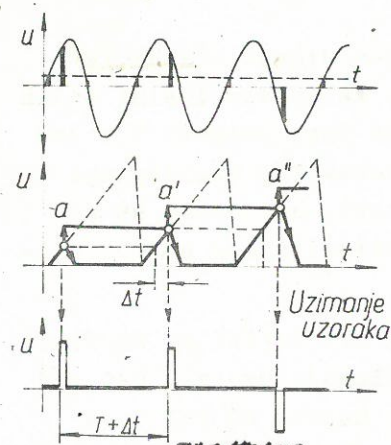
Sa vremenskog dijagrama (na sl. 7.32.a) je vidljivo kako dolazi u ovom slučaju do željenog vremenskog razmaka  $T + \Delta t$ . Lako je uočiti, da se promjenom nagiba sporog pilastog napona može mijenjati vrijeme  $\Delta t$ .

U praktičkom rješenju ne koristi se spori pilasti napon, nego stepeničasti, osim toga brzi pilasti napon se u svom porastu prekida netom dosegne točku koincidencije ( $a, a', a'', \dots$ ) kako ne bi došlo do još jedne neželjene koincidencije u točkama ( $b, b', b'', \dots$ ). Ovo je prikazano na sl. 7.32.b. Vidimo da ne dolazi do ponovne koincidencije kod povrata brzog pilastog napona, jer



a)

sl. 7.32.



b)

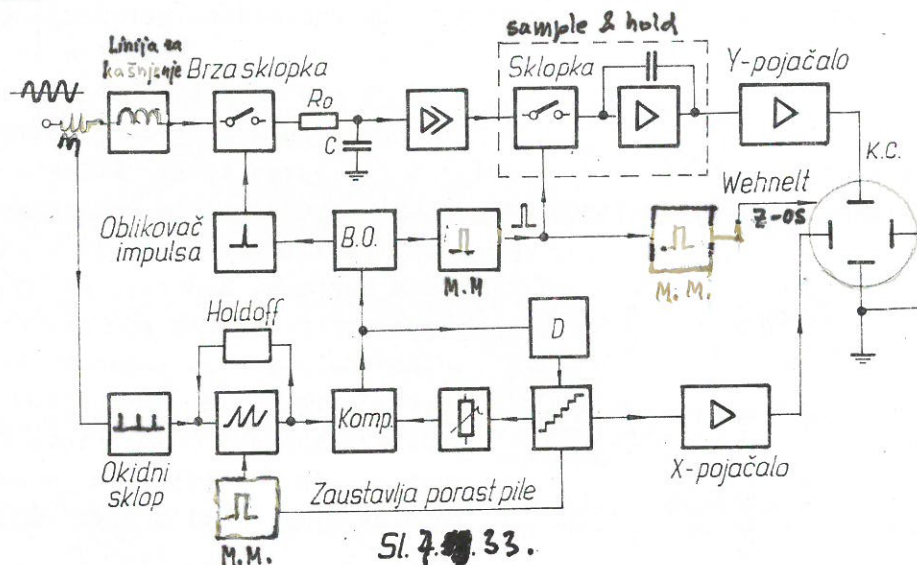
se u točkama koincidencije  $a, a'$  i  $a''$  obustavlja daljnji porast brze pile. Stepeničasti napon je povoljniji za horizontalni otklon, jer svaki uzorak biva prikazan točkom, a ne "crticom", kako bi bilo u slučaju spore pile.

Impulsi koji se javljaju na izlazu komparatora vrše trojaku zadaću: upravljaju sklopom za uzimanje uzoraka, zaustavljaju daljnji porast brze pile i daju impuls za promjenu stepenice. Kompletna blok shema osci-

loskopa za uzimanje uzorka dana je na sl. 7.33. Linija za kašnjenje daje kašnjenje signala za stotinjak nanosekundi da se ne bi gubio početni dio signala zbog kašnjenja brze pile. Naime, do momenta kada je ulazni napon dosegao vrijednost napona, kod kojeg dolazi do okidanja okidnog sklopa i do starta brze pile protekne više desetaka ns, zato je potrebno da otprilike toliko ili malo više kasni i ulazni signal. Redom brze sklopke i obliko-



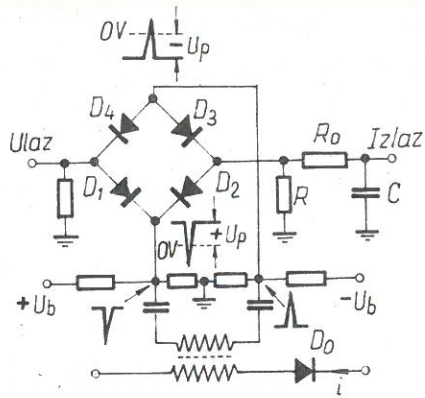
"Holdoff" krug osigurava da brzi pilasti napon ne ~~počinje~~ prije, nego se je prethodni pilasti napon vratio u multi položaj. Okidni impulsi iz komparatora upravljaju bloking oscilatorom (B.O.), koji ih još više suzuje i dovodi na step-recovery diodu sa induktivitetom transformatora u seriji. <sup>Što također omogućava daljnje smanjenje trajanja impulsa</sup> Osim toga B.O. upravlja i sa monostabilnim multivibratorom, koji daje impulse određenog trajanja za upravljanje "sample & hold" kruga. Generator stepenica upravljan je impulsima preko odjelnog stupnja D, a atenuator između generatora stepenica i komparatora služi za regulaciju veličine <sup>naponske</sup> stepenice, odnosno vremena  $\Delta t$ . Pri promjeni svake stepenice generator stepenica upravlja odnosno zaustavlja daljnji porast napona brze pile. <sup>Monostabilni</sup> Multivibrator priključen na generator stepenica <sup>zaustavlja</sup> završava daljnji porast <sup>brze pile</sup> kada <sup>ona</sup> dosegne određenu naponsku razinu. Za vrijeme, dok generator stepenica ponovno ne počne sa generiranjem stepenica, multivibrator daje negativni impuls na Wehneltov cilindar koji potamnjuje zastor katodne cijevi.



Brzi pilasti napon generira se relativno jednostavnim sklopom, ~~na sl. 4.32.~~ Da bi došlo do ekstremno brzog prebacivanja iz jednog u drugo stacionarno stanje koristi se bistabil sa tunnel diodom. *Generator brzog pilastog napona opisan je kao vremenska baza u poglavlju 7.2.2.*

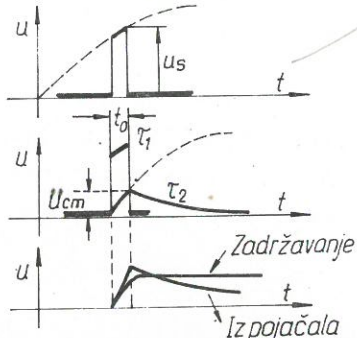
Za uzimanje uzorka koji traje nekoliko desetaka ps potrebna je vrlo brza sklopka. Ona se realizira obično sa dvije ili četiri step-recovery diode, koji se odlikuju vrlo brzim prelazom iz stanja vođenja u nevođenje. Jednom takvom diodom formira se i vrlo kratki impuls, koji upravlja sklopom. Na sl. 7.24. prikazana je sklopka sa četiri ovakve diode  $D_1 \dots D_4$  i diodom  $D_0$ , koja omogućava davanje vrlo kratkog impulsa. Zahvaljujući prednaponu  $\pm U_p$ , diode dovodi u vođenje samo vrh impulsa, koji vrlo kratko traje.





Sl. 7.34

zatoru C ne dosegne veličinu napona uzorka, jer je  $\tau_1 > t_0$ , kako je to na sl. 7.34. prikazano. Maksimalna vrijednost, koju



Sl. 7.35

Kad step-recovery dioda prestaje da vodi, to se odigrava ekstremno brzo, tako da se na sekundaru transformatora javlja dovoljno velik napon prema

$$e = -L \frac{di}{dt} \quad \text{MAZDA (7.28.)}$$

da zatvori sklopku.

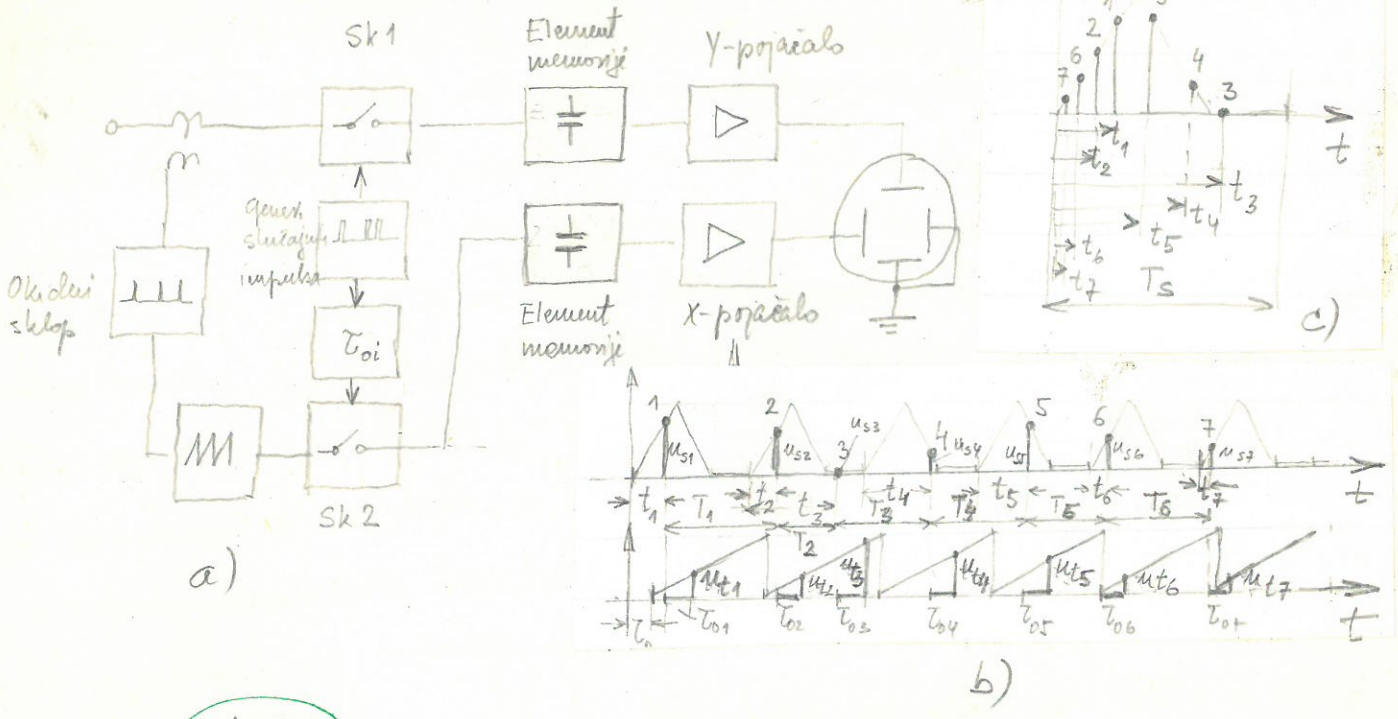
Zbog vrlo kratkog vremena uzimanja uzorka napon na kondenzatoru C se izbija preko mnogo većeg otpora  $R_0 + R$ , tako da je vremenska konstanta izbijanja  $\tau_2$  mnogo veća od vremenske konstante nabijanja  $\tau_1$ . Na ovaj način signal se je proširio. Pojačalo, koje je priključeno na izlazu

sklopke, ne mora imati gornju graničnu frekvenciju tako visoku, kako bi bilo potrebno za vjerno prenošenje uzorka signala. Signal na izlazu iz pojačala predočen je na sl. 7.35. i kod ovog signala je maksimalna vrijednost proporcionalna amplitudi uzorka. Ovakav pojačani signal sada se dovodi na sklop, koji maksimalnu vrijednost napona produžuje, odnosno zadržava, za vrijeme trajanja  $T + \Delta t$  između dva uzorka. Navedeni sklop sastoji se od jedne sklopke, koja se zatvara i otvara također impulsom za uzimanje uzorka i integratora, koji zadržava maksimalni napon za vrijeme, dok je sklopka otvorena. Sklop za zadržavanje napona ("sample and hold") prikazan je na blok shemi osciloskopa sa uzimanjem uzoraka na sl. 7.33. Na kraju se ovakav restaurirani stepeničasti signal, nakon potrebnog pojačanja, privodi Y-pločicama katodne cijevi.

Slučajno uzimanje uzoraka (Random Sampling Mode)

~~Kod sekvencijalnog načina uzimanja uzoraka se uzorci uzimaju u vremenskim razmacima  $T + \Delta t$ . To vrijedi za sekvencijalni način rada "sampling" osciloskopa. No uzorci se mogu uzimati bez nekog vremenskog slijeda, tj. slučajno. Ovakav tip osciloskopa za uzimanje uzoraka prikazan je na sl. 7.36. Uzorci se uzimaju potpovoljnom sklopke  $S_k$ , s time da se zadržavaju do sljedećeg uzorka~~





sl. 7.36.

Takvo da sklopova Sk1 i element memorije sačinjavaju Sample & Hold sklop. Sklopova se upravlja iz generatora slučajnih impulsa tako da se vremena između pojedinih uzoraka ne neshkujni previse. Generator impulsa nema nikakve veze sa frekvencijom signala. S druge strane okidači brze pile je čvrsto vezano promatranim signalom tj. period brze pile  $T_p$  je višekratnik perioda  $T_s$  promatranog signala  $T_p = m \cdot T_s$ , gdje  $m$  i kod sljedećeg načina uzoraka se uzima tek nakon više proteklih perioda. To na vremenskom dijagramu ~~sl. 7.36b~~ nije uočljivo, da bi se moglo pokazati što više perioda sa istim uzorkima. Iz tih razloga otpada i problem brzog povrata pilastog napona, jer pilasti napon treba da traje ~~trajno~~ dok vrijeme povrata može da zavrti tek pred početak sljedećeg brzog pilastog povrata napona period promatranog signala, Linearno rastući napon brze pile prethodno prethodno vrijeme <sup>protiču</sup> ~~protiču~~ prethodno perioda promatranog signala do trenutka uzorkovanja uzoraka  $t_1, t_2, \dots, t_i$  u napon  $u_{t1}, u_{t2}, \dots, u_{ti}$ . Ovaj napon se nakon zadržavanja na istoj vrijednosti do sljedećeg impulsa, pojačava X-pojacalom i dovodi na horizontalne otklonuše plošice horizontalne cijevi. Kako je

$$u_{ti} = k \cdot t_i \quad (7.29.)$$

a naponu  $u_{ti}$  proporcionalan otklon vrše u horizontalnom naponu, to ~~može~~ ovaj napon određuje položaj na x-osi osciloscopa, gdje će se postaviti



Impulzica pojednost usovka  $u_{si}$ . Budući da od trenutka nastajanja sinhronizacionog  
 odrednog impulsa do početka brze pile mora postojati određeno vremensko kašnjenje  $\tau_0$ ,  
 to se isto takovo kašnjenje  <sup>$\tau_{oi}$</sup>  usimavanja = "vremenskog" usovka  $u_{si}$  mora predvidjeti.  
 U protinomu se nebi vidio početak periode signala. Na osnovu toga može se  
 zaključiti, da ako je  $\tau_{oi} < \tau_0$  ne <sup>može se</sup> vidjeti početak signala, a ako je  $\tau_{oi} > \tau_0$  vidi se  
 "više od početka" tj. dio signala  $\neq$  ispred početka periode. To je jedino vrlo  
 važno svojstvo metode sa slučajnim usimavanjem usovaka i predviđ  
 pred osciloskopom sa slučajnim usimavanjem usovaka. # Osciloscopi  
 sa slučajnim usimavanjem usovaka ne trebaju biti sa kašnjenjem, jednostavniji  
 su ~~sa~~ i jeftiniji od osciloscopa sa slučajnim načinom usimavanja usovaka.

Slika, koja se dobiva na zaslonu, ne nastaje ~~sa~~ slučajnim točaka u jednom  
 smislu kao da se ispituju od lijeva na desno, nego se pojitle točke počinju  
 pojavljivati na bilo kojem mjestu na zaslonu pa se ostale ~~ostale~~ pojavljuju  
 i na ~~na~~ ispred tih točaka, dok se ne "stignu" cijela slika <sup>promatrane pojave</sup> <sub>one ispred</sub>  
 Na taj način mogu se pojaviti prvo neke točke sa kraja slike pa onda ~~ostale~~ <sub>ostale</sub>  
 se najbolje može <sup>vidjeti</sup> ~~na~~ slici 7.36.c, gdje je prvo nastale svjetle točke oblika  
 na 1, 2 je ispred nje 3, 4 i 5 obrnutim redom <sup>od kraja slike</sup> a tek onda 6. i 7 točke  
~~ostale~~ ne samom početku slike trokutastog veluog oblika.



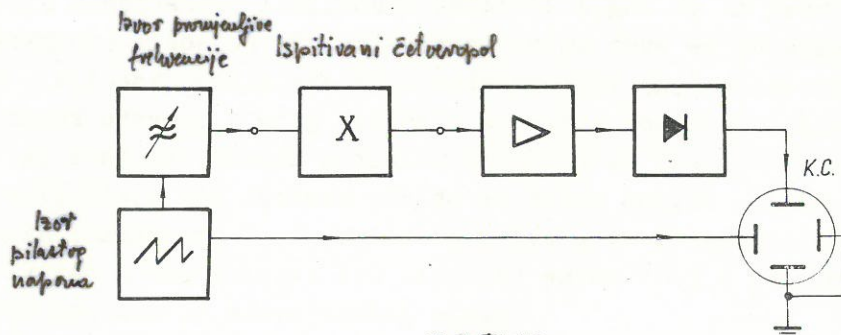
## 7.3. Uređaji sa frekvencijskim bazama

337

### 7.3.1. Vobleri

Osim prikazivanja ovisnosti različitih naponskih promjena o vremenu, često je <sup>poželjno</sup> pokazati i frekvencijsku ovisnost, kao npr. amplitudno - frekvencijsku karakteristiku pojačala, filtera i općenito različitih četveropola. Umjesto suviše dugotrajne metode mjerenja točka po točka najpovoljnije je provesti automatizirano mjerenje voblerom, što znatno skraćuje vrijeme mjerenja i omogućuje podešavanjem pojedinih parametara provesti korekciju dobivene amplitudno - frekvencijske karakteristike ispitivanog četveropola. Uređaj kojim se postiže prikazivanje amplitudno - frekvencijskih karakteristika na zastoru katodne cijevi, poznat je pod imenom "vobler", a njegova blok shema dana je na sl. 7.37.

Izvor promjenljive frekvencije i konstantne amplitude priključuje se na ispitivani objekt x. Napon na izlazu ovog četveropola pojačava se pojačalom na potrebnu veličinu i demodulira s odzivom na tjemenu vrijednost signala, da bi se onda



Sl. 7.37.

priveo na vertikalne pločice osciloskopa. Između frekvencije  $f$  i horizontalnog otklona  $d_x$  na katodnoj cijevi mora postojati čvrsti odnos. To se postiže na način, da se iz generatora pilastog napona dovodi napon  $u_x$  na horizontalne pločice osciloskopa i da se istovremeno njime upravlja izvor napona promjenljive frekvencije  $f_p$ , tako da vrijedi

$$f_p = f_0(1 + k u_x)$$

M. V. V. V. V.

(7.30.)

U principu nije osobito važno, da napon upravljanja bude pilasti. On može biti i sinusoidni ili nekog drugog periodičnog valnog oblika, no u tom slučaju može doći do različite osvjetljenosti prikazanog dijagrama na zastoru katodne cijevi. Najpovoljniji je svakako pilasti napon zbog svoje konstantne brzine porasta i time jednoličnosti svjetline na zastoru k.c. Osim prikazanog slučaja, da je promjena frekvencije upravljana naponom, može se pomoću frekventno ovisne prenosne karakteristike <sup>četveropola</sup> i da se dobije napon ovisan o promjeni frekvencije.

$d_x$  je malo slovo



Frekvencija sinusnog izvora se onda mijenja <sup>fr</sup> okretanjem kondenzatora (ručno ili motorom) ukoliko se radi o LC-oscilatoru, ~~ili~~ heterodinjskom ili RC-oscilatoru, a nastala naponska promjena se privodi horizontalnim otklonskim pločicama, pa vrijedi tako da je

$$u_x = c \left( 1 - \frac{f}{f_0} \right)$$

NAZIV (7.31.)

~~Mo~~ <sup>se</sup> naglasiti da se ovaj način rijeđe primjenjuje, a ako se primjenjuje, primjena mu je ograničena na niže frekvencije ( $c = -1/k$ ). Brzina porasta pilastog napona ne smije biti prevelika, da ne bi došlo do neželjenih izobličenja amplitudno - frekvencijske karakteristike ispitivanog četveropola.

Vobleri se često izvode kao samostalna jedinica sa ugrađenim osciloskopom, a mogu se izvesti i samo kao upravljani generator sinusnog napona, kome se frekvencija mijenja ugrađenim izvorom pilastog napona, dok se promatranje frekvencijske karakteristike vrši na posebnom katodnom osciloskopu.

### 7.3.2. Analizator spektra

Za razliku od voblera koji prikazuje amplitudno - frekvencijsku karakteristiku nekog četveropola, analizator daje prikaz spektra nekog periodičnog signala. Svaka periodična funkcija

$$f(t) = f(t+nT)$$

(7.32.)

može se prikazati Fourierovim redom u trigonometrijskom obliku

$$f(t) = C_0 + \sum_{k=1}^{\infty} C_k \cos(k\omega_1 t + \psi_k)$$

$k=1, 2, \dots$  (7.33.)

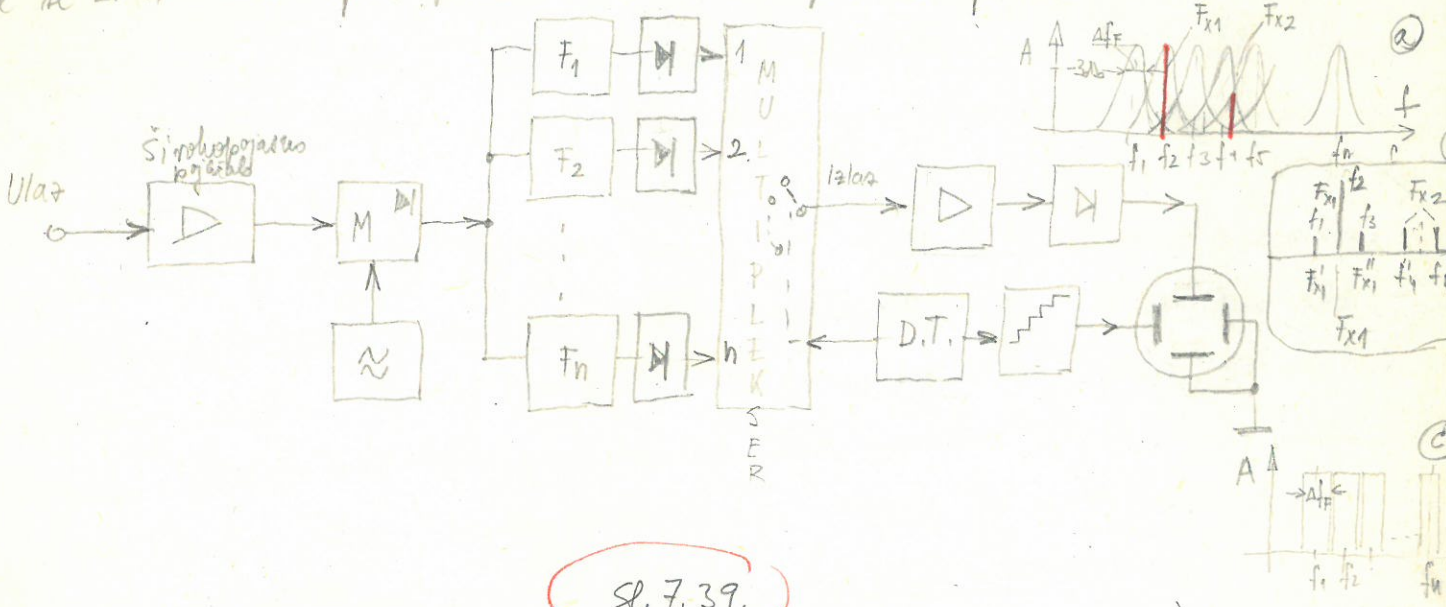
gdje  $k$  prirodni broj, a  $\omega_1$  osnovni harmonički član.  $C_k$  je amplituda  $k$ -tog harmoničkog člana, a  $\psi_k$  odgovarajući fazi pomak. Prikaz <sup>svih</sup> amplituda u frekvencijskom području je spektar amplituda, a faza  $\psi_k$  - spektar faza. Skraćeno pod spektrom se redovito smatra spektar amplituda. U mnogim slučajevima prikazuje se kvadrat amplituda, što predstavlja energetski spektar, jer je energija proporcionalna kvadratu napona ili struje. Koeficijenti  $C_k$  Fourierovog reda redovito predstavljaju na gustom lobičnom cijevi mapom ili struji. Izraz (7.33.) predstavlja amplitudni







Forme ulaznih harmonički čestica spektra padaju u propusno područje filtera onde će se izdati isključivo u jednom filteru očitovani kao amplituda spektra.



Sl. 7.39.

Na sl. 7.39. prikazan je analizator spektra koji obavlja analizu na paralelni način. Signal na ulazu pojačava se širokopojasnim pojačalom. Stupanj te pojačanja omogućava transportaciju ulaznog spektra u područje u kojem su podložni filteri  $F_1, F_2, \dots, F_n$ . Filteri su obično podložni u području, gdje je njihova izvedba najjeftinija i najjednostavnija. Filtere je teže izvesti na ostalom učestini ili vrlo visokim frekvencijama. Na izlazu iz filtera pojavljuju se one komponente spektra, kojih frekvencija odgovara propusnom području filtera. Propusno područje filtera suzava od najviše frekvencije signala koji se promatra. Ukoliko karakteristične frekvencije filtera nisu dovoljno stani harmonički čestice frekvencije  $F_{x1}$  onim što se sa maksimalnom amplitudom pojavljuje na izlazu filtera sa središnjom frekvencijom  $f_2$  ( $f_2 \approx F_{xi}$ ) pojavljuje se još sa smanjenom amplitudom na filteru  $f_1$  i  $f_3$ . Koliko će ta amplitudna razlika biti velika ovisi o stvarnosti kolovo filtera ili drugom riječima o njegovoj selektivnosti. Pojava signala harmoničkog čestice jedne frekvencije i na izlazu drugog filtera stvara prepreku sličnu o postojanju drugih harmoničkih čestica kojih zapravo nema. Idealna amplitudno-frekvencijska karakteristika filtera bila bi "pravokutnog" oblika prema sl. 7.39 c. Sposobnost razlučivanja (resolucije) dvaju harmoničkih čestica kod idealnog filtera sa pravokutnom frekvencijskom karakteristikom bila bi jednaka je njegovoj širini pojasa  $\Delta f_F$  kod realnih filtera primjenjivih u analizatorima

se kao  
daje  
 $f_1$  i  $f_2$   
to nije

\* Samo kod analize spektra u mikroskopu svetlosti podnežno (analizator kuhe)  
u akustici mogu se filteri razvijati i mehanicki preobrazivanjem



spoljne osi mora se da se

$$\Delta f_R = 2 \Delta F$$

(7.41.)

Da bi se ovo ostvarilo frekventnija karakteristika mora biti filtar strana da se paritetni frekvencije ( $f_{x1}'$  i  $f_{x1}''$ ) mogu na rastinu katodne cijevi ne primjećuju.

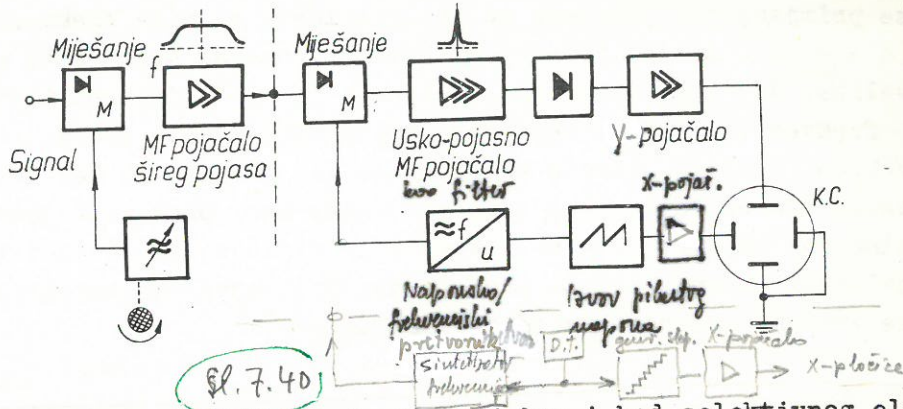
Analizator spektara na paralelnu način ima veliku prednost u vrlo hvalnom vremenu potrebnom za analizu, znatno kraćem nego što je to potrebno kod slijednog načina. Na ovaj način se čak mogu promatrati spektri jednokratne impulsa. Ovakvi analizatori ipak nemaju veliku primjenu jer su složeni, sastoji se od mnogo filtera, pa su precizna točna i skupi. Oni se katode i vrata i sa više stotine kanala, pa su <sup>poznati</sup> pod imenom mikroanalizator. U ovom slučaju javljaju se i poteškoće sa istovremenom indikacijom, zato se redovito koristi multiplexer, koji "otipkava" redom sve filtere redajući njihove islesne signale u numeričkom slijedu. Multiplexerom upravlja dvoje talita D.T., <sup>tahta</sup> Dvoje V također upravlja se generatorom stepenice. Generator stepenice otvara pomak u horizontalnom smjeru,  $\frac{t}{T}$  koji ima dimenziju frekvencije. Na taj način amplituda svake frekvencije je prikazana na pravom mjestu na rastinu. Upotrebom multiplexera dolazi, na šelost, do ~~produšenja~~ vremena analize signala.

Analizator sa slijednim radom

Slijedna metoda analize omogućava provesti analizu spektra upotrebom samo jednog filtra. Ovo se postiže <sup>na heterodinskom principu tj.</sup> mijenjanjem ulaznog signala s naponom oscilatora pa se tako ~~se ulazni~~ frekvencije ulaznog signala redom transportiraju u ~~filtru~~ propusno područje filtra, kao što je to bilo ~~realizirano~~ kod selektivnog voltmetra. Blok shema analizatora spektra sa slijednim načinom rada ~~predstavljaju~~ se na sl. 7.40.

Analizator može biti izveden sa jednim ili dva stepaja. ~~za~~ za miješanje. Ako je izveden sa jednim <sup>stepajom</sup> stepenom za miješanje, onda dio lijevo od crtkane linije otpada. Ovaj način omogućava da se analizom obuhvati šire područje frekvencija, jer otpada ograničenje frekventnog područja od prvog međufrekventnog pojačala, koje ima iako relativno široki, za mjerenja dosta ograničeni frekventni pojas. ~~U~~ Izvedba sa jednim <sup>stepajom</sup> stepenom za miješanje je redovito skuplja zbog složenije konstrukcije filtera.





Sl. 7.40

Princip rada je inače isti kao i kod selektivnog elektronskog voltmetra: ulazni signal zastupan sa nekoliko frekvencija  $f_{xn}$  miješa se sa promjenljivom frekvencijom oscilatora  $f_{op}$  dajući sumu  $f_{xn} + f_{op}$  i razliku  $f_{op} - f_{xn}$  frekvencija od kojih se ova posljednja izdvaja uskopojasnim filtrom  $f_m = f_{op} - f_{xn}$ . Da bi se dobila samo vrijednost amplitude signala, vrši se demodulacija i potrebno niskofrekventno pojačanje za postizanje dovoljnog vertikalnog otklona na zastoru katodne cijevi. Pilasti napon koji daje otklon u horizontalnom smislu na katodnoj cijevi upravlja i frekvencijom oscilatora  $f_{op}$  tako da između frekvencije  $f_{op}$  i pilastog napona  $u_p$  postoji linearni odnos

$$f_{op} = f_o(1 + k u_p)$$

MASSA (7.42.)

ili ~~logaritamski~~ logaritamski odnos

$$f_{op} = \log f_o(1 + k \cdot u_p)$$

MASSA (7.42.\*)

Promjenom frekvencije oscilatora  $f_{op}$  uz čvrstu centralnu frekvenciju filtra  $f_m$  postiže se pojačavanje različitih frekvencija  $f_{xn}$ , jer je

$$f_{xn} = f_{op} - f_m$$

MASSA (7.43.)

Budući da se linearna promjena pilastog napona može napisati kao  $u_p = k_p \cdot t$  to iznad (7.42.) poprima oblik

$$f_{op} = f_o(1 + k \cdot k_p \cdot t)$$

(7.44.)

Ovdje se vidi linearna ovisnost frekvencije  $f_{op}$  o vremenu. Frekvencija  $f_{op}$  nestiva se kliznom frekvencijom i ima presudni utjecaj na isobličena koja nastaju kod kliznog načina analize spektra, kao i brzina njezine promjene definirana izrazom

$$y = \frac{d f_{op}(t)}{dt} = k \cdot k_p \cdot f_o$$

(7.45.)

Da se istakne treperenje na zastoru i da se mogu uočiti promjene spektra eventualne brze



\* Što je vremenska konstanta  $\tau$  veća, to je potreban sponija promjena  
klime kolebanje, kako bi postat amplitude i uvo dovoljno vremena da dosegne  
maksimalnu vrijednost, odnosno stacionarno stanje.

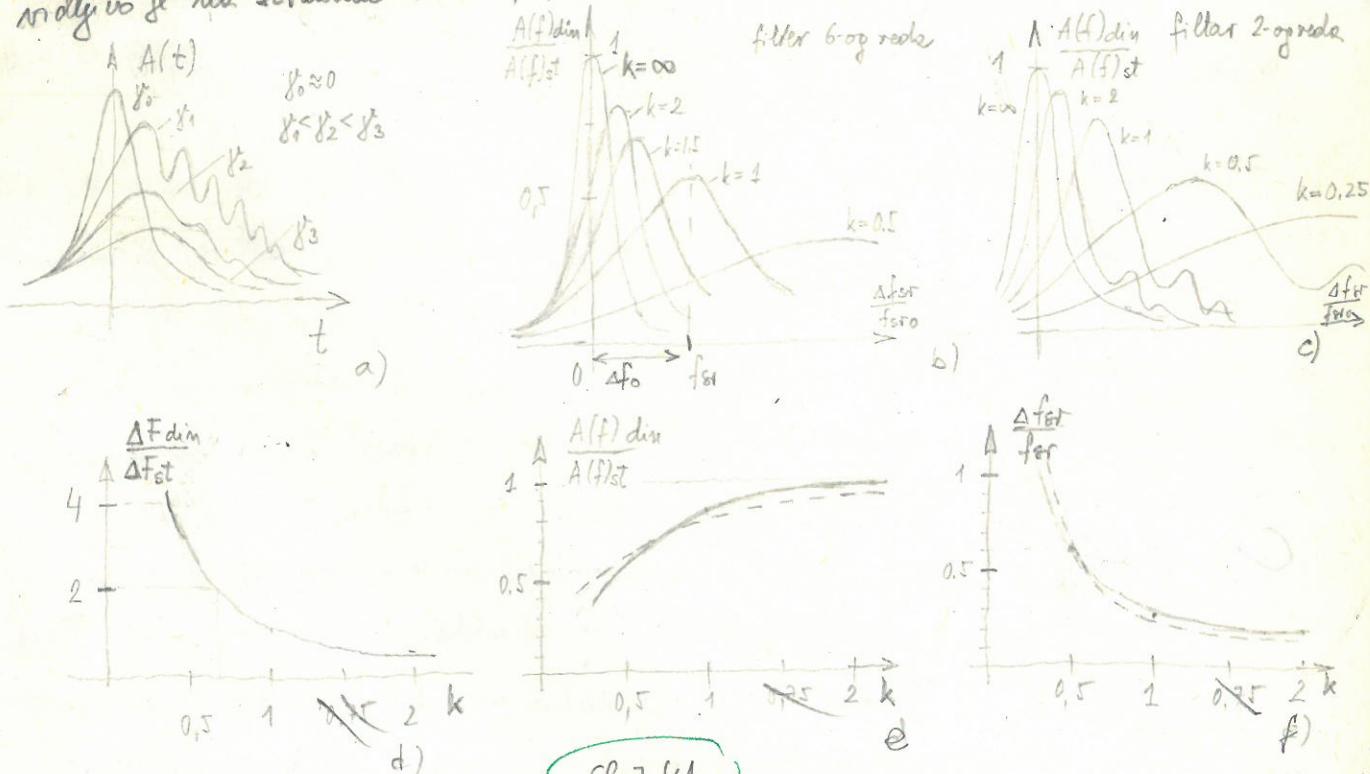
zabijeva se veća brzina promjene klase frekvencije  $\gamma$ , a druge strane velika razlika između isosiva niz izobličenja i pogreški koje nastaju u prikazu spektra. Kao prvo dolazi

do dolazi do smanjenja amplituda pojedinih komponenata spektra, a neke manje se mogu i potpuno izgubiti. Uzrok tome je da amplitude komponente signala ne mogu doseći svoju punu vrijednost ukoliko je brzina promjena frekvencije oscilatora prevelika, tj. ako je frekvencija pilastog napona previsoka, jer anvelopa amplituda signala raste izvjesno vrijeme na izlazu filtra, dok <sup>ne</sup> dosegne svoju maksimalnu vrijednost u

ovisnosti o vremenskoj konstanti filtra  $\tau_F$ . Ova vremenska konstanta obrnuto je proporcionalna širini propusnog pojasa filtra  $\Delta F$  tj.

$$\tau_F = \frac{b}{\Delta F} \tag{7.46.}$$

Konstanta  $b$  može poprimiti vrijednosti od 0.7 do 0.9 u ovisnosti od upotrebljenog filtra. Očito je da filtri sa više podmjernim propusnjim  $\Delta F$  imaju veći vremensku konstantu  $\tau_F$ , što znači da za postizavanje bolje rezolucije (manji  $\Delta F$ ) potrebno je duže vrijeme analize, odnosno manja brzina klizanja ~~subsonični~~ je, kako bi se izbjegla isobličenja. <sup>nestajni</sup> Kellove isobličenja kod veće brzine klizanja  $\gamma$  i s njom veći koeficijent  $k$  vidljivo je na slikama 7.41. a, b, c, d, e i f. Na sl. 7.41. a pokazane su ovisnost



Sl. 7.41.

amplitude  $A(f)$  dobivene na izlazu iz filtra (izlaz međufrekventnog pojasa) o brzini klizne frekvencije  $\gamma$ , gdje je vidljivo smanjenje amplitude i isobličenja koje se javljaju kao treptaji između najvišeg signala promjenljive klase frekvencije i







vlastite rezonantne frekvencije titranja kuga kod primjene filtra drugog reda. Na drugom dijagramu (sl. 7.41b) vidi se opet ovisnost relativne amplitude o koeficijentu k karakterističnom za ova razmatranja. Koeficijent k je definiran kao

$$k = \sqrt{\pi} \frac{\Delta f_{st}}{\sqrt{\gamma}} = 1,77 \frac{\Delta f_{st}}{\sqrt{\gamma}} \quad (7.47.)$$

pa ispostavi se da je i ova funkcija brtine klizne frekvencije  $\gamma$ . Oznakom  $A(f)_{st}$  označava se <sup>statička</sup> amplitudno-frekvencijska karakteristika tj. kada je  $\gamma = 0$  odnosno  $k = \infty$ . U svim ostalim slučajevima za sve veći brtine klizne frekvencije  $\gamma$  odnosno sve manji koeficijent k dolazi do smanjenja amplitude  $A(f)_{din}$  i pomaka središnje frekvencije filtra  $\Delta f_{st}$ . Na sl. 7.41.c prikazan je ovaj slučaj za filter drugog reda. Sa uvođenjem dijagrama, ~~a i iz izvora~~ je također vidljivo da dolazi do proširivanja frekvencijskog pojasa međufrekventnog filtra  $\Delta f_{din}$ , kao funkcija povećane brtine klizne frekvencije  $\gamma$ .

$$\Delta f_{st} = 0,564 k \cdot \sqrt{\gamma}$$

Prema tome određena je i maksimalna dozvoljena brtina klizne frekvencije  $\gamma_{max}$  uz dozvoljena izobličenja određena koeficijentom k na statičku širinu <sup>propusnog</sup> pojasa međufrekventnog filtra  $\Delta f_{st}$  iz relacije (7.47.) upisane kao

$$\gamma_{max} = \pi \cdot \frac{\Delta f_{st}^2}{k^2} \quad (7.48.)$$

Na slicama od d do f prikazano je vidom kako se proširuju podmreži propusnoga filtra smanjenom koeficijentu k odnosno povećanjem brtine klizne frekvencije  $\gamma$ , što znači da dolazi do pogoršanja rezolucije; ostim kako se smanjuje amplituda harmoničke komponente spelitne u slučaju smanjenja k odnosno povećanja  $\gamma$  i kako se pomiče središnja frekvencija filtra  <sup>$f_{st}$</sup>  povećanjem  $\gamma$  odnosno smanjenom k. Ova dva posljednja izobličenja su pogotovo značajna, jer smanjenje amplitude znači gubitak informacije o amplitudi harmoničkog člana, a pomak središnje frekvencije daje gubitak informacije o frekvenciji na kojoj se nalazi ~~određeni~~ određeni harmonički član. Za navedenih molopa je važno da postoji linearni odnos između frekvencije i napona kod nepovratno-frekvencijske pretvorke kako pojedini harmonički članovi ne bi bili "skewirani" respektivno kliznim brtinama  $\gamma$  te imali prema tome različita smanjenja amplituda, odnosno povećanja frekvencije pomaka  $\Delta f_{st}$ .





*titrajućeg kruga*

\* ~~Proizmena frekventije oscilacija može se ostvariti promjenom induktivnosti L.~~  
 Frekvencija oscilacija oscilatora  $\omega_0$  određena rezonantnom frekvencijom titrajućeg kruga (poglavlje 8.2.2.)

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (7.49.)$$

Proizmena induktivnosti L se može postići promjenom magnetske permeabilnosti  $\mu$  u magnetske permeabilnosti  $\mu$  je opet funkcija jakosti magnetskog polja  $H = (z \cdot I) / l$ .  
 Približno dijapozonu na sl. 7.42.a. Na krivulji promjene permeabilnosti je potrebno se odabrati <sup>poželjno</sup> vrednu točku  $H_0$ , što se postiže istovremenom strujom  $I_0$ .  
 Promjena permeabilnosti <sup>od  $\mu_{min}$  do  $\mu_{max}$</sup>  dovodi se i promjenom komponenta polja  $\Delta H$  istovremeno postavljenom <sup>(2)</sup> strujom  $i$  kroz ovaj namotaj. U magnetskom krugu u kojem se traži ~~post~~ namotaj na jezgri od materijala <sup>nišlog permeabilnosti</sup> koji se mijenja induktivitet titrajućeg kruga L. Promjenom struje  $i$  odnosno magnetskog polja  $\Delta H$  postiže se promjena L odnosno frekvencije oscilacija titrajućeg kruga. Tako se strujom  $i$  u ovom slučaju utiče na frekvenciju oscilatora  $f_0$ . Zadovoljavajući linearni odnos između struje  $i$  i frekvencije može se postići kod ne veći od 10%-ne relativne promjene rezonantne frekvencije  $f_0$ .



Frekvencijske base. Naponsko frekvencijski pretvarači

Najveći sklop frekvencijske base je naponsko-frekvencijski pretvarač koji omogućava upravljanje frekvencijskim oscilatorom. Upravljanje se može izvršiti naponsko potrebstvom kapacitivnih <sup>Zato se često koristi i naponski upravljeni oscilator (NUO ili engleski VCO voltage oscillator)</sup>

Varicap dioda ili strujno, promjenom induktivnosti, a za frekvencije veće od 1 GHz pomoću VIG rezonatora kojemu se rezonantna frekvencija mijenja pod magnetskim poljem. Ipak se u području frekvencija ispod 1 GHz najčešće koristi kapacitivna dioda (varicap). Frekvencija oscilatora određena je rezonantnom frekvencijom oscilatora prema izrazu (7.49.)

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad \text{NAZAD (7.49.)}$$

Ako se kao kapacitet koristi kapacitivna dioda, čija se kapacitivnost mijenja u ovisnosti o istosmjernom naponu  $u$  na diodi prema izrazu (3.12) ~~imamo da je~~

$$C = \frac{C_0}{n \sqrt{1 - \frac{u}{u_p}}} \quad \text{NAZAD (3.12.*)}$$

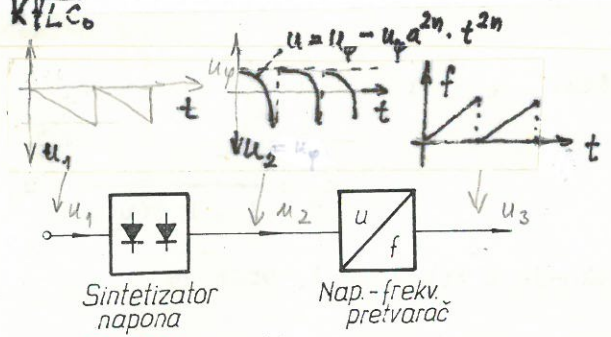
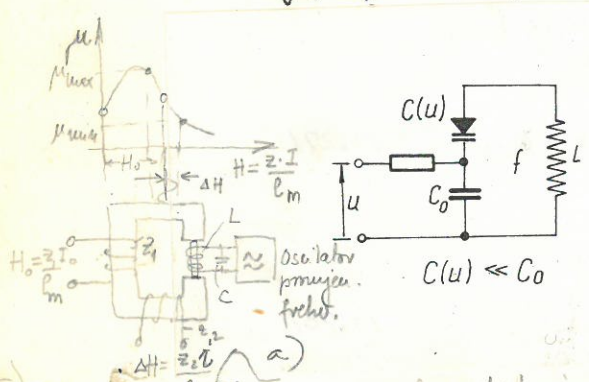
~~Odatle izlazi~~ <sup>onda se</sup> uvrštavanjem  $u$  (7.49.) dobiva

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC_0}} \sqrt{1 - \frac{u}{u_p}}^{2n} \quad \text{NAZAD (7.50.)}$$

Vidimo <sup>se</sup> da na frekvenciju  $\omega_0$  oscilatora možemo <sup>se</sup> utjecati naponom  $u$ , no odnos između napona i frekvencije  $\omega_0$  nije linearan, pa ako bi vršilo upravljanje linearnim pilastim naponom, ne bi ~~se~~ <sup>se</sup> dobio linearni porast frekvencije u ovisnosti o vremenu. Zato se provodi linearizacija <sup>uz pomoć karakteristične</sup> upravljanjem oscilatora tako izobličnim naponom, da se dobije linearna promjena frekvencije o vremenu ~~na način da je~~  $\omega_0 = k \cdot t$ , što uvrštavanjem u (7.50) daje

$$u = u_p [1 - (at)^{2n}] \quad \text{NAZAD (7.51.)}$$

gdje je koeficijent  $a = k \sqrt{LC_0}$



Sl. 7.42. b)

a) Ako se sada bitniji sklop oscilatora sa kapacitivnom <sup>naponom</sup> prema izrazu (7.51) dobiva se linearna ovisnost frekvencije napona  $u_3$  o vremenu, jer je



$$\omega_0 = \frac{a}{\sqrt{LC_0}} \cdot t$$

(7.52.)

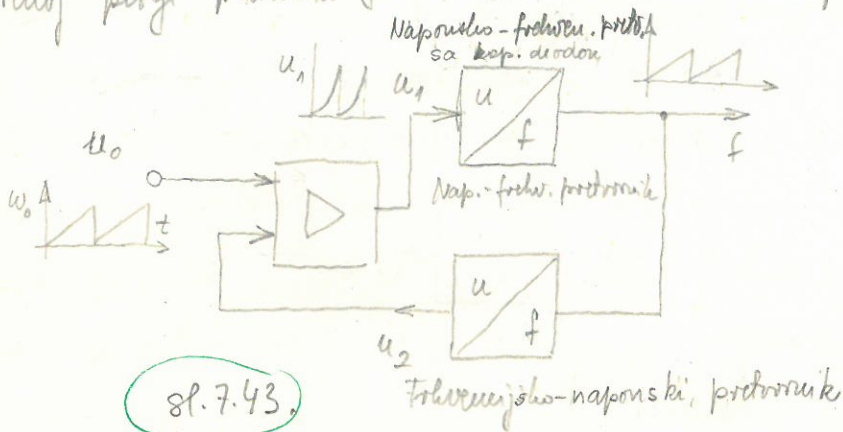
Kako je pilasti napon  $u_1$  na ulazu u sklop  $u_1 = -k \cdot t$ , onda je

$$\omega_0 = \frac{-a}{k\sqrt{LC_0}} \cdot u_1$$

(7.53.)

pa se vidi da vlada linearni odnos između napona  $u_1$  na ulazu u sklop i frekvencije oscilatora  $\omega_0$ , što se i naprijed htjelo postići. (sl. 7.42 b).

Ovdje opisani način linearizacije bio je proveden u otvorenoj petlji sa diodnim sintetizatorom žigne karakteristike. No linearizacija se može postići i u zatvorenoj petlji samo je sklop složeniji. Bloki ~~shema~~ shema sklopa kojim se provodi linearizacija u zatvorenoj petlji predstavljen je na sl. 7.43 Na ulaz diferencijalnog pojačala dovodi



se referentni pilasti napon  $u_0$  i napon  $u_2$  iz diskriminatora, koji frekvencijsku promjenu pretvara u naponsku, prema izrazu

$$u_2 = k_2 \cdot \omega \quad \text{MREDA (7.54.)}$$

Razlika napona  $u_0 - u_2 = u_1$  upravlja oscilatorom promjenjive frekvencije sa kapacitivnom

diodom. Znamo da između frekvencije  $\omega$  i napona  $u_1$  ne vlada linearan odnos prema formuli /4.50/ pa zato  $u_1$  ne može biti linearan. Primjenom negativne povratne veze izobličiti će se napon  $u_1$  tako, da će odnos između napona  $u_0$  i frekvencije postati linearan. Da ne pišemo izraz /4.21/, koji nije sasvim točan, ~~uzmemo~~ <sup>uzmemo</sup> općenito da je

$$\omega = k_1 u_1 \cdot F(u_1) \quad \text{MREDA (7.55.)}$$

gdje F označuje ~~neku~~ funkcionalnu vezu frekvencije  $\omega$  sa  $u_1$ , onda se uvrštavanjem /4.55/ u /4.54/ dobivamo

$$u_2 = k_1 k_2 F(u_1) \cdot u_1 \quad (7.56)$$

Kako je  $u_0 - u_2 = u_1$ , izlazi da je

$$u_2 = \frac{k_1 k_2 F(u_1)}{1 + k_1 k_2 F(u_1)} \cdot u_0 \quad (7.57)$$

odnosno, ako je  $k_1 k_2 F(u_1) \gg 1$  onda je  $u_2 = u_0$  ili

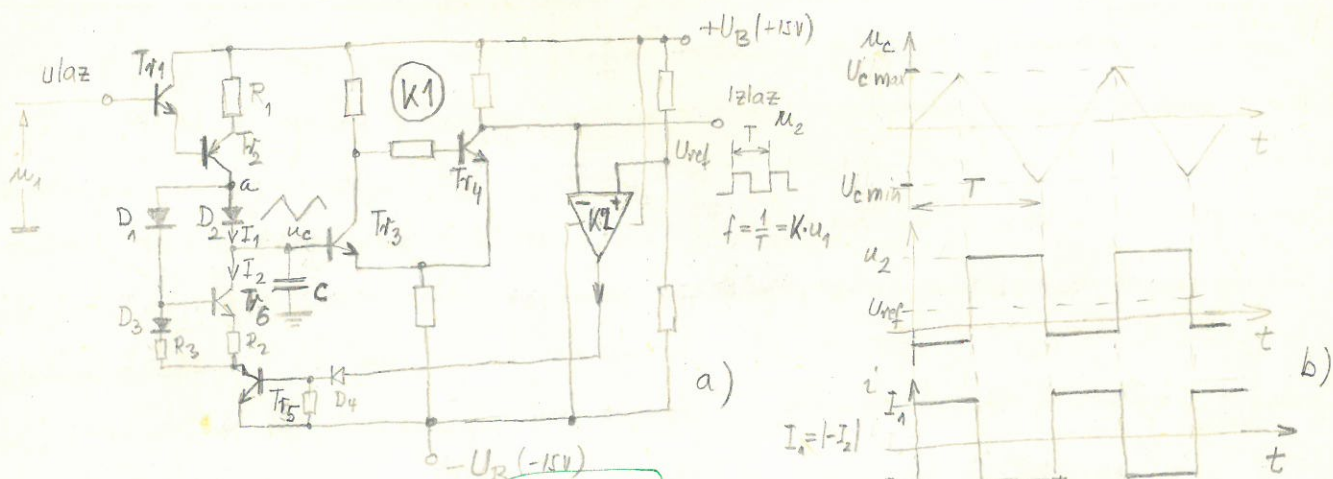


$$\omega = \frac{1}{k_2} \cdot u_0 \quad (7.58)$$

Prema tome se frekvencija mijenja linearno sa referentnim pilastim naponom  $u_0$ , što se je htjelo i postići.

Kod nižih frekvencija kao nepouzdani upravljači oscilatori koriste se astabilni multivibratori. No da bi odnos između frekvencije i napona bio linearan, mora se nabijanje odnosno isbijanje kondensatora, koji određuje frekvenciju oscilacija, provesti konstantnom strujom. Upotrebom otpornika to nije postignuto pa je odnos logaritmičan. Upotrebom tranzistora kao strujnih izvora kod nabijanja i isbijanja kondensatora može se postići linearan odnos između upravljačkog napona i frekvencije. Naponi koji se u ovom slučaju dobivaju pravokutnog su oblika, a frekvencija im nije veća od 1 MHz. S diodnim sintezatorima može se dobiti sinusni napon kao što je to opisano u poglavlju 8.2.3. Ovakav tip naponsko-frekvencijskog pretvornika osim kod analizeora spilitna na niskim frekvencijama često se primjenjuje kod faze povratne veze i sintezatora frekvencija, što je opisano u poglavlju 8.3.2.

Na sl. 7.44a prikazan je V naponsko-frekvencijski pretvornik koji se sastoji od dva osnovna dijela, izvora pilastog napona i dva naponska komparatora.



sl. 7.44

Ulazni napon  $u_1$ , nakon što je pojačan, upravlja strujom tranzistora  $T_2$  koji predstavlja strujni izvor. Ako tranzistor  $T_6$  ne vodi, struja  $I_1$  nabija kondensator C na konstantnu naponu  $u_c$  raste prema vremenu

$$u_c = \frac{I_1}{C} \cdot t \quad (7.59)$$

Kada napon  $u_c$  naraste do vrijednosti  $U_{cm}$  tranzistor  $T_3$  provode, što ima za posljedica ne vodjenje tranzistora  $T_4$ , a vodjenje tranzistora  $T_5$  pozitivnom drugog komparatora  $K_2$ , koji daje negativan izlaz kod pozitivnog napona



\*  
koji određuju struju  $I_2$  kroz  $T_6$   
Tako da vrijeme nabijanja i isbijanja kondenzatora C je duže. Da bi struja  
kroz bazu tranzistora  $T_3$  bila što manja redovito se tranzistoru  $T_3$  dodaje još jedan tranzistor  
u Darlington-ovom spoju. (Ova na skemi radi je dvostranosti nije prikazano)

ne invertiranoj polkružnici. Transistori  $T_3$  i  $T_4$  predstavljaju Schmitt-ov oblik slop odnosa komparator  $K_1$ .

✓ Kada transistor  $T_5$  vodi, vodi i  $T_6$ , kao i dioda  $D_2$ , što znači da dioda  $D_2$  zbog anode (točka a) na negativnom potencijalu prestaje voditi, pa se kondenzator C počinje isbijati konstantnom strujom  $I_2$  preko transistora  $T_6$  i  $T_5$ . Kada napon na transistoru  $T_3$  dosegne minimum vrijednost  $U_{min}$  transistor  $T_3$  je pretao voditi, što ima za posledicu vrtanje transistora  $T_4$  a ne vrtanje transistora  $T_5$  i diode  $D_1$  i  $D_3$ . Sada dioda  $D_2$  vodi i kondenzator C se ponovo nabija preko transistora  $T_2$  i diode  $D_2$ . Na taj način <sup>ovaj</sup> ciklus se neprekidno ponavlja.

Prema tome kako se mijenja napon  $u_1$  tako se mijenja struja  $I_1$  kroz transistor  $T_2$  pa se može napisati  $I_1 = S \cdot U_1$ , što uvrštavajući u (7.59) pokazuje da je

$$U_{cmax} - U_{cmin} = \frac{S \cdot U_1}{C} \cdot \frac{T}{2} \quad \text{Ovdje je } S \text{ strujna } S = \frac{I_2}{U_1} \quad (7.60.)$$

Uz pretpostavku da su struje nabijanja  $I_1$  i isbijanja  $I_2$  jednake po svojoj apsolutnoj vrijednosti izraz (7.60) se može napisati u obliku

$$f = \frac{1}{T} = \frac{S}{2C \cdot (U_{cmax} - U_{cmin})} \cdot U_1 \quad (7.61.)$$

gdje je očita linearna ovisnost frekvencije  $f$  impulsa na izlazu napona - frekvencijskog pretvornika o naponu  $U_1$ . Linearnost koja se na ovaj način može u najboljim slučajevima postići je  $\pm 0.01\%$  od pune skale. Koeficijent proporcionalnosti  $K$ , koji je definiran kao  $K = f/U$  može najviše iznositi kod ove vrste naponsko-frekvencijskih pretvornika  $10^5 \text{ Hz/V}$ . ~~Kod naponsko-frekvencijskih pretvornika ovaj se još kod nekih snižava frekvencija.~~

### Digitalni analizator spektra

<sup>numerički</sup> Analiza spektra može se provesti potpuno računski putem tako da se računaju na prethodno pogledanoj pojedini koeficijenti Fourierovog reda prema izrazima (7.39) i (7.40) navedenim u ovom

slučaju potrebno je nakon pojačanja ulaznog signala i dorotiranja na normiranu vrijednost kvadrirati ga analognim-digitalnim pretvornikom u binarni broj. Svi dobiveni brojevi uskladišuju se u pomnožene registre. Drugi <sup>posredni</sup> register ima određeni broj bitova koji se broj usoraka usunira u jednu ciklusu. ~~Obično odgovara i određeni broj u horizontalnom smjeru od početka do kraja.~~ Obično je to 1024 usoraka. Nakon toga pristupa se računskoj obradi signala, tako da se pojedine amplitude signala  $Y_i(i \cdot \Delta t)$  mogu sa pripadnim vrijednostima trigonometrijskih funkcija  $\cos \frac{2\pi \cdot i}{M} \cdot k$  i  $\sin \frac{2\pi \cdot i}{M} \cdot k$  tako da se dobivaju izrazi (7.39) i (7.40) u diskretnoj formi

$$A_k = \sum_{i=0}^{M-1} Y_i(i \cdot \Delta t) \cdot \cos \frac{2\pi \cdot i}{M} \cdot k \quad (7.62.)$$

$$B_k = \sum_{i=0}^{M-1} Y_i(i \cdot \Delta t) \cdot \sin \frac{2\pi \cdot i}{M} \cdot k \quad (7.63.)$$

Ovdje  $k$  poprima <sup>vrijednosti iz</sup> niza prirodnih brojeva  $k = 1, 2, 3, \dots$  koji predstavljaju harmoničke članove Fourierovog reda. Tako nakon što su se umnoženja provela za  $k = 1$ , što

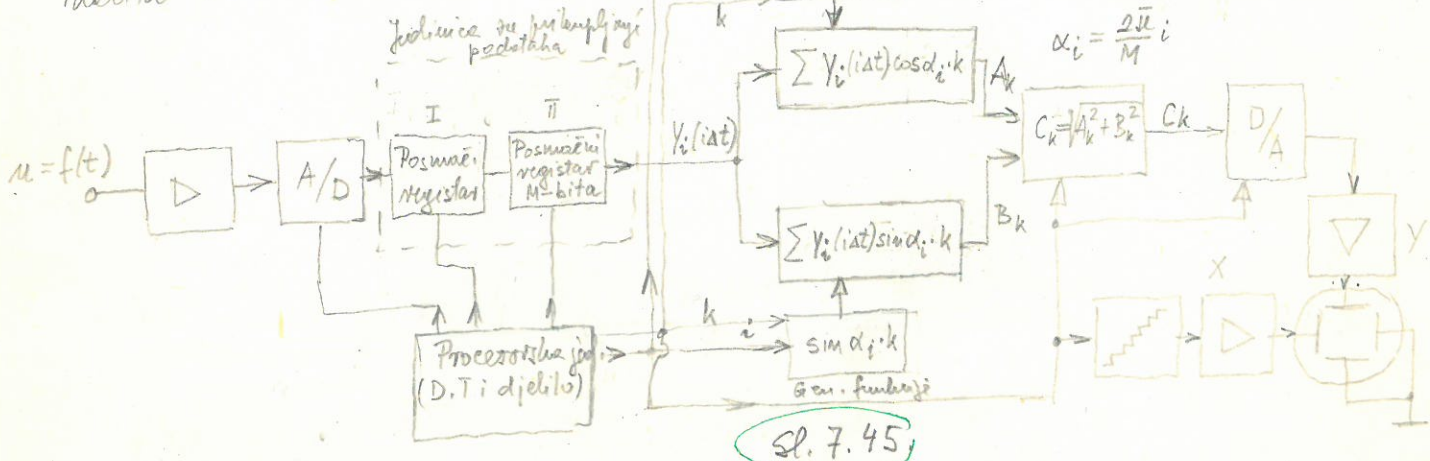


deje prvi harmonički član, provodi se sa  $k=2$  u drugi harmonički član itd. U dobivenoj se vrijednosti za svaki harmonički član Fourierovog reda. Amplituda svakog harmoničkog člana izračunava se prema izrazu

$$C_k = \sqrt{A_k^2 + B_k^2}$$

(7.36\*)

Ove se vrijednosti prikazuju na sestru halodine cijevi kako bi se dobio špičtar frekvencija promatrane signale. Kako se ovu provodi prikazano je na pojednostavljen način blok shemom na sl. 7.45. Pri tome će se radi veće preglednosti označiti sa  $2\pi i/M = \alpha_i$



Sl. 7.45

Računska obrada sastoji se u množenju vrijednosti pojedinih amplituda signala  $A_i(i\Delta t)$  sa pripadnim vrijednostima  $\cos \alpha_i \cdot k$  odnosno  $\sin \alpha_i \cdot k$  pa se svi ovi dobiveni umnošci ~~izdaju~~ obrađuju. Ako je pri tome  $k=1$ , onda su se dobile vrijednosti  $A_1$  i  $B_1$ , koje odgovaraju prvom harmoničkom članu. Zatim se ponovo sadržaj drugog posrednog registra puste u jedinice za izračunavanje  $A_k$  i  $B_k$  s time da je sada  $k=2$  pa se dobivaju vrijednosti drugog harmoničkog člana  $A_2$  i  $B_2$ . Tako se isti postupak ponavlja, dok se ne izračunaju svi potrebni harmonički članovi. Tada se sadržaj drugog posrednog registra prerasu usimujući nove ~~u~~ vrijednosti podataka za sljedeći period. Da bi se postupak ubrzo pojednostavnio za određivanje drugog harmoničkog člana  $2\alpha_i$  služi se podacima o prvom članu  $\alpha_i$  i poznatim trigonometrijskim formulama za sabiranje kutova tako da je

$$\sin 2\alpha_i = 2 \sin \alpha_i \cos \alpha_i$$

(7.37.) 764 ↓

$$\cos 2\alpha_i = \cos^2 \alpha_i - \sin^2 \alpha_i$$

(7.38.) 765

Na isti način se dobivaju treći član konite se podaci ponovi o prvom i drugom članu, kako sledi

$$\sin 3\alpha_i = \sin 2\alpha_i \cos \alpha_i + \cos 2\alpha_i \sin \alpha_i$$

(7.39.) 766

$$\cos 3\alpha_i = \cos 2\alpha_i \cos \alpha_i - \sin 2\alpha_i \sin \alpha_i$$

(7.40.) 767

Drim postupkom (bina Fourierova transformacija) jedanput dobivene vrijednosti za  $\sin \alpha_i$  i  $\cos \alpha_i$  treba sa sobom množiti među sobom, a ne treba ponovo izračunavati njihove trigonometrijske vrijednosti za različite  $k$ . Konkretni rezultat dobiva se kvadriranjem  $A_k$  i  $B_k$ , njihovim sabiranjem i vrtanjem drugog koriguje. Ako se želi dobiti energijski špičtar, koji je proporcionalan kvadratu amplitude drugi koriguje nije potrebno vaditi nego samo vrijednosti  $C_k$ .



Digitelni postupak omogućava postizavanje vrlo točnih rezultata, bez izobličenja, te vrlo dobru rezoluciju koja stiže čak do 0,01 Hz. No ova vrsta analize spektra nije naročito brza i razvijana je za sponje promjene u području <sup>med.</sup> biomedicinske tehnike, akustike, vibrologija i sl. Najviše granice frekvencije signala kojima se na ovaj način može analizirati spektar su oko 100 kHz.

### 7.4. Ostali prikazi drži mjernih veličina

#### 7.4.1 Apsorpcijski analizatori i spektrofotometri

U proučavanju kemijskih procesa i analizi kemijskih spojeva i smjesa od posebnog su značaja apsorpcijske metode analize. Ove metode danas se temelje <sup>uglavnom na</sup> primjeni elektroničke instrumentacije. Mogu se <sup>općenito</sup> dvije vrste ovih instrumenata i to one predviđene za proučavanje nekog tehnološkog industrijskog procesa, gdje je potrebno kontrolirati koncentracije nekih komponenti u protoku plina ili tekućine i one predviđene za laboratorijske analize. Prve su poznate pod imenom protokni apsorpcijski analizatori, a <sup>u</sup> drugu izvedbu spadaju spektrofotometri koji se upotrebljavaju za laboratorijske analize. Prvi apsorpcijski analizator obično <sup>kontinuirano</sup> prati <sup>se</sup> promjene koncentracije jedne specifične komponente u vremenu, pa zato ~~se~~ zbog sponje promjena može upotrebljavati pisac i kontrolnu <sup>popunjuju</sup> mehaničkim motorim mehanizmom. Spektrofotometri daju <sup>pisac</sup> snih komponenti ~~pisac~~ u nekoj smjesi s time da se prati apsorpcija kao funkcija valne <sup>ili frekvencije</sup> dužine i ultravioletnog (UV), vidljivog ili infracrvenog zračenja. Na osnovu postignutih apsorpcija na određenim valnim dužinama može se utvrditi <sup>spektrogrami</sup> ~~se~~ kakavog kemijskog sastava je dotična komponenta. Ovakvo dobiveni ~~se~~ redovito isčitavaju koordinatnim pisacem, a ~~se~~ u novije vrijeme tičkaju se podaci o veličini apsorpcije kod pripadne frekvencije ~~se~~ stampacem. Spektrofotometri nisu



podlomi za direktno praćenje protoka. Za tu svrhu su predviđeni protokni analizatori zbog svoje robustnosti i jednostavnosti u rukovanju. Otkrivaju na izvor zračenja i upotrebljavaju pretvornike protokni analizatori i spektrofotometri su podijeljeni na ultravioletne i sa vidljivim dijelom spektra i one sa infračervenim dijelom spektra. Prvi pokrivaju <sup>od UV do vidljivog</sup> dio spektra (380nm do 780nm), a drugi pokrivaju područje infračervenog zračenja od 2.5µm do 50µm.

U navedenim područjima nalaze se apsorpcijske linije većine komponenti koje se analiziraju. Može se reći da u UV-području imaju broj komponenti i sama svoj apsorpcijski spektar nego u infračervenom području.

Apsorpcija je određena ~~brojem~~ zakonom

$$I = I_0 e^{-k \cdot c \cdot d} \quad (7.41.) \quad 268$$

gdje je  $I$  intenzitet zračenja na udaljenosti  $d$  od izvora u ovom slučaju meka je izražen u cm,  $c$  je koncentracija promatrane tvari u mol/dm<sup>3</sup>, a koeficijent  $k$  je proporcionalan apsorpciji. Ako se gornji izraz logaritmiramo dobiva se da je

$$\ln \frac{I_0}{I} = k \cdot c \cdot d \quad (7.42.) \quad 269$$

Apsorpcija <sup>baseija</sup> se definiše kao

$$A = \log \frac{I_0}{I} = \frac{k}{2,303} c d = a \cdot c \cdot d \quad (7.43.) \quad 270$$

pa je ovaj apsorpcija  $a = k/2,303$  izražen u dm<sup>3</sup>/mol.cm. Transmitemija je definirana kao  $T = I/I_0$  pa je zato

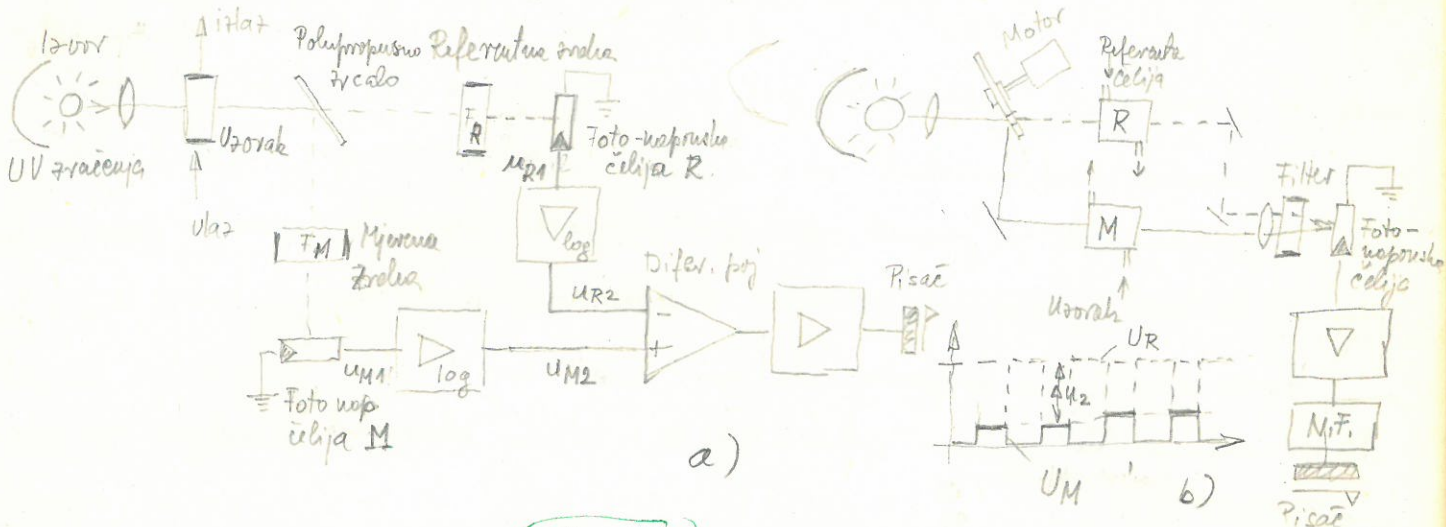
$$A = \log \frac{1}{T} \quad (7.44.) \quad 271$$

### Ultravioletni apsorpcijski analizator

Ultravioletni apsorpcijski analizator sastoji se od izvora ultravioletnog (UV) zračenja, filtera, da se dobije monokromatsko zračenje usputa ~~koji se promijena~~ i pretvornika koji UV-zračenje pretvara u električnu struju. Na istu debljinu  $d$  usputa intenzitet  $I$  koji se mijeni pretvornikom ovisi o apsorpciji i koncentraciji promatrane tvari. Kako je koeficijent apsorpcije  $a$  za istu tvar isti, to će se na ovaj način moći odrediti koncentracija  $c$  tvari koja se analizira. No upotreba provedena na ovaj način bila bi vrlo netočna, zato se <sup>zračenja</sup> upotreba redovito



Privede se drugi UV-zraka od kojih jedna služi kao referentna.



Sl. 7.46.

sa jednom nedjeljivom znakom (a) sa drugom (b)

Na sl. 7.46. prikazane su drugi izvedke UV-absorpcijskog analizatora: Uz imena ultravioletnog zračenja na sl. 7.46. a UV-zraka V prolazi kroz usovak sa ispitivanom materijom. Nakon djelomične apsorpcije zračenje se dijeli na dva dijela na polupropusnom zrcalu. Jedna zraka sada ide kroz filter  $F_M$  koji jako apsorbira sve valne dužine UV zračenja osim onog koje odgovara valnoj dužini  $\lambda_M$  koji apsorbira  $F_R$  koja se ispituje tako da je intenzitet zračenja  $I_M$  na foto-naponskoj ćeliji  $U_{M1}$  dosta ~~velik~~ <sup>mal</sup> i on sam o koncentraciji. Druga zraka tzv. referentna zračenje prolazi kroz filter  $F_R$  koji propušta sve valne dužine UV zračenja osim valne dužine  $\lambda_R$ . Oni valni  $I_R$  apsorbira ispitivom usovak, tako da je intenzitet ove zrake  $I_R$  praktički neoslabljen. Napone koji se dobiju na istom iz foto-naponske ćelije pojačavaju se logaritamskim konstantnim pojačavanjem. Pojačani naponi sa ovih pojačala privede se diferencijalnom pojačalu koje pojačava njihovu razliku pa se na kraju ovako pojačani naponi nakon strujnog pojačanja dovodi na registrotor sa pisacem. Na osnovu navedenog može se napisati da je

$$U_{R2} = \ln k_1 U_{R1} = \ln k_1 k_2 I_R \tag{7.45.) 7.72}$$

$$U_{M2} = \ln k_1 U_{M1} = \ln k_1 k_2 I_M \tag{7.46.) 7.73}$$

Ovdje se pretpostavlja linearni odnos između napona na istom i prethodnih i intenziteta UV ili vidljivog zračenja pa je  $U_{R1} = k_2 I_R$  odnosno  $U_{M1} = k_2 I_M$ . Razlika  $\Delta U_2$  između diferencijalnog pojačala je konstantna



$$\Delta u_2 = u_{R2} - u_{M2} = I_M \frac{I_R}{I_M} = A$$

(7.47.) 776

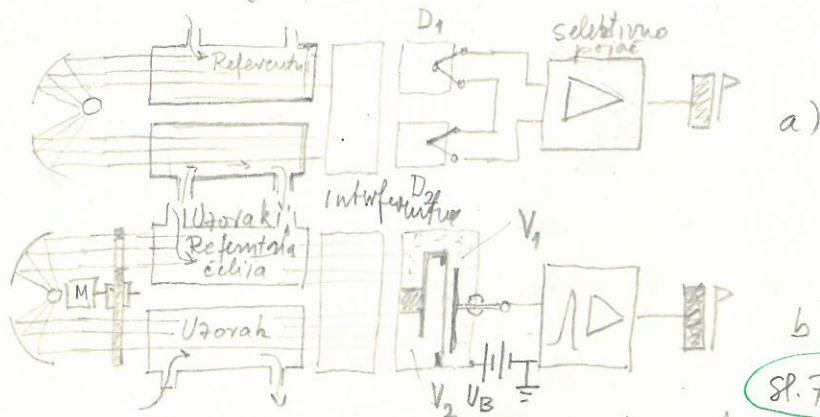
Što predstavlja ~~koeficijent~~ apsorpciju. Izraz (7.47.) još pokazuje da je napon na izlazu apsorpcije ~~linearno~~ pojačala odnoseno otklonu pisaca linearno proporcionalan sa koeficijentom apsorpcije  $A$ , što drugom riječima znači sa koncentracijom ispitivane tvari  $c$ , jer se debljina usotke i koeficijent apsorpcije konstante. Prednosti ove metode sa druge strane su u tome što promjene u intenzitetu svjetla, formiranje mjehurica kod protoka usotke i slične smetnje nemaju <sup>većeg</sup> utjecaja na točnost mjerenja.

99C | Kod izvedke uređaja prema sl. 7.46.b vidimo scalo sa jednodobnim rasporotomim napona blizu njegovog oboda tako da UV-zračenje ili svjetlo svjetla čas prolazi kroz jednu rupu, a čas se reflektira. Kad zračenje prolazi kroz rupu prolazi i kroz referentnu ćeliju, a kad se reflektira od dijela scale gdje nema rupe, prolazi kroz ćeliju sa usotkom, gdje se biva apsorbirana. Jedna i druga svjetla sada su nekom filterije sa <sup>istom</sup> valnom dužinom  $\lambda_M = \lambda_R$  usvojene na isti fotorepoznu ćeliju, rezultat je samo u tome da jedna svjetla dolazi za drugom, tako da se zbog različitog intenziteta na izlazu iz fotorepozne ćelije pojavljuje izmjenični napon, kojega je amplituda proporcionalna razlici intenziteta primljenog zračenja. U ovom slučaju se kompenziraju, kao i u prethodnom promjeni intenziteta svjetlosnog izvora, ali ne i pojava mjehurica odnoseno učestoa na stabilu referentnu ćeliju ili ćelije sa usotkom. Radi pojačanja osjetljivosti u ovom posljednjem slučaju sa druge strane može se ~~upotrijebiti~~ i fotomultiplikator. Frekvencija prelaska svjetla je oko 30 Hz tako da je prije približno pisaca potrebno priključiti niskopropusni filter. Kao izvor UV zračenja <sup>i bodrove</sup> upotrebljavaju se žarulje sa ultravioletnim mit, halogene, sa finim paramet. Sve ove ne pokrivaju cjelokupno frekventijsko područje, nego se odobiru prema valnoj dužini apsorpcije tvari koja se ispituje. Na ovaj način se mogu ispitati različiti organski spojevi posebno aromatički ugljikovodici, zatim aceton, acetaldehid, benzoni, fenoli, amonijak, klor, nitrooksidi itd. Zatim ~~je~~ ultravioletni analizator može ispitivati tragove ulja u vodi i uopće onečišćenja vode u njima i lukama.



Infracrveni apsorpcijski analizator

Infracrveni apsorpcijski analizator počiva na principu da kod apsorpcije infracrvenog svjetla na nekoj valnoj dužini  $\lambda_m$  karakterističnoj za taj plin dolazi do zagrijavanja tog plina istog toga povećanja temperature. Također apsorpcijski



Interferentne ćelije služe za odstranjivanje njezine komponente koji se ne žele analizirati.

Sl. 7.47.

analizator prikazan je na sl. 7.47. Iz infracrvenog izvora idu dva snopa infracrvenog svjetla od kojih jedan prolazi kroz referentnu ćeliju a drugi preko ćelije sa uzorkom plina tako da drugi detektor dobiva manje energije infracrvenog zračenja, jer je ova apsorbirana od strane uzorka plina koji je na karakterističnoj valnoj dužini. Budući da infracrveno zračenje prolazi kroz referentnu ćeliju ispunjenu argonom, gdje ne dolazi do apsorpcije pa prema tome i više energije dolazi na detektor  $D_1$ . Oba su detektora ispunjena plinom koji se ispituje a u svakom od njih dolazi se po jednu baterija termoparova (kromel-konstantan) koji su spojeni u seriji sa ~~potencijom~~ predamplifikatorom tako da pojačaju razliku temperatura koja je uzrokovana razlikom koncentraciji plina koji se mjeri i usput indikacija njegovog prisustva u sušini.

Budući da se plin u referentnom prostoru jednog i drugog detektora nalazi zagrijava to se prema jednadžbi plinskog stanja uz temperaturu  $T$  mijenja i tlak  $p$  jer je volumen  $v = konst$

$$p \cdot v = R \cdot T \quad (7.48.) \quad 7-15$$

gdje  $R$  je plinski konstanta. Prema tome može se sa detaljniji količine mjerenog plina konstituti i promjene tlaka. Ovaj je princip primijenjen u drugom slučaju na sl. 7.47.b. Ovdje se jedan detektor sastoji od dva prostora  $V_1$  i  $V_2$  oba ispunjena plinom koji se detektira i izgrađenom međusobnom tankom metalnom membranom



Tik na ovi membrane nalazi se paralelna druga metalna ploča tako da sa membranom sačinjava ploču kondenzatora. Uključ vječnog zagrijavanja plina u jednoj komori nego u drugoj dolazi do različite temperature i tako se pomice membrane i tako mijenja kapacitivnost ovog kondenzatora. Da bi se dobio izvještaj signal snopom oba suprotna UV-zraka prekidaju se u jednom rotirajućem diskom tako da se dobivaju frekvencija <sup>prekidanja</sup> od 6,25 Hz. Negdje je ova frekvencija svega 2Hz, ali nikada nije veća od 10Hz radi točnosti u zagrijavanju plina. Ovo ima za posledicu dobivanje izvještajnog napona kome je amplituda proporcionalna različite temperature. Izvještajni napon nastaje samo pod uslovom da na pločicama kondenzatora postoji naboj Q iz istosmjernog izvora <sup>napona U<sub>B</sub></sup> V. Ovo je

$$Q = C \cdot U_B$$

(7.49.) 776

a  $C = f(t)$  (vidi izraz 3.3.) kao kod pojačala sa dinamičkim kondenzatorom <sup>napisanom u poglavlju 3.1.5.</sup>

onda je 
$$u = \frac{Q}{C_0} (1 + \delta \sin \omega t) = U_B (1 + \delta \sin \omega t) \quad (3.4. *)$$

gdje je  $\delta = \Delta d / d_0$ ; a  $d_0$  je rasustak među pločama kod normalne temperature, a  $\Delta d$  nastaje različite uslijed djelovanja različite temperature u komorama.

Infracrveni apsorpcijski analizatori mogu detektirati veliki broj komponenti plina tako da je njihova primjena veća od UV-apsorpcijskog analizatora. Infracrveni analizator može određivati koncentracije ugljik monoksida i dioksida, acetilena, metana i ostalih lakih ugljikovih oksida, <sup>zatih koncentracije</sup>  $\sqrt{\text{sumponog dioksida}}$ , azotnog dioksida i td. Ove metode se upotrebljavaju za određivanje i praćenje produkata sagorjevanja pa i ispušnih plinova kod motora sa unutrašnjim sagorjevanjem. Apsorpciji infracrvenog svjetla ne mogu samo kisik, dušik, vodik i teški elementi. Najveća osetljivost kod apsorpcijskog analizatora sa infracrvenim svjetlom je oko 50ppm za CO<sub>2</sub> do 300ppm za dušikov oksid.



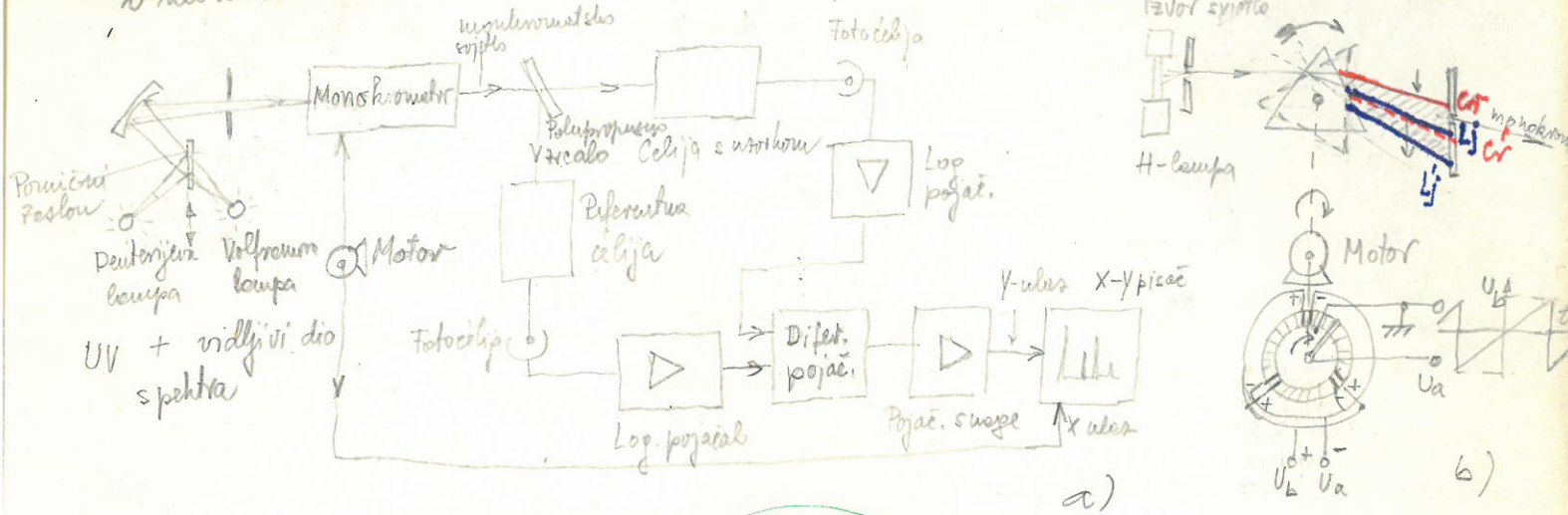
## Spektrofotometri

Za razliku od apsorpcijskih analizatora koji su podjednaki za analizu oduosno uvođenju jednog sastojka u plinu ili tekućini koja potječe njegovom kod nekog tehnološkog procesa spektrofotometri obično imaju veliki broj komponenti nekog spoja dejici na taj način kompletnu karakteristiku te supstancije koja se ispituje. Zato se bez razloga ne kaže da su spektrofotometri kao obični protiji karakteristični za <sup>identifikaciju</sup> neke supstancije i od nepoznatih su važnosti u organskoj kemiji kod sinteze <sup>većih spojeva</sup>. Spektrofotometri rade obično kao uređaji u laboratorijskim ispitivanjima <sup>na odgovarajućim adaptacijama</sup> mo mogu se upotrijebiti i u analiti industrijskog procesa, ali ~~ne~~ ne mogu. Da bi se mogla provesti analiza velikog broja komponenti nekog plina ili tekućine ne može se provesti analiza samo na jednoj velikoj dužini UV-vidljivog ili infracrvenog zračenja nego se moraju izmjeriti apsorbanca, ili transmittanca preko cijelog dijela spektra. Odatle i naziv spektrofotometri. Za razliku što uobičajeni uobičajeni detektor ne mogu prihvatiti cjelokupno područje interesantnog ~~zračenja~~ zračenja za ovu svrhu dijele se <sup>spektrofotometri</sup> kao i ~~u~~ apsorpcijski analizatori na dvije grupe. Prva <sup>grupa spektrofotometara</sup> obuhvaća UV i vidljivi dio spektra kod 120 nm do 900 nm, a druga grupa obuhvaća infracrveno zračenje od 2,5  $\mu\text{m}$  do 15  $\mu\text{m}$ . Kod spektrofotometara kao i kod analizatora spektra potrebno je kontinuirano mijenjati frekvenciju oduosno veliku dužinu u ovom slučaju zračenja, kako bi se ispitato cijelo područje velike dužine gdje se očituje apsorpcija zračenja. Prema tome potreban je izvor monokromatskog zračenja promjenljive velike dužine tzv. monokromator, koji odgovara frekvencijskoj bazi analizatora spektra. Također je potrebna čvrsta osa između promjenjive frekvencije oduosno velike dužine i horizontalnog pomaka X-Y pisca.

Spektrofotometri se u principu izgrade slično kao i UV-apsorpcijski analizatori. Jedina bitna razlika je u dodatnom monokromatoru i nepostojanju filtra. Kod UV-spektrofotometara upotrebljava se ili vakuumska fotočelija ili solarna fotosensibilna čelija, dok se kod infracrvenog spektrofotometra upotrebljava više šerijski spojeni termopila ili termistori sa vrlo malom vremenskom konstantom.



Na sl. 7.48. prikazan je UV (i vidljivi dio spektra) spektrofotometar sa razdjelnom zrcalom i monokromatorom. Spektrofotometar sa jednom zrakom mjeri se



Sl. 7.48.

upotrebavajući <sup>svjetlo</sup> zrak sa manje točnim <sup>različitim veličinama</sup> dužinama. Iz izvora UV zračenja širi se široki spektar ultravioletnog zračenja <sup>različitim veličinama</sup> prema monokromatoru. Kroz ulnu pukotinu <sup>različitim veličinama</sup> tako pada na <sup>rotirajućem</sup> prizmi V. Na prizmi se ova svjetla <sup>različitim veličinama</sup> V disperzira (rasipa) tako da se duže valne dužine ~~padu~~ lome pod manjim kutom a kraće više valne dužine lome sa većim kutom. Tako dolazi do razipanja ovog zračenja prema <sup>različitim</sup> valnim dužinama. Kroz vrlo finu pukotinu u zasloni može se dovoljno ~~dobro~~ odvojiti svaka valna dužina UV-zračenja pa se ne taj način dobiva monokromatsko svjetlo. Da bi svaka valna dužina prošla kroz pukotinu prizma se mora rotirati pa se tako ostvari <sup>druga</sup> prolaz svake monokromatskog svjetla od najduže valne dužine do najkraće <sup>druga</sup> valne dužine. Ovo se dobiva <sup>kontinuirana</sup> V promjena <sup>kontinuirana</sup> valne dužine dotičnog zračenja i pokriva cijelo spektra. Na sl. 7.48.b prikazan je ovo za vidljivo svjetlo. Kod UV-spektrofotometra uključeni je i vidljivi dio spektra. Kako se vidljivi dio spektra generira sa drugim izvorom (volfrumova žarulja) to se prelopaže od jednog na drugi izvor mora provesti <sup>promjena konstantnog zaslona uz sl. 7.48.a</sup> automatski, ukoliko je potrebno pokriti cijelokupno područje zračenja od 190 nm do 300 nm. Za ultravioletno područje upotrebljavaju se deuterijev izvor UV-zračenja, a u nekim slučajevima i volfrumov izvor. Finoća raspora je takva da se može razlučiti čak  $0,5 \text{ nm}$ . Rotirajuće prizma je spojena sa mehanikom koji zahvat prizme pretvara u raspor



\* rotirajućeg zrcala prema monokromatoru, referentne zrake gubi se kroz rupu  
i ne proleži ~~u~~ prema monokromatoru i obrnuto. Na taj način u vremenskom sledu  
jedne za drugom dolaze obje zrake na monokromator. Ovaj princip se razlikuje  
od prikazanog na Al 7.46.6 samo u smjeru ~~u~~ cilju usmaha i referentne čelji  
isprijed rotirajućeg zrcala.







referentnu čitaji. Naj važnije je do sada <sup>u principu</sup> bio ~~to je~~ u slučaju ~~monohromator~~ <sup>polose kroz monohromator</sup>  
jedna i druga vrsta ~~neizmjenično~~ <sup>u ovom slučaju se optičkom rešetkom, gdje dolazi do disperzije infracrvenog zračenja</sup>  
u spekter. ~~Potom~~ <sup>čitaj</sup> ~~okružuju~~ <sup>optičke rešetke propustaju se monohromatske vrste različitih</sup>  
veluine dužine na ~~pretvoriti~~, koji <sup>pretvara</sup> ~~promijeni~~ <sup>različite</sup> ~~temperaturne~~ <sup>apsorpcije</sup> ~~u napon~~. Napon  
se pojačava i dovodi <sup>na motor koji pisača</sup> ~~na motor~~ <sup>na motor koji pisača</sup> ~~na motor~~ <sup>na motor koji pisača</sup> ~~na motor~~ <sup>na motor koji pisača</sup>  
~~u napon~~ <sup>na motor koji pisača</sup> ~~u napon~~ <sup>na motor koji pisača</sup> ~~u napon~~ <sup>na motor koji pisača</sup>  
se dobivaju spektrogrami od kojih se jedan prikazuje na sl. 7.49b. Najveći broj se  
potiču da se prete cijlo područje skeniranja je oko 1min, obično se radi  
veći točnosti radi se 3 odvozna 8 minuta. Spektrogram se na ordinati ~~čita~~  
prikazuje kao transmutanca T izražena u %. Na apscisi se ne nose međuvrste  
u veluine dužinama  $\lambda$ , nego u njihovim recipročnim međuvrstama  $\lambda^{-1}$ , što odgovara  
dimensionalno frekvenciji, ali se obično daje u  $cm^{-1}$ . Tako se veluine dužine od  
2.5  $\mu m$  prikazuje kao  $1/2.5 \cdot 10^{-6} = 0.4 \cdot 10^6 \mu m^{-1} = 4000 cm^{-1}$ , od 10  $\mu m$  sa 1000  $cm^{-1}$  itd.  
Na principijelnom prikazu spektrofotometra na sl. 7.49. može se uočiti da se  
ne upotrebljavaju ni leće ni prizme nego reflektujuća udubljena ravnala  
kao i optička rešetka. Razlog ovome je manje propuštanje <sup>zrače</sup> ~~zrače~~ <sup>zrače</sup> ~~zrače~~ <sup>zrače</sup>  
nego prolaskom kroz leće i prizme. Za polose infracrvenog zračenja ne može  
se upotrebiti ni staklo ni kromen, jer proviše apsorbuje infracrveno zračenje.  
U ovom slučaju mogu se upotrebiti kristali od metiljorg klorida ili  
nekih specijalnih plastičnih materijala (Istram), jer oni ne apsorbuju zračenje  
infracrvenog zračenja. Na skici iz spektrofotometra redovito se nalazi i  
štampan, koji u četiri kolone uz frekvenciju u  $cm^{-1}$  daje <sup>podatke o</sup> ~~transmutanciji~~ <sup>transmutanciji</sup>,  
apsorpciji i eventualno koncentraciji. Za dobivanje ovih ovih podataka upotrebljava  
se invertirani mikroskop.



### 7.4.2. Spektrometar masa

Kod spektrofotometara komponente pojedinih snijeka razlučivane su na osnovu njihove brzine  $v$  na rasnim valnim dužinama odnosa prelazanja, dok kod spektrometra masa komponente u nekoj smjeru razlučuju se na osnovu njihove različite mase odnosno težnje korekcija masa/naboja. Ovo razlučivanje može se provesti pod utjecajem magnetskog polja <sup>ili električnog polja</sup> ionizirane molekule. Postoji još tri načina koji upotrebljavaju krivo primjenjivo polje električno polje u podvezi radi prelazanja. ~~na od ovog načina pobliže opisano.~~

104 Do razlučivanja pojedinih komponenti spoga obzirom na njihovu masu dolazi kod njihove gibanja u magnetskom polju magnetske indukcije  $B$  kod su molekule tih komponenti električni nabijene odnosno u ovom slučaju ionizirane. Ionizacija molekula komponenti ~~se~~ ispitivane smjese može se provesti tako da se usred ispitivane tvari ubaci u struju elektrone emitirane iz usavene katode  $K$  pa tako dolazi do sudara molekule ispitivane supstancije sa elektronima i tako do ionizacije tih molekula. Ionizacija se može realizirati direktnom emisijom iona iz katode usavene, ali se on postavlja na usavenu katodu, ili se može provesti bombardiranjem usavne iskrene ~~na~~ proizvedenim <sup>visokim</sup> naponom visoke frekvencije. Osim toga ima još niz drugih načina provođenja ionizacije, što ovdje nije potrebno detaljno, jer nisu od većeg značaja u ovom slučaju. Tom instalacijom ~~se~~ <sup>može</sup> provesti razlučivanje molekula u potpunoj vakuumskoj komori.

Statistika ~~mas~~ <sup>mas</sup> na prvi način dolje su ubrzanjem električnim poljem u potpunoj vakuumskoj komori od nekoliko  $10^{-6}$  Pa. Ovo je prikazano na sl. 7.50. Ioni koji se gibaju određenom brzinom ulaze zatim u magnetsko polje magnetske indukcije  $B$  izazvano elektromagnetom, gdje se savijaju njihove putanje radiusom zakrivljenosti  $r$  prema poznatom izrazu

$$r = \frac{1}{B} \sqrt{\frac{2mU}{q}}$$

$q$  odgovara kufu od koji polje  $U$  može biti  $60^\circ, 90^\circ$  ili  $180^\circ$ .

Luka pol kojim ~~izlazi~~ <sup>izlazi</sup> magnetsko polje  $U$  i magnetska indukcija  $B$  konstantni, radius zakrivljenosti  $r$  ovisi o kvocijentu  $\frac{m}{q}$ , a za iste nabojne o njihovoj masi. Prema tome izlazi da će samo ioni određene mase ( $m_1$ ) <sup>moći proći</sup> kroz zaslon Zidoseći kolektor  $C$  i izazvati struju kroz otpor  $R$ . Ako se sada magnetsko polje  $B$  ili napon  $U$  polako mijenja <sup>što mijenja radius zakrivljenosti putanje iona</sup> kroz zaslon  $Z$  će prolaziti redom naboji različitih masa  $m_i$ , odnosno dobiti će se "spektar masa."

13.12.1977 (7.50) 777





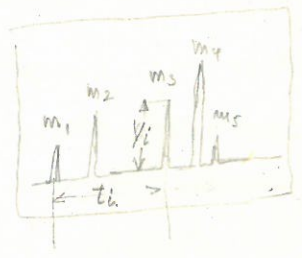
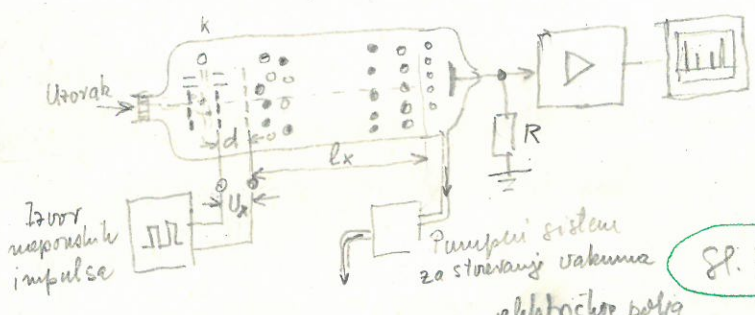


Tonduci je veličina polja  $F_x = \frac{U_x}{d}$ , a vrijeme  $t = d / \frac{v_{xi}}{2}$ , to je

(7.53.) 2

$$v_{xi} = \sqrt{\frac{2q U_x}{m_i}}$$

$v_{xi}$  je maksimalna brzina na istom iz polja  $F_x$ , koje vlada između dvije rešetke razmaka  $d$ .



SP. 7.51.

U iznesu (7.53.) pretpostavi da će na istom iz istu jačosti  $F_x$  pojedini ioni dobiti različite brzine koji su obrnuto proporcionalne njihovoj masi, što će imati kao posljedicu grupiranje iona prema njihovoj masi na kraju prednog puta  $l_x$ . To znači da će ioni manje mase preći put  $l_x$  za kraće vrijeme  $t_i$ , nego ioni veće mase, pa se može napisati

(7.54.) 2

$$t_i = l_x \sqrt{\frac{m_i}{2q_i \cdot U_x}}$$

Prikladnom pojedinih komponenti sa X-Y pisacima može se u vremenu kućenja  $t_i$  razlučiti o veličini mase, a iz veličine amplitude  $Y_i$  udjela dotične komponente u smjesi. Napon  $U_x$  koji stvara polje  $F_x$  na udaljenosti  $d$  dovodi se u impulsima u trajanju od oko 0,1  $\mu$ s. Napon  $U_x$  se dio 200V, a dužina  $l_x$  može biti od 0,4 do 2m dugačka.

Spektrometri mase mogu se upotrebiti za određivanje komponenti rešlog broja različitih sujeta u sve tri agregatne stanja. Oni nalaze primjenu u organskoj kemiji, petrokemiji, farmaceutskoj industriji u medicinskim laboratorijima, metalurgiji, u poljoprivredi u istraživanju insekta, nuklearnim istraživanjima u kontrolni sigurnosti okolice itd. Mogu se određivati mase od svega nekoliko dijelova na milijun. Spektrometri mase u mogućnosti polji moguće je određiti od 200 do 400 različitih komponenti, a se impulsima oko 70. Točnost u prvom slučaju je oko 1% a može se postići i 0,1%, dok u drugom oko 3 do 5%. Impulzni spektrometri imaju isto kao i oni u procesnoj industriji upotrebu. Impulzni spektrometri imaju vrijeme porasta od svega 0,25  $\mu$ s.







\* Za razliku od plinske kromatografije, tehnička kromatografija koristi tečni  
nosilac. Nepokretna supstanca u tom slučaju može biti kromatna ili tehnička. Tehnička  
kromatografija je nadopuna plinskoj kromatografiji tako da su ove dvije tehnike  
komplementarne. One se upotrebljavaju za supstance sa velikim molekularnim težinama i  
koje su slabo isparljive (~~slabo isparljive~~). Za detekciju se koriste UV ili fluorescentni tip detektora.

ventil snižava tlak plina na odvođenju, kako bi se osigurala potrebna  
 brzina protoka plina <sup>norme</sup> kroz kolonu za separaciju. Na ulazu u kolonu za separaciju  
 ulazi se nepravna loža omogućava ubacivanje (injektiranje) urotke u struji plina  
 nosioca. Upravo bi se mogu saati oni uzorci koji se mogu ispariti ili respariti.  
 Kalkula se <sup>resparavanje</sup> provodi na visokim temperaturama (piroliza).  $\checkmark$

Mješavina plina nosioca (He) i isparenog urotke ulazi u glavni dio uređaja  
 tzv. kolonu za separaciju gdje se vrši razdoba pojedinih komponenti ispitivane smjese.  
 Kolone za separaciju sastoje se od metalne cijevi <sup>od nehrđajućeg čelika</sup> dužine od 1m pa do 15m i  
 unutrašnjeg promjera od 1 do 5mm. Sa unutrašnje strane cijevi nalazi se <sup>neisparljiva</sup> tekuća  
 kemijska supstanca kojom je natopljena neka porozna tvar kao suport da ispari i ne tekuću  
 fazu na istom mjestu. Unutrašnjost cijevi može biti pokrivena i sa krutom tvari u prahu (kasta faza)  
 koja ruda vrši adsorpciju rasplinitog urotka u plinu nosiocu.

Material unutar stajinhi cijevi predstavlja <sup>nepokretna</sup> stacionarnu fazu, a  
 plinovita smjesa plina nosioca i rasplinitog urotka, <sup>koje stoji kroz cijev</sup> zove se pokretna faza. Pokretna faza  
~~protječe kroz cijev~~ i neprekidno je u kontaktu sa stacionarnom fazom na svom putu  
 kroz cijev. Pojedine komponente pokretne faze biraju "zadržavanje" dulje vremena, a druge  
 brže vrijeme od strane stacionarne faze. Dužina zadržavanja pojedinih komponenti  
 ili njihova brzina protoka kroz cijev ovise o koeffcijentu raspodjele <sup>K<sub>i</sub></sup> (partition coefficient)  
 između pokretne i stacionarne faze za svaku pojedinu komponentu. Koeffcijent raspodjele K<sub>i</sub>  
 definiran je kao

$$K_i = \frac{C_{ip}}{C_{is}} \quad (7.55.) \quad 282$$

gdje je C<sub>ip</sub> koncentracija i-te komponente u pokretnoj fazi, C<sub>is</sub> iste ili po kemijskom  
 sastavu slične komponente u stacionarnoj fazi. Ako je koeffcijent raspodjele K<sub>i</sub> za  
 i-tu komponentu velik, što znači veća koncentracija u pokretnoj fazi nego u stacionarnoj  
 fazi, ova komponenta će brže proći kroz ~~se~~ cijev separacione kolone i obrnuto  
 za neku drugu j-tu komponentu, gdje je koeffcijent raspodjele K<sub>j</sub> mali. Da bi <sup>miješane proleze će biti duže</sup>  
 došlo do separacije pojedinih komponenti mora svakako K<sub>i</sub> ≠ K<sub>j</sub>. Budući da  
 pojedine komponente putuju različitom brzinom kroz cijev separacione kolone to  
 će se one pojavljivati na izlazu iz kolone u različito vremenskom trenutku, pa  
 se može govoriti o različito vremenu zadržavanja (vrijeme retencije) t<sub>r</sub> pojedinih  
 komponenti pokretne smjese u separacionoj koloni. Na ovaj način mogu se različiti  
 pojedine komponente ispitivane smjese. Da bi se ostvarilo što bolje razdvajanje



pojedinih komponenti, <sup>može se</sup> nastoji se odabrati stacionarna faza po osnovi kemijskom sastavu što sličnija kemijskom sastavu uzorka. Davač se može odabrati do 200 <sup>položiti</sup> stacionarnih faza. Koeficijent raspodjele neke pojedine komponente je jako osisan o temperaturni, tako se upr. hod promjene temperature za 30°C uzorak može proći dvostruka brže kroz separacionu kolonu. Ako se želi postići odstupanje vremena retencije  $t_r$  manji od 1% onda promjene temperature u peći sa separacionom kolonom mora biti manja od  $\pm 0.3^\circ\text{C}$ . U praktičnim realizacijama se zahtjeva stabilnost temperature u peći unutar  $\pm 0.1^\circ\text{C}$ . Zbog toga utjecaj temperature na koeficijent retencije  $t_r$  može se poboljšati rezolucija pojedinih komponenti, ako se za vrijeme procesa analize kontrolirano mijenja temperatura. Tako se komponente uzorka, koje su jedna drugoj vrlo blizu na kromatogramu, zbog malog vremena retencije, mogu razmaknuti, ako se analiza za vrijeme njihovog prolaza vrši pri nižoj temperaturi, a za komponente ~~koje~~ jači razmaknuti, zbog većeg vremena retencije, <sup>vrši</sup> pri višoj temperaturi. Temperatura u peći može se obično kretati u granicama od 40°C do 450°C, a vrijeme analize može trajati i do 120 min.

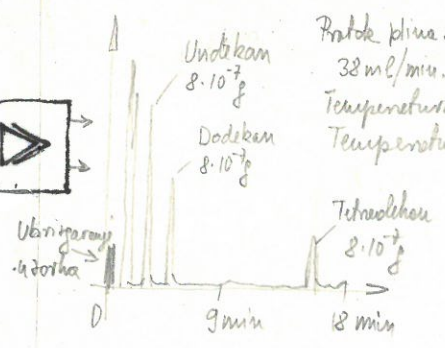
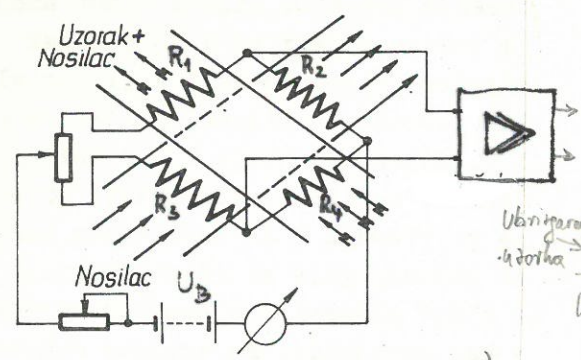
Za identifikaciju pojedinih komponenti na izlazu iz separacione kolone nekad se koristi ili detektor. Osnov detektora proporcionalan je koncentraciji pojedine komponente. Da bi ispunili svoju svrhu ~~u realizaciji~~ <sup>detektor</sup> sastave komponenti upotrebljava se više tipova detektora, ~~od kojih su poznate tri tipa senzora.~~

Detektor toplinske vodljivosti plina otkriva prisutnost određene komponente u pokretnoj fazi na osnovu promjene toplinske vodljivosti ~~plina u protjecanju~~ zbog prisutnosti te komponente. Ovaj detektor

veden je kao Wheastoneov most u čije se <sup>dvije suprotne</sup> jednoj grane nalaze otpori preko kojih struji inertni plin određene toplinske vodljivosti, dok preko ~~otpora~~ <sup>inertni plin</sup> struji inertni plin sa uzorkom smjese plina, koji se ispituje (sl. 7.53a). Kako pojedine komponente <sup>otpora smjese</sup> dospjevaju na izlaz cijevi u različitim vremenskim intervalima, to će se odvod topline sa otpora  $R_1$  mijenjati u skladu sa nastalim promjenama toplinske vodljivosti. Sva četiri otpora su držana na <sup>konstantnoj</sup> temperaturi zbog protoka struje iz izvora  $U_B$ , tako da ovaj izvor ne služi samo za napajanje mosta u smislu mjerenja, nego i zagrijavanja uzgornih otpora. Sa promjenom odvoda topline sa otpora mijenja se njegova temperatura, a po tome i njegov otpor, što mijenja ravnotežu mosta, manje ili više.

Detektor toplinske vodljivosti omogućava određivanje <sup>svih komponenti</sup> organskih i anorganskih u smjesi, ali mu osjetljivost ~~je~~ nije velika i iznosi najviše  $10^{-7}\text{g}$ , dok mu linearnost odziva pokriva područje od  $1:10^4$ . Na slici 7.53b prikazan je kromatogram, koji se je dobio iz smjese ugljikovodika na ovom tipu detektora.

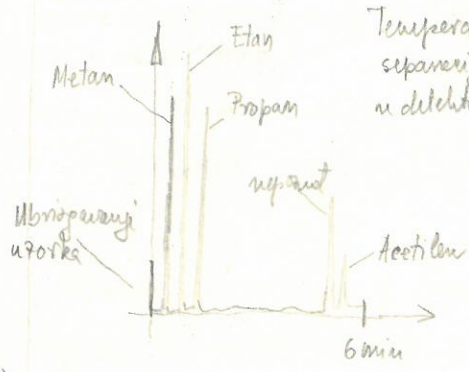
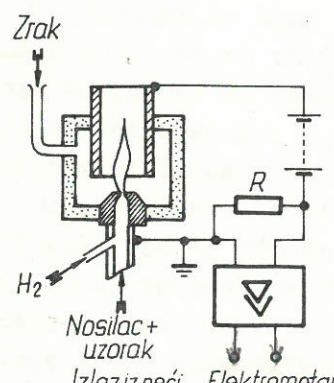




Protok plina: 38 ml/min.  
 Temperatura u separacionoj koloni: 90°C  
 Temperatura detektora: 150°C

Sl. 7.53.

Drugi tip detektora, koji je zasnovan na principu ionizacije plamena (sl. 7.54.), je mnogo osjetljiviji i može razlučiti i količine organskih komponenti od svega  $10^{-9}$  g, samo ne djeluje na neke anorganske komponente kao npr.  $O_2$ , NO,  $NO_2$ , CO,  $CO_2$ ,  $H_2S$ ,  $SO_2$ ,  $H_2O$ , itd. Kod ovog detektora se u plamenu vodika nalaze dvije elektrode, od kojih jedna predstavlja užice cijevi gdje plamen gori, a druga je smještena oko plamena i zove se kolektor. U plamenu gori obično vodik kao plin nosilac kojemu su pomiješane komponente uzorka plina. Kako je plin u plamenu ioniziran različito (proporcionalno broju C atoma u uzorku), to će se uz postojeći napon između elektroda pojaviti različita struja kroz otpor R (oko  $10^{11} \Omega$ ) u ovisnosti o stupnju ionizacije plamena.



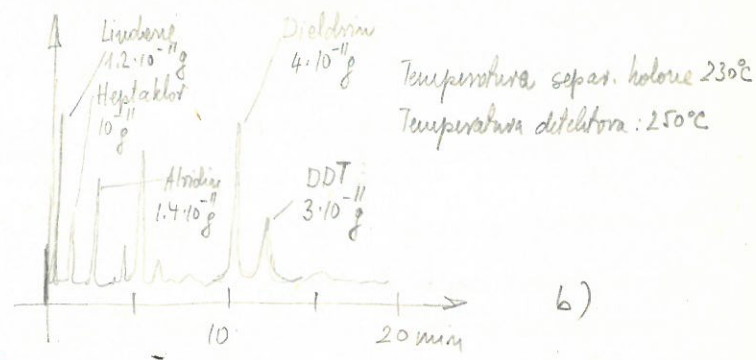
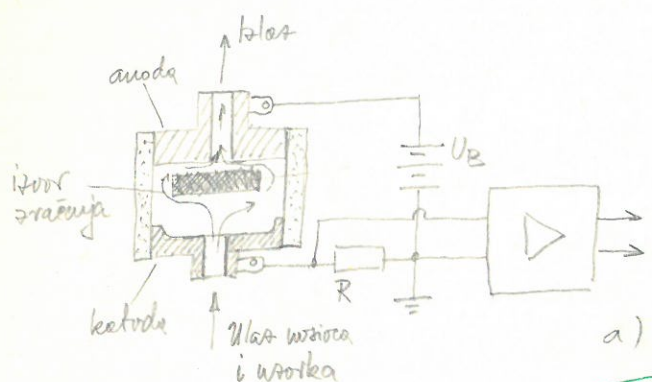
Temperatura u separacionoj koloni 100°C  
 u detektoru 150°C

Sl. 7.54.

Ovaj tip detektora ima veliku osjetljivost i vrlo dobru linearnost odziva koja može biti do  $1:10^7$ . Na sl. 7.54 prikazan je i kromatogram analize ugljikovodika u dušiku.

Treći tip detektora je detektor sa zahvatom elektrona koji je posebno osjetljiv na halogenide, pa se koristi za određivanje pesticida u tuzemnim. Njegova ekstremna osjetljivost iznosi  $10^{-12}$  g, dok mu je linearnost odziva skoro na  $1:10^3$ . Ovaj tip detektora kao izvor  $\beta$ -zračenja upotrebljava radio-aktivni  $Ni^{63}$  koji ustanovljuje konstantnu struju elektrona između katode i anode. Probashom pokretne plinske faze kroz detektor elektroni se neutraliraju, što ima za posljedicu smanjenje struje elektrona. Kao plin nosilac kod ovog detektora upotrebljava se





Sl. 7.55.

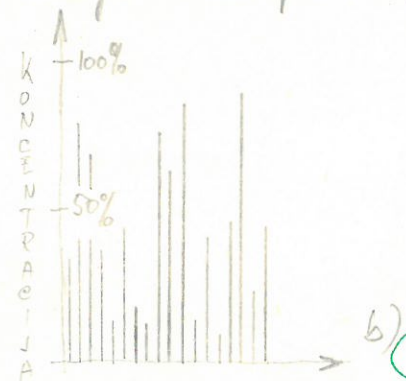
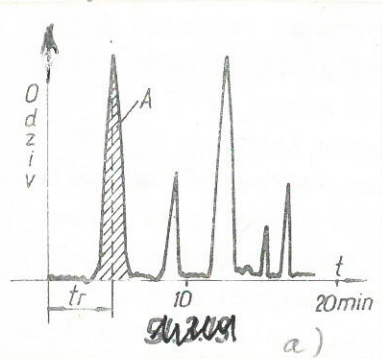
dušik ili vodik. Ovej detektor može raditi na ~~visokim~~ visokim temperaturama sve do 350 °C. <sup>Napon izvora zračenja (je oko 50V.)</sup> Na sl. 7.55. prikazan je konvencionalni halogeni detektor.

Kod primjene prvog detektora potrebno je mjeriti vrlo male promjene napona na dijagonali mosta, a kod drugog <sup>itrecu</sup> struje su vrlo slabe, tako da je potrebno koristiti elektrometarsko pojačalo. Kod pojačala firme <sup>koje se upotrebljavaju sa detektorom na principu ionizacije plamena</sup> Hewletti Packard na ulazu pojačala se <sup>nalazi hladni</sup> koristi spojni FET vrlo male geometrije i ~~hladan~~. Struje koje se mjere su reda veličine  $10^{-13}$  A, tako da šum ne smije biti veći od  $10^{-15}$  A. Da bi se moglo pokriti vrlo široko područje mjerenja struja (od  $1:10^6$ ) ~~ulazni~~ ulazni dio pojačala ima logaritamsku ulazno-izlaznu karakteristiku, a izlazni dio pojačala eksponencijalnu karakteristiku. Napon koji se priključuje na elektrode detektora u seriju sa ulaznim otporom pojačala dobiva se iz "plivajućeg" izvora (izolacija veća od  $10^{12} \Omega$ ) stabilnog napona ~~cca~~ 100 V i vrlo malog šuma.

Ali se u analizi <sup>simultano</sup> pojave komponente organskog i anorganskog porijekla onda se obično upotrebljavaju <sup>promjena napona</sup> detektor toplinske vodljivosti i detektor sa ionizacijom plamena.

4/16

Izlazni dio detektora melkom potrebnog pojačanja prikazuje se pisacem ili X-Y pisacem kao funkcija vremena. To predstavlja konvencionalni koji su dani na slikama 7.56a i 7.56b <sup>sa kumulacijom</sup>



Sl. 7.56

U konvencionalne se vidi vrijeme retencije  $t_r$  koji je potreban od trenutka injektiranja uzorka do pojave odziva. Vrijeme retencije identifikira komponente. Da se odredi vrijeme retencije neke komponente, propusti se prvo čista ta komponenta kroz separacionu kolonu (kalibracija). Na taj način se takova komponenta može kasnije identificirati u supzi. <sup>Površina</sup>









✦ Za mješave polarografske analize potrebno je držati konstantnom temperaturu otopine na  $\pm 0,5^{\circ}\text{C}$ , ako se ne želi imati veliki utjecaj od 1% na rezultate mjerenja.

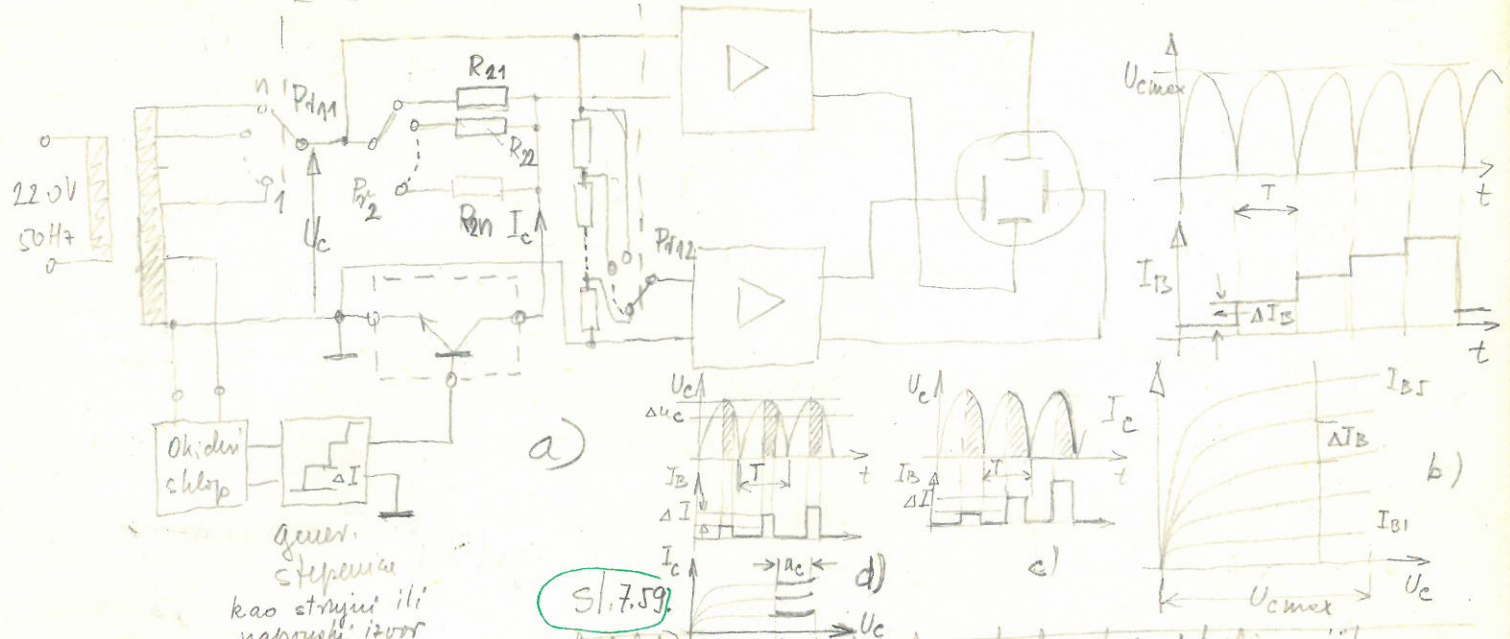






(\*) Da bi se smanjila svega disipirane na ispitivanom tranzistoru  
struja na bazu tranzistora dovodi se u impulsima. Frekvencija  
impulsa je sinhronizirana sa frekvencijom mreže, pa je prema tome maksimalna  
dužina trajanja impulsa 10 ms (frekvencija punovelnog ispunjavanja je 100 Hz).  
Impulsi u svom maksimalnom trajanju izgledaju kao "stepenice", a  
smislu smanjenja opterećenja tranzistora, li FET-a impulsi mogu trajati  
i kraće. Tako kod 50% odnosa impuls-pausa prema sl. 7.59c)  
disipirana energija se smanjuje za 50% i funkcija kinetika je prikazana  
u potpunosti. Kod dugijeg smanjenja trajanja impulsa disipirane  
energija se i dalje smanjuje no u tom slučaju se vidi samo dio  
prikazane kinetike, kada je ovaj impuls-pausa je svega 25%  
vidi se samo dio kinetike  $\Delta U_c$ , ve prema tome gdje se prave  
nepomi  $u_c$  u vremenu nakon impulsa, kako je to na sl. 7.59d) i prikazano. —





generator stepenica kao strujni ili naponski izvor

Sl. 7.59

mjerene struje u krugu kolektora ili odnosa, kako bi dobili vrijetu razumom pad napona na ovom tranzistoru i na taj način sumirali statičku karakteristiku, a ne dinamičku. Treći parametar koji se dobodi to je struja baze  $I_B$  sa zdoš naličite izvora ili napon na upinovjatelj elktrodi. Ova struja odnorno napon traje nepromjenjivog izvora samo je dnu pola periodu, da bi se zatim promjenila na sljedeću veću veličinu. Ako se zeli sumirati npr. pet ovakvih krivulja, onda mora postojati pet naličite vrijednosti ~~nap~~ struje ili napona koji na dijagramu u vremenskoj domeni predstavljaju stepenice. Ako broj stepenica nije dovoljan ne opasne se treperenja na nestoru katodne cijevi, budući je frekvencija snimanja oveke pojedine krivulje  $50 \times 2 = 100 \text{ Hz}$ . ~~To je U~~ slučaj prihvatanja samo pet krivulja, frekvencija ~~biti~~  $20 \text{ Hz}$  i pa se već može primijetiti slabo treperenje. Povećanje veličine napona napajanja postiže se <sup>ponicajem</sup> preklopnika  $P_{111}$  od vrijednosti 1, 2 do n, u isto vrijeme mora se i pojačanje pojačala smanjivati ponicajem preklopnika  $P_{112}$  od 1, 2 -- do n kako se na nestoru katodne cijevi ne bi <sup>nešto malini</sup> vidjela nake bitno mijenjao. Ponicanje ovih preklopnika odrađava se kao promjena dimenzija na apscisi. Generator stepenica sa svoji struje može također mijenjati "visinu" stepenica odnorno  $\Delta U_G$  ili  $\Delta I_B$ .







U tehničkom se pogledu od mjernih izvora zahtijeva:

- 1. Stabilna i točna frekvencija signala, ~~koja se može na skali i dobro očitati.~~ *koja se može točno i očitati.*
- 2. Stabilna amplituda signala u cijelom frekvencijskom području i u vremenu, ~~te bez obzira~~ *bez obzira* na promjenu opterećenja.
- 3. Baždarena amplituda izlaznog signala, koja se eventualno može instrumentom kontrolirati.
- 4. Izobličenje signala mora biti što manje, ~~a signal i ne smije sadržavati, niti šum, niti smetnje~~ od 50 Hz.

Obzirom na ~~tehničku konstrukciju, a djelomično i na koji generator i na njihov tehnički konstruktivni~~ valni oblik izvora mjernih signala možemo podijeliti na:

- 1. - Generatore sinusnog valnog oblika
  - a) za područje nižih frekvencija, bez modulacije (~~ten generatori~~) *(Niske frekvencijski generatori)*
  - b) za područje viših frekvencija, sa modulacijom (signal-generatori)
- 2. - Generatori periodičkih funkcija, ~~(pravokutne, si-~~ *koji uz sinusni valni oblik generiraju još i pravokutne, trokutaste i pilasti valni oblik.*
- 3. - Generatore impulsa.

~~Pri tome posljednja dva tipa izvora spadaju u izvore posebnog valnog oblika.~~ Raspodjela izvora isključivo obzirom na valni oblik ne bi bila dobra, jer npr. generatori funkcija, koji predstavljaju jednu cjelovitu tehničku koncepciju generiraju inherentno i sinusni i pravokutni valni oblik, ~~a s druge strane~~

*Obzirom na tehničku izvedbu potrebno je izvore podijeliti još na*

*izvore sa:*

*1. Kontinuiranom promjenljivom frekvencijom*

*i one sa:*

*2. Diskretnom promjenljivom frekvencijom (sintetizatori).*

*Sva gore navedena Podjela s obzirom na valni oblik vrijedi tek toliko, da izvore sa kontinuiranom promjenjom frekvencije tako i sa one sa diskretnom promjenjom frekvencije. Tako su izvori sa diskretnom promjenjom frekvencije pretežno sastupani sa sinusnim valnim oblikom, ima i izvedbi koji su posredno generiraju i pravokutni ili trokutasti valni oblik. Izvori sa diskretnom promjenjom frekvencije dobivaju sintesom naponske oscilacije frekvencija iz jednog izvora vrlo stabilne frekvencije sa kristalnom kromena (kvarka). Kontinuirana promjena frekvencije postiže se LC, RC- i ~~elektroničkim~~ oscilatorima kao i generiranjem funkcija s time da se kontinuirano mijenja element koji određuje frekvenciju oscilacija.*



## 8.2. Mjerni izvori za kontinuiranu promjenjivu frekvenciju

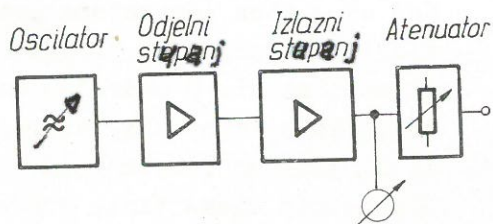
### 8.2.1. Općenito o izvorima sinusnog valnog oblika

#### Nisko-frekvencijski sinusni izvori

U području nižih frekvencija za ispitivanja i mjerenja servo sistema, geofizičkih i medicinskih uređaja, u elektroakustici, za ispitivanje audio-pojačala, ultrazvučnih aparatura, u visokofrekventnoj telefoniji, za ispitivanje video pojačala, filtera, itd., koriste se sinusni izvori, koji se mogu prikazati blok shemom na sl. 8.1.

Osnovni element kod svih mjernih generatora je oscilator. Oscilatorima se <sup>su obradjeni</sup> ~~biti više govora~~ u poglavlju 5.2.3. Među

sinusnim generatorima u području nižih frekvencija danas <sup>u potpunoj</sup> ~~vereno vladaju~~ RC oscilatori. LC



Sl. 8.1.

oscilatori se vrlo rijetko <sup>se uglavnom</sup> ~~koriste, i to samo, ako je~~ potrebno generirati neke signalne diskretnih frekvencija iznad 10 kHz.

Heterodinski oscilatori radi svoje složene konstrukcije, <sup>cijene</sup> nedovoljne stabilnosti frekvencije u području niskih frekvencija <sup>potpuno</sup> ~~i skupoće, praktički~~ su

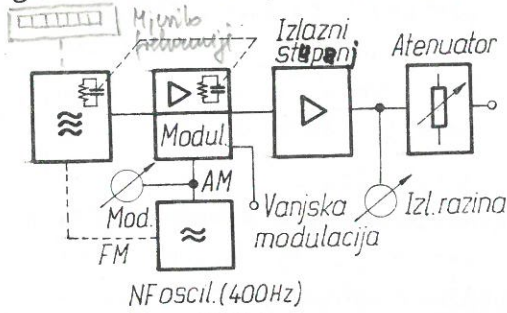
u novije vrijeme potisnuti od RC oscilatora. Sa RC oscilatorima danas se uspješno pokriva područje frekvencija od 1 Hz do 10 MHz. Kako oscilatori, da bi zadržali zadovoljavajuću stabilnost amplitude i frekvencije, ne mogu biti znatnije opterećeni, potrebno ih je od vanjskog kruga odijeliti odjelnim stupnjem. Ukoliko ovaj stupanj ne može dati dovoljnu snagu potrebnu za vanjsko opterećenje, ugrađuje se izlazni stupanj koji osigurava potrebnu snagu na izlazu. Atenuator služi za regulaciju izlaznog signala i mora biti dovoljno točan (obično oko  $\pm 2\%$ ). Za dodatnu kontrolu izlaznog signala služi voltmetar. Točnost postavljene frekvencije obzirom na skalu je obično od 1 do 3%. Konstantnost amplitude se može u zadanom području frekvencije zadržati unutar 3%. Odjelni i izlazni stupanj uglavnom su širokopojasna pojačala. ~~Sasvim jednostavne izvedbe ovih izvora sastoje se samo od oscilatora i izlaznog stepena. Neki sinusni generatori mogu davati i pravokutne napone, što se postiže "rezanjem" sinusoida diodnim ograničivačima ili samim pojačalima.~~

#### Visokofrekvencijski sinusni izvori, Signal generatori

Sinusni generatori visokih frekvencija primjenjuju se najviše u području radio frekvencija za mjerenja na bežičnim i žičnim komunikacijskim uređajima. Budući da izlazni napon visoke frekvencije ovih generatora nadomješta signal odašiljača, koji



sadrži informaciju, mora biti moduliran. Stoga su ovi generatori poznati i pod imenom signal-generatora. Blok shema signal-generatora dana je na sl. 8.2.



Sl. 8.2.

Kod ovog tipa generatora praktički isključivo se koriste LC oscilatori. U području do nekoliko stotina MHz, titrajni krugovi su izvedeni sa diskretnim elementima, dok se na višim frekvencijama koriste rezonatori. Kao aktivni elemnt na višim frekvencijama (do

1000 MHz) upotrebljavaju se visokofrekventne triode sa planparalelnim elektrodama. Na frekvencijama u području gigaherca nalaze primjenu kao oscilatori klistroni, koji mogu pokriti ~~od~~ područje do 40 GHz.

Uz oscilator treba ovdje podešavati i odjelni stepen, jer je izveden kao usklađeno pojačalo, tako da je signal "očišćen" od viših harmonika i na taj način nastalih izobličenja. Izlazni stepen, ako postoji, je širokopojasan. Proces modulacije vrši se u odjelnom stepenu kod amplitudne modulacije, dok se kod frekventne ~~oscilacije~~ modulacije modulacija provodi u samom oscilatoru najčešće promjenom kapacitivnosti C titrajnog kruga posredstvom kapacitivnih dioda (poglavlje 7.3.2). Ugrađeni izvor NF napona, koji modulira VF signal, obično daje jednu ili dvije čvrste frekvencije (400 i 1000 Hz) sa stupnjem modulacije od 30%. No, mjesto ugrađenog NF oscilatora, modulacija se može vršiti i izvana posebno priključenim NF oscilatorom. Ovaj omogućava kontinuirano pokrivanje područja frekvencija najčešće od nekoliko Hz do 20 kHz. Kod mnogih izvedbi signal-generatora, stepen modulacije se može mijenjati od 0 do 100% i mjeriti posebnim instrumentom, ~~ne veće~~ ~~točnosti od ± 5%~~. Svaki signal generator mora imati točan atenuator. Atenuator treba omogućavati veliko gušenje izlaznog signala, tako da pokriva područje od 0,1 μV do nekoliko V.

*Kod izvora sa kontinuirano promjenjivom frekvencijom točnost postavljanja i očitavanja frekvencije nije moguće točno podvesti, tako, da su pogreške u očitavanju frekvencije oko 1%. Da bi se ovo izbješlo skuplje izvori imaju ugrađeno <sup>digitalno</sup> mjerenje frekvencije, što omogućava točno očitavanje odlašljane frekvencije signala i točno ponašanje izvora. O stabilnosti oscilatora onisi koliko dugo će se ova frekvencija održavati, što se sve indicirane na digitalnom mjerenju frekvencije. Broj znamenaka koje se mogu očitati obično je šest ili sedam. Sintetizirani frekvencija su redovito sukalibrirani digitalnom indikacijom frekvencije.*

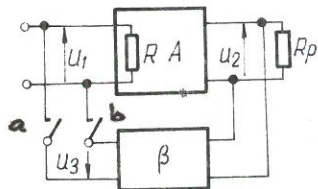


### 8.2.2. Mjerni oscilatori

#### Stacionarne oscilacije i stabilnost

Oscilator je osnovni elektronički sklop svakog mjernog izvora, pa prema tome on određuje i najvažnija njegova svojstva kao što su: valni oblik, frekvencijsko područje, te stabilnost frekvencije i amplitude. Oscilatori obzirom na valni oblik mogu generirati harmoničke (sinusne) i relaksacione oscilacije (pravokutni, pilasti oblici). Ovdje će biti govora o oscilatorima, koji generiraju približno sinusni valni oblik napona ~~ili struja~~. Svi oscilatori bez obzira na tip vrše pretvorbu istosmjerne energije napajanja u izmjeničnu.

Oscilator ~~predstavlja~~ <sup>je</sup> sklop s pozitivnom povratnom vezom, koji se sastoji od pojačala pojačanja A i povratne veze realizirane kroz  $\beta$ -granu. Koeficijent povratne veze je dan omjerom



$$\beta = \frac{u_3}{u_2} \quad (8.1.)$$

Sl. 8.3.

*i istome veličine  $u_3$*   
*Omjer ulazne  $u_2$*

predstavlja ~~transfer~~ <sup>prijenosnu</sup> funkciju četveropola „ $\beta$ “ na sl. 8.3. Kod harmoničkih oscilatora ~~transfer~~ <sup>prijenosna</sup> funkcija četveropola „ $\beta$ “

ovisna je o frekvenciji i za jednu određenu frekvenciju ima maksimum. Ovaj četveropol izvodi se paralelnim titrajnim krugom.

Vrijednosti A i  $\beta$  su općenito kompleksne veličine. Ukoliko su naponi  $u_3$  i  $u_1$  jednaki, onda se zatvaranjem tipki a i b ništa neće promijeniti i napon  $u_1$  <sup>izvorne dovodni</sup> nije potreban, jer je na izlazu pojačala prisutan napon  $u_2$  isto kao da na ulazu djeluje napon  $u_1$ . *Ovo je i*

~~stvarno ispunjenje~~ <sup>postoji</sup>, jer je napon  $u_3 = u_1$ . Na taj način, bez ikakvog vanjskog utjecaja, ~~postaju~~ <sup>ostaju</sup> samooscilacije. Dok je napon

$u_3 > u_1$ , oscilacije bi neprekidno rasle, da su parametri A i  $\beta$  linearni, što <sup>oni</sup> nisu, pa poradi toga, dolazi ~~načesto~~ do smanjenja pojačanja A na vrijednost  $A^*$ , koja osigurava ravnotežu

$u_3 = u_1$  i ~~konstant~~ <sup>ostaju</sup> stacionarne oscilacije.

U poglavlju 1.5. je pokazano, da je ulazni otpor u slučaju ~~čaja~~ <sup>čaja</sup> paralelne negativne povratne veze *Nastajaju stacionarne oscilacije*

*kao i njihovo održavanje može se prihesati negativnim otporom, odnosno vodljivošću V. u slučaju primjene paralelne negativne povratne veze ulazni otpor pojačala je kako je to u poglavlju 2.4. opisano, da u istom*

$$R = R_0 \frac{1}{1 + \beta A} \quad (8.2.)$$

*odnosno u slučaju pozitivne povratne veze ulazna vodljivost pojačala je*

$$G = G_0 (1 - \beta A) \quad (8.3.)$$



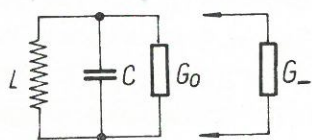
Iz ovog izraza proizlazi, da je za slučaj pozitivne povratne veze moguće postići posvemašno poništavanje vodljivosti, što znači i otklanjanje svih gubitaka, kada je

$$\beta A = 1 \tag{8.4}$$

To je poznati Barkhausenov uvjet za stacionarne oscilacije. Na osnovu izraza (8.3) proizlazi, da pozitivna povratna veza unosi negativnu vodljivost

$$G_- = G_0 \cdot \beta \cdot A \tag{8.5}$$

koja poništava pozitivnu vodljivost, kada se bez gubitaka održavaju stacionarne oscilacije. Ako promatramo paralelni titrajni



Sl. 8.4.

krug, onda za njega možemo napisati na osnovu prvog Kirchoffovog zakona dobro poznatu diferencijalnu jednačbu drugoga reda:

$$\frac{d^2 u}{dt^2} + \frac{(G_0 - G_-)}{2C} \frac{du}{dt} + \frac{u}{LC} = 0 \tag{8.6}$$

Rješenje ove jednačbe je

$$u = U_0 e^{-\frac{G_0 - G_-}{2C} t} \sin(\omega_0 t + \psi) \tag{8.7}$$

gdje je

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{1}{LC} - \frac{G^2}{4C^2}} = \frac{1}{\sqrt{LC}} \sqrt{1 - \frac{1}{4Q^2}} \approx \frac{1}{\sqrt{LC}} \tag{8.8}$$

Iz rješenja (8.7) slijedi, da ako je  $(G_0 - G_-) > 0$  imamo prigušene oscilacije za  $(G_0 - G_-) = 0$  stacionarne, a za  $(G_0 - G_-) < 0$  porast oscilacija. Do istog izraza se je moglo doći promatrajući otpore ~~kao~~ serijske povratne veze na ulazu u pojačalo.

Praktički je rast amplituda oscilacija ograničen zbog nelinearnosti elemenata sistema, koji sve više dolaze do izražaja porastom amplituda i izazivali bi sve veća izobličenja oscilacija, da nije krug povratne veze selektivan (titrajni krug) i prigušuje više harmonike, pa kao posljedica tih izobličenja, dolazi samo do smanjenja osnovne harmonike (ukoliko izobličenja nisu prevelika). Smanjenje prvog harmonika znači i smanjenje efektivne strmine, koja je definirana kao omjer amplitude struje osnovnog harmonika  $I_{al}$  i amplitude ulaznog napona  $U_1$  pa je *efektivna strmina*  $S_e = I_{al}/U_1$ . Smanjenje efektivne strmine znači smanjenje pojačanja  $A$  na vrijednost  $A^*$ , odnosno negativne vodljivosti na vrijednost  $G_- = A^* \cdot (\beta \cdot G_0)$ . Negativna vodljivost se smanjuje sve dok se ne zadovolji jednakost  $G_0 = G_-$ , kada je ispunjen i kriterij  $A^* \cdot \beta = 1$ . Ukoliko je na početku nastajanja oscilacija bila vod-

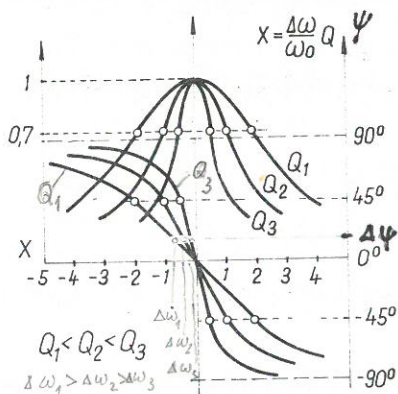
lživost  $G$  mnogo veća od  $G_0$ , to će dovesti do većih izobličenja, dok se ne udovolji kriterij stacionarnih oscilacija. Zato kod mjernih oscilatora ne treba pretjerivati sa pozitivnom povratnom vezom tj. za nastajanje oscilacija produkt  $\beta A$  treba biti tek nešto veći od 1.

Vidjeli smo, kako se utjecaj pozitivne povratne sprege može prikazati negativnom vodljivošću (ili otporom). No ima oscilatora koji ~~imaju~~ <sup>imaju</sup> takve aktivne elemente kod kojih je inherentno prisutan negativni otpor ili vodljivost, tj. koji je sadržan u njihovoj električkoj U-I karakteristici. Takvi su elementi tunnel-diode, dinatroni itd.

Još ~~mo~~ na početku ovih razmatranja rekli <sup>je</sup> ~~smo~~, da je vrlo važno svojstvo mjernog izvora stabilnost frekvencije, ~~koja opet~~ <sup>stabilnost frekvencije</sup> ovisi o oscilatoru odnosno ~~koliko~~ <sup>ovisi</sup> o njegovom frekvencijski ovisnom elementu u  $\beta$ -grani. To je kod LC oscilatora paralelni titrajni krug. Stabilnost frekvencije oscilacija  $S_f$  je ~~određena~~ <sup>određena</sup> ~~definiрана~~ odnosom

$$S_f = \frac{d\varphi}{d(\frac{\omega}{\omega_0})} = \frac{d\varphi}{d\omega} \cdot \omega_0 \quad (8.9)$$

Drugim riječima to znači, da se <sup>relativna</sup> zahtijeva što veća promjena faze uz što manju relativnu promjenu frekvencije  $\Delta\omega/\omega_0$ . Ovo se može protumačiti, ako je iz nekih razloga (promjena temperature, starenje elemenata, vlage, i sl.) došlo do promjene nekog od elemenata rezonatora (titrajnog kruga), koji utiče na promjenu faze  $\Delta\psi$ , onda je poželjno, da uz tu promjenu faze bude što manja relativna promjena frekvencije  $\Delta\omega/\omega_0$ .



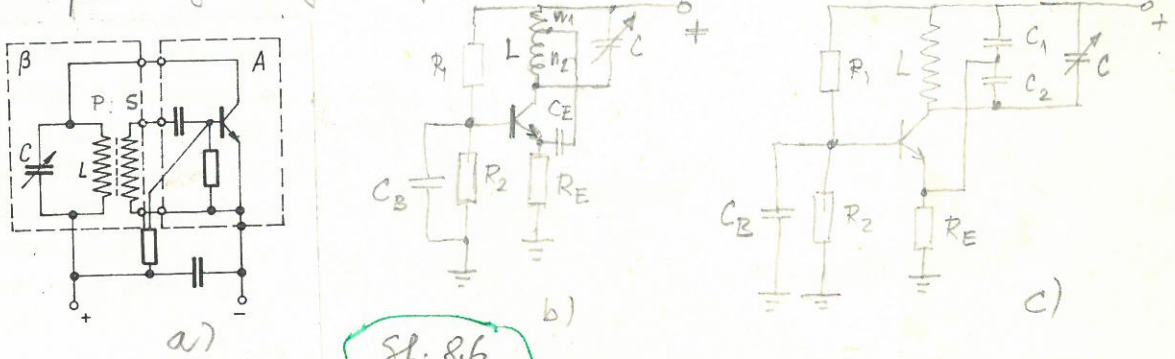
**Sl. 8.5.** Na sl. 8.5. prikazana je ovisnost faze i impedancije paralelnog titrajnog kruga o frekvenciji. Očito je da za nastalu promjenu  $\Delta\psi$  promjena frekvencije  $\Delta\omega$  će biti to

manja, što je veći  $Q$  titrajnog kruga.



LC-oscilatori

LC-oscilatori ne redovito primaju naziv kao visokofrekventni oscilatori kod signal-genera-  
tora. Na sl. 8.6. a prikazan je LC oscilator sa transformatorskom vezom u  $\beta$ -grani.  
u ostavku prevodna  
Na ovoj slici posebno je izdvojeno pojačalo pojačanja A i četverpol  $\beta$  u krugu povratne



Sl. 8.6

NOTE. Pojačalo daje pojačanje A i zakreće fazu izlaznog napona prema ulaznom za  $180^\circ$ , zato se sekundar transformatora mora priključiti tako, da i on zakrene fazu za  $180^\circ$ , pa da bude zadovoljen kriterij  $\beta \cdot A = 1 \angle 0^\circ$ . Omjer primara i sekundara S transformatora uz čvrstu spregu odgovara apsolutnoj vrijednosti  $\beta$ .

Na sl. 8.6.b prikazan je Hartley-ev oscilator. Apsolutna vrijednost  $\beta$  ovdje je određena odvojkom na zavojnici L, a kod Colpittsovog oscilatora na sl. 8.6.c omjerom reaktancija kapacitivnosti  $C_1$  i  $C_2$ . Kod Hartley-evog oscilatora izvedeno je senjke napajanje isto suptinom strujom.

~~Na sa gledišta stabilnosti frekvencije oscilatora.~~ Hartley-ev oscilator je najpodesniji za područje frekvencija od 30 kHz do nekoliko MHz, dok je Colpittsov podesniji za frekvencije od nekoliko MHz do stotinjak MHz. Kod visokih frekvencija kod Colpittsovog oscilatora kondenzatori  $C_1$  i  $C_2$  nadomješteni su parazitnim kapacitetima. Na sl. 5.6. prikazan je oscilator sa

Djelilo sa otpornima  $R_1$  i  $R_2$  odvojnici radnu točku tranzistora, dok kondenzator  $C_B$  dovodi bazu tranzistora za visokofrekventnu komponentu napona na potencijal nule. Otpor  $R_E$  ne smije imati previeliku vrijednost kako ne bi previše smanjio struju tranzistora. Omjeri  $n_1/(n_1+n_2)$  odnosno  $C_1/(C_1+C_2)$  moraju biti što manji kako bi hitniji krug bio što manje prigušen od strane otpora  $R_E$  odnosno, kako bi se ostvario što veći faktor dobrotke hitnijeg kruga Q i tako postigla što veća stabilnost frekvencije oscilatorja.

Kontinuirane promjene frekvencije kod LC oscilatora postižu se promjenom kondenzatora C, dok se promjena frekvencijskog područja izvodi promjenom induktiviteta L. Ako uzmemo u obzir, da se promjena kapacitivnosti kod promjenljivog kondenzatora uglavnom ostvaruje u omjeru  $1:10 = C_{min} : C_{max}$ , onda se kod LC oscilatora frekvencija mijenja u omjeru  $1 : \sqrt{10}$ , jer je

$$\omega = \frac{1}{\sqrt{LC}}$$

7.49.1

a to je <sup>relativno</sup> usko područje kontinuirane promjene.



Kod mjernih izvora svakako su najvažniji parametri: stabilnost frekvencije i amplitude te veličina izobličenja signala. Da se odredi stabilnost frekvencije LC oscilatora, moramo odrediti admitanciju titrajnog kruga prema sl. 5.4.

$$Y = G + j \omega C + \frac{1}{j \omega L} \quad (8.10.)$$

$$Y = G + j \omega C \left( 1 - \frac{1}{\omega^2 LC} \right)$$

i supstitucijom za  $\omega_0^2 = 1/LC$  može se napisati

$$Y = G + j \omega C \left( 1 - \frac{\omega_0^2}{\omega^2} \right) = |Y| \angle \varphi \quad (8.11.)$$

Argument admitancije je

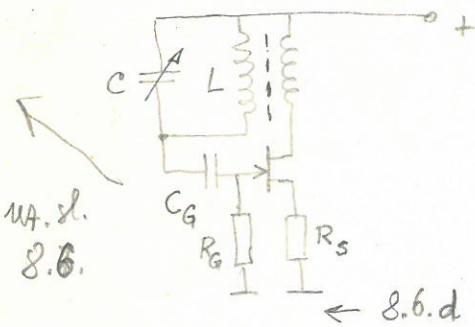
$$\varphi = \arctan Q \left( 1 - \frac{\omega_0^2}{\omega^2} \right) \quad (8.12.)$$

gdje je Q faktor kvalitete titrajnog kruga  $Q = \omega C / G$ . Stabilnost frekvencije prema izrazu /5.7/ je

$$S_f = \frac{d\varphi}{d\omega} \omega_0 = \frac{\omega_0}{1 + Q^2 \left( 1 - \frac{\omega_0^2}{\omega^2} \right)^2} \cdot 2Q \frac{\omega_0^2}{\omega^3} \quad (8.13.)$$

odnosno za rezonantnu frekvenciju  $\omega = \omega_0$  na kojoj oscilator oscilira stabilnost je

$$S_f = 2Q \quad (8.14.)$$



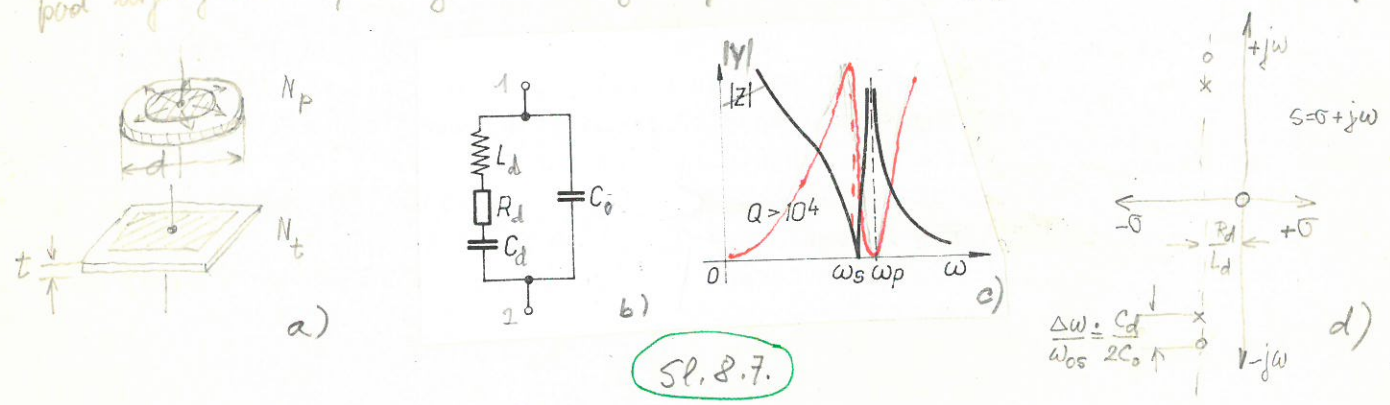
Iz netom napisanog izraza izlazi da će frekvencijska stabilnost oscilatora biti to bolja, što je veći faktor kvalitete titrajnog kruga Q. Osim toga velika vrijednost faktora kvalitete Q osigurava i "čisti sinusni oblik" tj. osnovni harmonik bez viših harmonika.

Na sl. 8.6 d prikazan je FET u shemu oscilatora. Zbog velikog otpora upravljačke elektrode FET može se titrajni krug smjestiti u krugu ove elektrode, a da ne bude zvučanje prigušen. Najčešće se kod upotrebe FET-a koristi upotrebljava transformatorska ~~reza~~ pomoćna reza. Na sl. 6 prikazan je sinusni LC oscilator sa upotrebom NI logičnog shema koji u ovom slučaju predstavlja pojedina



Oscilatori sa kristalnom kromena

U monokristale kromena  $SiO_2$  (kvarc) izreže se pločica koja zbog piezo-  
 električne svojstva kristale kromena pod utjecajem električnog polja mijenja jednu  
 svojih dimenzija. Tako mogu nastati nadijalne vibracije kod kristala u obliku diska  
 ili po debljini kristala. <sup>u slučaju proučavanja oblika</sup> Oba slučaja prikazana su na sl. 8.7. a. O ~~u~~ dimenziji u kojoj kristal  
 pod utjecajem inženjerskog električnog polja vibrira ovih njegove vlastite rezonancija.



Sl. 8.7.

Ova je općenito deno iznosom

$$f_0 = \frac{N}{d} \tag{8.15}$$

gdje je  $N$  koeficijent koji više vibrirajuće dimenziji sa rezonantnom frekvencijom  
 kristala  $f_0$ . Tako npr. kod ~~npr.~~ kod vibracija u nadijalnom smjeru  $N$  uosi  
 osuaka  $N_p$  i inosi sa dvojni ciklus-titanaat  $N_p = 2250 \text{ Hz}\cdot\text{m}$  odnosno  $\text{m/s}$ . Konstanta  
 $N$  ima dimenziju brzine i odnosi se na brzinu širenja mehaničkog vala kroz  
 piezoelektrični materijal. Kod vibracija po debljini kristala  $t$  ova debljina  
 odgovara polovini valne dužine mehaničkih oscilacija  $\lambda/2$  pa je  $t = \lambda/2$   
 odnosno  $f_0 = v/\lambda$  ili

$$f_0 = \frac{v}{2t} \tag{8.16}$$

Ovdje je  $N_t = v/2$ . U slučaju kristala gdje vibracije nastaju po debljini  
 mogu se ostvariti rezonantne frekvencije do 20 MHz.

Ali se <sup>simulirajućim</sup> dovode naponi na elektrode kristala nastaju mehaničke vibracije  
 kristala koje dosežu svoj maksimum kad frekvencija inženjerskog napona  
 postane jednaka rezonantnoj frekvenciji kristala  $f_0$ . U tom slučaju fizički najmanje  
 ili najviše inženjerske <sup>norma</sup> stupa kristal. Kristali kao resonatori odlikuju se  
 vrlo velikim faktorom dobrote  $Q$  koji premašuje iznos od  $10^4$ .

Nadomjena shema kristala vidljiva je na sl. 8.7.b. Tu su  $L_d$ ,  $C_d$  i  $R_d$  dinamički parametri kristala, dok je  $C_0$  statička kapacitivnost između elektroda. Ukupna admittancija između priključaka 1 i 2 sastoji od sume admittancija jedne i druge grane ovog dvopola

$$Y = Y_1 + Y_2 = \frac{1}{R_d + j\omega L_d + \frac{1}{j\omega C_d}} + j\omega C_0 \quad (8.17.)$$

što se nakon uređivanja može napisati kao

$$Y = \frac{j\omega C_0 \left[ 1 - \frac{\omega_{os}^2}{\omega^2} - j \frac{R}{\omega L} \right]}{1 - \frac{\omega_{os}^2}{\omega^2} - j \frac{R}{\omega L}} \quad (8.18.)$$

(Fosterov teorem)

U ovom izraza se može moći da postoji dvoje ekstremne vrijednosti za admittanciju i to: maksimum koji odgovara serijskoj rezonanciji

$$\omega_{os} = \frac{1}{\sqrt{L_d C_d}} \quad (8.19.)$$

i jedan minimum koji odgovara paralelnoj rezonanciji

$$\omega_{op} = \left( L_d \frac{C_d C_0}{C_d + C_0} \right)^{-\frac{1}{2}} = \frac{1}{\sqrt{L_d C_d}} \sqrt{1 + \frac{C_d}{C_0}} \quad (8.20.)$$

Budući je  $C_0 \gg C_d$ , to se obje rezonantne frekvencije međusobno vrlo malo razlikuju (od 0,1% do 1%) <sup>(sl. 8.7d)</sup>. U izraza (8.18.) koji se je mogao napisati i u obliku

$$Y(s) = \frac{C_0 s \left[ s^2 + s \frac{R_d}{L_d} + \omega_{op}^2 \right]}{s^2 + s \frac{R_d}{L_d} + \omega_{os}^2} \quad (8.21.)$$

gdje je  $s$  kompleksna frekvencija, primetiti da jednačina admittancije ima dva konjugirano kompleksna pola i dvoje konjugirano kompleksne nule dok se treća nula nalazi u ishodištu koordinatnog sustava prema piksu na sl. 8.7d

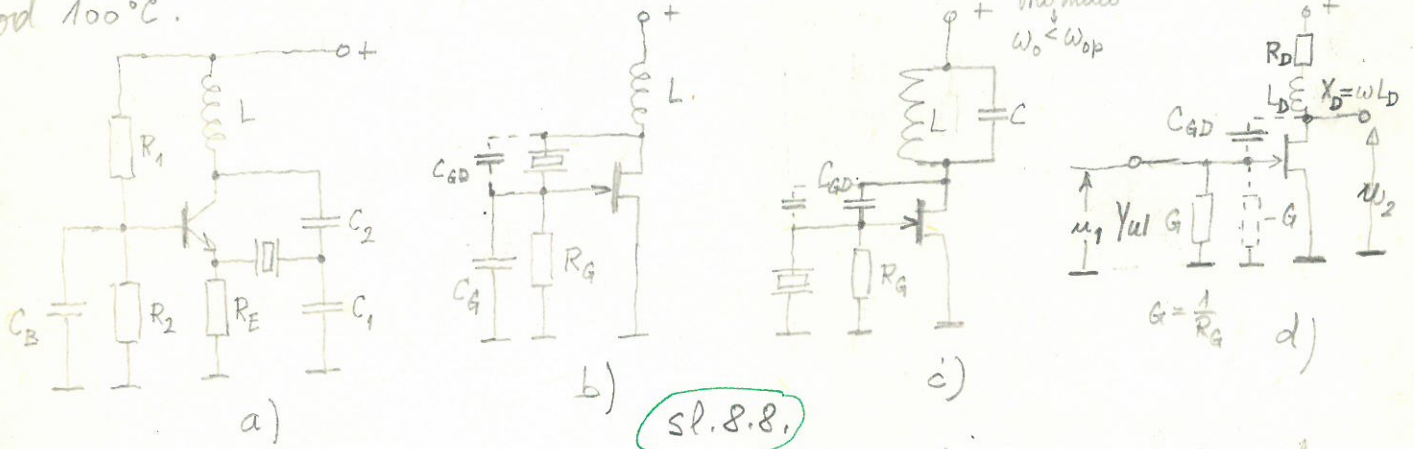
da je razlika između dvoje rezonantnih frekvencija lako je pokazati, približno

$$\frac{\Delta \omega}{\omega_{os}} = \frac{C_d}{2C_0} \quad (8.22.)$$

Na sl. 8.8. pokazane su tri izvedbe oscilatora sa kristalom. Prvi od ovih oscilatora je izveden sa tranzistorom kao Colpittsov oscilator. Oscilacije



će nastati na ovoj frekvenciji, gdje je početna rezonancija, a to je kod serijske rezonancije  $\omega_{0s}$  kristala kromena. Na taj način samo sklop oscilatorni odvratiti na kojoj od dvije rezonantne frekvencije će kristal oscilovati. <sup>No sl. 8.8.c studija između kondenzatora  $C_1, C_2$  sa  $R_E$  je spajanje kristala</sup> Dobro konstruirani oscilator sa kristalom ne smije oscilovati, kada se kristal izvlači. Također se mora voditi računa da ne dođe do oštećenja kristala zbog prevelikih napona i struja u pogonu, a i do njegove nestabilnosti zbog povećane temperature kristala kod njegovog pregrijavanja. Tako je npr. toplinski otpor kristala  $500^\circ\text{C/W}$ , a  $2\text{mW}$  disipacije dovode do promjene temperature za  $1^\circ\text{C}$ . Promjena od  $1^\circ\text{C}$  može kod nekih kristala izazvati promjenu frekvencije od nekoliko milijuntih dijelova. Već prema tome u kojim se <sup>kristalografskom</sup> ~~sekcijama~~ pločica kristala izvremuje iz monolitnog kristala ovise jako njegova svojstva. Ovi kristali danas ima više od deset. Od tih neki imaju veliku neovisnost promjene frekvencije o temperaturi ( $GT_{100}$ ), a drugi znatno veći  $Q$ , ali uz veliku ovisnost o temperaturi. Tako npr.  $GT_{100}$  daje  $\Delta f/f = 10^{-6}$  za promjenu temperature od  $100^\circ\text{C}$ .



**sl. 8.8.**

Na sl. 8.8. prikazana su još dva sklopa oscilatora, ali sa FET-om kao aktivnim elementom. Oscilator na sl. 8.8.b je Pierce-ov oscilator, a na sl. 8.8.c Millerov-oscilator s kromenom. Pierce-ov oscilator koristi serijsku rezonantnu frekvenciju  $\omega_{0s}$ , a Millerov paralelnu  $\omega_{0p}$ . U jednom, drugom slučaju oscilacije mogu nastati tek onda, ako postoji mala induktivna komponenta u krugu odvoda (drain), koje preko ~~Miller~~ kapacitivnosti između odvoda i upravljačke elektrode FET-a dovodi negativnu vodljivost  $G_{-}$  u krug upravljačke elektrode. Tako prema nadopunjujućem sklopu na sl. 8.8.d izlazi da je ulazna admitancija

$$Y_{ul} = G + j\omega C_{GD} (1 + \bar{A}) \quad (8.23.)$$

Pojacanje  $A$  je općenito kompleksna veličina, koja se može napisati kao

\* Tako npr. hod piezoelektre oscilacija od 450 kHz prouje kristala je svega 5,5 mm  
a debljina 0,4 mm. Za podruje od 10 MHz primjenjuje se vibracije po debljini,  
kada je debljina kristala svega 0,2 mm.



$$A = S \cdot (R_D + jX_D)$$

(8.24.)

U slučaju da je opterećenje u krugu odnosa induktivno,  $jX_D$  je pozitivno pa ta komponenta ~~ima~~ impedancije unosi negativnu voltičnost u ulazni krug  $V_{ul}$  pa ~~je~~

$$V_{ul} = G + j\omega C_{GD} + j\omega C_{GD} \cdot S \cdot R - \omega C_{GD} \cdot S \cdot X_D \quad (8.25.)$$

Oscilacije nastaju prema dosad <sup>većem</sup> ~~većem~~, <sup>veliki</sup> ~~većem~~ kada je  $\omega L_D = X_D$  (8.26.)

$$G_{-} = \omega^2 C_{GD} \cdot S \cdot L_D \geq G$$

Na ovom principu radi i tzv. Huthi-Kühnrov oscilator bez kristala, taksu da nam je fitrajni krug u krugu kolektora malo raspošten u smislu dobivanja ~~je~~ potrebne induktivne komponente. Utjecaj ove induktivne komponente je <sup>inače</sup> neposredan kod selektivnih pojačala (mudifikovanijskih pojačala), gdje ~~je~~ zbog prisutnosti Millerove kapacitornosti  $C_{GD}$  ili  $C_{CB}$  može doći <sup>do</sup> ~~do~~ samooslabljenja kod velikog pojačanja <sup>ili barom izobličena amplitudno-frekvencijske karakteristike</sup>. Tako Millerov efekt <sup>opraunjava</sup> ~~opraunjava~~ pojačanje ~~na~~ pojačala sa fitrajnim krugom u krugu kolektora ili odnosa. Ova pojava se može odstraniti neutralizacijom kapacitornosti kolektor-baza  <sup>$C_{CB}$  oduzimanje</sup> odnosa - upravljanja elektrodama  $C_{GD}$ .

Budući da kristal predstavlja fitrajni krug vrlo velikog faktora kvalitete Q, može se postići ~~to~~ dobra stabilnost frekvencije

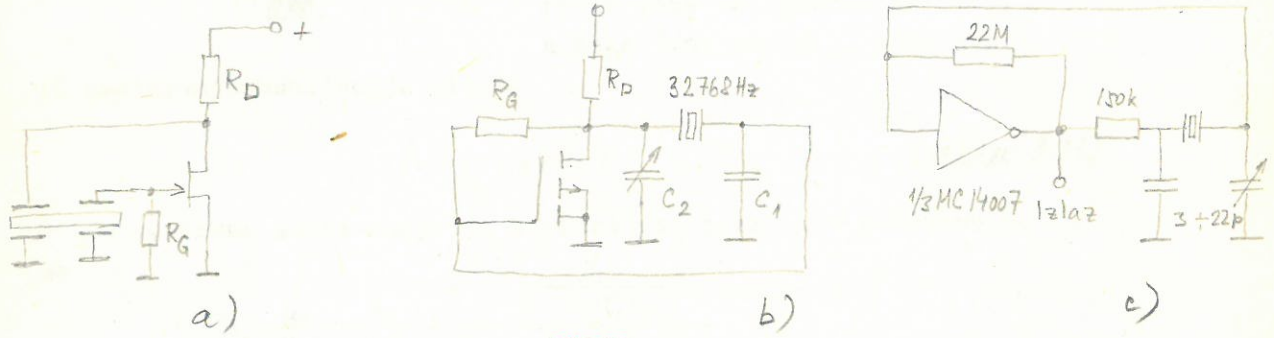
$$\frac{\Delta \omega}{\omega_0} = 10^{-6} \dots 10^{-10}$$

Stabilnosti <sup>veće</sup> od  $10^{-8}$  odnose uglavnom na ~~gdje se~~ kristale na konstantnoj temperaturi u termostatu. Kod primjene običnih LC krugova (Q od 100 do 600) stabilnost frekvencije se kreće u granicama od  $10^{-4}$  do u najboljem slučaju  $10^{-5}$ . Ipak se kao nedostatak oscilatora s kristalom može navesti nerazmjernost promjene frekvencije oscilacija u širem granicama. Mada promjene koja se može postići <sup>paralelnim</sup> ~~paralelnim~~ dodavanjem kondenzatora  $C_p$  kondenzatoru  $C_0$  nije veća od 1%. Ovo sledi iz iznosa (8.20) gdje ~~je~~ u slučaju da  $C_0 + C_p \rightarrow \infty$  resonancija  $\omega_{p0}$  se smanjuje <sup>tež</sup> ~~tež~~ na serijsku resonantnu frekvenciju  $\omega_{0s}$ .

Oscilatore sa kristalom moguće je izvesti vrlo malih dimenzija, jer je kristal sam po sebi vrlo male dimenzija <sup>prostoru</sup> ~~prostoru~~ ali se radi o vrlo malim frekvencijama. Na ovaj način otpada induktivnost <sup>(fitrajni krug)</sup> ~~(fitrajni krug)~~ koji je redovito velikih dimenzija, a i kondenzator <sup>C</sup> može biti velik kod malih frekvencija. Kao kristali ne koriste se



samo kristali kvarena nego i keramički materijali kao što je <sup>napr.</sup> voljni cirkonit titanat. Na sl. 8.9. prikazan je takav oscilator, koji je kompatibilan sa monolitnom i integrisanom tehnikom. Radi što manjeg pinguiranja upotrebljen je FET. Kristal ima ujedno dirje četiri pločice, tako da su to zapravo dva resonatora sa istom kristalnom pločicom na koji mekim je ostvarena akustičko-mehanička veza. Sam oscilator na taj način odgovara tipu oscilatora sa transformatorskom veom prema sl. 8.6.a. Budući da nema ni drugih kondenzatora u shemi, oscilator se može izvesti & jako male dimenzije.



sl. 8.9.

Na sl. 8.9.b prikazan je oscilator sa MOS-FET-om i kompatibilan je sa COS/MOS tehnologijom. Ovaj oscilator upotrebljava se kod mekih elektroničkih sklova. Uveden je po Colpitts-ovoj shemi. Napon napajanja mu je evija 1,1V a potrošnja samo 1  $\mu$ A. Frekvencija samoosilovanja mu je kao što je uobičajeno kod mekih sklova  $2^{15} = 32768$  Hz. Isti tip oscilatora sa upotrebom invertora u COS/MOS tehnici, predložen je na sl. 8.9.c. Može se reći da se primjenom oscilatora s kristalnom pločicom postiže osim velike stabilnosti frekvencije i vrlo male dimenzije sklopa, što u posljednji vrijeme povećava njihovu primjenu. Promjena frekvencije može se samo upotrebom sintetizatora.

RC oscilatori

RC oscilatori pokrivaju područje frekvencija od 0,1 Hz do najviše 10 MHz. <sup>i imaju vrlo visoku vrijednost mekih visokofrekventijskih izvora napona.</sup> Stabilnost frekvencije im obično ne prelazi 0,01%, a imaju i zadovoljavajuću stabilnost amplitude. Ovo ~~se~~ se odnosi na RC oscilatore sa Wien-ovim mostom, koji je prikazan na sl. 8.10.a. ~~RC oscilatori sa zakretom faze u svojim svojstvima su inferiorniji od RC oscilatora sa Wien-ovim mostom.~~

~~RC-~~ oscilator sastoji se od pojačala pojačanja A i četveropola u  $\beta$ -grani koji ne zakreće fazu. Primjenjena je uz pozitivnu i negativna povratna veza. Zahvaljujući negativnoj po-





Primjenom negativne povratne veze napon na ulazu pojačala je manji pa je potrebno i veće pojačanje pojačala ( $A \gg 3$ ). Na ulazu u pojačalo (u dijagonali Wien-ovog mosta) napon je  $u_1 - u_1'$ , a rezultirajuća povratna veza prema izrazu

$$\frac{u_1 - u_1'}{u_2} = \beta_+ - \beta_- = \frac{\omega RC}{3\omega RC + j(\omega^2 C^2 R^2 - 1)} - \beta_- \quad /B.31/$$

gdje je  $\beta_- = \beta_+ - \frac{1}{A_0}$ . ~~vidjeli smo, da je~~ Koeficijent pozitivne povratne veze  $\beta_+ = 1/3$  u slučaju rezonancije. Za održavanje stacionarnih oscilacija mora biti ispunjeno

$$\beta_- = \frac{1}{3} - \frac{1}{A} \quad /B.32/$$

Podijeliv<sup>se</sup> li brojnik i nazivnik izraza /B.31/ sa  $\omega RC$  i uzme<sup>se</sup> li u obzir da je  $\omega_0 = 1/RC$ , može<sup>se</sup> napisati

$$\frac{\Delta u}{u_2} = \frac{1}{3 + j(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega})} - \beta_- \quad /B.33/$$

Racionaliziranjem i sređivanjem razlomka, dobiva<sup>se</sup> da je

$$\frac{\Delta u}{u_2} = \frac{3 - 9\beta_- - \beta_- (\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega})^2 - j(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega})}{9 + (\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega})^2} \quad /B.34/$$

Argument ovog kompleksnog broja je

$$\varphi = \text{arc tg} \frac{\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega}}{3 - 9\beta_- - \beta_- (\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega})^2} = \text{arc tg } x \quad /B.35/$$

Da bi odredili stabilnost frekvencije oscilacija  $S_f$  prema izrazu /B.9/ potrebno je potražiti derivaciju od  $\varphi$  izraza /B.35/

$$\frac{d\varphi}{d\omega} = \frac{1}{1 + x^2} \cdot \frac{dx}{d\omega} \quad /B.36/$$

za  $\omega = \omega_0$  je  $x = 0$ , pa je

$$\frac{d\varphi}{d\omega} = \frac{dx}{d\omega} = \left(\frac{\omega}{\omega_0} + \frac{\omega_0}{\omega}\right) \frac{3 - 9\beta_- + \beta_- (\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega})^2}{[3 - 9\beta_- - \beta_- (\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega})^2]^2} \cdot \frac{1}{\omega} \quad /B.37/$$

Izraz /B.37/ u slučaju rezonancije tj.  $\omega = \omega_0$  poprima oblik

$$\frac{d\varphi}{d\omega} = \frac{2}{3 - 9\beta_-} \cdot \frac{1}{\omega} \quad /B.38/$$

dok je stabilnost frekvencije dana sa

$$S_f = \frac{d\varphi}{d\omega} \cdot \omega = \frac{2}{3 - 9\beta_-} \quad /B.39/$$

uz uvrštavanje izraza /B.32/ za  $\beta_-$  dobiva<sup>se</sup>

$$S_f = \frac{2}{9} A \quad /B.40/$$



To znači, da je stabilnost pojačanja to bolja, što je veće pojačanje pojačala A. U slučaju bez negativne povratne veze, ~~u djeli smo, da je~~ zadovoljen uvjet samooscilacija kod pojačanja  $A = 3$ , što znači, uz vrlo slabu stabilnost frekvencije

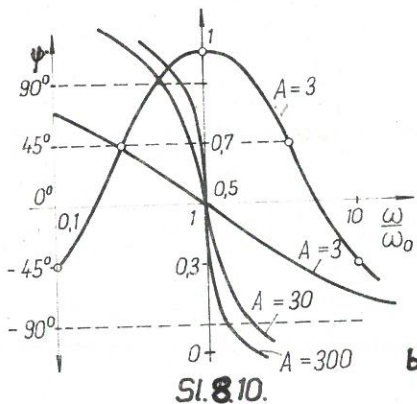
$$S_f = \frac{2}{3} \quad /8.41/$$

Ako usporedimo izraz za stabilnost frekvencije /5.30/ sa onim za LC oscilator /5.12/, onda možemo napisati, da je efektivni faktor kvalitete RC kruga kod RC oscilatora

$$Q_{RC} = \frac{A}{9} \quad /8.42/$$

Iz izraza /8.40/ proizlazi da bi za izjednačenje u pogledu stabilnosti sa LC oscilatorom, koji ima  $Q = 100$ , RC oscilator morao imati pojačanje  $A = 900$  puta.

Promatrajući izraz /8.38/ možemo uočiti da stabilnost frekvencije  $S_f$  teži u beskonačnost, ako  $\beta_- \rightarrow \frac{1}{3}$ , odnosno  $A \rightarrow \infty$ , što odgovara uravnoteženom Wien-ovom mostu.



Sl. 8.10.

Na sl. 8.10. prikazano je kvalitativno nekoliko faznih karakteristika RC oscilatora sa Wien-ovim mostom za različita pojačanja, gdje je vidljivo, da je promjena faze to strmija, što je pojačanje oscilatora veće. Veliko pojačanje pojačala A je također povoljno i sa aspekta izobličenja, jer se radi sa manjim naponima u petlji povratne veze ~~u petlji~~ <sup>što znači da pojačalo radi</sup> u linearnom

režimu ~~pojačala~~. Nužno potrebna nelinearnost, koja je prisutna kod svakog oscilatora, da bi mu ograničila daljnji rast amplitude, ovdje je rješena <sup>izvornu samooograničenje pojačala</sup> ~~na način, kako je to prikazano u daljnjem tekstu, tako da ne dolazi do ograničenja pojačanja u samom pojačalu.~~

~~No ovako~~ Velika stabilnost frekvencije koja iziskuje veliko pojačanje u kontradikciji je sa zahtjevom za stabilnost amplitude. Kako je koeficijent negativne povratne veze  $\beta_-$  vrlo blizak koeficijentu pozitivne  $\beta_+$

$$\beta_+ - \beta_- = \frac{1}{A} \quad /8.17^*/$$

kod velikog pojačanja A, to uz vrlo male promjene elemenata u granama Wien-ovog mosta, može dovesti do velikog smanjenja amplitude oscilacija ili čak njihovog prekidanja ili opet do njihovog porasta.

Da bi se ova velika nestabilnost amplitude oscilacija smanjila, sve praktičke izvedbe RC oscilatora sa Wien-ovim mostom, imaju provedenu kompenzaciju, <sup>jedan</sup> ~~na~~ način, <sup>da</sup> ~~je~~ se za otpor  $R_3$  na sl. 8.11. upotrijebi NTC otpor, tj. otpor sa negativnim temperaturnim koeficijentom. Ako sada dođe do povećanja ampli-

tude oscilacija, što ima za posljedicu porast temperature otpornika, odnosno smanjenje njegovog otpora, onda će doći do povećanja omjera

$$\beta_- = \frac{R_4}{R_3 + R_4} \quad \text{BUBIN (8.43.)}$$

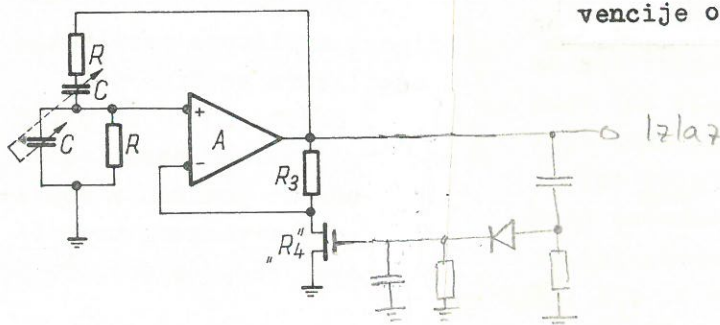
i time do smanjenja razlike  $\Delta u = \beta_+ - \beta_-$  na ulazu u pojačalo, pa će se amplituda oscilacija smanjiti. Isto razmatranje vrijedi i kod smanjenja amplituda oscilacija, samo u obrnutom smislu.

No kompenzacija se može provesti i na način, da se mjesto otpornika  $R_4$  uzme žaruljica, čija nit ima pozitivni temperaturni koeficijent, pa je njezino djelovanje isto kao i u prethodnom slučaju. ~~Ovaj način je predstavljao prvo rješenje problema (Hewlett) i najviše se primjenjuje kod RC oscilatora sa elektronskim cijevima.~~

Postoji još jedno rješenje, koje se u novije vrijeme sve više primjenjuje, a koristi mjesto temperaturno ovisnog otpornika  $R_4$ , otpor kanala FET-a, na način, kako je to prikazano na sl. 8.11.

Vidimo da je FET upravljani istosmjernim naponom iz ispravljača. <sup>MOS- u pojačavnom načinu,</sup> Ovaj ispravljeni istosmjerni napon zahvaljujući vrsti upotrebljenog ispravljača, <sup>sa</sup> ima odziv na tjemenu vrijednost. Ako se na izlazu iz pojačala napon poveća, to ima za posljedicu povećavanje otpora (izvor-odvod) FET-a, a ovo povećava negativnu povratnu vezu i smanjuje izlazni napon. Zbog velike osjetljivosti FET-a na promjene ~~vanjskog~~ <sup>može</sup> napona (regulira se potencijetrom P), na ovaj način se ~~može~~ ostvariti vrlo dobra stabilizacija amplitude

tude koja se ne mijenja više od  $\pm 1\%$  u cijelom području frekvencije od 10 Hz do 1 MHz.



Sl. 8.11.

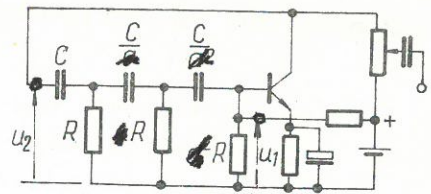
RC oscilatori sa faznim pomakom kao oscilatori mjernih izvora nisu više mnogo zastupani. Oni se koriste za generiranje izvjesnog broja fiksnih frekvencija, kao npr. oscilatori niskih frekvencija za modulaciju visokofrekventnog signala signal-generatora i sl. Tome je razlog, što bi trebalo koristiti bar tri, ako ne i četiri promjenljiva kondenzatora (rijede otpora), koji



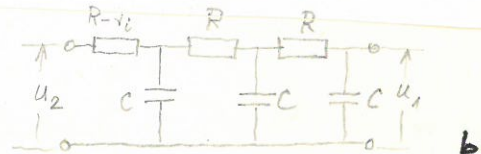
moraju međusobno jednako mijenjati svoju vrijednost kod kontinuirane promjene frekvencije, što je tehnički nepodesno izvesti. Ovaj tip oscilatora predložen je na sl.

8.12.a

U ovom slučaju zakret faze od 180° vrši tročlani RC četveropol



Sl. 8.12. a



Sl. 8.12. b

da bi sa jednim stepenom naponskog pojačanja (ili neparnim brojem stepena naponskog pojačanja) bio ispunjen Barkhausenov uvjet

$\beta \cdot A = 1 \angle 0^\circ$

~~Traženi zahtjev zakreta faze od 180° mogla bi u graničnom slučaju ispuniti i dva člana, samo bi onda napon na izlazu četveropola bio  $u_1 = 0$ . Zato se koriste najmanje tri, a ima izvedbi sa četiri RC člana. U slučaju tri RC člana, kod međusobno jedna-~~

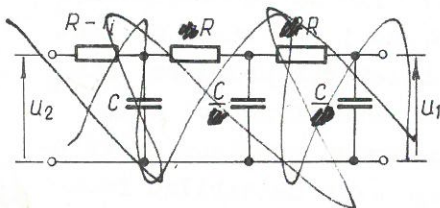
ko odabranih kondenzatora C i otpora R, svaki član zakreće fazu između ulaznog i izlaznog napona za 60°.

U slučaju oscilatora sa tročlanim RC filtrom frekvencija oscilacija je

$\omega_0 = \frac{1}{RC} \cdot \frac{1}{\sqrt{6}}$  i  $A = 29$

18.12.11 (8.44)

~~Element m u izrazu 75.34 je 1/11 Za slučaj RC spoja elemenata četveropola prema sl. 8.12.b~~



Sl. 8.12. c

~~U ovom poslijednjem slučaju se sa aspekta mjerenja postiže nešto bolji rezultat, jer djeluje kao niski propust (na sl. 8.12.a i visoki propust), koji smanjuje udio viših harmonika i time daje manje izobličen signal. Ovaj četveropol svakako zahtijeva veliki ulazni otpor pojačala prema~~

reaktanciji kondenzatora C, što je nepovoljno kod izvedbe sa tranzistorima. I kod ove vrste RC oscilatora, potrebno je predvidjeti stabilizaciju izlaznog napona kao i u slučaju RC oscilatora sa Wien-ovim mostom, da bi se zadržala približno konstantna izlazna amplituda.

RC-oscilator sa analognom konstrukcijom sinusoide

Ovaj tip RC oscilatora podesean je za generiranje vrlo niskih frekvencija zato nisu podesean do sada opisivani RC-oscilator jer zahtijevaju prevelike otpore i kapacitivnosti. Podmiješajući u ovaj pokriva RC-oscilator sa analognom konstrukcijom sinusoide ide od 10mHz do najviše 1MHz.

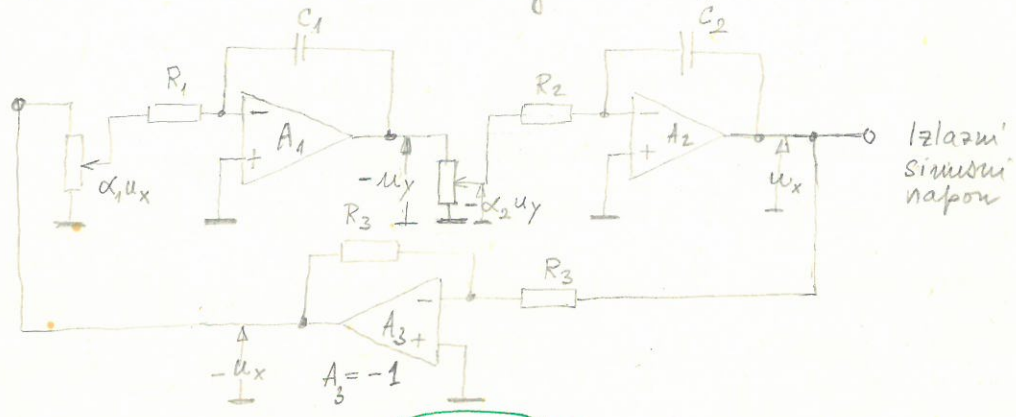
sinusoidalni napon ovog izvora dobiva se kao rješenje diferencijalne jednačine koje je sinusoida. To je diferencijalna jednačina drugoga reda bez člana koji predstavlja prigušenje

$$\frac{d^2 u}{dt^2} + \omega_0^2 u = 0 \tag{8.45.}$$

Rješenje ove diferencijalne jednačine je

$$u = U \sin \omega_0 t \tag{8.46.}$$

To je napon koji se ~~iz~~ dobiva na izlazu iz oscilatora. Oscilator je zapravo elektronski model, koji simulira diferencijalnu jednačinu na analognom računaru, a izveden je prema slici 8.13. Na dva integratora i jednom invertorom faze.



Sl. 8.13.

Izlaz iz prvog integratora je

$$u_y = -\frac{1}{R_1 C_1} \int \alpha_1 u_x dt \tag{8.47.}$$

derivacijom ovog neodređenog integrala dobiva se

$$\frac{du_y}{dt} = -\frac{\alpha_1}{R_1 C_1} u_x \tag{8.48.}$$

Isto tako je izlaz iz drugog integratora

$$u_x = -\frac{1}{R_2 C_2} \int \alpha_2 u_y dt \tag{8.49.}$$

odakle se derivacijom dobiva

$$\frac{du_x}{dt} = -\frac{\alpha_2}{R_2 C_2} u_y \tag{8.50.}$$

U sustavu od dvije diferencijalne jednačine (8.48) i (8.50) dobiva se jedna diferencijalna jednačina, ali drugoga reda, tako da se derivira (8.50.)

$$\frac{d^2 u_x}{dt^2} = -\frac{\alpha_2}{R_2 C_2} \frac{du_y}{dt} \tag{8.51.}$$

pa se umjesto  $\frac{du_y}{dt}$  supstituirava u jednačinu (8.48.) tako da (8.51.) postaje

$$\frac{d^2 u_x}{dt^2} - \frac{\alpha_1 \alpha_2}{R_1 C_1 R_2 C_2} u_x = 0 \tag{8.52.}$$



Da rješenje karakteristične jednadžbe ove diferencijalne jednadžbe dobije konjugirano kompleksne korijene odnosno da rješenje bude sinusoida, drugi član diferencijalne jednadžbe (8.52) mora imati pozitivan predznak. To se postiže invertovanom fazom na  $180^\circ$  i pojačanjem 1, jer su oba otpora  $R_3$  u krugu pomatane iste jednaka. Tako da jednadžba (8.52) sada glasi

$$\frac{d^2 u_x}{dt^2} + \frac{\alpha_1 \alpha_2}{R_1 C_1 R_2 C_2} u_x = 0$$

odakle je frekvencija oscilacija  $\omega_0$  prema (8.45)

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{\alpha_1 \alpha_2}{R_1 C_1 R_2 C_2}} \quad (8.53.)$$

sinusnog napona

$$u_x = U_x \sin \omega_0 t \quad (8.46.*)$$

Budući da je  $\alpha_1 < 1$  i  $\alpha_2 < 1$  to se na ovaj način može dobiti daljnji sniženje frekvencije oscilacija  $\omega_0$  prema shemi RC-oscilatora sa Wienovim mostom i to za faktor  $\sqrt{\alpha_1 \alpha_2}$ , što obično daje sniženje frekvencije za 10 do najviše 100 puta.

Promjenom izvora djeljivosti  $\alpha_1$  i  $\alpha_2$  potencijometrima  $P_1$  i  $P_2$ , može se mijenjati jednostavno frekvencija oscilatora  $\omega_0$ . Važno je napomenuti da ovaj tip izvora može služiti kao kao dvofazni generator gdje između napona  $u_y$  i  $u_x$  vladaju fazi pomak od  $90^\circ$ . Isto tako ako se želi oslabiti oscilacije dovoljno je dovesti  $u_y$  napon na invertirani ulaz operacionog pojačala  $A_3$ . Ako se dovede napon  $u_y$  na neinvertirani ulaz pojačala oscilacije se pojačaju.

### 8.2.3. ~~5/15~~ GENERATORI FUNKCIJA

→ mala slova!

Generatori funkcija generiraju različite valne oblike od sinusnih, pravokutnih do trokutastih i pilastih napona. Ime im potiče od njihove primjene kao generatora različitih funkcija u analognoj računskoj tehnici.

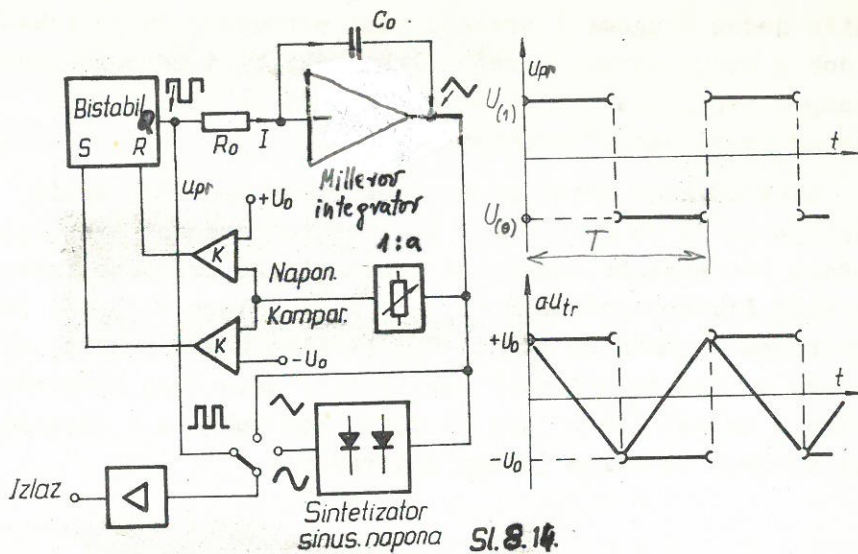
Osnovno im je svojstvo interesantno sa gledišta mjerne tehnike, a to je, da mogu generirati napone vrlo niskih frekvencija, kao što su one od 0,05 mHz. (0,00005 Hz), što odgovara periodu jedne oscilacije od nekih 5,5 sati. Obično ovi generatori pokrivaju područje od 100 mHz do 1 MHz, a ima izvedbi koje sežu i do 13 MHz. Stabilnost frekvencije im je u nižem frekvencijskom području (< 50 kHz) oko  $\pm 1\%$  do  $\pm 2\%$ , dok na višim frekvencijama nije bolja od  $\pm 4\%$ . Stabilnost amplitude signala ne premašuje promjene od  $\pm 2\%$ .

Njihova primjena danas obuhvaća široko područje i to: u ispitivanju elektronskih i elektroakustičkih uređaja, sistema

automatske regulacije, servomehanizama, analognih računskih strojeva, zatim medicinskih i geofizičkih uređaja te kod istraživanja u području infrazvuka, itd.

Mnogi generatori funkcija su konstruirani prema blok shemi na sl. 8.14. →





Sl. 8.14.

Osnovni elementi: Bistabil, Miller-ov integrator i naponski komparatori

nalaze se u zatvorenoj petlji. Kada je napon stacionarnog stanja bistabila pozitivan (logičko 1) izlaski napona integratora pada i obrnuto. Kada je izlaski napona bistabila negativan (logičko 0), napon na izlasku integratora raste prema izlasku

$$u_{tr} = - \frac{1}{C_0} \int_0^t i dt = - \frac{1}{C_0 R_0} \int_0^t u_{pr} dt \quad \text{N.B. (8.54.)}$$

Dio trokutastog napona  $a \cdot u_{tr}$  ( $a < 1$ ) dolazi na naponske komparatore od kojih bistabil dobiva okidne napone kod kojih <sup>radom</sup> upravlja bistabilom.   
 kod koincidencije rastućeg trokutastog napona  $a \cdot u_{tr}$  sa naponom  $U_0$  <sup>bistabil na izlasku ima pozitivan napon ( $U_0$ )</sup> odnosno padajućeg trokutastog napona  $a \cdot u_{tr}$  sa naponom  $-U_0$ . <sup>bistabil na izlasku ima negativan napon ( $-U_0$ )</sup> U svakom takvom trenutku bistabil prebacuje iz jednog stanja u drugo <sup>1</sup> konstantnoj struji nabijanja <sup>2</sup> kondenzatora <sup>kapacitivnosti</sup>  $C_0$  i <sup>3</sup> njegovej vrijednosti ovisi <sup>4</sup> period izlaznog signala  $T$ ,   
 izlaska pa je

$$2U_0 = \frac{I}{C_0} \cdot \frac{T}{2} \quad \text{N.B. (8.55.)}$$

odnosno

$$T = \frac{4U_0 \cdot C_0}{I} \quad \text{N.B. (8.56.)}$$

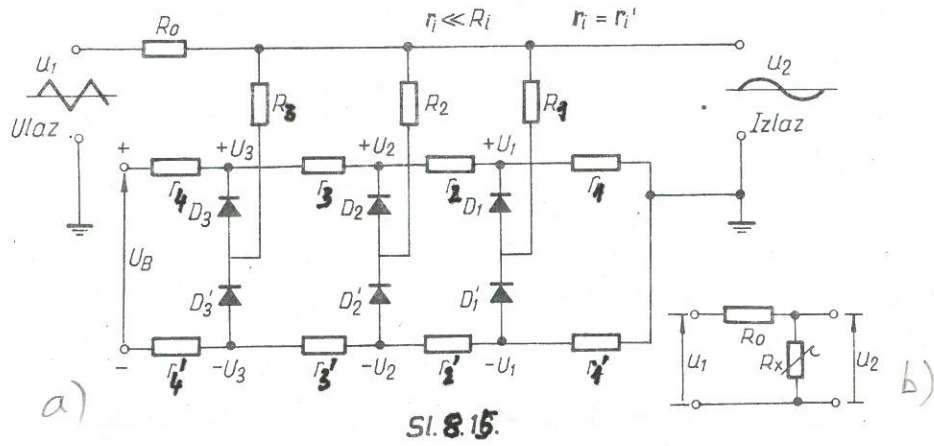
Vidimo, da su za veće periode oscilacija potrebne vrlo male struje nabijanja kondenzatora uz dosta veliki njegov kapacitet  $C_0$  (obično nekoliko  $\mu F$ ). To s druge strane iziskuje veliki ulazni otpor pojačala Miller-ovog integratora i kvalitetnu izvedbu kondenzatora sa velikim otporom izolacije.

Na ovaj način dobivamo istim postupkom pravokutni i trokutasti napon. Da bi dobili i sinusni napon, moramo se poslužiti sintetizatorom. Sintetizator omogućava oblikovanje sinusne krivulje napona iz trokutastog napona. Neki tipovi sintetizatora bili su razmatrani u poglavlju o elektronskim voltmetrima (6.2.3. i 6.2.4. - diodni sintetizatori).

Diodni sintetizator za dobivanje sinusnog napona prikazan je na sl. 8.15.a.

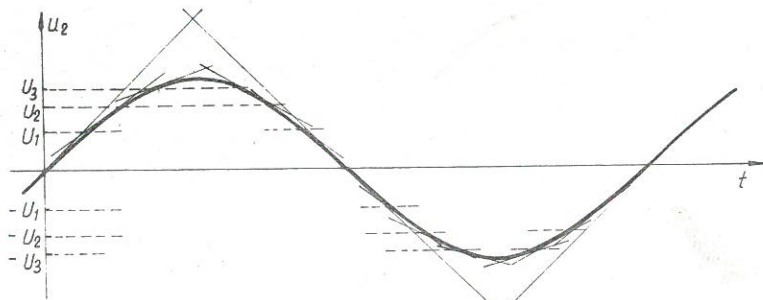


Snizena sinusna napona provodi se iz trokutastog talasa, da bi moglo linearano nastaviti trokutastog napona na izlazu iz četverpolja na  $V$  u odsječcima smanjuje smanjujući vrijednost otpora  $R_x$ . Četverpolje je u stvari djeliti sačinjeno od otpora  $R_0$  i  $R_x$  ~~mutar četverpolja~~



SI. 8.15.

Smanjujući otpora  $R_x$  ostvaravao je vodljiviju diode koji redom provode kada linearno rastući napon dosegne njihove vrijednosti napona  $U_1, U_2$  i  $U_3$ . Napon  $U_3$  je veći od  $U_2$ , a  $U_2$  od  $U_1$ . Isto vrijedi i za negativne napone  $-U_3$  i  $-U_2$  i  $-U_1$ . Naponi  $U_1, U_2$  i  $U_3$  su odabrani tako da se najbolje i sa najmanje diode, <sup>odnosno odjeljaka</sup> aproksimira sinusoide, prema slici 8.16.



SI. 8.16.

u prvom odsječku, dok otpora  $R_x$  <sup>odnosno u jedna diode ne vodi,</sup> ~~menja,~~ napon na izlazu  $u_2$  je jednak naponu na ulazu  $u_1$ , t.j.  $u_2' = u_1$ .

u drugom odsječku, gdje je napon  $U_1 < u_1 < U_2$  <sup>i vodi prva diode D1,</sup> gdje diode  $D_1$  i  $D_2$  provode, napon  $u_2$

$$u_2'' = \frac{R_1}{R_0 + R_1} (u_1 - U_1) + U_1 \quad (8.57.)$$

u trećem odsječku, gdje je napon  $U_2 < u_1 < U_3$  <sup>i vode diode D1 i D2,</sup> napon  $u_2$  poprima vrijednost

$$u_2''' = \frac{R_2 \parallel R_1}{R_0 + R_2 \parallel R_1} (u_1 - U_2) + U_2 \quad (8.58.)$$

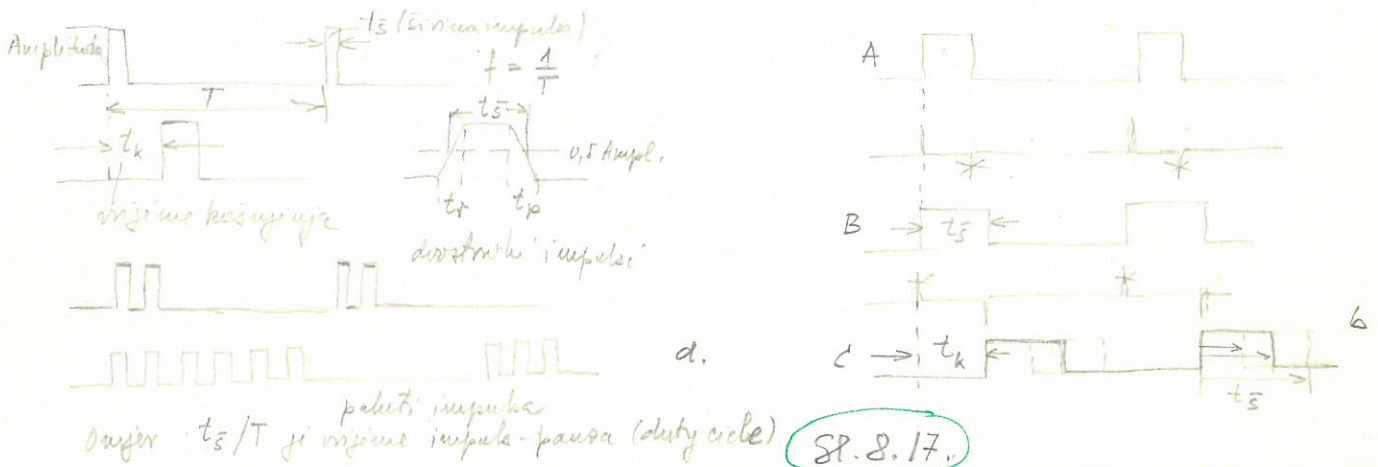
Ovdje znak  $\parallel$  znači da su otpori  $R_2$  i  $R_1$  paralelno spojeni.





## 8.2.4. Generatori impulsa

Generatori impulsa spadaju u grupu izvora pravokutnog valnog oblika. Generatori impulsa omogućuju promjenu svih važnijih parametara impulsa kao i stvaraju dvostroke impulse ili cijele serije impulsa. Osnovne karakteristike impulsa su njihova frekvencija, dužine trajanja impulsa  $t_s$ , dotične vrijeme porasta  $t_r$  i opadanja impulsa  $t_p$ , a prema nekom referentnom impulsu i vrijeme kašnjenja  $t_k$ . ~~Ime se također~~ treba spomenuti i amplituda impulsa kao njegov osnovni parametar. Dve su veličine prikazane na sl. 8.17a. Veličina generatora



impulsa ~~ima~~ pružaju mogućnost reguliranja ovih vrijednosti. Osim toga ima i niz neželjenih pojava koje predstavljaju isključivanje impulsa ~~koje~~ koje treba imati u najmanjoj mogućoj mjeri je jedan kvalitetan generator impulsa. To su nestabilnost u frekvenciji, dužini trajanja impulsa (jitter), nadvisanja (overshoot), vrijeme smiravanja i ustalivanja (settling time), neodgovajno vrijeme porasta itd.

Osnovni element svakog generatora impulsa je uzbudni generator.

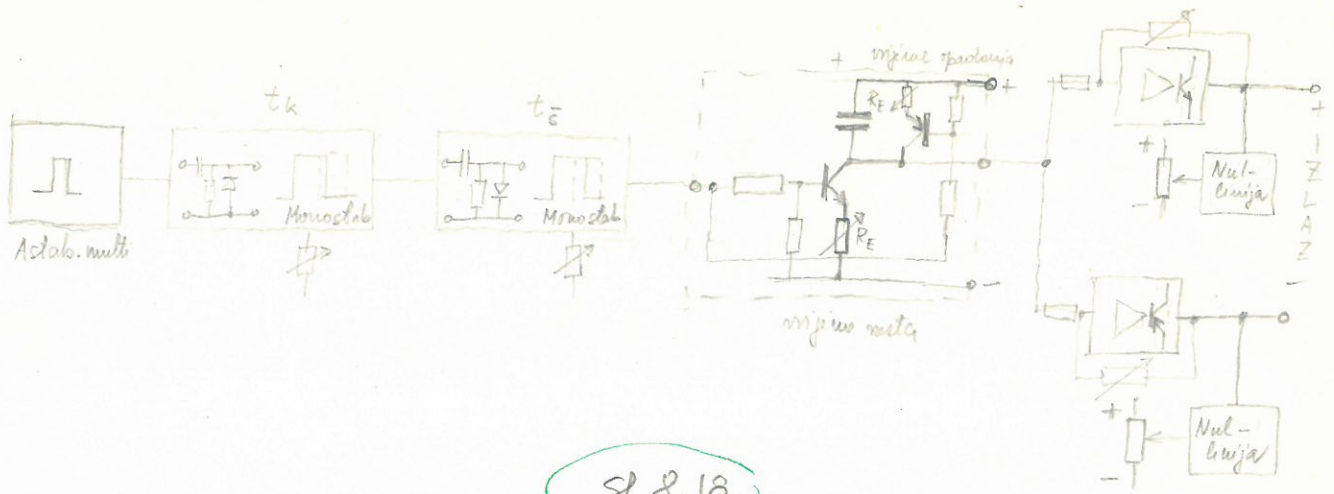
Uzbudni generator određuje takt odnosno frekvenciju impulsa. On je najčešće izveden kao multivibrator, koji radi astabilno, ali može da djeluje i kao monostabilni multivibrator, koji je okidan preko okidnog sklopa vanjskim impulsima. No uzbudni generator se katkada izvodi i bloking oscilatorom. Ukoliko nije potrebno okidanje vanjskim impulsima, ima izvedbi koje ~~kon-~~ <sup>u potrebnijem</sup> ~~iste~~ i sinusni oscilator. Sklop za kašnjenje impulsa omogućava izvjesno kašnjenje impulsa na izlazu prema okidnim impulsima izvana ili prema impulsima uzbudnog generatora. Ovaj sklop se najčešće izvodi monostabilom.



Na sl. 8.17.6 prikazan je način realizacije <sup>vrzene</sup>  $t_x$  impulsa prema naponskoj budi impulsa A. Impulsi a se najprije deriviraju. Od njih se odobere pozitivni impulsi, dok se negativni impulsi diodom otklonu. Zatim se ovim pozitivnim impulsima obida drugi monostabilni multivibrator <sup>B</sup>, kojega dužina trajanja impulsa  $t_x$  određuje ~~trajanje~~ njegove kašnjenja  $t_x$  sljedećeg multivibratora C. Pri tome se opet deriviraju impulsi B drugog multivibratora; odobere se negativni impulsi, dok se pozitivni diodom proguraju. Negativni impulsi sadle obidanjem trećeg multivibratora stvaraju impulse C koji prema A impulsima kasne za vrijeme  $t_x$ . Impulsi C trećeg monostabilnog mogu služiti kao osnova za iduće impulse. Prethodno se može upotrijebiti sklop za podešavanje vremena porasta odnosno opadanja impulsa koji se može izvesti sa dva komplementarna tranzistora sa međusobno spojenim kolektorima <sup>sl. 8.18</sup> prema V. Na nekim spoja ovih kolektora ~~se~~ <sup>u</sup> približeni je kondenzator prema zemlji. Impulsi C stvaraju jedan ili drugi tranzistor; tako uslijedi <sup>ili isključuje</sup> kondenzator konstantnom strujom. Konstantnost struje osiguravaju ~~komplementarni~~ komplementarni tranzistori. Tako da napona na kondenzatoru neće biti opaske linearno. ~~Struja~~ Prouzimanom veličine struje kroz ove tranzistore <sup>(u kondenzator)</sup> može se osigurati isto ili nešto njegove porasta i opadanja bnda impulsa. Impuls na ovaj način poprima trapezoidalni valni oblik. Na iduću se nalaze dva sinhropojasna pojačala, mnogo pojačanja koja trebaju osigurati dovoljnu snagu na iduću. Osim toga su omogućuju i prouzikuju poleniteta idućeg pravokutnog impulsa. Konstantne struje koja se se stvara sa strujom impulsa, može odrediti njihovu multu liniju. Ove dodatne konstantne struje dobivaju se iz pozitivnog ili negativnog izvora napajanja tako da se multu linija može pomicati u pozitivnom ili negativnom smjeru. Prouzimanom pojačanja pojačala može se mijenjati amplituda idućeg signala uz dodatne atenuatore. Pojačala moraju raditi u svom linearnom dijelu kako bi se održala prethodnim stupnjem postignuta vremena porasta odnosno opadanja impulsa.

Ovdje <sup>principi</sup> opisani generator impulsa predstavlja jedno jednostavno rješenje. Pojedine prouzročujuće veličine mogu se postaviti ili preklopnicima ili prouci tastature. Također se iz ove generator impulsa sa dva ili više kanala gdje impulsi iz jednog kanala prema impulsima iz drugog kanala stoji u međusobnom inverznom odnosu. Impulse dobivene uz iduću ovih kanala moguće je obrijati i tako dobiti impulse u različitim međusobnim odnosima.





Sl. 8.18.

Danasnji generatori impulsa pokrivaju široko područje frekvencija koji seže i do 1GHz ali najčešće do 40 ili 50 MHz. Amplituda impulsa mogu imati ~~do~~ u ekstremnom slučaju i 100V, no najčešće 5 ili 10V na otporu od 50Ω. Najmanja vremena porasta impulsa su 0,5ns do 10 ns, što je za generatore impulsa od posebnog važnosti: pogotovo kada se želi odrediti vrijeme porasta malog ~~broja~~ pojačala. Širina impulsa se može mijenjati od nekoliko nanosekundi do više sekundi, a i vrijeme korištenja u sličnim granicama. Većina generatora impulsa ima mogućnost ~~da~~ vanjske sinkronizacije s nekim vanjskim izvorom.

Generatori impulsa najčešće su podizani kao uskusnici valni oblici kod ispitivanja i mjerenja prijenosnih funkcija najosjetljivijih elektroničkih krugova pojačala, filtera i sistema. Odnosno vrši napreva na impulsu uskusnici, kada se analiziraju, daju odgovor na <sup>njihovu</sup> mogućnost i karakteristike.

Generatori impulsa se primjenjuju kako kod mjerenja u telekomunikacijama, ~~u~~ telemetriji, ~~u~~ u televiziji i radiolokaciji. Bez njih su nezamisliva mjerenja i ispitivanja u digitalnoj i impulsnoj tehnici, zatim mjerenja na pojačalima, filterima i tome slično. ~~Blok shema jednog impulsnog generatora~~

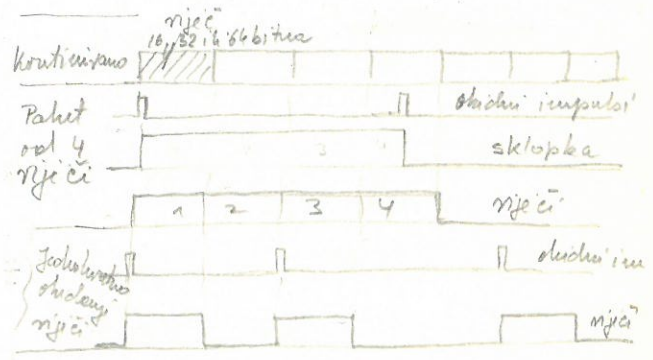
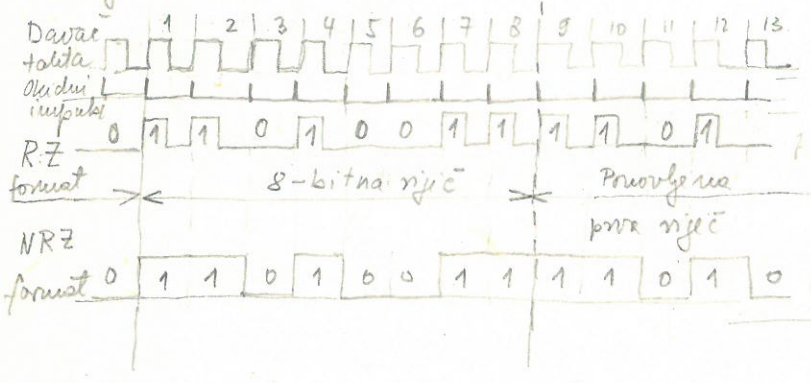
### 8.2.5. Generatori digitalnih podataka

Generatori digitalnih podataka ili generatori nječi imaju veliku primjenu u digitalnoj tehnici posebno kod mjerenja i ispitivanja digitalnih elektronskih računala. Na izlazu iz generatora digitalnih podataka izlazi serija impulsa u različitim <sup>vremenskim</sup> ~~vremenskim~~ <sup>na odredenoj razini</sup> ~~vremenskim~~ <sup>na odredenoj razini</sup> podacima, koji se želi simulirati. Impulsi odnose stanje izlaza ~~V~~ odgovara binarnoj jedinici (1), a pause, bez napona, binarnoj nuli (0). Neki binarni broj

⊗ Frekvencija impulsa  $\sqrt{\text{desetina bita}}$  proširljiva, a mogu se impulsi dovesti i iz izvornog izvora.



broj može se prilagoditi prema <sup>možićim</sup> vremenu trajanja valjivosti impulsa i pauza ili sa više paralelnih istih prema broju bitova u riječi. Na sl. 8.19.a je prikazana jedna 8-bitna riječ. ~~za~~ Generatori digitalnih podataka mogu generirati i 16-bitne, 32- i 64-bitne riječi. Frekvencija izmjene pojedinih binarnih stanja odredit će je deževiću takta (clock), ona se kreće od nekoliko Hz do više stotina MHz.



a)

b)

Sl. 8.19.

Ostaci <sup>također se</sup> traže Na sl. 8.19.a prikazana je način gdje se nakon svake 1. riječi neposredno nakon, prije sljedeće 1, što predstavlja format vraćanja na nulu RZ (return to zero format). Ukoliko slijede dva ili više istih stanja <sup>tj. jedinica</sup> do povratka na nulu ne mora doći, pa se govori o formatu bez vraćanja na nulu NRZ (non return to zero format). ~~Ukoliko~~ Slijed riječi može biti kontinuiran tj. kada se neprekidno povezuje jedna ista riječ prema sl. 8.19.b. Može se i vršiti pojava samo jedne riječi, a može se ~~postići da se~~ propusti i više <sup>riječi u toku</sup> u paketu riječi. Ukoliko će riječi u tom vremenu prvi odrediti vrijeme koliko je sklopka zatvorena (gate). Bez obzira na kojemu se mjestu sklopke ~~po otvori~~, još <sup>će</sup> se postizanja riječi propustiti u cijelosti.

Odebrana riječ postavlja se fiksnim na prednjoj ploči generatora digitalnih podataka. Oni podaci upisuju se preko paralelnog ulaza u pomerači registar koji onda u ritmu dežević takta dop <sup>na izlazu (Q n-tro bistabilu)</sup> valjivosti impulsa i pauza već prema određenoj binarnom podatku u riječi. Neki generatori podataka imaju i paralelni izlaz podataka. Obično je broj paralelnih izlaza ~~do~~ osam. Serijski slijed impulsa je mnogo više u upotrebi <sup>kod generatore riječi</sup> binarni podatak na izlazu može se dati i u komplementarnom obliku, što znači da gdje je do sada bilo 0, sada je 1 i obrnuto.



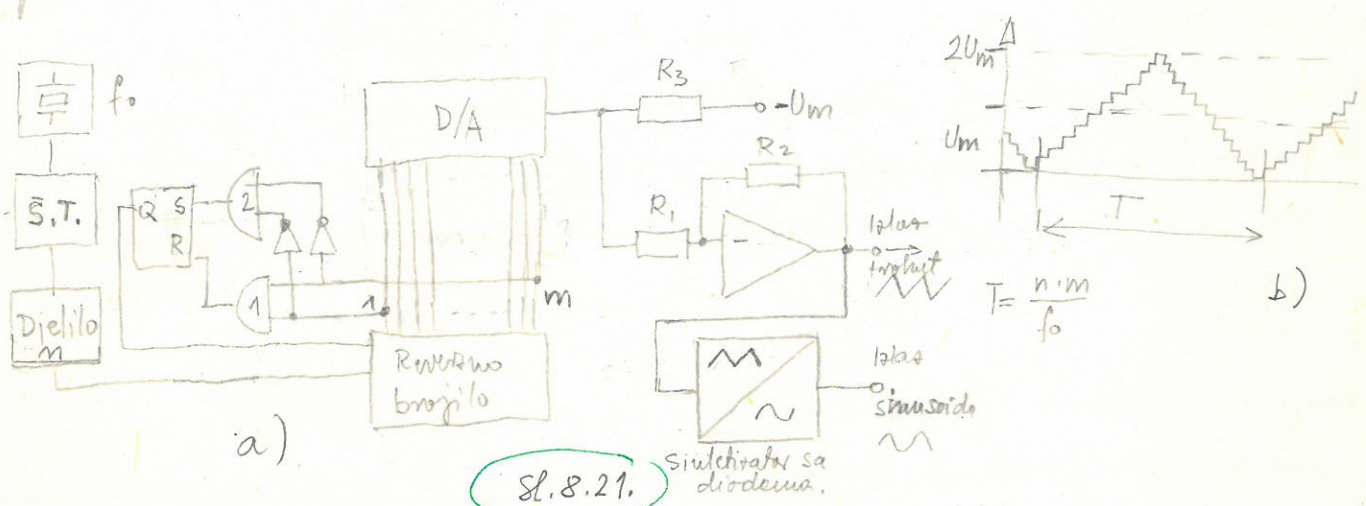


409

### 8.3. Mjerivi izvori s diskretnom promjenjivom frekvencijom

#### 8.3.1. Izvori s digitalnom konstrukcijom trokutastog i sinusnog napona

Izvori vrlo niskih frekvencija mogu se realizirati digitalnim postupkom sinteze naponske oblike napona od diskretnih uzoraka, predstavljenih kao analogne veličine digitalnih predmeta. Na ovaj način se može stvoriti vrlo stabilna, diskretno promjenljiva frekvencija sa konstantnom istosnom amplitudom i s vrlo malim sadržajem nižih harmonika. Na sl. 8.21. prikazan je shematski pramac kojeg se može dobiti trokutasti napon ~~na~~ navedenih svojstava.




U izvora kristalno stabilizirane frekvencije nakon oblikovača impulsa ~~se~~ dobivena frekvencija se dijeli sa  $n$ . Ako je  $n$  vrlo veliki broj može se dobiti <sup>po volji</sup> ~~ni~~ <sup>broj impulsa</sup> ~~ni~~ <sup>broj impulsa</sup> frekvencija. Impulse iz dijela frekvencije  $f_0/n$  broji brojilo. <sup>nakon</sup> Vrijeme se u binarnom kodu na izlazu iz brojila. Broj binarni broj D/A konverter pretvara u analognu veličinu, koja se svakog  $n/f_0$  vremena prezentira na izlazu pojačala kao jedna "stepenica" sl. 8.21.b. Broj stepenica ovisi o frekvenciji ~~st~~ prikaza trokutastog napona.  $2^8$  je broj stepenica koji zadovoljava. Nakon što je broj stepenica dosegao svoj maksimum izlazi <sup>brojila</sup> 1 i  $m$  melase se u stanje 1 pa bistabil mijenja stanje. Bistabil sada daje komandu brojilu da brojio ~~matrice~~  $T_0$  se "stepenice" spuštaju. Cijeli period signala će proći nakon  $m$  impulsa što znači da je frekvencija trokutastog napona.

$$f_s = \frac{f_0}{n \cdot m} \quad (8.60.)$$

Bistabil će se ponovo prebaciti u prvotno stanje kad izlazi 1 i  $m$

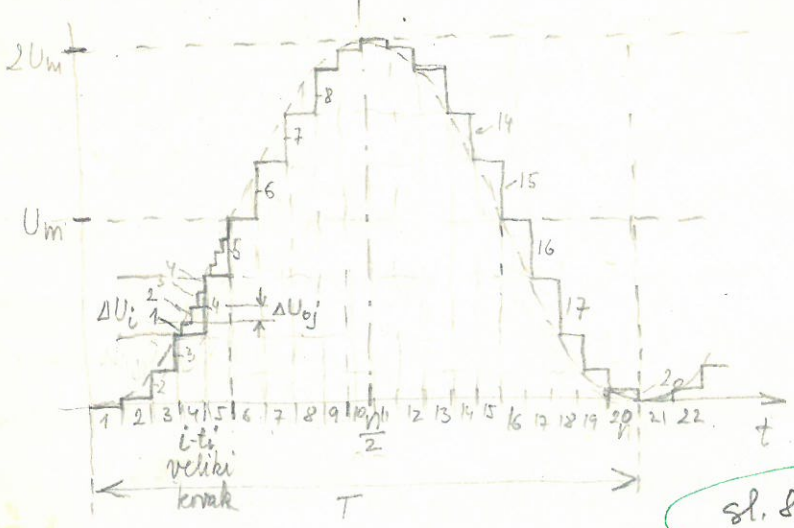


budu u stanju 0, što znači da brojilo počinje brojiti ispočetka a "depanice" pravo rasti. Ukoliko pojačalo služi i kao sklop za obrotanje talas da se stepenastom trokutastom naponom dodaje napon  $-U_m$ . Zbog toga je da trokutasti napon ne bude samo pozitivan odnosno da nema pozitivnu  $+U_m$  istovremenu komponentu  $0$  <sup>pozitivna</sup> istovremenu komponenta  $+U_m$  se postavlja sa  $-U_m$  pa je na plotu prisutan samo trokutasti istovremeni signal. Promjena frekvenciji izlaza napona postiže se promjenom omjera dijeljenja brojala 1:n. U ovom slučaju na izlazu se može dobiti i sinusoida, ako se trokutasti napon dovede na sklop za svitcanje sinusoida sa diodama, koji je opisan  u prethodnom poglavlju 8.2.3.

No sinusni talas oblik može se stvoriti direktnom konstrukcijom sinusoida ili kosinusoida iz uporabe dobivenih iz prethodnog D/A konvertera. Kod ovog <sup>funkcijskog</sup> D/A konvertera <sup>iz</sup> otpori su tako odabrani, da se upotrebljavajući sa n ulaza dobije n izlaza kojima se amplitude <sup>napona</sup> mijenja po zakonu kosinusa samo <sup>sa</sup> pozitivnim mjeduvrstinama tj. uz prisutan pozitivni napon  $+U_m$

$$u_{iz} = U_m \cos \frac{2\pi i}{n} + U_m \quad (8.61.)$$

Na ovaj način se dobije grubka aproksimacija sinusoida u n koraka. Broj ovih "velikih" koraka je obično 20, no zbog simetričnosti kosinusoida dovoljno je n/2 uporabe i brojevi u jednoj sujevni, a zatim nastaviti, se broje iste mjeduvrsti. Unutar ove



sl. 8.22.

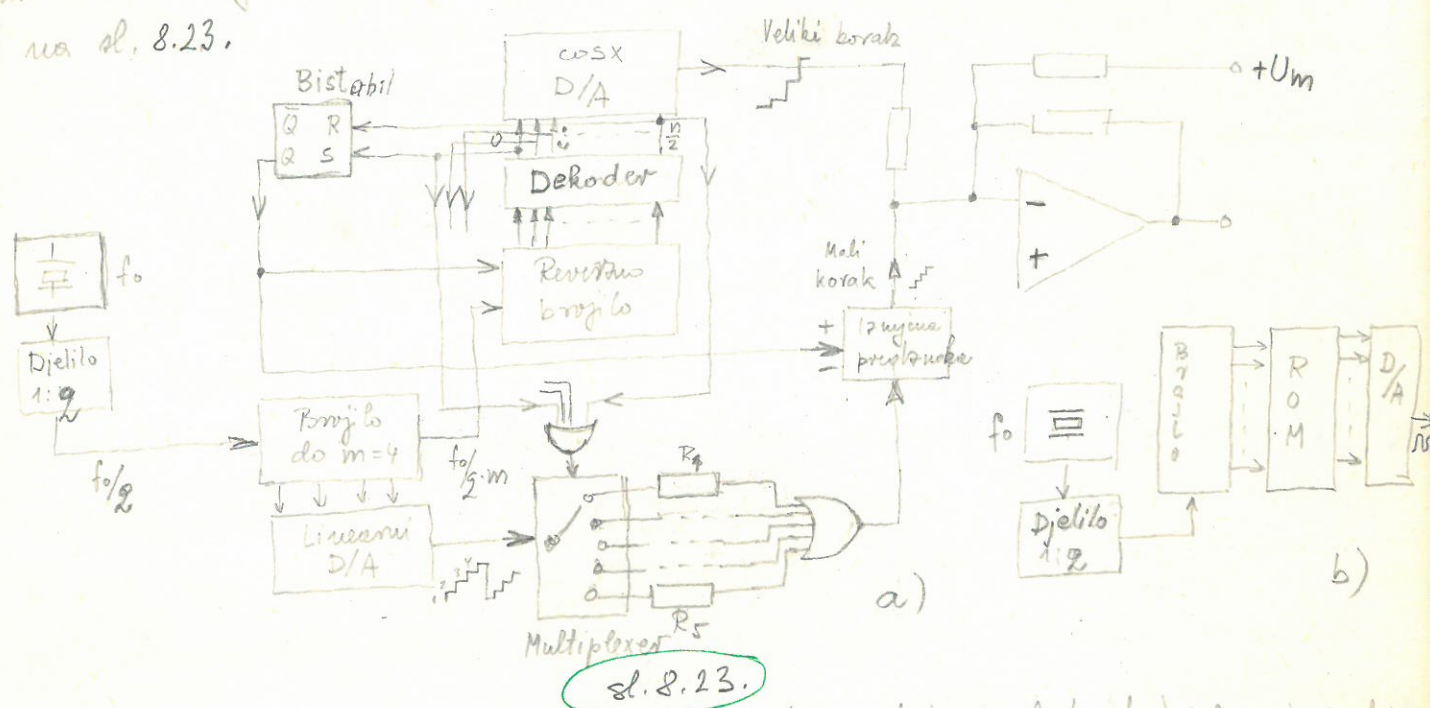
grubke aproksimacije <sup>sa 20 velikih koraka</sup> <sup>metodskom</sup> <sup>iste veličine porasta</sup> <sup>unutar</sup> <sup>svakog velikog koraka ΔUoj</sup> <sup>veličina</sup> <sup>ovih malih koraka ΔUoj</sup> je različita unutar 5 velikih koraka, kojih se iste amplitude povećavaju 4 puta unutar jednog perioda T kosinusoida <sup>počevši</sup> u 20 velikih koraka. Pri tome su jednaki veliki koraci 5, 15 i 6, 16, zatim 4, 14 i 7, 17 itd.



⊙ Veličina svake stepenice velikih koraka  $\Delta U_i$  odredena je izborom stepena u samom funkcijskom D/A konvertoru koji u ovom slučaju odgovara zakonu kosinusa. Svako stanje  $i$  izlaza i niz dekodera određuje veličinu određene veličine koraka  $\Delta U_i$ .

na sl. 8.23 odvođene sa pet otpora  $R_1, \dots, R_5$

Zato je dovoljno pet različita malih koraka, koji su Da se ukloni nestojimivost  $U_m$  komponenta pri čemu u izlasku signalu može se ~~na~~ dovesti negativan napon  $-U_m$  kao i u prethodnom slučaju. Principijelna blokshema sklopa koji ovo omogućava predložena je na sl. 8.23.



sl. 8.23.

Na asinhrono brojilo koji broji samo do 4 (jer postoji 4 mala koraka) dolaze impulsi frekvencije  $f_0/q$ . Preko D/A konvertera stvaraju se na ovaj način 4 stepenice. Velicina koraka ovih malih stepenica  $\Delta U_i$  odvođuje se prema veličini velikog koraka  $\Delta U_i$  koji je potreban popuniti sa ova 4 mala koraka tj  $\Delta U_i = 4 U_{ij}$ . To se postiže sa 5 različite otpora  $R_1, \dots, R_5$  prema veličini malog koraka  $\Delta U_i$ . Nakon svakih 4 mala koraka revertano brojilo odbroji jedan korak dalje i promijeni vrijednost otpora  $R_1$ . Za deset velikih koraka multiplexer će promijeniti otpore od  $R_1$  do  $R_5$  i natrag do  $R_1$ . Tih 10 velikih koraka odgovara  $n/2$  i predstavlja krajnji korak dekodera. Ovaj posljednji impuls preko bistabilne mijenja smjer brojenja revertanog brojila (koje sada broji unatrag) i mijenja predznak poravna malih koraka. Na ovaj način se izvodi dva polovica kosinusoida od  $n/2$  do  $n$ . Velike i male naponske korake zbroja operativnog pojačala tako da se na izlasku pojavljuje napon sinusnog oblika sastavljen u jednoj periodu od  $4 \times 20 = 80$  finih stepenica. Ovako dobiveni napon stabilan je jako dobro i po amplitudi i frekvenciji. Promjena frekvencije može se kao i u prethodnom slučaju promijeniti mijenjanjem osnovne frekvencije  $f_0$  kristalnom stabilizirane.

Ovaj zov napon bi imali i kontinuiranu promjenu frekvencije, ako bi umjesto oscilatora kristalnom i dijelom i naveden oscilator kontinuirano promjenjiv u frekvenciji. Na sl. 8.23.b prikazane je mogućnost generiranja periodičnog signala bilo kojeg veličnog oblika upotrebom



### 8.3.2. Sintetizator frekvencija

Sintetizator frekvencija su izvorni signali vrlo stabilne diskretne frekvencija, kojih je raspon može očitati na indikatorsa više dekadskih mjesta. Raspon Fome je velika triest njih dobivenih diskretne frekvencija, jer sve potječu iz jedne vrlo stabilne, <sup>točno poznate,</sup> frekvencije obratene <sup>dimenzijama i rasponu</sup> kristala vremena. U prethodnom poglavlju je iznesena velika stabilnost frekvencije oscilacija koja se može dobiti kristalom vremena, ali je to bilo samo jedne frekvencija koja se ne da mijenjati.

Sintetizator frekvencija omogućava ~~mnogobrojnu~~ <sup>frekvencija</sup> stvaranje, odbojanjem, deželjevanje i množenjem <sup>dobiti od</sup> ~~ovih~~ <sup>signala ove</sup> osnovne frekvencije milijune i milijarde diskretne frekvencija, koje su sve jednako stabilne kao i osnovne frekvencija, jer od ove potječu. Tako se može ostvariti vrlo dobra <sup>signale</sup> <sup>(0,01 Hz)</sup> rezolucija u pojedinu frekvencija. Frekvencije se odobru prema brojama na tastaturi i ~~svaki~~ <sup>svaki</sup> priključuju na indikatorsa izvedenom sa soještini diodama u sedam segmentnoj tehnici ili sa 5x7 točkastom matricom.

Osim toga sintetizator omogućavaju i linearni porast ili smanjenje frekvencija u vrlo finim koracima (sweep) koji se provodi automatski <sup>54</sup> i različitim <sup>promjene frekvencije</sup> brzinama. Promjene frekvencije može se i programirati na različite načine.

Amplituda izlasknog signala taloslov se može mijenjati u vrlo malim <sup>(0,01 dB)</sup> skokovima a u više podniveja. Sintetizator frekvencija se mogu i modilirati amplitudno i frekvencijski. Poobnjeje frekvencija koje ovi danas pokriva, taloslov je vrlo široko i seže od 1 MHz do desetak GHz, a amplituda izlasknog, <sup>ovako široka podniveja ne pokriva jedan tip sintetizatora</sup> može se mijenjati od -120 dBm do +20 dBm.

Uobičajeni izlasknog signala, <sup>taloslov malo i krivo se u granicama od 0,1% do najviše 1%, što</sup> je taloslov malo i krivo se u granicama od 0,1% do najviše 1%, što <sup>ovisi o odabranom podniveju frekvencije.</sup> Jedino mijene prijelaza od jedne na druga frekvencije može <sup>potrajati a više ms.</sup> Svakako da je cijena sintetizatora frekvencija zbog navedenih mogućnosti dosta visoka, pogotovo u usporedbi sa izvornim kontinuirane promjene frekvencija.

Sintetizator frekvencija <sup>posebno</sup> nalaze primjenu kod snimanja amplitudno-frekvencijskih karakteristika pojačala, filtera i različite mreža, voline sa upazanje, izmjeničnih mrežova, vektorskih mrežova, analizatora mreža ~~kao kalibratori~~ itd.

No osim u tehnici mjerenja primjena sintetizatora frekvencija sve veća je u radio komunikacijama da →



brzo podešavanje odašiljača i prijemnika na željeno područje frekvencija. Ovo brzo i precizno podešavanje od naročito je značenja za vojne mreže radio-veza, gdje je naglašena potreba za brzim i čestim promjenama frekvencija u radio-mreži. Zatim sintetizatori nalaze primjenu kod radara, za mjerenje brzine i udaljenosti svemirskih letjelica pomoću Doppler-ovog efekta, kod ispitivanja nuklearne magnetske rezonancije itd. Osim toga sintetizatori frekvencija su posebno podesni kod automatskih mjernih sistema, gdje se frekvencija mora brzo mijenjati po određenom programu.

*u vojnoj telegrafiji*

Sintetizatore frekvencija možemo podijeliti na dva osnovna tipa i to ovaj koji je zasnovan na principu direktne sinteze frekvencija i ovaj koji primjenjuje indirektnu metodu sinteze. Indirektna se metoda danas sve više upotrebljava i jako potiskuje, mnogo skuplje, direktnu metodu sinteze frekvencija. No mora se ovdje naglasiti da i kod sintetizatora frekvencije, koji koriste indirektnu metodu, ima elemenata koji se rješavaju principima direktne metode.

Kod direktne metode iz oscilatora jedne osnovne frekvencije ostvaruju se posredstvom ~~aritmetičkih~~ operacija zbrajanja, ~~odbijanja~~ dijeljenja i množenja među frekvencijama na izlazu sintetizatora signali velikog broja ( $> 10^9$ ) diskretnih frekvencija. Ova se metoda odlikuje finom rezolucijom, mogućnošću brze promjene frekvencije ( $< 20 \mu s$ ) i neizobličnim tj. spektralno čistim izlaznim signalom. Indirektna metoda pruža jednostavnije i jeftinije rješenje, kada ~~se ne zahtjeva~~ velika rezolucija i broj frekvencija, te brzina njihove promjene, koja je u ovom slučaju <sup>može biti</sup> duža od 10 ms. Kod ove metode princip sinteze je nešto drukčiji, a realiziran je pomoću ~~naponskom upravljano~~ oscila-

jedne ili više ~~faznih~~ ~~oscilatora~~ ~~potvratnih~~ ~~veza~~ (phase lock loop - PLL), te nekoliko slopova za dobivanje ~~svakog~~ ~~slabijeg~~, različitih i dijeljenja frekvencija. Bitni elementi indirektnu metode su svakako naponski upravljani oscilator, ~~te~~ ~~fazna~~ ~~potvratna~~ ~~veza~~ sa djeličnom frekvencijom.

~~nalazi dosta veliku primjenu, ipak joj moramo spomenuti~~ Još se može spomenuti kao ~~neke nedostatke, ali to~~ <sup>indirektnu metodu</sup> ~~sum~~ prisutan kod izlaznog signala, ~~te manja nestabilnost frekvencije izlaznog signala u ovom~~ <sup>transijentne promjene pri brzom mijenjanju frekvencije</sup>

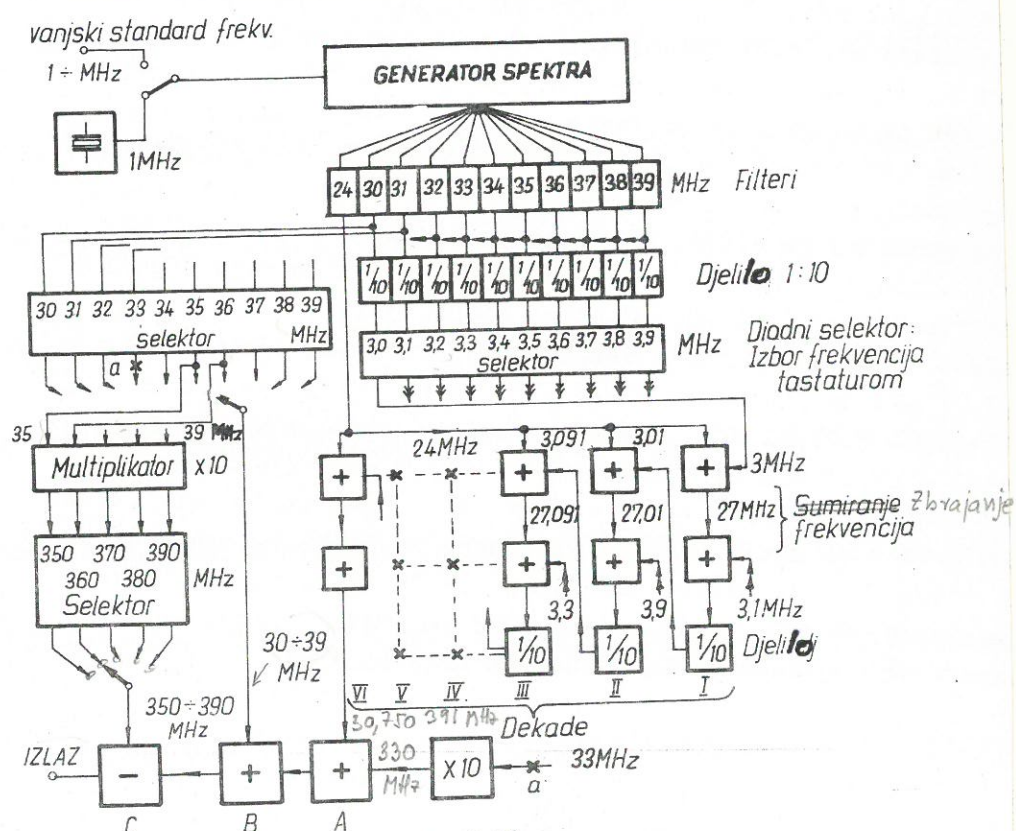
### Direktna metoda sinteze frekvencija

Na sl. 8.24. prikazana je blok <sup>shema</sup> ~~dijagram~~ sintetizatora frekvencije direktnog tipa. Osnovni davač takta je kristalni oscilator vrlo velike stabilnosti (u termostatu) na frekvenciji od 1 MHz, no postoji mogućnost da se i izvana dovede signal frekvencije od 1 MHz (do 5 MHz) iz drugog izvora stabilne frekvencije. Ovaj se signal dovodi <sup>na</sup> generatoru spektra sa step-recovery diodom, koji daje spektar frekvencija bogat vi-



šim harmoničkim. Posredstvom <sup>člaurivna</sup> aktivnih filtera <sup>vrlo selektivni</sup> sa vrlo strmim bokovima izdvajaju se frekvencije od 30, 31 i tako redom do 39 MHz. Osim toga izabiru se i frekvencije od ~~20~~ 24 MHz. Frekvencije od 30 do 39 MHz prije nego se dovedu selektoru dijele se sa 10, tako da <sup>postoje</sup> na raspolaganju frekvencije od 3,0 do 3,9 MHz, ali se i frekvencije od 30 do 39 MHz koriste za pretposljednju dekadu (MHz). Za posljednju dekadu (10 MHz) množe se frekvencije od 35 do 39 MHz sa 10, pa se dobivaju frekvencije od 350 do 390 MHz.

Selektori se sastoje od diodnih sklopki upravljanih tastaturom na prednjoj ploči, a omogućavaju, da bilo koja od 10 frekvencija (od 3,0 do 3,9 MHz) dođe na svaku dekadu. Dekadama se dovodi i frekvencija od 24 MHz kao i izlazna frekvencija



SI. 8.24.

svake prethodne deкаде. Dekadu sačinjavaju dva stupnja za miješanje, koji omogućuju <sup>zbrajanje</sup> sumiranje i jedan stupanj za dijeljenje, koji frekvenciju na izlazu iz stupnjeva za miješanje, dijeli sa 10. Ova se frekvencija privodi na stupanj za <sup>zbrajanje</sup> sumiranje slijedeće deкаде. Kod ovog sintetizatora frekvencija imamo dvije deкаде, koje odgovaraju vrijednostima od 0,01 i 0,1 Hz, zatim tri deкаде sa jedinicama, stoticama i tisućicama Hz, te tri deкаде za kHz i jedna i pol dekada za MHz; sve skupa 9,5 dekada, kako je vidljivo na sl. 8.25.

Djelovanje sintetizatora frekvencija može se najbolje ilustrirati primjerom. Radi jednostavnosti ispuštiti ćemo <sup>se</sup> iz razmatranja desetinke i stotinke Hz. Uzmimo da želimo generi-



rati signal frekvencije 34.750.391 Hz postavljen na tastaturi prema sl. 8.25. Pritiskom tipke sa oznakom 1 na tastaturi i to prve dekade (jedinice), dovodi se frekvencija od 3,1 MHz na drugi sumator frekvencija. Na prvi sumator dovedeni su već signali od 24 MHz i 3MHz tako, da na ulazu drugog sumatora imamo signal frekvencije od 27 MHz. Na izlazu iz ovog sumatora <sup>sada</sup> je signal frekvencije od  $27 + 3,1 = 30,1$  MHz, koji nakon dijeljenja ~~u~~ djelitelju ~~(1/10)~~ sa 10 daje signal frekvencije od 3,01 MHz. Ovaj se signal dalje vodi na drugu dekadu. Prvi sumator ove dekade zbraja frekvencije od 24MHz i 3,01 MHz sa prethodne dekade, pa se na izlazu dobiva  $24 + 3,01 = 27,01$  MHz. Signal sa izlaza prvog sumatora frekvencije 27,01 MHz sa frekvencijom od 3,9 MHz daje nakon drugog sumiranja  $27,01 + 3,9 = 30,91$  MHz. Frekvenciju od 3,9MHz smo doveli na drugi sumator pritiskom na tipku sa oznakom 9 na drugoj dekadi. Nakon dijeljenja sa 10 imamo signal frekvencije 3,091 MHz, koji <sup>se</sup> vodi ~~na~~ sada na treću dekadu. ~~Na~~ izlazu ~~koje~~ <sup>iz treće dekade</sup> dobivamo ~~se~~ istim postupkom frekvencija:

$$\frac{24 + 3,091 + 3,3}{10} = 3,0391 \text{ MHz}$$

na izlazu IV dekade *dobiva se frekvencija*

$$\frac{24 + 3,0391 + 3,0}{10} = 3,00391 \text{ MHz}$$

na izlazu V dekade *dobiva se frekvencija*

$$\frac{24 + 3,00391 + 3,5}{10} = 3,050391 \text{ MHz}$$

na izlazu VI dekade, jer nema dijeljenja sa 10, dobiva se *sada*

$$24 + 3,050391 + 3,7 = 30,750.391 \text{ MHz}$$

Frekvenciji ovog signala pribraja se 330 MHz, tako da na sumator B dolazi frekvencija

$$330 + 30,750.391 = 360,750.391 \text{ MHz}$$

U B sumatoru se pribrajaju signali frekvencija od 30 do 39 MHz, koji odgovaraju pritiskutoj tipki 4 na prethodnoj dekadi (jedinice MHz), što odgovara frekvenciji od 34 MHz. Na izlazu iz sumatora B prema tome se pojavljuje signal frekvencije

$$360,750.391 + 34 = 394,750.391 \text{ MHz}$$

Kad <sup>se</sup> dovede ~~na~~ ovaj signal sklopu za miješanje C, koji daje razliku frekvencija od 394,750.391 i 360 MHz, dobiva <sup>se</sup> konačno na izlazu sintetizatora frekvencija, signal željene frekvencije

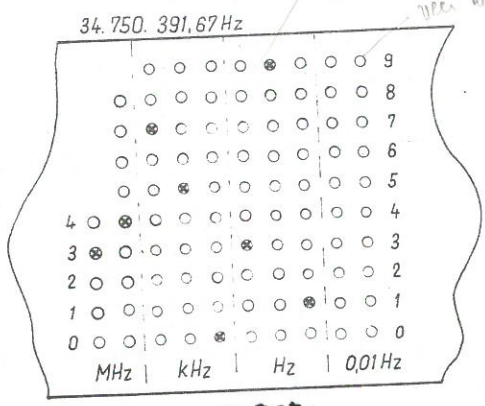
$$394,750.391 - 360 = \underline{\underline{34,750.391 \text{ MHz}}}$$

koju smo postavili na tastaturi (ne uzimajući vrijednosti iza decimalnog zareza u obzir). Frekvenciju od 360 MHz smo dobili



pritisakom na tipku 3 u posljednjoj dekadi, koja odgovara vrijednostima desetina MHz. Budući se ovdje radi o odbijanju frekvencija, to tipki posljednje dekade označenoj s 0, odgovara frekvencija signala od 390 MHz, tipki sa oznakom 1 odgovara frekvencija 380 MHz, ~~tipki 2 odgovara 370 MHz~~ i tako dalje sve po 10 MHz, dok posljednjoj tipki, u ovom slučaju 4, odgovara frekvencija od 350 MHz.

Frekvencije signala odabiru se tastaturom (digitalno), tako da je točnost njihovog postavljanja potpuna (nema pogreške u očitavanju), a stabilnost ovisi o stabilnosti kristala, koja u konkretnom slučaju iznosi  $3 \cdot 10^{-9}$  u 24 sata. Na sl. 8.25. je prikazan izgled tastature ~~smještene na prednjoj ploči instrumenta~~ ~~me na izlazu dobiti signal frekvencije npr. od 34.750.391,67 Hz, onda treba pritisnuti tipke na slici označene križićem~~

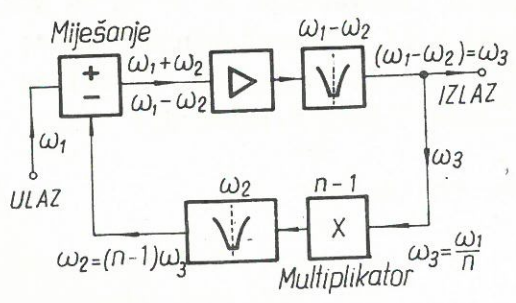


Sl. 8.25

Ostaje još da se pokaže kako djeluju osnovni sklopovi sintetizatora frekvencija. Zbroj i razlika frekvencija se postiže miješanjem, što je pokazano još u poglavlju 6.2.5. Multiplikacija se vrši na poznati način selekcijom viših harmonika ~~iz izobličenog osnovnog harmonika~~ ~~vrlo selektivnim filterima~~. ~~Možda bi nešto više trebalo reći, kako se provodi dijeljenje~~. Sklop koji omogućuje dijeljenje prikazan je na sl. 8.26. Signal frekvencije  $\omega_1$  sa signalom frekvencije  $\omega_2$  dolazi na sklop za miješanje na izlazu kojeg se pojavljuje zbroj i razlika frekvencija  $\omega_1 + \omega_2$  i  $\omega_1 - \omega_2$  uz ostale više harmonike. Filterom podešenim na razliku frekvencija izdvaja se ova razlika, tako da na izlazu imamo signal frekvencije

$$\omega_3 = \omega_1 - \omega_2$$

15/11/81 (8.62.)



Sl. 8.26

Ovaj isti signal frekvencije  $\omega_3$  preko množitelja ~~A~~ frekvencija množi se  $n-1$  puta, tako da na izlazu iza množitelja i filtra imamo frekvenciju

$$\omega_2 = (n-1)\omega_3 \quad 15/11/81 (8.63.)$$

Ako se izraz /8.63/ uvrsti u /8.62/ dobiva se ~~da je~~

$$\omega_3 = \omega_1 - (n-1)\omega_3 \quad 15/11/81 (8.64.)$$

odnosno

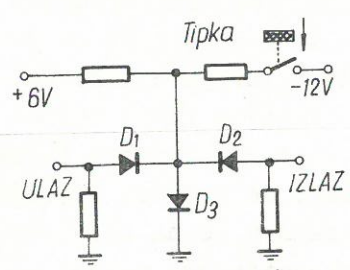
$$\omega_3 = \frac{\omega_1}{n}$$

15/11/81 (8.65.)



što znači, da se na izlazu sklopa <sup>na dijeljenju</sup> pojavljuje frekvencija  $\omega_3$ , koja je "n" puta manja od signala frekvencije  $\omega_1$  na ulazu u djelitelju.

Ukapčanjem pojedinih frekvencija postiže se sklopkom sa diodama koja je predstavljena slikom 8.27. Dok je tipka otvorena, diode  $D_1$  i  $D_2$  su u zapor- nom području, a dioda  $D_3$  u provod- nom području, pa signal ne može pro- ċi od ulaza prema izlazu. Pritiskom na tipku dovodi se negativni napon na katode dioda  $D_1$  i  $D_2$ ; ove provedu, a dioda  $D_3$  ne vodi pa signal može proći od ulaza prema izlazu. Da tipka nakon pritiska ostane pritisnuta do ponovnog pritiska na istu tipku može se riješiti mehaničkim putem.



Sl. 8.27.

de li  
foli  
ku  
znač  
odvoj

### Indirektna metoda sintese frekvencija

Kod indirektna metode sintese frekvencija osnovni element uvedaja je fasna <sup>frekvencija signala na</sup> ~~potratna~~ <sup>sa kojim</sup> ~~vesa~~ <sup>u brojilo</sup> u čijoj petlji se nalazi brojilo koji može dijeliti <sup>u broju</sup> god cijelim brojem koji se na tastaturi odabere. Brojilo imaede više dekada. Neki ~~sintetizatori~~ <sup>sintetizatori</sup> na principu indirektna metode imaju više petlji fasne povratne vese sa odgovarajućim brojilima. Vrlo veliki broj diskretnih frekvencija koji se pojavljuju ne može se samo jednim brojilom <sup>obuhvatiti</sup>, pa makar ovaj imao i više dekada, jer bi to <sup>diskretnu</sup> ~~iskrivilo~~ <sup>frekvenciju</sup> preduga vremena ~~preobraznja~~ <sup>preobraznja</sup> kod prelaza od jedne na drugu ~~frekvenciju~~ <sup>frekvenciju</sup>. Kod radio prijemnika i odašiljača gdje je broj frekvencija relativno mali ta upotrebljava se redovito jedna petlja fasne povratne vese. Kod sintetizatora frekvencija sa jednom petljom fasne povratne vese upotrebljavaju se još shlopovi za ~~korijanje~~ <sup>korijanje</sup>, ~~odbijanje~~ <sup>odbijanje</sup> i ~~djeljenje~~ <sup>djeljenje</sup> ~~ostvareni~~ <sup>ostvareni</sup> postupkom ~~upravljanja~~ <sup>upravljanja</sup> i ~~filtriranja~~ <sup>filtriranja</sup> odnosno digitalnim ~~djeljenjem~~ <sup>djeljenjem</sup>.

### Fasna povratna vesa

Na sl. 8.28. a prikazan je najje <sup>odnosno naponsko upravljeni oscilator</sup> ~~duroslavni~~ <sup>oblik fasne povratne</sup> vese u kojoj se na naponsko frekvencijski ~~preobrnik~~ <sup>preobrnik</sup> ~~nalazi~~ <sup>nalazi</sup> fasni detektor (fasno očitljivi demodulator) te ~~veliki~~ <sup>veliki</sup> propust. Svrha koja se fasnom



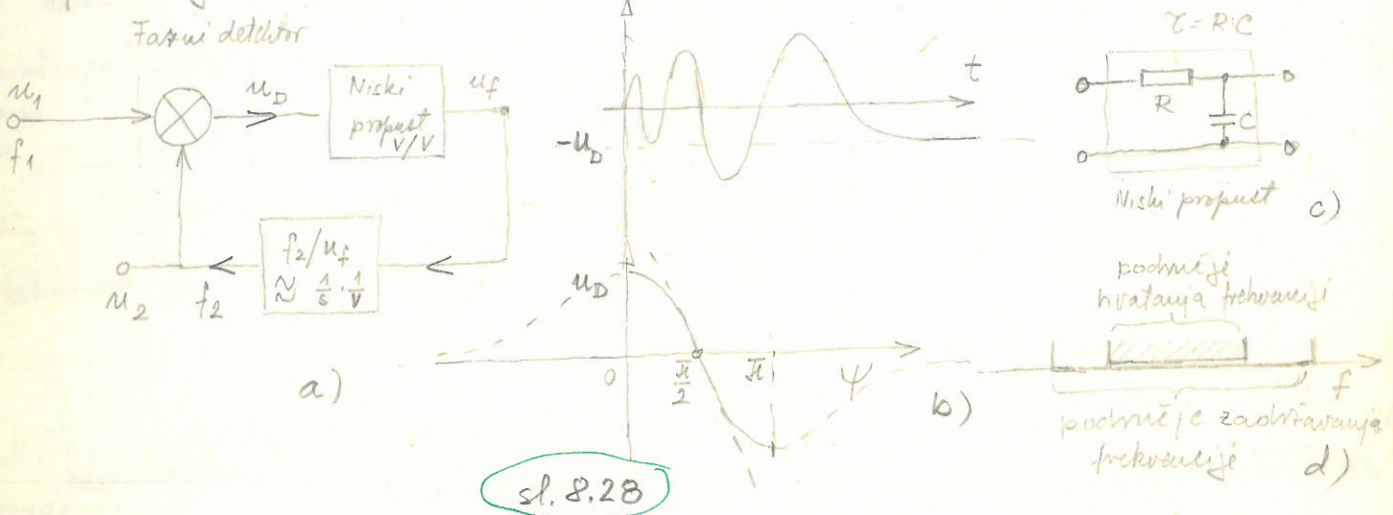
ponašanjem osobe ili ostvarenje je da frekvencija  $f_2$  napone na izlazu iz naponsko-frekvencijskog pretvarača

$$u_2 = U_2 \sin(\omega_2 t + \psi) \quad (8.66.)$$

bude potpuno ista kao i frekvencija  $f_1$  ulaznog napona

$$u_1 = U_1 \sin(\omega_1 t) \quad (8.67.)$$

Na taj način frekvencija  $f_2$  prati promjene frekvencije na ulazu  $f_1$  bez ikakvog odstupanja. Odstupanja su kvalitativno samo kao prelama pojava kod promjene ulazne frekvencije  $f_1$ .



sl. 8.28

Fazni detektor se može izvesti kao fazno osetljivi demodulator ili multiplikator koji su opisani u poglavlju 3.15. Na ulasima se ulaze naponi  $u_1$  i  $u_2$  dok se na izlazu pojavljuje napon  $u_D$ . Prema tome se može napisati da je

$$u_D = K_D u_1 u_2 \quad (8.68.)$$

Što nakon uvođenja napona  $u_1$  i  $u_2$  daje

$$u_D = K_D U_1 U_2 \sin \omega_1 t \cdot \sin(\omega_2 t + \psi)$$

odnosno

$$u_D = \frac{K_D}{2} U_1 U_2 \{ \cos[(\omega_1 + \omega_2)t + \psi] - \cos[(\omega_1 - \omega_2)t - \psi] \} \quad (8.69.)$$

Niski propust koji se ulazi iz detektora propušt će potpuno prvi član u jednadžbi (8.69.) tj. zbroj frekvencija  $\omega_1 + \omega_2$ , tako da će ostati

$$u_D = \frac{K_D}{2} U_1 U_2 \cos [(\omega_1 - \omega_2)t - \psi] \quad (8.70.)$$

Ovdje se mogu sada moći dva karakteristične slučaja: kada je  $\omega_1 \neq \omega_2$  i kada je  $\omega_1 = \omega_2$ . Prvi slučaj nastupa dok se frekvencija  $\omega_1$  napona  $u_1$

\* Za sve poznate vrste koji je kod sve većih frekvencijskih devijacija  $\Delta\omega$  sve manje zbog prigušenja u prijenosnoj karakteristici filtra  $F(j\omega)$  tako da je je ~~to~~ podnijet kritična frekvencija  $\Delta\omega_c = \Delta\omega_{max}$  određeno prijenosnom karakteristikom filtra tj. prema jednačini (8.71.)

$$\Delta\omega_c = K_D \cdot K_0 |F(j\Delta\omega_c)| \quad (8.71^*)$$

Za slučaj jedinstavnog RC-filtra prema sl. 8.28.c amplitudno-frekvencijska karakteristika je (vidi sidu. 2.14)

$$|F(j\Delta\omega_c)| = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{\Delta\omega_c}{\omega_p}\right)^2}} \quad (8.74.)$$

pa za  $\Delta\omega_c \gg \omega_p$  ( $\omega_p$  je granična frekvencija filtra) može se napisati da je



pretvarača

i frekvencija  $\omega_2$  nepovratno-frekvencijskog  $\sqrt$ veslikuju pa tada nastaje treptaj. Ova nestala  
 frekvencija je mala pa ju propušta misli propust, jer je ova <sup>nestala</sup>  $\sqrt$ menja od uslove  
 granične frekvencije  $\omega_g$ . ~~U~~ Dosta velike nepovratne promjene  $u_D$ , koje nakon prolaska  
 kroz misli propust ( $u_f$ ), djeluju na ulaz nepovratno-frekvencijskog pretvarača tako  
 da se uslova nestala frekvencija  $\omega_2$  mijenja <sup>svi dok se</sup> nakon nekoliko tiktova ne približi  
 vrijednosti  $\omega_1$ , kako je to prikazano na sl. 8.28 b i postane

$$\omega_1 = \omega_2^*$$

Da bi se frekvencija  $\omega_2$  mogla približiti  $\omega_1$ , moraju promjene  $\Delta\omega_2$  biti dovoljno  
 velike ~~tako~~ da  $\omega_2^* = \omega_2 \pm \Delta\omega_2$  može postati jednaka  $\omega_1$ . U protivnom  
 do "hvatanja" frekvencije  $\omega_1$  neće doći. Podmjezi u lozini <sup>range,</sup> frekvencija  $\omega_2$  može "uhvatiti"  
<sup>lozici frekvenciji</sup>  $\omega_1$  zove se "podmjezi hvatanja frekvencije" (capture range, pull in, <sup>Fangbereich</sup>) i dobija se  
 sa  $\Delta\omega_c$ . Velicina ovog podmjezi ovisi o pojačanju u cijeloj petlji faze povratne  
 vrpe tako da je pa je

$$\Delta\omega = K_D \cdot K_o \cdot |F(j\omega)| \tag{8.71.}$$

Ovdje je  $K_D$  konstanta proporcionalnosti fasnog detektora, a  $|F(j\omega)|$  amplitudno-frekvencijska  
 prijenosna <sup>konstanta</sup> ~~konstanta~~ <sup>konstanta</sup> je konstanta  $K_o$  konstanta proporcionalnosti nepovratno-frekven-  
 cijalnog pretvarača, koja je definirana kao

$$K_o = \frac{\Delta\omega_2}{\Delta u_f} \left[ \frac{1}{s \cdot V} \right] \tag{8.72.}$$

Konstanta proporcionalnosti fasnog detektora ~~je~~ odredena je relacijom

$$K_D = \frac{\Delta u_D}{\Delta \psi} \left[ \frac{V}{\text{radijani}} \right] \tag{8.73.}$$

Podmjezi hvatanja frekvencije  $\Delta\omega_c$  odredeno je maksimalnom ~~pa~~ mogućom  
 promjenom  $\Delta\omega_{max}$ , koja se može pojaviti u frekvencijskom području propustanja  
 niskopropusnog filtra. Velicina ove maksimalne promjene ovisi o pojačanju u petlji  $\sqrt$

$$\Delta\omega_c = \pm \sqrt{\frac{K_o K_D \cdot \omega_p}{\tau}} = \pm \sqrt{\frac{K_o K_D}{\tau}} \tag{8.75.}$$

gdje je vremenska konstanta  $\tau = RC = (2\pi f_g)^{-1}$  (u drugom slučaju),  
 Kada su jednaka frekvencije postale jednake  $\omega_1 = \omega_2$ , onda se na ulazu  
 iz fasnog detektora pojavljuje samo istosmjerni napon  $u_D$  proporcionalan  
 restici faze prema (8.70) tj.

$$u_D = \frac{K_D}{2} U_1 \cdot U_2 \cos \psi \tag{8.76.}$$

jer je  $\cos(-\psi) = \cos \psi$ . Ukoliko dođe sada do izvorne promjene frekvencije



$U_1 \pm \Delta \omega_1$  frekvencija  $\omega_2$  će to pratiti, ali na određenom promjeni faze  $\Delta \psi$ , što znači i napona  $u_D$  ne izlasku iz detektora, tako da je

$$\Delta u_D = \frac{K_D}{2} U_1 U_2 \cos(\psi_0 \pm \Delta \psi) \tag{8.76.*}$$

Za  $\psi_0 = \frac{\pi}{2}$  izraz (8.76\*) postaje

$$\Delta u_D = -\frac{K_D}{2} U_1 U_2 \sin \Delta \psi \tag{8.77.}$$

181  
Očito je da maksimalne promjene napona  $\Delta u_D$  odgovaraju <sup>nejednaki napojeni</sup> promjenama kutu  $\Delta \psi = \pm \frac{\pi}{2}$ . Maksimalna promjena frekvencije ulaznog signala  $\Delta \omega_1$  ~~koji~~ koji još uvijek sledi frekvencija nepovršio frekvencijskog pretvarača  $\Delta \omega_2$ , zove se sljedno podmjezi frekvenciji (tracking range, lock range, hold in range) i određeno je talasno pojačanje <sup>a označije se sa  $\Delta \omega_H$</sup>  u petlji faze povratne veze. Budući da se u ovom slučaju ~~ne~~ radi o vrlo sponim promjenama faze  $\psi$  može se smatrati da je frekvencija <sup>promjene napona  $u_D$</sup>   $\omega = 0$  unutar propustanja filtra, tako da je  $|F(0)| = 1$  pa je sljedno podmjezi frekvencija prema (8.71) određeno izrazom

$$\Delta \omega_H = K_0 \cdot K_D \tag{8.71**}$$

Uspoređujući ovaj izraz sa izrazom (8.75.) izlazi da je

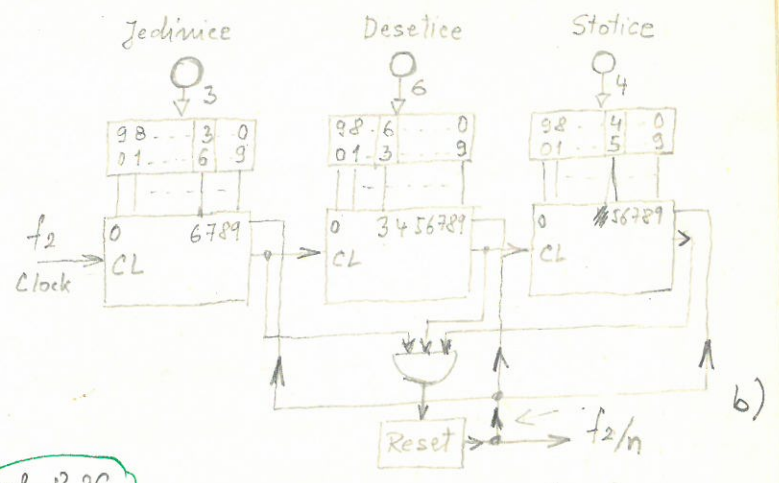
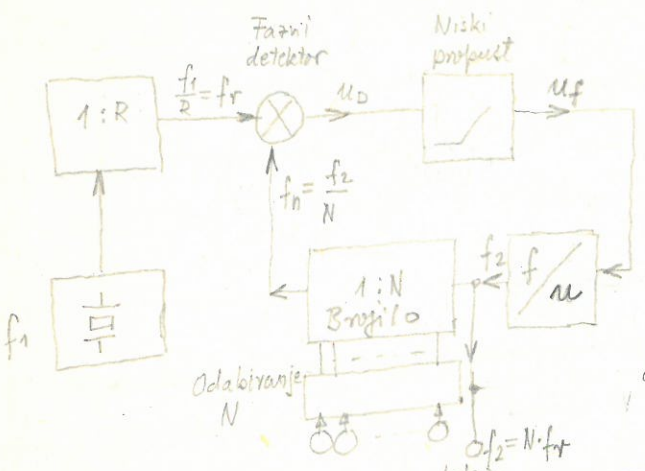
$$\Delta \omega_c = \sqrt{\frac{\Delta \omega_H}{K}} \tag{8.78.}$$

Prema tome je podmjezi hvatanja frekvenciji  $\Delta \omega_c$  uvijek manje od ~~to~~ sljednog podmjezi frekvenciji  $\Delta \omega_H$  (sl. 8.28.d). Svalduo da je jednostavni izraz (8.78.) vrijedi samo uz ~~je~~ <sup>RC</sup> najjednostavniji niskopropusni filter prema sl. 8.28.c, koji ima prienosnu funkciju danu izrazom (8.74) <sup>odnosno (2.14.)</sup>. U slučaju upotrebe <sup>slabijih</sup> filtera i  $F(j\omega)$  se mijenja <sup>trajanje</sup>  $\omega$  tj. kod filtera višeg reda "pad" amplitudno-frekvencijske vezi kod porasta frekvencije,  $\omega$  sa i izraz (8.75) odnosno (8.78) više nisu tako jednostavni. Na osnovu rečenog izlazi da <sup>su</sup>  $\Delta \omega_c$  i  $\Delta \omega_H$  kao i prethodne pojave određene <sup>frekvencijske</sup> karakteristikama upotrebljenog niskopropusnog filtra.

Promjenljivo digitalno djelilo

Za promjenjivu faze povratne veze kod sintetizatora frekvencije od osnovnog značenja je ~~je~~ postići vrlo točno dijeljenje frekvencija. To se ostvaruje ubacivanjem u petlji faze povratne veze jednog digitalnog djelila sa mogućnošću određivanja omjera dijeljenja 1:N. Blok shema povratne veze sa mogućnošću dijeljenja 1:N predložena je na sl. 8.28a





sl. 8.29.

Kod postignute jednakosti frekvencija  $f_n = f_r$  tj. kad su one čisto zahvaćene faznom pomretom vezom frekvencija na izlazu nepovršio frekvencijelag pretvoraka biti će ispunjene jednakosti

$$f_2 = N \cdot f_n = N \cdot f_r = N \cdot \frac{f_1}{R} \quad (8.79.)$$

Kako je osnovna frekvencija  $f_1$  vrlo stabilna (oscilator sa kristalnom kremenom) biti će i izlaska frekvencija  $f_2$  jednako stabilna. Broj izlaska frekvencija koji se na ovaj način mogu dobiti ovisi o broju znamenaka broja  $N$ . Frekvencija kristalno kremen, obično je u području od 2 do 5 MHz, zato je potrebno provesti dijeljenje sa  $R$ , da bi se dobila niže frekvencija  $f_r$  za usporedbu (obično 10 kHz). Sa dijeljenjem 1:N se ipak ne može dobiti veliki broj diskretnih frekvencija. Realno to ne više od  $N=10^4$  što odgovara  $f_2 = 10^4 \cdot 10^4 = 100 \text{ MHz}$ . Frekvencija nepovršio može se ostvariti još sa dijeljenjem sa  $R$ . Zato se u svrhu postizanja više diskretnih frekvencija koristi nekoliko pomratne veze petlji faze pomratne veze ili tehnika upisivanja frekvencija. Jedna putja zadovoljava kod primjene na u radio komunikacijama.

Na sl. 8.29b prikazano je dijelo sa pomratnjim 1:N, koji može ulasom frekvenciji impulsa  $f_2$  koja dolazi iz nepovršio-frekvencijelag pretvoraka podijeliti sa kojim god cijelim brojem  $N$  u zadanoj području. U ovom slučaju odabirane su tri dekadne brojila. Svaka dekada može biti njezina sa četiri bistabilna i dekodovanu tako da radi u BCD kodu ili sa Johnson-ovim brojilima. Johnsonova brojila kod dijeljenja npr. sa 10 imaju samo 2 izlaza, a ne 4 kao u BCD kodu, biti su i nemoguće izlaska signale sa velikim tranzijentima. Prema shemi na sl. 8.29.b ili 10-položajnim položajima upotrebljena su tri Johnson-ova brojila koja broje do 10. Sa tastaturama uređaja postavja se željeni broj dijeljenja  $N$  odnosno izlaska frekvencija  $f_2 = N \cdot f_r$ . Brojila ne broje impulse od 0 do postavjenih mjeduvstina na tastaturi, nego od ovih do maksimalne mjeduvstine, što u ovom slučaju znači 9 po svakoj dekadi, što za tri dekade znači 999. Posljed. tome je da brojaju na sve tri dekade



Završi u isto vrijeme pa da I-logički sloj može generirati impuls, koji odgovara dijeljenju sa N. Iz tih razloga potrebno je na brojilima postaviti komplementarne brojeve brojeva oddekanima tipkom na tastaturi, što znači, da broji x na tapeci dekadole odgovara broj y na brojilu, koji se dobije iz relacije

$$y = N_{1max} - x$$

(8.80.)

U konkretnom slučaju dekadskog brojila ~~to znači da je~~  $y = 9 - x$  ili npr. za  $x = 2$  na tastaturi odgovara brojevi od 7 do maksimumne vrijednosti 9 na brojilu. Kao primjer uzmimo da se želi ostvariti dijeljenje sa brojem  $N = 463$ , onda će prvi impuls u dekadole sa jedinicom priti sa brojanjem od 6 do 9 isbrojati 3 impulsa, zatim će preko brojila za jedinice proći još 6 puta po 10 impulsa, kako bi brojilo koje broji ~~do desetice~~ isbrojalo 6 desetica od postavljenoj broja <sup>na tastaturi</sup> 3 do 9. Na kraju ovog brojanja ~~i isles dekadole sa jedinicom~~ i dekadole sa deseticama nulom, t.č. se u logičkom stanju I <sup>na isles broja 63 impulsa</sup> neće još promijeniti, jer čeka da se 1 pojavi i na islesu iz dekadole, koja broji stotine. To će se dogoditi kada ~~se~~ prođe još  $40 \times 10$  impulsa kroz brojilo za jedinice ~~na~~ odnosno  $4 \times 10$  impulsa kroz brojilo za desetice tako da se je sa prethodno isbrojena 63 impulsa i ostu 400 impulsa <sup>brojila</sup> ukupno isbrojalo  $N = 463$ . Sada će se pojaviti logičko 1 i na trećoj dekadoli <sup>završenog</sup> u istom trenutku i prije dalje dekadole su završile brojanje i nulose se u položaju 1 pa I sloj daje impuls i dijeljenja frekvenciji  $f_2$  sa  $N = 463$ . Yeti impuls služi za istovremeno vraćanje svih dekada na nulu (reset). Nakon ovog opisanog jednokratnog brojanja proces se neprekidno ponavlja (recikliranje) sve dok se želi na istom iz sintezatora dobiti frekvenciji  $f_2 = f_1 / 463$ .

Sintezator sa više petlji faze ponašane veće

Za postizavanje manje ovoj broja frekvencija, kada sintezator treba omogućiti čak npr. 11-digitnu rezoluciju, upotrebljava se više petlji faze ponašane veće. Prema rješenju na sl. 8.30. ostvarena je 7-digitna rezolucija koja pokriva podmrežni frekvencija od 10 kHz do 109,999 999 MHz sa rezolucijom od 1 Hz. Oscilator osnovne frekvencije  $f_1 = 10 \text{ MHz}$  ima stabilnost od  $\pm 3 \cdot 10^{-8}$  / dan, dok neke izvedbe imaju stabilnost frekvencije kristala vremena <sup>i do</sup>  $\pm 5 \cdot 10^{-10}$  / dan. U ovom slučaju sintezator frekvencija postiže 7-digitalnu rezoluciju sa 5 petlji faze ponašane veće od kojih 3 rade sa N-djeljenom, dok druge dvije djeluju kao petlje sa zbrojenjem frekvencija.







$$(0,01f' + f'')0,01 = 0,223859 \text{ MHz}$$

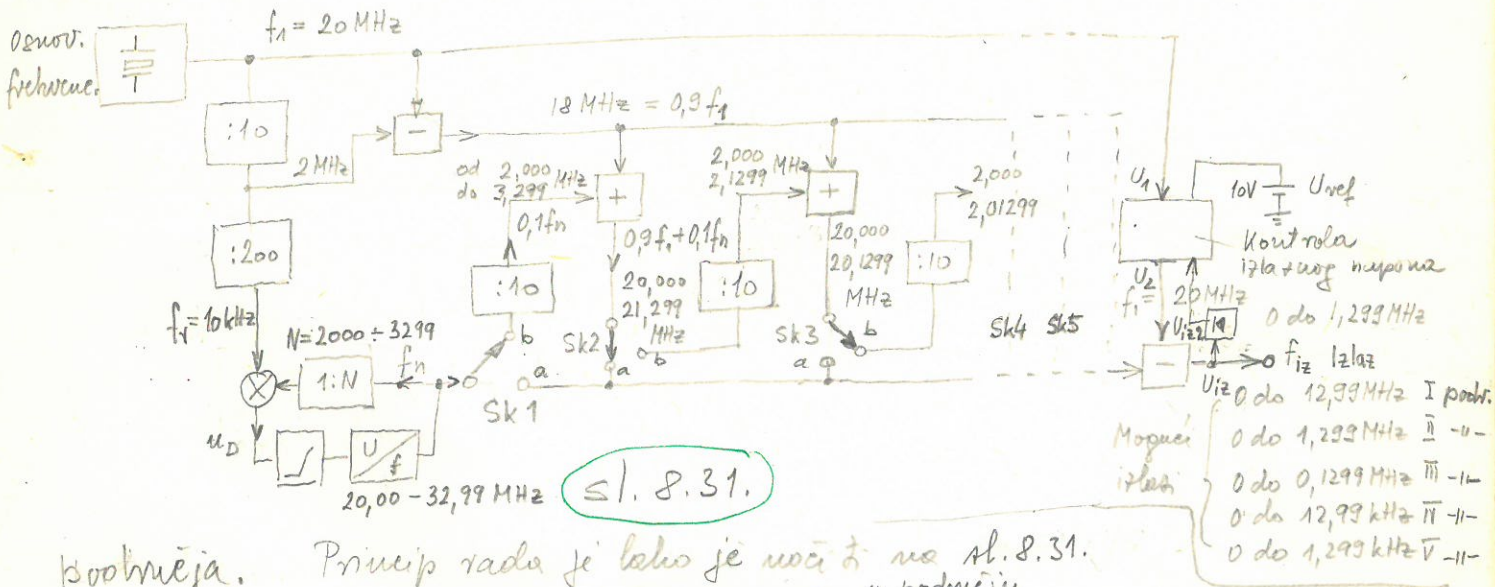
$$f''' = 27,40 \text{ MHz}$$

$$f''' + 0,01(f''' + 0,01f''') = 27,623859 \text{ MHz}$$

2. Na samom izlazu iz sintezatora frekvencija, da bi se dobio signal odobrene frekvencije  $f = 7,623859 \text{ MHz}$ , mora se useti neslika frekvencija  $27,623859 - 20 = 7,623859 \text{ MHz}$ . Ovdje opisani princip rada sintezatora frekvencija zasnovan je na principu rada sintezatora frekvencija serije 8000 firme "Hewlett-Packard". Frekvencije naponski upravljanih oscilatora mogu se mijenjati u granicama koliko je to u njihovim skemama na sl. 8.30. naznačeno.

Sintezator sa jednom petljom faze povratne veze

Jednostavnije opisuje indirektnu metodu sinteze frekvencija prikazano je na sl. 8.31. Ovdje se upotrebljava samo jedna petlja faze povratne veze. Podmije frekvencija koji pokreću ovaj sintezator frekvencija ide od 1 MHz do 13 MHz sa stepenišću 3-digitične rezolucije. Stabilitet frekvencije upotrebljenog kristalnog oscilatora od 20 MHz je  $10^{-7}$  / mjesec, koji služi kao osnovna frekvencija. Pet digitične dijeli <sup>cije ukupno</sup> podmije frekvencija u pet razijih



podmijeja. Princip rada je lakše je uočiti na sl. 8.31. u podmijeju. Izlaz iz faze povratne veze osigurava frekvencije od 20,00 do 32,99 MHz, koje se pojavljuju na izlazu sintezatora kao neslika sa 20 MHz tj. kao frekvencije od 0 do 12,99 MHz, kada je sklopka Sk 1 u položaju a. Prebaciti se sklopka Sk 1 u položaj b, a sklopka Sk 2 u <sup>položaj</sup> a, dok se <sup>sve</sup> ostale sklopke u položaju b na izlazu <sup>sintezatora</sup> će se pojaviti frekvencije u podmijeju od 0 do 1,299 MHz. Prema tome, koja je sklopka u položaju a, (uz ostale sklopke u položaju b) onaj koje će se <sup>podmijeje</sup> frekvencije pojaviti na izlazu iz sintezatora. Pojedine frekvencije unutar podmijeja odvođuju se svakom <sup>1:N<sub>1</sub></sup> različitom dijeljenju <sup>digitalnog</sup> <sup>djelila</sup>. Može se napisati



općenito da je <sup>izlaska</sup>  $f_{\text{izl}} = x(f_n + f_1)$  sintetizatora

$$f_{\text{izl}} = x(f_n + f_1)$$

(8.81.)

Ovdje je  $x = 1$  za I podnivele,  $x = 0,1$  za II podnivele,  $x = 0,01$  za III podnivele itd. Pri tome je uvijek  $f_n \geq f_1$ .

Izlasna ~~na~~ raspona signala kontrolira se pomoću posebnog sklopa sa povratnom vezom gdje se upotrebljuje referentni napon  $U_{\text{ref}} = 10V$  sa nepovratnu  <sup>$U_{\text{izl}}$</sup>  iz akumulatora. Ukoliko se pojave razlike između napona  $U_{\text{ref}} - U_{\text{izl}}$  vrši se regulacija napona  $U_1$  frekvencije 20 MHz prije upisivanja u sklop za odčitavanje. Na ~~na~~ taj način može se osigurati stabilnost izlaska raspona na  $\pm 0,05\text{db}$ . Velika točnost sintetizatora frekvencije bolus u pogledu frekvencije tako i amplitude izdvoje ili od svih ostalih izvora sa kontinuirano promjenjivom frekvencijom i opravdava njihovu veću cijenu. Također se može navesti njihova velika prednost u mogućnosti programiranja njihove izlaska frekvencije i amplitude signala što posebno proširuje njihovu upotrebu u automatskim mjernim sustavima, analizatorima električnih mreža itd.