KAPITULLI I

GJENERATORËT E SINJALEVE

HYRJE.

Për të verifikuar funksionimin e një qarku, është e nevojshme të kemi një ose më shumë instrumenta që furnizojnë sinjale të përshtatëshëm stimulues.

Kjo klasë instrumentash është emërtuar g*jenerator.*

Studimi i gjeneratorëve mund të bëhet duke u nisur nga kritere të ndryshme:

- gama e frekuencave;
- kompleksiteti i ndërtimit;
- përdorimet specifike;
- fenomeni i shfrytëzuar për gjenerimin e sinjalit të prodhuar.

Nga kursi i Elektroteknikës kujtojmë se, kushti i oshillimit është bashkësia e relacioneve që i përkasin amplitudës dhe fazës (fig. 1) të cilët bëjnë që një përforcues të shndërohet në oshillator, dmth. në një gjenerator sinjali që, në mënyrë ideale pa ngacmim prej jashtë, të prodhojë një sinjal në dalje me amplitudë, frekuencë dhe formë vale të caktuar.

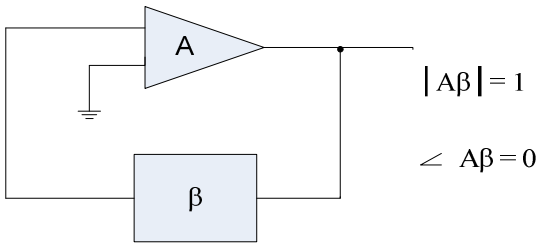


Fig. 1

Në fakt sinjali ngacmues i jashtëm ekziston dhe formohet nga zhurma e stadit të parë të përforcuesit.

Për kushtet e oshillimit, kujtojmë të ashtuquajturën "*teoria e tre pikave*". Ky kriter, tashma i futur në kursin e elektronikës, do të jetë baza e përgjithësimit të studimit tonë.

Konsideratat e nevojshme, që një përforcues të shndrohet në oshillator, quhen "*kushtet e Berkhausen-it*", që siç dihet përfshijnë amplitudën dhe fazën.

Kushti është që **moduli i produktit të koeficientit të amplifikimit me shfazimin e hyrjes në përforcues, duhet të jetë baraz me një *(│Aβ│ = 1)* dhe për më tepër ky produkt duhet të jetë real, pra me shfazim total zero" ose "shumefish i 2π " *(<Aβ = 0)*.**

Pra është e nevojshme që, ndërmjet hyrjes dhe daljes të perforcuesit me koeficient përforcimi A, të vendoset një nyje me dalje pozitive që ka funksion transmetimi β, të tillë që, sinjali i daljes që rikthehet në hyrje të ketë " fazë zero" dhe që produkti i koeficientit të përforcimit me sinjalin e reduktuar të futur në nyje, të jetë i barabartë me 1.

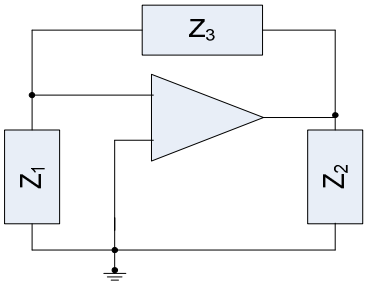


Fig. 2

Duke u nisur nga këto kushte, le të konsiderojmë fig.2 që paraqet të ashtuquajturin "*oshillator me tre pika*". Për këtë skemë ekziston një teori e dobishme: Z_1 dhe Z_2 janë dy impendenca që bashkojnë hyrjen dhe daljen e skemës me masën. Një nga të tre pikat dhe pikërisht ajo që lidhet me masën, quhet "*e ftohtë*" sepse nuk ka sinjal, ndërsa dy pikat e tjera, dmth. hyrja dhe dalja, quhen të nxehta sepse kanë sinjal radiofrekuence. Ndërmjet dy pikave të nxehta vendoset një impendencë tjetër e shënuar Z_3 .

Për këtë paraqitje të oshillatorit me tre pika, është ngritur një teori shumë e thjeshtë dhe elegante.

Gjeneratorët e sinjaleve, që zakonisht gjinden në laboratoret elektronikë, mund të
klasifikohen në:

- Gjeneratorë sinusoidalë të frekuencës së ulët (LF);

- Gjeneratorë sinusoidalë të frekuencave radiofonike (RF);
- Gjeneratorë funksionalë;
- Gjeneratorë impulsivë;
- Gjeneratorë me frekuencë të ndryshushme (*sweep generator*).

Gjeneratorët e sinjaleve LF kanë në dalje një frekuencë dalëse prej 100 KHz. dhe një tension dalje të rregullueshëm 0 - 10 Völt. Gjeneratorët funksionalë zakonisht konsiderohen gjithashtu si instrumenta LF që prodhojnë sinjale të të tre tipeve; sinusoidale, trekëndëshe dhe katërkëndëshe. Teknikisht, qarku i përdorur për gjeneratorët e sinjaleve RF, është esencialisht i ndryshëm nga ai i përdorur në instrumentat LF. Në gjeneratorët RF është i nevojshëm ekranizimi. Gjithashtu, gjeneratorët RF normalisht janë të pajisur me një matës të nivelit të daljes dhe një (zbutës të kalibruar). Sintezatori i frekuencës është një instrument tjetër i frekuencës së lartë, por në këtë rast frekuenca dalëse është e stabilizuar nga një kristal piezoelektrik. Për të realizuar rregullimin e frekuencës përdoret teknika e (qarkut të mbyllur fazor).

Gjeneratorët impulsivë prodhojnë sinjale impulsivë. Në ata janë parashikuar rregullime të amplitudës, frekuencës së përsëritjes dhe gjerësis së impulsit. Disa gjeneratorë impulsivë kanë dispozitivë për rregullimin e frontit rritës, e frontit zbritës, e vonesës dhe e nivelit çvendosës DC.

Dalja e gjeneratorëve me frekuencë të ndryshueshme është sinjal sinusoidal, frekuenca e të cilit, brënda një kohe të caktuar, rritet gradualisht nga një vlerë minimale në një tjetër maksimale. Gjithashtu, në ata gjenerohet një tension linear rritës me amplitudë proporcionale me frekuencën e momentit. Përdorimi më i madh i këtij instrumenti është në vëzhgimin e frekuencës të përgjigjes së qarkut.

Gjeneratorët e sinjaleve me frekuencë të ulët.

a) *Oshillatori me urën e Win-it (Wein).*

Ka mjaft tipe skemash oshilluese sinjalesh sinusoidale që mund të përdoren për gjeneratorë sinjali. Oshillatori me urën e Win-it është një qark që krijon në dalje një frekuencë të mirë, amplitudë të

stabilizuar dhe deformacione të vogla të sinjalit. Ura e Win-it është një urë e rrymës alternative në të cilën ekuilibri përftohet vetëm në një frekuencë ushqimi_të caktuar që varet nga vlerat e komponenteve të urës. Kur përdoret në një oshillator, ura e Win-it formon një çiftim të kundërt ndërmjet terminaleve të daljes dhe të hyrjes të një përforcuesi.

Në skemën oshilluese me urën e Win-it (fig. 3), komponentet e urës janë R_1, R_2, R_3, R_4, C_1 dhe C_2. Përforcuesi operacional bashkë me rezistencat R_3 dhe R_4, formojnë përforcuesin e painvertushëm dhe, R_1, R_2, C_1 dhe C_2, formojnë çiftimin e kundërt pozitiv të tij. Nga analiza e urës del se ekuilibri i sa arrihet kur:

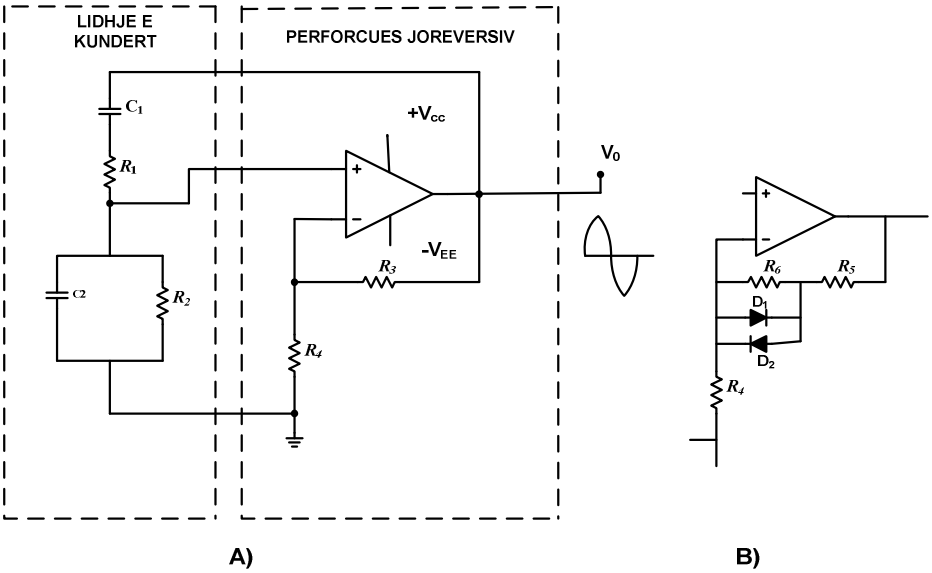


Fig. 3

$$\frac{R_1}{R_4} = \frac{R_1}{R_2} + \frac{C_2}{C_1}$$

dhe

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}}$$

Në qoftë se $\boldsymbol{R_1 = R_2 = R}$ dhe $\boldsymbol{C_1 = C_2 = C}$, atëhere duke zëvëndësuar, kemi:

$$R_3 = 2R_4 \qquad \text{dhe} \qquad f = \frac{1}{2\pi RC}$$

Në frekuencën e ekuilibrit të urës, tensioni në hyrje të përforcuesit (që ushtrohet ndërmjet R_2 dhe C_2), është ne fazë me tensionin e daljes. Në të gjitha frekuencat e tjera, ura është jashtë ekuilibrit dhe tensioni (fed back) nuk do të ketë mardhënien korrekte fazore me daljen që të sigurojë oshillimin.

Koeficienti i përforcimit sipas tensionit, për këtë lloj përforcuesi, është:

$$A_V = \frac{R_3 + R_4}{R_4}$$

Kështu, me $\mathbf{R_3 = 2R_4}$, që nxorrëm më lart, del $\mathbf{A_V = 3}$. Në fakt, koeficienti i përforcimit duhet të jetë pak më i madh se ky që të sigurohen oshillacione të qëndrueshme. Nganjëherë, amplituda e daljes tenton që t´i afrohet tensionit të ushqimit $\mathbf{+V_{CC}}$ dhe $\mathbf{V_{EE}}$ dhe ky tension limit mund të shkaktojë distorcione (shtrëmbërime). Për të mënjanuar këtë problem, R_3 është zëvëndësuar me R_5 dhe R_6 si dhe diodat D_1 dhe D_2 të lidhura në paralel me R_6, siç paraqiten në fig. 3-b. Kur amplituda e daljes është e vogël, tensioni që bie në R_6 nuk është aq i madh sa të hapë diodat. Në këtë rast:

$$A_V = \frac{R_4 + R_5 + R_6}{R_4}$$

Kur amplituda dalëse është aq e madhe sa per të hapur diodat, R_6 lidhet në të shkurtër dhe koeficienti i përforcimit reduktohet në:

$$A_V = \frac{R_4 + R_5}{R_4}$$

Në qoftë se $\boldsymbol{(R_4 + R_5) / R_4}$ është rregulluar që të jetë më e vogël se 3, nuk do të ketë qëndrushmëri oshillacionesh me amplitudë të madhe në dalje, por do të kemi një seri oshillacionesh me amplitudë të vogël. Përshtatja e fig. 3-b është vetëm një prej metodave të mundëshme që mund të përdoren për të stabilizuar amplitudën dalëse të oshillatorit me urën e Win-it.

Oshillatori me urën e Win-it ka kosto të ulët dhe është instrument që furnizon një sinjal me pastërti spektrale të përshtatëshme për shumë përdorime.

b) *Ndërimi i diapazonit të frekuencës.*

Duke iu referuar formulës

$$f = \frac{1}{2\pi RC}$$

del qartë se, për të ndryshuar frekuencën e oshillimit, duhet të ndryshohet R apo C. Për të siguruar vlerën e R, rezistencat R_1 dhe R_2 mund të ndryshojnë njëkohësisht. Në mënyrë të ngjajshme mund të themi dhe për C_1 dhe C_2 që realizojnë vlerën e C. Rruga më e përshtatëshme për të siguruar këto kërkesa është duke ndryshuar C_1 dhe C_2 nëpërmjet komutimit të vlerave standarte dhe të përdoren rezistenca variabël (potenciometra) për R_1 dhe R_2. Komutimi i vlerave të kapacitetit është parashikuar është parashikuar për ndryshimin e diapazonit të frekuencës dhe, ndryshimi i rezistencës mundëson rregullimin e vazhdushëm të frekuencës brënda çdo diapazoni. Skema e paraqitur në fig. 4, tregon se si mund të axhustohet R dhe C.

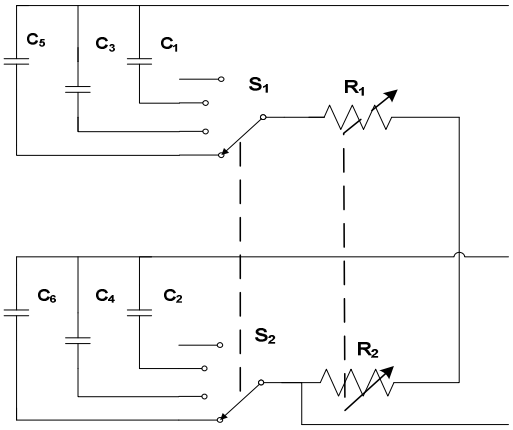


Fig. 4

c) *Rregullimet e daljes.*

Gjeneratori laboratorik i sinjalit sinusoidal, mund të ketë amplitudën dhe frekuencën e tij të rregullueshme. Në fig. 5, rezistencat R_1, R_2 dhe R_3 formojnë pjestuesin e tensionit që zbut daljen e oshillatorit. Përforcuesi operacional është i lidhur në mënyrë të tillë që të sigurohet një rezistencë e vogël dalje nga gjeneratori i sinjalit. R_3

është potenciometër për rregullimin e amplitudës së daljes, dhe komutatori S_1 mundëson daljen që të komutohet ndërmjet dy diapazone amplitudash.

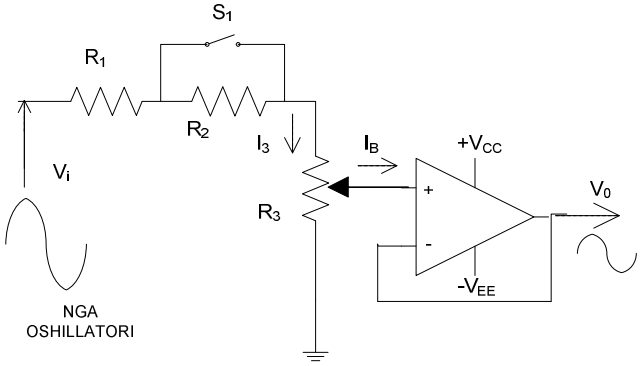


Fig. 5

d) *Konvertimi në sinjal katërkëndësh.*

Fig. 6 paraqet një metodë konvertimi të sinjalit sinusoidal të një oshillatori në një sinjal katërkëndësh. Përforcuesi operacional lidhet për të funksionuar si përforcues joreversibël. Përforcuesi ka koeficient përforcimi shumë të lartë, pra që dalja e përforcuar tenton të jetë shumë e madhe, (fig. 6). Diodat D_1 dhe D_2 sëbashku me diodat Zenner D_3 dhe D_4 si dhe rezistencat shoqëruese, formojnë skemën kufizuese (prerëse). Kjo ka për detyrë kufizimin e gjysëm-peridave pozitive dhe negative të daljes së përforcuesit në një nivel tensioni të caktuar. Siç është ilustruar, sinjali sinusoidal i përforcuar dhe i kufizuar, paraqitet në formën e sinjalit afërsisht katërkëndësh.

Supozojmë që në fig. 6 kemi vlerat $\mathbf{V_{Z3} = V_{Z4} = 6{,}3}$ V. Gjithashtu pranojmë që D_1 dhe D_2 janë dioda silici me rënie tensioni në kalimin e drejtë prej **0,7 V.** Kur dalja e perforcuesit bëhet pozitive, dioda D_1 perçon dhe realizon daljen e kufizuar në vlerën $\mathbf{(V_{Z3} + V_{D1})}$**.** Në mënyrë të ngjajshme, kur dalja bëhet negative, dioda D_2 përçon dhe dalja nuk tejkalon vlerën $\mathbf{(V_{Z4} + V_{D2})}$**.**

Si pasojë , dotë kemi amplitudën e sinjalit katërkëndësh në dalje:

$$V_0 = \pm (V_Z + V_D) = \pm (6{,}3 + 0{,}7) = \pm 7\ V.$$

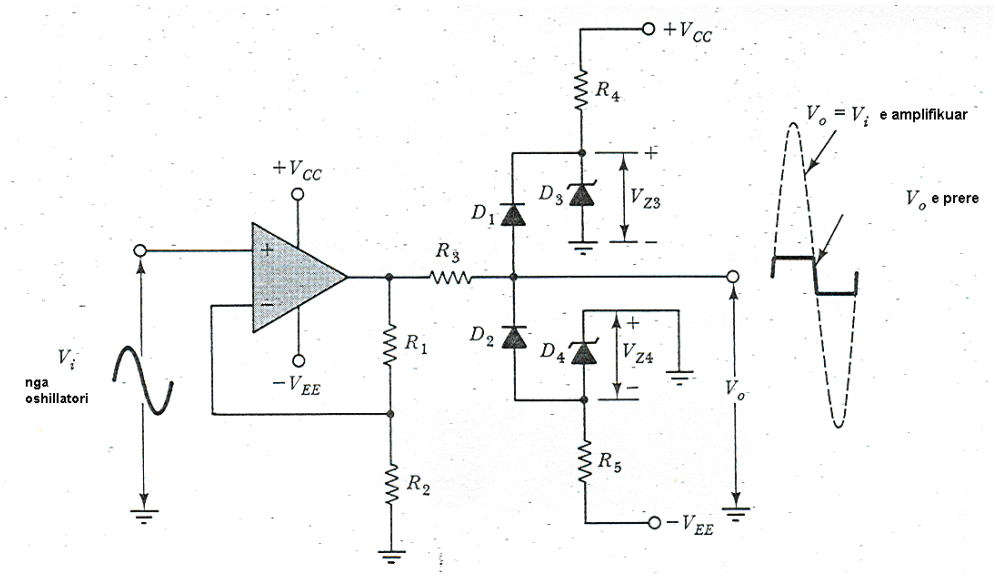


Fig. 6

e) *Bllok-skema e gjeneratorit të frekuencës së ulët.*

Gjeneratori i sinjaleve i frekuencës së ulët, normalisht formohet nga oshillatori sinusoidal, nga konvertuesi i sinjalit sinusoidal në katërkëndësh dhe nga një stad zbutës në dalje, (fig. 7). Kur kërkohet, skema e formimit të sinjalit katërkëndësh, kjo lidhet në sistem ndërmjet daljes së oshillatorit dhe hyrjes së zbutësit.

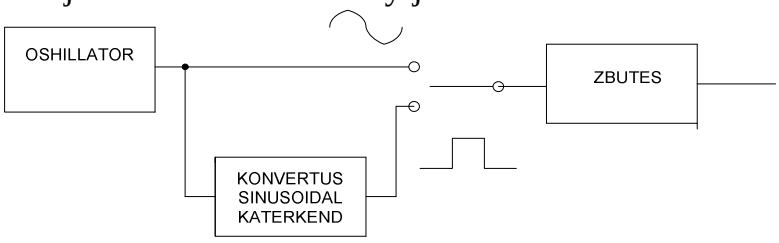


Fig. 7

Gjeneratorët funksionalë

a) *Skema bazë*

Gjeneratori funksional prodhon në dalje sinjale të formës sinusoidale, katërekëndëshe dhe trekëndëshe. Po kështu, ka raste kur gjenerohet

edhe sinjal i formës së pjerët rritës. Amplituda dhe frekuenca e daljes janë variabël dhe mund të përfshihet dhe rregullimi i nivelit *ofset* (për çvendosje vertikale) i rrymës së vazhduar.

Gjeneratori sinusoidal / katërkëndësh u përshkrua më lart në paragrafin e mëparshëm. Ai mund të përdoret si gjenerator funksional në qoftë se në atë përdoret qarku konvertues nga sinjal katërkëndësh në atë trekëndësh. Zakonisht, metoda që perdoret për gjenerimin e sinjalit trekëndësh shfrytëzon një integrator dhe një qark Trigeri Shmit (Schmitt). Renditja paraqitet në fig. 8.

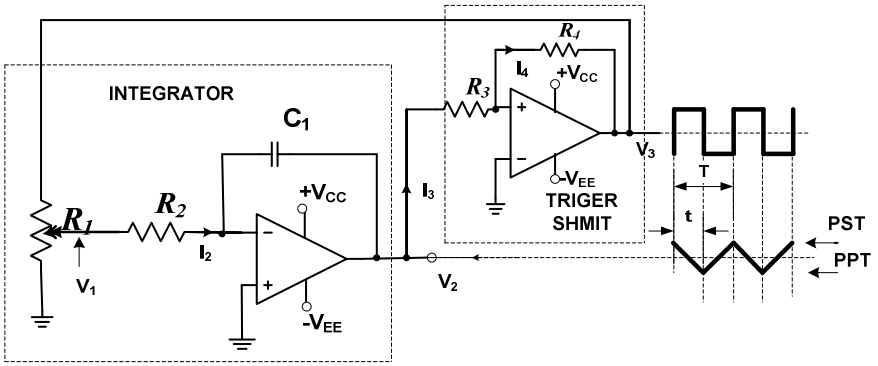


Fig. 8

Qarku i Trigerit Shmit është i tipit joreversibël. Kur tensioni i hyrjes rritet deri në pikën e sipërme të trigerimit (PST), dalja rritet menjëherë nga niveli i saj negativ në atë më pozitiv.Në mënyrë të ngjajshme, kur tensioni i hyrjes bie në pikën e poshtëme të trigerimit (PPT), tensioni i daljes së përforcuesit operacional bie me shpejtësi në niovelin e tij më negativ. Theksojmë që terminali i hyrjes së invertuar të përforcuesit operacional të Shmit-it, është i tokëzuar. Gjithashtu kujtojmë që përforcuesi operacional ka një koeficient pëforcimi sipas tensionit rreth 200 000. Vetëm një diferencë tensioni shumë e vogël, ndërmjet terminaleve të invertuar dhe të painvertuar, mjafton që të punojë përforcuesi operacional dhe dalja e tij të kalojë në ngopje respektivisht në drejtimin pozitiv apo negativ. Në qoftë se V_{CC} dhe V_{EE} janë ± 15 V, dalja tipike është ± 14 V. Diferenca minimale e tensionit ndërmjet terminaleve të hyrjes (të invertuar e të painvertuar) për të bërë ngopjen e daljes, është:

$$V_i = \frac{14V}{200000} = 70\mu V$$

Le t´i referohemi seksionit të integratorit në fig. 8. Në këtë skemë terminali i painvertuar i përforcuesit operacional, është i tokëzuar dhe terminali i invertuar, nëpërmjet kapacitetit C_1, është i lidhur ne daljen e përforcuesit. Në qoftë se C_1 do të zëvëndësohej me lidhje të shkurtër, përforcuesi operacional mund të konsiderohet si një persëritës tensioni. Të dy terminalet, ai i ddaljes dhe ai i hyrjes së invertuar do të ishën në nivelin e tokës, sepse hyrja e painvertuar është e tokëzuar. Me C_1 në skemë dhe me ngarkesë zero në C_1, skema përsëri do të ndodhet në regjimin e përsëritësit të tensionit. Të tre terminalet e përforcuesit operacional janë në nivelin e tokës. Tani, të supozojmë që C_1 ngarkohet nga terminali me tension 1V, (+ djathtas dhe majtas). Terminali i hyrjes së invertuar do të mbetet në nivelin e tokës dhe dalja do të jetë +1V respektivisht tokës. Tensioni i qarkut mbetet stabël në ketë nivel përderisa tensioni i C_1 mbetet konstant. Në mënyrë analoge, në qoftë se C_1 është ngarkuar me 1V por me polaritet të kundërt (+ majtas dhe djathtas), terminali i invertuar mbetet në nivelin e tokës dhe tensioni i daljes do të bëhet 1V respektivisht tokës.

Tashti të pranojmë që tensioni hyrës pozitiv ($+V_1$) është aplikuar në R_2, si në fig. 8. Terminali i krahut të majtë të R_2 është $+V_1$, sepse terminali i djathtë është në nivelin e tokës (sepse hyrja e painvertuar mbetet e lidhur me tokën). Në këtë rast, i gjithë V_1 aplikohet në R_2, një rrymë konstante I_2 do të kalojë nëpër R_2:

$$I_2 = \frac{V_i}{R_2}$$

Vlera e I_2 zgjidhet shumë më e madhe se rryma ndikuese e hyrjes në përforcuesin operacional. Si pasojë, të gjitha vlerat virtuale të I_2 kalojnë ne C_1 duke e ngarkuar atë me polaritet + majtas dhe djathtas. Gjatë ngarkimit të C_1, tensioni i tij rritet linearisht dhe, për arsye se terminali i anës së majtë të tij (+) është në nivelin e tokës, tensioni i daljes së përforcuesit operacional zvoglohet linearisht. Kur polariteti i V_1 është i invertuar, I_2 ndron senc dhe C_1 fillon të ngarkohet

me polaritet të kundërt. Kjo shkakton që tensioni i daljes së integratorit të ndërrojë drejtim.

Duke u rikthyer në fig. 8, shifet se tensioni i hyrjes së integratorit merret nga dalja e Trigerit Shmit. Gjithashtu, dalja e integratorit aplikohet si një hyrje në skemën e Trigerit Shmit. Për t´u kuptuar veprimi i kombinuar i të dy qarqeve, pranojmë që dalja e Trigerit Shmit (V_3) është +14V. dhe dalja e integratorit është në nivelin e tokës. Tensioni V_1 është pozitiv sepse dalja e Trigerit Shmit është +14V. dhe, si pasojë, rryma I_2 ngarkon C_1 (+ në të majtë dhe □ në të djathtë). Kështu, tensioni i daljes së integratorit (V_2) rritet në mënyrë lineare nga niveli i tokës. Kur V_2 arrin vlerën më të ulet të Trigerit Shmit, tensioni i daljes së Shmit-it kalon me shpejtësi ne vlerën $\mathbf{V_3 =}$ □ **14V**. Kjo shkakton që V_1 të invertojë polaritetin dhe si rezultat I_2 të ndërrojë kahje. Tashti C_1 fillon të ngarkohet në kahje të kundërt dhe V_2 të rritet linearisht nga PPT (shif formën e sinjalit në fig.8). Kondensatori C_1vazhdon të ngarkohet në ketë kahje deri sa dalja e integratorit të behet i barabartë me PST e Trigerit Shmit. Kur V_2 arrin në PST, dalja e Trigerit Shmit menjëherë inverton polaritetin duke arritur persëri në $\mathbf{V_3 = +14V}$. Tensioni V_1 tashti është pozitiv dhe I_2 ngarkon C_1 me polaritet që bën që V_2 të shkojë në kahje negative.

Proçesi i spjeguar më sipër është i përsëritshëm dhe në daljen e integratorit prodhohen sinjale trekëndëshe si në figurë. Dalja e Trigerit Shmit do të jetë valë katërkëndëshe pozitive deri sa dalja e integratorit të arrijë vlerën maksimale negative dhe negative gjatë kohës kur V_2 arrin vlerën maksimale pozitive.

Frekuenca e sinjalit dalës përcaktohet nga koha që i nevojitet C_1 të ngarkohet gjatë kalimit të tensionit V_2 nga PST në PPT dhe anasjelltas. Ekuacioni për ngarkimin linearisht të kapacitetit, është:

$$C = \frac{I.t}{\Delta V}$$

ose

$$t = \frac{C.\Delta V}{I}$$

Në këtë rast, C është C_1, $\Delta V = PST - PPT$, $I = I_2$ dhe **t** është koha që V_2 të shkojë nga PST në PPT. Koha **t** gjithashtu është gjysëm-

perioda e sinjalit në dalje. V_1 rregullohet nëpërmjet potenciometrit R_1 dhe, meqënëse

$$I_2 = \frac{V_1}{R_2},$$

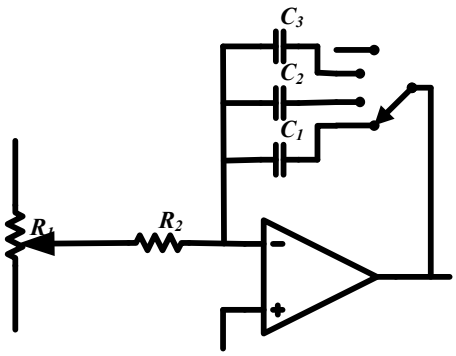


Fig. 9

I_2 është gjithashtu i kontrollueshëm nga R_1. Rregullimi i I_2 rezulton të ndryshojë gjatë kohës **t**; si pasojë R_1 është rregulluesi i frekuencës. Ndryshimi i diapazonit të frekuencës realizohet nga komutimi i vlerave të ndryshme të kapaciteteve në skemë, siç tregohet në fig. 9.

b) *Konvertimi i sinjalit sinusoidal.*

Një metodë e përhapur për konvertimin e sinjalit trekëndësh në afërsisht sinusoidal, ilustrohet në fig. 10. Në qoftë se diodat D_1 e D_2 si dhe rezistencat R_3 e R_4 nuk do të jenë prezent në skemën e fig. 10-a, R_1 de R_2 do të sillen thjeshtë si pjestues tensioni. Në këtë rast, dalja e skemës do të ishte një version i zbutur i sinjalit hyrës trekëndëshe.

$$V_0 = V_i \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

Me D_1 dhe R_3 në skemë, R_1 dhe R_2 do të sillen si ndarës i thjeshtë tensioni gjatë periudhës kur V_{R2} tejkalon $+V_1$. Në këtë pikë, D_1 hapet dhe R_3 efektivisht del në paralel me R_2.

Në këtë rast

$$V_0 = V_i \frac{R_2 // R_3}{R_1 + R_2 // R_3}$$

d.m.th.

$$V_0 = V_i \frac{R_2 R_3}{R_1(R_2 + R_3) + R_2 R_3} = V_i \frac{1}{1 + R_1 \dfrac{R_2 + R_3}{R_2 R_3}}$$

Nivelet e tensionit të daljes që tejkalojnë vlerën $+V_1$, zvoglohen deri në vlerën $+V_1$. si pasojë tensioni i daljes rritet nga pak hap pas hapi në krahasim me rastin kur nuk kishëm D_1 dhe R_3 në skemë (fig.10-a). Kur dalja nuk tejkalon $+V_1$, dioda D_1 është e bllokuar, R_3 nuk vazhdon të jetë më në paralel me R_2, ndërsa zvoglimi përsëri do të varet nga R_2 / (R_1 + R_2). Në mënyrë të ngjajshme, gjatë gjysëm-periodës negative të hyrjes, dalja është:

$$V_0 = V_i\,[R_2 / (R_1 + R_2)]$$

sa kohë që V_0 do të tejkalojë negativisht □V_1. Atëherë, D_2 hapet duke vëne R_4 ne paralel me R_2:

$$V_0 = V_i \frac{R_2 // R_4}{R_1 + R_2 // R_4}$$

Me $R_3 = R_4$, gjysëm-perioda negative e daljes do të jetë e ngjajshme në formë me gjysëm-periodën pozitive.

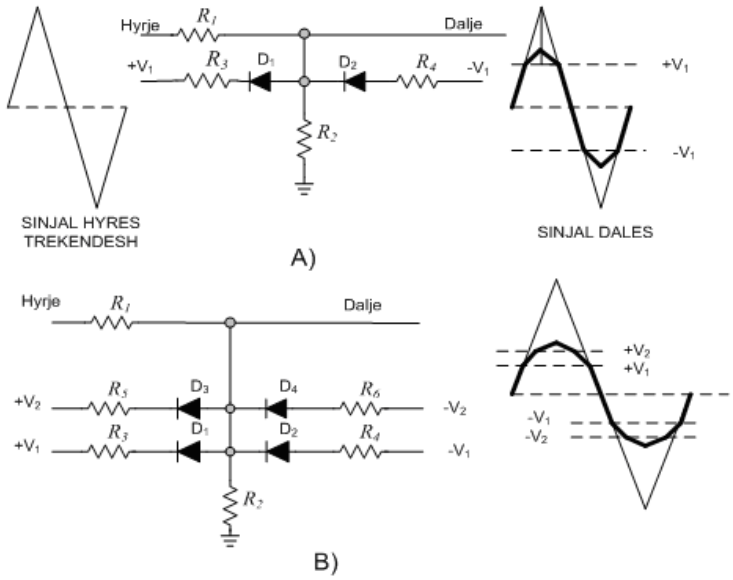


Fig. 10

Kur përdoren gjashtë ose më shumë dioda, të gjitha të lidhura nëpërmjet rezistencash në nivele të ndryshme tensioni (fig. 10-b), do të formohet një sinjal sinusoidal me përafrim të mirë. Me gjashtë dioda, tre në nivel tensioni çvendosës pozitiv dhe tre në nivel negativ, drejtimi i ecurisë së sinjalit dalës ndryshon tre herë gjatë çdo një çerek periode. Duke pranuar zgjedhje korrekte të tensionit çvendosës dhe vlerave të rezistencave, forma e sinjalit dalës do të jetë si në fig. 10-b.

c) *Bllok-skema e gjeneratorit funksional.*

Bllok-skema e një gjeneratori funksional jepet ne fig. 11. Dalja e integratorit futet në hyrjen e Trigerit Shmit dhe në konvertuesin e sinjalit sinusoidal. Siç është spjeguar më sipër, integratori mund të ketë si hyrje një sinjal katërkëndësh nga Trigeri Shmit. Zgjedhja e sinjalit sinusoidal, trekëndësh apo katërkëndësh, bëhet nëpërmjet një komutatori. Stadi i daljes mund të jetë një zbutës tip si në fig. 5. Kjo skemë paraqet një impendencë të ulët dhe rregullim të amplitudës dalëse. Nganjëherë, në gjeneratorët funksionalë përfshihet mundësia e sinkronizimit të frekuencës dalëse në një burim të jashtëm. Në fig. 8, mund të realizohet një hyrje sinkronizimi nëpërmjet lidhjes së një rezistence ndërmjet tokës dhe terminalit hyrës të invertuar të përforcuesit operacional të Trigerit Shmit. Impulset e hyrjes sinkronizuese janë të çiftuara me kapacitet në terminalin hyrës të invertuar.

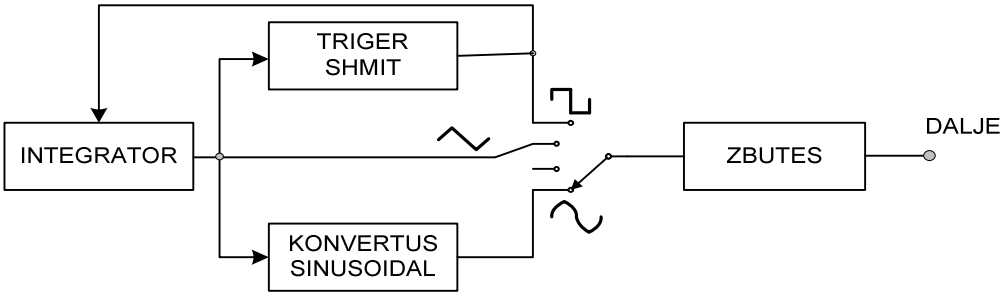


Fig.11

Gjeneratorët e sinjaleve radiofonike (RF)

a) *Bllok-skema.*

Gjeneratori i sinjaleve radiofonike (RF) ka dalje sinusoidale me brez frekuence që përfshihet në diapazonin 100 KHz. deri 40 GHz. Thjesht, instrumenti konsiston në një oshillator RF, një përforcues, një zbutës të kalibruar dhe një matës niveli të daljes, siç është ilustruar në bllok-skemën e gjeneratorit të sinjaleve (fig. 12). Oshillatori RF ka një rregullim të vazhdueshëm të frekuencës dhe një komutator të brezit të frekuencës, për të realizuar vendosjen e daljes në çfardo frekuencë që duam. Përforcuesi përfshin një rregullim të amplitudës së daljes. Ky bën që,

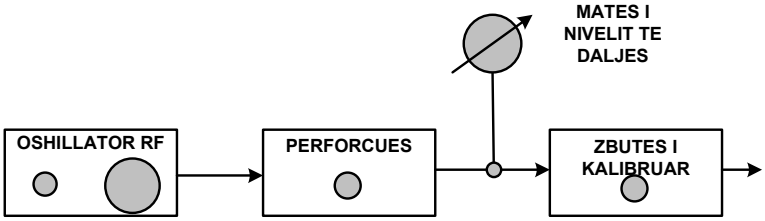


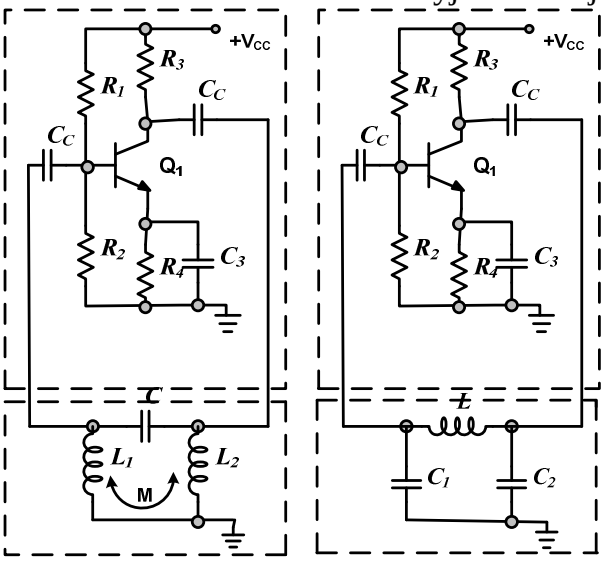
Fig.12

tensioni që aplikohet në zbutës, të vendoset në *pikën e kalibruar* në matësin e nivelit të daljes. Matësi i nivelit të daljes duhet gjithmonë të resetohet në këtë pikë kalibrimi sa herë që ndryshon frekuenca. Kjo është e nevojshme për të siguruar që nivelet e tensionit të daljes të jenë të sakta, siç tregohen në zbutësin e kalibrimit.

Skema e oshillatorit të përdorur në gjeneratorin e sinjaleve RF, zakonisht është i tipit si në fig. 13. Të dy skemat përbëhen nga një përforcues dhe një skemë lidhje të kundërt me fazë të ndryshueshme. Pasi përforcohet sinjali i hyrjes, pëforcuesi e inverton atë ose e çvendos në fazë mbi 180°. Dalja e përforcuar e zbutur dhe e zhvendosur në fazë përtej 180° nga nyja e lidhjes së kundërt. Ky aplikohet në terminalet hyrës të përforcuesit. Kështu, çdo skemë oshillatori ka koeficent të përforcimit të skemës të barabartë me 1 dhe zhvendosje fazore të qarkut prej 360°, të cilat janë kushte për një oshillim të qëndrueshëm.

Diferenca thelbësore ndërmjet të dy skemave qëndron tek nyja e lidhjes së kundërt. Skema (a) përdor dy induktivitete dhe një kapacitet (L_1, L_2 dhe C). Skema (b) përdor dy kapacitete dhe një

induktivitet (C_1, C_2 dhe L). Kondensatori C_C, në të dy skemat, është kondensator i çiftimit të kundërt. Për të dy skemat, frekuenca e oshillimit është frekuenca e rezonancës të nyjes së lidhjes së kundërt:



a) Skema *Hartley* b) Skema *Colpitts*

Fig. 13

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_T C_T}}$$

ku: <u>për skemën *(a)*</u>: C_T = C dhe L_T është induktiviteti rezultant duke marrë parasysh edhe induktivitetin reciprok (L_1, L_2, M).

<u>për skemën *(b)*</u>: L_T = L dhe C_T është kapaciteti rezultant (C_1, C_2) në seri.

Frekuenca e oshillimit për sejcilën skemë mund të ndryshohet duke ndëruar vlerat e komponenteve në nyjen e lidhjes së kundërt.

b) <u>*Modulimi.*</u>

Shumica e gjeneratorëve përmbajnë nyje që sigurojnë modulimin në amplitudë ose/dhe në frekuencë të daljes.

Modulimi në amplitudë është i realizuar thjeshtë në stadin e përforcimit. Në fig. 14, paraqitet skema e thjeshtuar për këtë nyje. Në

qoftë se tranzistori me efekt fushe Q_2 nuk do të ndodhej i vendosur në skemë, koeficienti i përforcimit të përforcuesit do të ishte:

$$A_V = \frac{R_3}{R_4}$$

Tranzistori Q_2 është i çiftuar me R_4 nëpërmjet kapacitetit C_2, pra ky nuk ka efekt në çvendosjen e nivelit të vazhduar në skemën e Q_1. Me Q_2 në skemë, koeficienti i përforcimit është:

$$A_V = \frac{R_3}{R_4 // R_D}$$

ku $\mathbf{R_D}$ është rezistenca e *drain*-it të tranzistorit FET. Sinjali me frekuencë të ulët, i aplikuar në *gate*-in e tranzistorit FET, ndryshon rezistencën e *drain*-it të Q_2 dhe, si pasojë ndryshon koeficientin e përforcimit të përforcuesit. Në këtë mënyrë, amplituda e daljes së RF rritet dhe zvogëlohet në fazë me hyrjen e frekuencës së ulët, (fig.14-a).

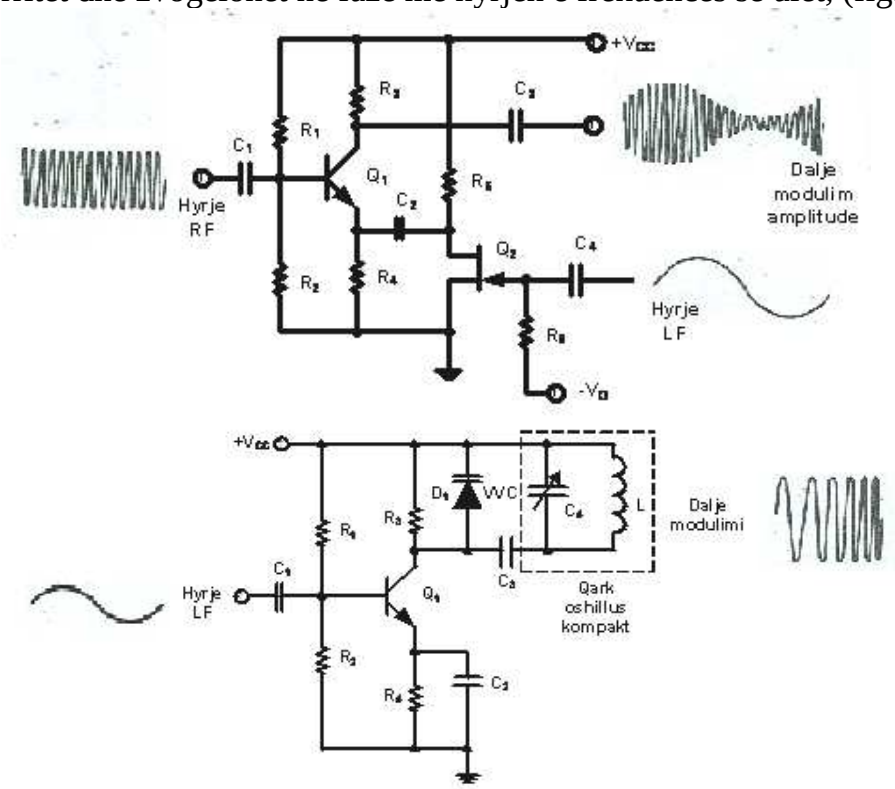


Fig.14

Modulimi në frekuencë zakonisht realizohet në stadin e oshillatorit të gjeneratorit të sinjaleve RF. Në metodën e modulimit në frekuencë, dalja e oshillatorit përdor *dioda varikap* (VVC). Kjo është një diodë gjysëm-përçuese e ndërtuar në mënyrë speciale dhe që punon në regjim të kundërt. Duke ndryshuar tensionin e zhvendosjes së kundërt në diodën VVC, ndryshon kapaciteti i tij. Në fig. 14-b, tranzistori Q_1 dhe komponentet e tij shoqërues, mund të përdoren për të ndryshuar tensionin e aplikuar në diodën VVC (D_1) kur aplikohet një sinjal me frekuencë të ulët. Kondensatori C_3 çifton D_1 me qarkun lëkundës LC të oshillatorit. Në këtë rast, kapaciteti i qarkut lëkundës është kapaciteti i diodës varikap (C_D) në paralel me C_4 dhe si pasojë frekuenca e rezonancës është:

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{L(C_D + C_4)}}$$

Meqënëse kapaciteti i D_1 është i ndryshueshëm, frekuenca rezonuese e qarkut lëkundës është e ndryshme. Kështuqë, frekuenca e daljes së oshillatorit është moduluar nga sinjali me frekuencë të ulet në hyrje.

Gjeneratori me frekuencë të ndryshueshme (*sweep*)

a) *Bllok-skema e thjeshtuar.*

Proçesi i testimit të përforcuesve dhe filtrave, përsa i përket *frekuencës së përgjigjes*, mund të thjeshtohet dhe të përshpejtohet duke përdorur gjeneratorë sinjalesh që e ndryshojnë frekuencën e tyre brënda një diapazoni të paracaktuar. Një instrument i tillë quhet gjenerator me frekuencë të ndryshueshme (*sweep generator)*.

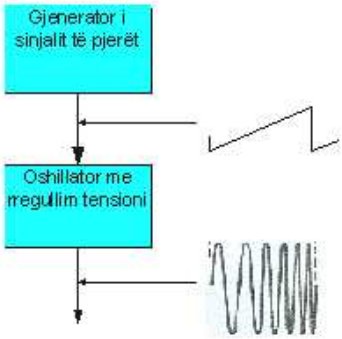


Fig.15

Bllok-skema shumë e thjeshtuar e një gjeneratori me frekuencë të ndryshueshme, jepet në fig.15. Gjeneratori i sinjalit të pjerët aplikon një tension të pjerët rritës në hyrjen e një oshillatori, frekuenca e të cilit ndryshon në varësi të tensionit. Skema bazë e oshillatorit me akordim tensioni është i ngjajshëm me skemën e modulimit në frekuencë, (fig. 14). Kur niveli i tensionit të pjerët rritet, zhvendosja e kundërt në diodën VVC do të rritet, gjë që shkakton zvogëlimin e kapacitetit të tij. Kështu që frekuenca rezonuese e qarkut lëkundës (e cila është frekuenca dalëse e oshillatorit) rritet kur rritet tensioni i pjerët. Kur tensioni i pjerët kthehet në nivelin e tij zero, kapaciteti i diodës dhe frekuenca e oshillatorit kthehen në nivelin etyre fillestar. Diapazoni, brënda të cilit ndryshon frekuenca e oshillatorit, përcaktohet nga zgjedhja e L dhe C_4 në fig. 14.

b) *Bllok-skema më e detajuar.*

Bllok-skema më e kompletuar e gjeneratorit me frekuencë të ndryshueshme, paraqitet në fig. 16. Duhet theksuar që kjo është arritur në sajë të disa zgjerimeve që i janë bërë skemës së thjeshtuar në krahasim me gjeneratorët me frekuencë të ndryshueshme të zakonshëm. Nga figura shofim se sinjali i pjerët përforcohet dhe pastaj aplikohet në oshillatorin me tension akordues (OAT). Duke kaluar në stadin pasues të përforcuesit, dalja e OAT përforcohet në deskriminator. Deskriminatori prodhon një tension dalje që është proporcional me frekuencën e tij të hyrjes.

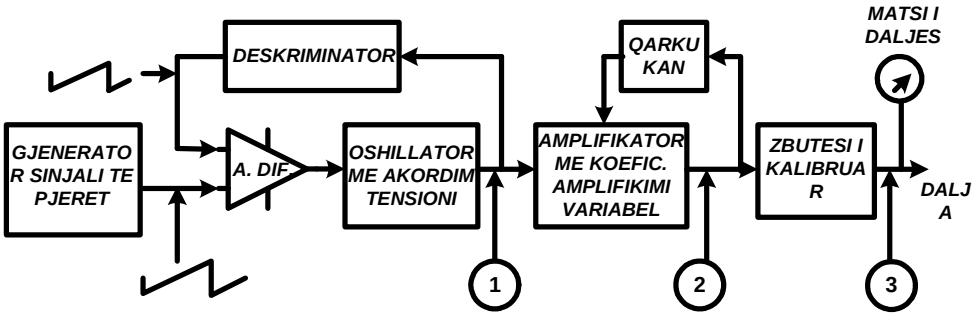


Fig.16

Meqënëse hyrja e deskriminatorit është me frekuencë të ndryshushme nga OAT, dalja e tij është një tension i pjerët, i ngjajshëm me sinjalin e pjerët të gjeneratorit përkatës. Sinjali i pjerët nga deskriminatori aplikohet si hyrje në përforcuesin diferencial. Meqënëse frekuenca dalëse e OAT ndryshon brënda një diapazoni frekuence të caktuar, sinjali i pjerët i deskriminatorit balancohet nga sinjali i pjerët i gjeneratorit. Në qoftë se frekuenca dalëse e OAT është më e ulët se sa duhet të jetë në çdo moment, tensioni dalës momentan nga deskriminatori bie ndën nivelin momentan të tensionit të pjerët nga gjeneratori. Kjo çon në një tension dalje të rritur nga përforcuesi diferencial, i cili shkakton rritje te frekuencës dalëse të OAT-së. Në mënyrë të ngjajshme, në qoftë se frekuenca dalëse e OAT-së bëhet më e lartë se sa duhet, tensioni dalës i deskriminatorit rritet mbi nivelin e tensionit te gjeneratorit. Në këtë rast, dalja e përforcuesit diferencial zvogëlohet dhe prodhon një dalje frekuence të ulët nga OAT. Në këtë mënyrë, frekuenca e daljes së OAT-së, është e stabilizuar.

Po kështu, duke prodhuar një frekuencë dalje që ndryshon brënda një bande të dëshiruar frekuence, gjeneratori i frekuencës së ndryshueshme duhet të ketë nje nivel tensioni dalje të qëndrueshëm. Ka shumë rëndësi që tensioni i daljes të mbetet konstant në nivelin e vendosur brënda të gjithë diapazonit të frekuencës dalëse. Niveli i tensionit të daljes stabilizohet nga veprimi i skemës së kontrollit automatik të nivelit (KAN) dhe të përforcuesit me koeficient të ndryshueshëm të amplifikimit. Skema KAN prodhon tension proporcional me fuqinë dalëse të përforcuesit me koeficent përforcimi të ndryshushëm. Ky tension krahasohet me një tension referimi të brëndshëmnë skemën e KAN dhe, diferenca ndërmjet të dyve aplikohet në përforcuesin me koeficient të ndryshëm përforcimi. Sa kohë që fuqia dalëse është më e vogël se sa duhet, koeficienti i përforcimit rritet. Në qoftë se fuqia dalëse është shumë e lartë, koeficienti i përforcimit zvogëlohet. Në këtë rast, fuqia hyrëse në zbutësin e kalibruar, stabilizohet. Zbutësi ofron një rezistencë hyrje konstante, kështu që, fuqi hyrëse konstante do të thotë se tensioni i hyrjes është konstant. Në këtë mënyrë, tensioni i daljes nga zbutësi mbetet konstant për të gjitha frekuencat.

Amplituda dalëse nga gjeneratori i frekuencës të ndryshueshme rregullohet nëpërmjet zbutësit të kalibruar. Diapazoni i frekuencës dalëse mund të ndryshohet duke ndryshuar amplitudën e sinjalit të pjerët në gjeneratorin e frekuencës së ndryshueshme. Alternativisht, frekuenca dalëse e OAT mund të ndryshohet duke modifikuar parametrat e deskriminatorit. P.Sh., në qoftë se dalja e deskriminatorit pjestohet potencialisht për gjysmën e amplitudës së tij normale, frekuenca dalëse e OAT-së do të jetë dyfishi që të bëjë daljen e deskriminatorit të barabartë me tensionin e pjerët në gjeneratorin e frekuencës se ndryshueshme. Në mënyrë analoge, në qoftë se tensioni dalës i gjeneratorit me frekuencë të ndryshueshme dyfishohet, frekuenca e daljes së OAT-së duhet dyfishuar.

Në tërësinë e kontrolleve të përshkruara më sipër, një tip laboratorik gjeneratori të frekuencës së ndryshueshme, zakonisht ka mundësi për ndryshimin e diapazonit të rregullimit të frekuencës dalëse dhe për trigerimin e këtij gjeneratori nga një burim i jashtëm. Ky gjenerator gjthashtu mund të rregullohet të fillojë punë në një frekuencë të caktuar, ose të jetë simetrik ndaj një qëndre frekuence të zgjedhur. Zakonisht parashikohet gjithashtu një tension dalje në proporcion të drejtë me frekuencën momentane. Ky mund të shfrytëzohet për defleksionin horizontal të një oshiloskopi, i cili përdoret për afishimin e karakteristikës së skemës që testohet.

Gjeneratorët impulsivë

a) *Bllok-skema.*

Një gjenerator impulsiv i thjeshtë është i realizuar nga një gjenerator i sinjalit katërkëndësh, një multivibrator monostabël dhe një stad dalje zbutës. Në bllok-skemën e paraqitur në fig. 17, multivibratori monostabël trigerohet nga fronti zbritës i sinjalit katërkëndësh për të prodhuar një impuls me gjerësi konstante, i cili aplikohet në stadin e daljes. Variacioni i frekuencës së sinjalit katërkëndësh, varion dhe frekuencën e impulseve të daljes dhe, rregullimi i monostablit bën dhe rregullimin e gjerësis së impulsit dalës. Zbutësi mundëson rregullimin e amplitudës së daljes dhe të nivelit të vazhduar të çvendosjes.

b) *Multivibratori jostabël si gjenerator sinjali katërkëndësh*.

Në fig. 18 paraqitet një skemë e thjeshtë gjeneratori sinjali katërkëndësh. Skema është një përforcues operacional në regjimin e multivibratorit jostabël. Një multivibrator jostabël nuk ka gjëndje të qëndrueshme. Ai oshillon vazhdimisht ndërmjet dy niveleve : dalje e lartë dhe dalje e ulët. Kondensatori C_1 është i ngarkuar nga përforcuesi operacional nëpërmjet rezistencës R_1. Përforcuesi operacional , së bashku me rezistencat R_2 dhe R_3, formojnë një skemë Trigeri Shmit të tipit të invertushëm. Kur tensioni i kondensatorit arrin pikën e sipërme të trigerimit (PST) të Shmit-it, dalja e përforcuesit operacional komutohet në *low*, siç ilustrohet nga forma e sinjalit.

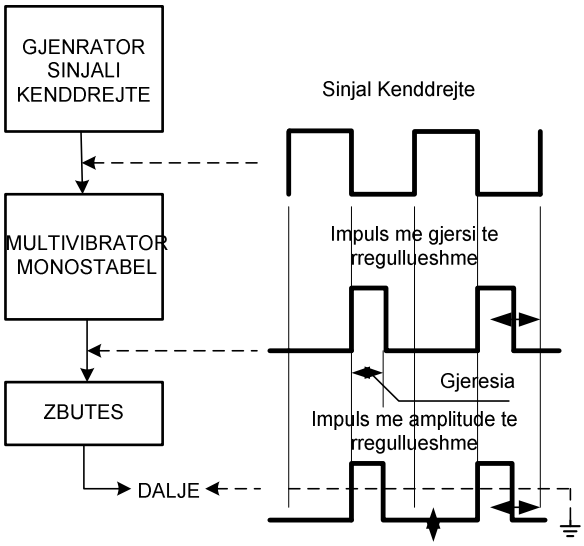


Fig.17

Me kalimin e përforcuesit operacional në gjëndje *low*, rryma e ngarkimit të C_1 invertohet, kështu që kondensatori C_1 shkarkohet dhe ngarkohet me polaritet negativ. Kur tensioni në C_1 arrin në vlerën (PPT) të Shmit-it, dalja e përforcuesit operacional komutohet mbrapsht në nivelin *high*, dhe cikli rifillon përsëri.

Proçesi përsëritet vazhdimisht siç e përshkruam, duke prodhuar kështu një dalje sinjali katërkëndësh nga skema e Shmit-it, ndërkohë që gjeneron një sinjal eksponencial nëpër kondensatorin C_1. Frekuenca e sinjalit katërkëndësh, që varet nga koha (t) e ngarkimit të kondensatorit ndërmjet niveleve PPT dhe PST, është:

$$f = \frac{1}{T} = \frac{1}{2t}$$

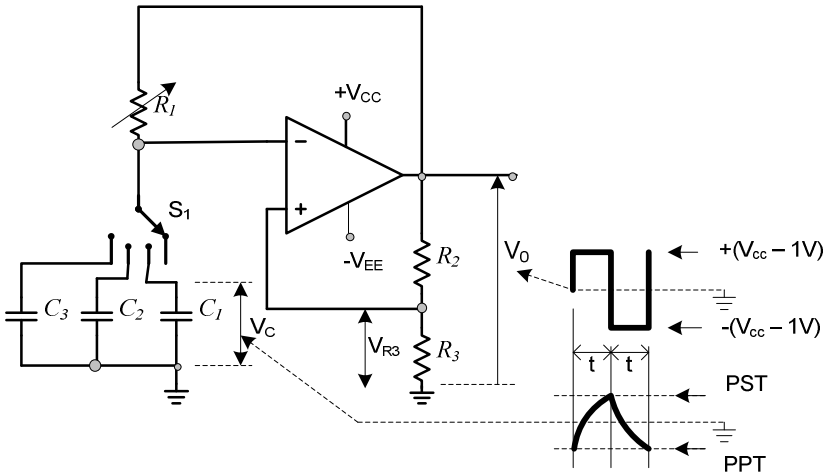


Fig.18

Koha (t) mund të ndryshohet nëpërmjet rezistencës variabël R_1. Kështu që R_1 është rregullimi i vazhdushëm i frekuencës. Diapazoni i frekuencës ndryshohet nëpëmjet zgjedhjes me komutim të vlerës së kapacitetit nëpërmjet komutatorit S_1. Koha ***t*** llogaritet nga ekuacioni themelor i ngarkimit të kondensatorëve nëpërmjet rezistencës:

$$e_C = E - (E - E_0)e^{-\frac{t}{CR}}$$

që sjell

$$t = CR\ln(\frac{E - PPT}{E - PST})$$

Ku nivelet e tensionit të trigerit Shmit, përcaktohen nga:

$$|PST| = |PPT| = V_0 \frac{R_3}{R_2 + R_3}$$

c) *Multivibratori monostabël.*

Multivibratori monostabël ka vetëm një gjëndje të qëndrueshme. Kur aplikohet një hyrje e trigeruar, dalja ndëron gjëndje për një periudhë të caktuar kohe dhe pastaj këthehet mbrapsht në gjëndjen e tij të mëparshme. Ky prodhon një impuls dalje me gjerësi konstante sa herë që trigerohet multivibratori monostabël.

Në fig. 19 jepet vënia e një përforcuesi operacional në rolin e multivibratorit monostabël. Terminali hyrës i invertuar ka tension çvendosje pozitiv (V_B), i cili zakonisht merret 1V. Terminali hyrës i painvertuar tokëzohet nëpërmjet rezistencës R_2. Si pasojë, gjëndja e skemës në rrymë të vazhduar, është: hyrja e invertuar e barabartë me $+V_B$ dhe hyrja e painvertuar e bara 0V. Kjo shkakton ngopjen në drejtim negativ të daljes së përforcuesit operacional:

$$V_0 \cong -(V_{EE} - 1V)$$

Kondensatori C_2 është i tokëzuar nëpërmjet R_2 në anën e tij të majtë, ndërsa terminali i tij i djathtë është në V_{0-}. Kështu që kondensatori C_2 ngarkohet (- në të djathtë dhe + në të majtë) me nivelin $V_{C2} = V_{0-}$. Ky tension i vazhduar do të mbahet deri sa, nga kondensatori C_1, të vijë një impuls hyrës trigerues.

Kur në skemën e monostablit aplikohet një sinjal hyrës katërkëndësh, kondensatori C_1 ngarkohet me shpejtësi nëpërmjet R_1 në çdo front pozitiv dhe negativ të sinjalit hyrës. Impulset e rrymës së ngarkimit që hyjnë nëpërmjet R_1, gjenerojnë ngacmime në terminalin hyrës të invertuar të përforcuesit operacional. Ngacmime pozitive shfaqen kur kemi front pozitiv të sinjalit katërkëndësh dhe ngacmime negative kur kemi front negativ të sinjalit, (fig. 19).

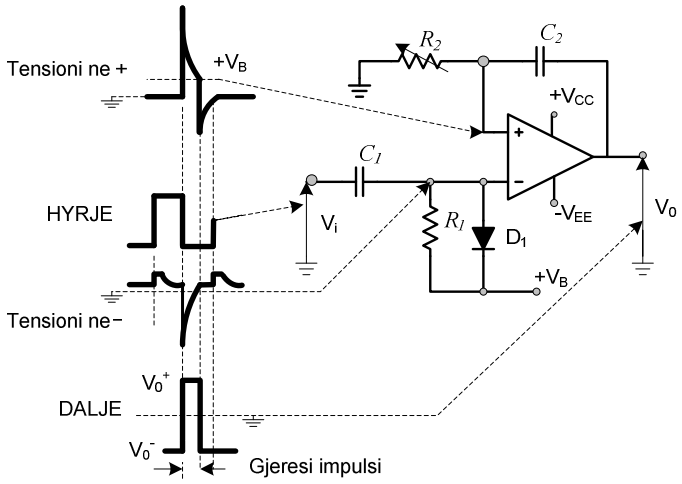


Fig.19

C_1 dhe R_1, në fakt, formojnë nje skemë diferenciale dhe dioda D_1 eliminon (pengon) ngacmimet majë pozitive.

Meqënëse impulset majë pozitivë pengohen nga dioda, ato nuk kanë efekt në skemën e monostablit. Sa herë që shfaqen impulse majë negative, ato veprojnë mbi përforcuesin operacional duke kaluar terminalin hyrës të invertuar ndën nivelin e hyrjes së painvertuar. Kur ndodh kjo, dalja e përforcuesit operacional komutohet menjëherë ne nivelin pozitiv të ngopjes, ($V_{0+} \cong V_{CC} - 1V$). Për shkak të ngarkesës në kondensator, në terminalin e painvertuar të përforcuesit operacional tani ka një tension të lartë pozitiv dhe, ky bën që dalja e përforcuesit operacional të kalojë në nivelin e tij pozitiv të ngopjes, përderisa nuk ka mbaruar impulsi majë negativ i trigerimit.

Kapaciteti C_2 tani fillon të shkarkohet nëpërmjet R_2 dhe të ngarkohet me polaritet të kundërt. Kur C_2 ngarkohet, tensioni i terminalit të painvertuar bie në nivelin e tokës. Menjëherë që ky tension (në hyrjen e painvertuar) bie ngadalë ndën nivelin $+V_B$ të hyrjes së invertuar, dalja e përforcuesit operacional komutohet menjëherënë $-V_0$ përsëri. Kohëzgjatja, gjatë së cilës tensioni i daljes është i lartë, varet nga vlerat e rezistencës R_2 dhe kapacitetit C_2. Kjo kohë është gjerësia e impulsit pozitiv të daljes i cili gjenerohet sa herë që trigerohet skema e monostablit. Përderisa R_2 është variabël, ky do të jetë edhe rregulluesi i imët i gjerësisë së impulsit. Diapazoni i gjerësisë së impulsit mund të ndryshohet nëpërmjet komutimit të kapaciteteve të ndryshme C_2 në skemë. Ekuacioni, për përcaktimin e gjerësisë së impulsit të daljes, jepet:

$$gjeresia_impulsit = CR \ln\left[\frac{(V_{0+}) - (V_{0-})}{V_B}\right]$$

d) <u>*Zbutësi i daljes.*</u>

Në fig, 20, rezistencat R_1, R_2, dhe R_3 sëbashku me përforcuesin operacional A_1, formojnë një zbutës dalje, si në fig. 5. Ky bën rregullimin e amplitudës së daljes së gjeneratorit impulsiv dhe realizon një impendencë të ulët të daljes. Përforcuesi operacional A_2 dhe rezistencat R_4, R_5 dhe R_6, mundësojnë nivelin zhvendosës të rrymës së vazhduar. Kapaciteti C_1 kalon impulset nga gjeneratori impulsiv në skemen e zbutësit, ndërkohë lejon nivelin e vazhduar të daljes së zbutësit që të vendoset në çfardo nivel që dëshirojmë. A_2 është përsëritës tensioni dhe tensioni i vazhduar zhvendosës i tij i daljes

vendoset nga potenciometri R_5. Kur kontakti i lëvizshëm i R_5 është në nivelin e tokës, dalja e A_2 është gjithashtu në nivelin e tokës. Kjo shkakton që impulsi dalës i A_1 të jetë simetrikisht poshtë dhe lart nivelit të tokës. Kur kontakti lëvizës i R_5 është +5V, impulsi i daljes është simetrikisht poshtë dhe lart nivelit +5V. dhe, kur tensioni i potenciometrit është -5V, impulsi i daljes është simetrikisht poshtë dhe lart nivelit -5V.

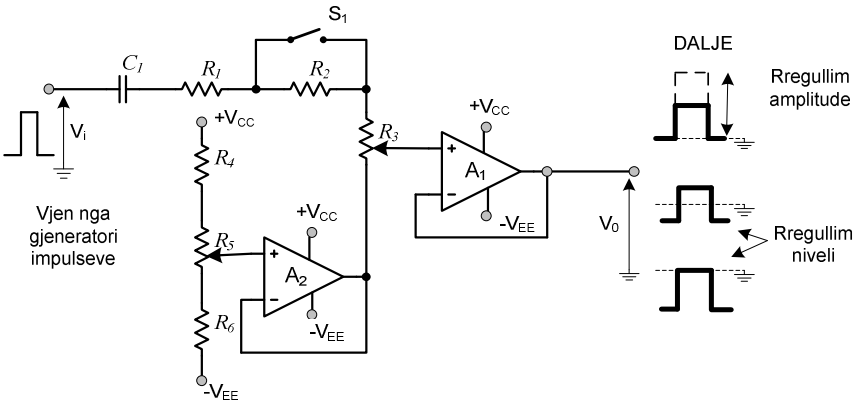


Fig.20

e) *Forma e impulseve.*

Zakonisht, impulset dalës nga gjeneratori impulsiv kanë frontet e përparmë dhe të pasmë të cilët, kur afishohen në oshiloskop, duket sikur janë plotësisht vertikalë. Në fakt, fronti i përparmë ka një kohë ngjitje të fundme dhe fronti i pasmë ka një kohë zbritje, (fig. 21). Koha e ngjitjes (**t_r**) përcaktohet si koha që i nevojitet daljes të kalojë nga

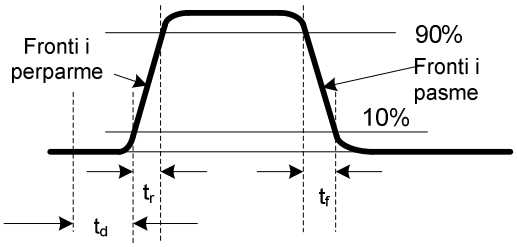


Fig.21

10% në 90% të amplitudës së tij, dhe koha e zbritjes (**t_f**) është koha që i nevojitet daljes që të kalojë nga 90% në 10%. Kur **t_r** dhe **t_f** janë

shumë më të vogla se gjerësia e impulsit, duket sikur impulsi ka fronte vertikale perfekte.

Disa gjeneratorë impulsivë kanë mundësi axhustimi të kohës së fronteve të impulseve të daljes. Kur futet një mjet trigerimi i jashtëm, mund të parashikohet gjithashtu një mjet rregullimi për vonesën. Vonesa (t_d) në fig.21 është koha ndërmjet hyrjes së trigerimit dhe fillimit të impulsit dalës. Me një fjalë, kjo është *koha e përgjigjes*.

KAPITULLI II

OSHILOSKOPI ELEKTRONIK

Oshiloskopi është instrumenti bazë për studimin e formës së sinjalit. Ai përdoret për të matur amplitudën, frekuencën, diferencën e fazës, gjerësinë e impulsit, kohën e vonesës, frontin rritës apo frontin zbritës të impulsit .

Një oshiloskop përbëhet nga tubi katodik, nga qarqet e kontrollit dhe qarqet e hyrjes.

Në tubin katodik(CRT), elektronet e gjeneruara në katodën e nxehtë, formojnë rrezen katodike dhe do të drejtohen në një ekran fluoreshent. Nga përplasja e elektroneve në ekran, prej shtresës fluoreshente të tij, emetohet një ndriçim i lehtë. Rrezja elektronike devijohet lehtësisht vertikalisht dhe horzontalisht nga tensionet e zbatuar në pllakat e devijimit. Zakonisht rrezja devijohet horizontalisht përmes ekranit nga një tension dhëmb-sharre, i gjeneruar nga baza e kohës, ndërsa forma e valës që do të vëzhgohet, aplikohet në pllakat e devijimit vertikal. Shumë oshiloskopë janë instrumenta me dy rreze, të aftë për të paraqitur dy forma vale në të njëjtën kohë.

1. Tubi katodik.

Tubi me reze katodike (fig. 22) është elementi kryesor i një oshiloskopi elektronik. Ai përbëhet prej këtyre elementëve:

a) katoda ose burimi i rezes elektronike;
b) grila e kontrollit të rezes;
c) sistemi i përqëndrimit të rezes;
d) sistemi i anodave përshpejtuese;
e) sistemet e devijimit të rezes;
f) sistemi i paspërshpejtimit;
g) ekrani lumineshent.

Sistemi i elektrodave fiksohet në një tub qelqi të zbrazur nga ajri. Rrezja elektronike gjenerohet nga katoda dhe drejtohet në drejtim të ekranit, të vendosur në anën e përparme të tij, duke shkaktuar ndriçimin e shtresës fluoreshente në ekran.

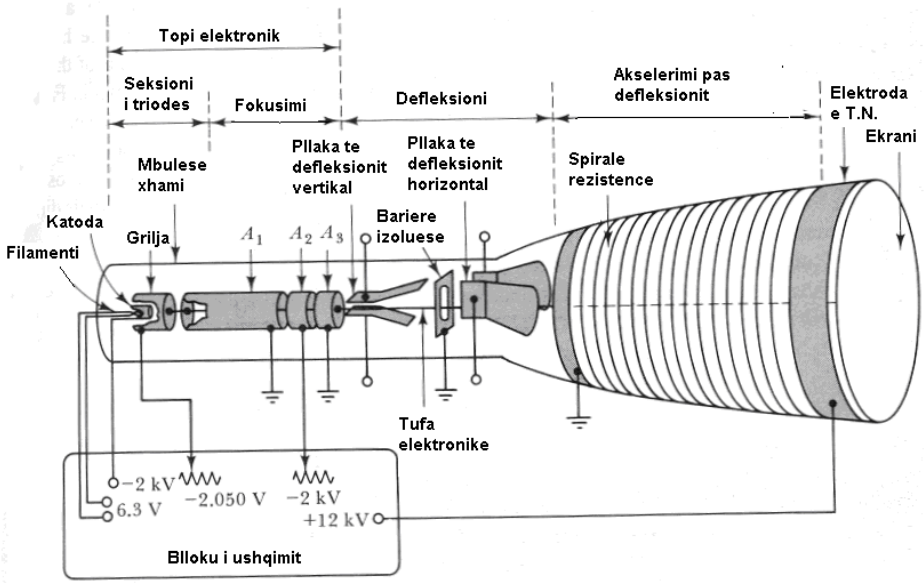


Fig. 22

Rrezja elektronike devijohet vertikalisht dhe horizontalisht nga tensione të aplikuara nga jashte në pllakat vertikale dhe horizontale që ndodhen në brëndësi të tubit dhe kanë daljet lidhëse që dalin nga tubi.

Seksioni i triodës.

Seksioni i triodës së tubit, konsiston në katodën, grilen dhe anodën (fig.23). Grila është një cilindër nikeli me një vrimë të rendit disa të dhjeta të milimetrit në mes, i cili pothuajse mbulon katodën. Katoda prej nikeli është një cilindër i rrafshët, në njërën anë i veshur me një shtresë okside në siperfaqe dhe e afte të çlirojë lehtësisht elektronet, nëse ajo nxehet nga filamenti. Këto elektrone të emetuara drejtohen direkt në vrimën e griles. Nxehja e katodës do të sigurohet nga një filament i brëndshëm. Potenciali i katodës është afërsisht në vlerat -2kV, dhe potenciali i griles është i vendosur afërsisht nga -2000V në -2050V. Potenciali grile-katodë kontrollon rrjedhjën e elektroneve nga katoda, pra kontrollon numrin e elektroneve të drejtuara në ekran. Një numër i madh elektronesh që kalojnë, do të godasin një pikë në ekran e cila do të emetojë një dritë me intesitet të lartë, ndërsa një numër i vogel do të japë një ndriçim të zbehte. Ndryshimi i potencialit të griles regullon ndriçimin e tubit

elektronorezatus. Meqënëse potenciali i griles është gjithmonë më negativ sesa potenciali i katodës, duke i dhënë një potencial të madh në grile, mund të bllokojmë plotësisht kalimin e tufës së elektroneve në drejtim të anodave.

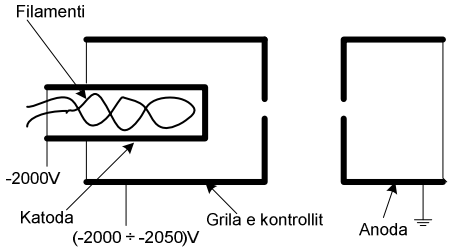


Fig. 23

Anoda e parë A_1 është në formë cilindri, e hapur në njerin krah dhe e mbyllur në krahun tjetër, me një vrimë në qëndër të anës së mbyllur. Meqënëse A_1 është e tokëzuar dhe katoda ka një potencial negativ të lartë, A_1 është me tension të lartë pozitiv kundrejt katodës. Kjo gjë sjell si pasoje që, elektronet e gjeneruara nga katoda, përmes vrimave në grile dhe anodë, të drejtohen për në seksionin e fokusimit të tubit katodik.

Seksioni i fokusimit të rezes.

Elektrodat e fokusimit A_1, A_2 dhe A_3 realizojnë një sistem thjerrzash elektrostatike fokusimi elektronesh (fig. 24). Funksioni i sistemit të thjerzave të elektroneve është për të fokusuar elektronet në një pikë në ekranin e tubit. A_1 siguron një fushë elektrike përshpejtuese për të tërhequr elektronet nga katoda, dhe vrima në A_1 kufizon seksionin e kalimit fillestar të rrezes elektronike. A_3 dhe A_1 mbahen në potenciale zero ndërsa potenciali i A_2 fiksohet rreth -2kV.

Rezultati i diferencës potenciale midis anodave do të shkaktojë shfaqjen e linjave ekuipotenciale si në figurë . Ekzistojnë linja përgjatë së cilës potenciali është i njëjtë dhe konstant. Për shëmbull, vija ekuipotenciale 1 duhet të ketë një potencial -700V përgjatë gjithë gjatësisë së saj, ndërsa vija 2 mund të ketë një potencial për gjatë gjithë gjatësisë -500V. Elektronet hyjnë në A1 si një rreze divergjente.

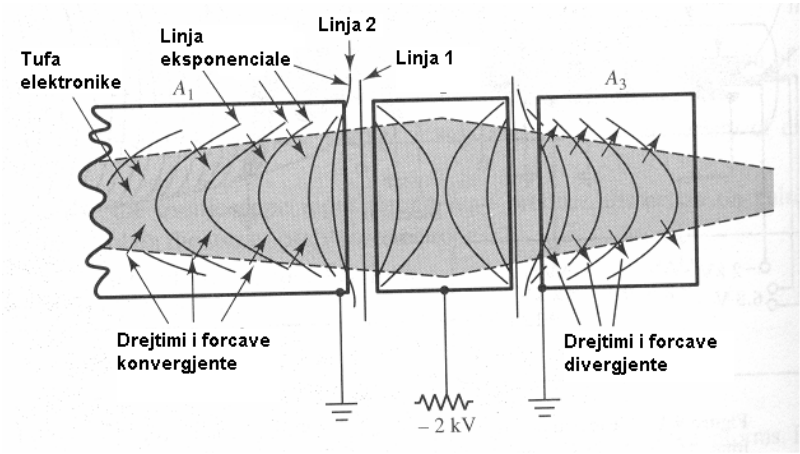


Fig. 24

Pasi kalojnë linjat ekuipotenciale, ndaj elektroneve do të ushtrohet një forcë pingul me vijat ekuipotenciale që ndryshon drejtimin e lëvizjes së tyre. Forma e vijave brenda A_1, jep një forcë konvergjente në tufën e elektroneve, dhe ato brënda A_3 japin një forcë divergjente në tufën e elektroneve. Forcat divergjetne dhe konvegjente do të alternohen në bazë të potencialit të caktuar në A_2. Kjo bën të mundur rregullimin e pikës ku do të fokusohet rrezja e elektroneve. Potenciali negativ në A_2 tenton të ulë shpejtësin e elektroneve, por ato do të përshpejtohen përsëri në A_3, kështu që shpejtësia e rrezes kur del nga A_3 është e njëjtë me atë kur hyn në A_1. Në këtë mënyrë elektronet lëvizin me një shpejtësi konstante ndërsa kalojnë nëpër pllakat e devijimit.

Seksioni i devijimit te rezes (fig. 25).

Në oshiloskopët elektronikë ky sistem realizohet kryesisht *elektrostatik.*

Nqs. pllakat e devijimit horizontal dhe vertikal do të ishin të tokëzuara, rrezja e elektroneve do të kalonte midis çdo çifti pllakash dhe do të përplasej në qëndër të ekranit të oshiloskopit. Këtu ato do të prodhonin një pikë të ndritshme. Ndërsa, kur njëra pllakë e çiftit të pllakave të devijimit ka tension pozitiv të aplikuar në të dhe tjetra ka tension negativ, elektronet në rreze tërhiqen nga pllaka pozitive dhe largohen nga pllaka negative. Elektronet janë tashmë të përshpejtuara në drejtim të pllakës pozitive. Ndërkohë që ato janë duke udhëtuar në

mënyrë aksiale midis pllakave, gjënden nën veprimin e fushës elektrike të pllakave, kështu rrezja është devijuar dhe elektronet godasin ekranin në një pozicion të ri.

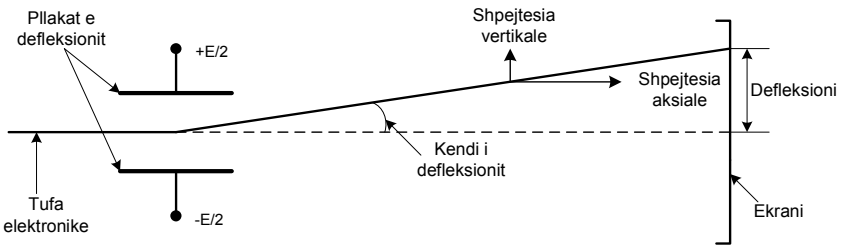


Fig. 25

Devijimi elektrostatik jepet në figurën e mësipërme. Kur potenciali në sejcilën pllakë është zero, elektronet që kalojnë midis pllakave nuk ndjejnë ndonjë forcë devijuese. Kur potenciali i pllakës së sipërme është +E/2 volt dhe potenciali i ulët është -E/2, diferenca potenciale midis 2 pllakave është E. Si ngarkesa negative, elektronet janë tërhequr në drejtim të pllakës pozitive dhe të shtyra nga pllaka negative.

Tensioni i nevojshëm për të prodhuar një ndarje të devijimit në ekran (V/cm), quhet ***kostantja e devijimit të tubit****. Devijimi i prodhuar nga 1V, quhet* ***ndjeshmëria e devijimit të tubit*** *(cm/V).*

Kur një tension i alternuar aplikohet në pllakat e devijimit, rrezja do të devijohet një herë në një drejtim dhe pastaj në drejtimin tjetër. Kjo prodhon një linjë horizontale në ekran.

Kur tensioni alternativ aplikohet në pllakat horizontale, atëhere në ekran do të kemi një vijë vertikale. Një pllakë e tokëzuar dhe e izoluar vendoset midis pllakave të devijimit horizontal dhe vertikal. Kjo bën të mundur që fusha elektrike e njërit çift pllakash të mos ndikojë në çiftin tjetër të pllakave.

Ekrani

Ekrani i një tubi katodik formohet nga një depozitim i një shtrese materjalesh fosforike në brëndësi të faqes së përparme të tubit. Lënda lumineshente zgjidhet sipas ngjyrës së ndriçimit dhe kohës së pasndriçimit. Për vrojtimin me sy, ngjyra e ndriçimit zgjidhet e verdhe

– e gjelbër me kohë pasndriçimi të vogël për proçese periodike dhe kohë pasndriçimi të madhe për proçese apariodike e me frekuenca shumë të ulta. Në varësi të materialit të përdorur ngjyra e ndriçimit të prodhuar në ekran mund të jetë blu, e kuqe, jeshile ose e bardhë.

Kur rrezja katodike godet ekranin, elektronet brënda materjalit të ekranit do të kalojnë në një nivel më të lartë energjitik dhe do të emetojnë dritë kur ato kthehen në nivelin e tyre normal. Ndriçimi mund të zgjasë për disa milisekonda, për disa sekonda ose më shume. Fosfori i përdorur për ekranin është izolues. Elektronet, e krijuara nga emetimi sekondar nga ekrani, do të krijojnë një potencial negativ për elektronet e rezes katodike. Potenciali negativ mund të bëhet i madh aq sa mund të zmbrapsë rrezen katodike. Kjo re elektronesh të krijuara reth ekranit mblidhet nga një mbulesë grafiti në forme unaze rreth qafës së tubit, kështu që potenciali negativ eliminohet nga ekrani. Në një tip tjetër tubi, ekrani ka një film të hollë alumini të depozituar në siperfaqe në të cilën elektronet do të godasin. Kjo lejon që rrezja elektronike të kalojë përmes saj, por mbledh elektronet sekondare dhe i drejton në tokë. Filmi i aluminit gjithashtu përmireson shkëlqimin e ndriçimit duke reflektuar dritën e emetuar direkt e në xham.

Ndriçimi

Siç është përshkruar dhe më parë, ndriçimi i prodhuar në ekran, është në varësi të numrit të elektroneve që përbëjne rrezen katodike. Meqënëse grila kontrollon emetimin e elektroneve nga katoda, kontrolli i tensionit të griles është një kontroll ndriçimi. Ndriçimi varet gjithashtu dhe nga shpejtësia e rrezes katodike, kështu që, për të marrë një ndriçim maksimal, elektronet duhet të jenë përshpejtuar me një shpjetësi të madhe. Megjithatë, nqs. shpejtësia e elektroneve do të jetë shumë e madhe kur tufa kalon midis pllakave të devijimit, tensioni i devijimit do të ketë një influencë më të vogël mbi tufën e elektroneve dhe ndjeshmëria e devijimit do të jetë më e vogël. Për këtë arësye, një përshpejtim tjetër është parashikuar, që do të thotë se elektronet përshpejtohen përsëri mbasi ato kalojnë në pllakat e devijimit.

Një spirale me materiale përcjellës është depozituar në brëndësi të tubit nga pllakat e devijimit deri në ekran. Kjo siguron përmirësim të ndriçimit dhe të ndjeshmërisë statike të tubit. Potenciali në njërin fund

të ekranit të spirales është +12 kV ndërsa në anën tjetër është 0 kV, duke përshpejtuar kështu tufën e elektroneve pas pllakave të zhvendosjes.

2. Parqitja vizuale e formës së valës.

Kur një tension alternativ aplikohet në pllakat e devijimit vertikal dhe asnjë hyrje nuk është aplikuar në pllakat e devijimit horizontal, njolla e ndriçimit në faqet e tubit lëviz lart dhe poshte në mënyrë të vazhdueshme. Nqs. një tension dhëmb-share aplikohet në pllakat e devijimit horizontal, ndërkohë që kryhet lëvizja vertikale, njolla lëviz në tub horizontalisht.

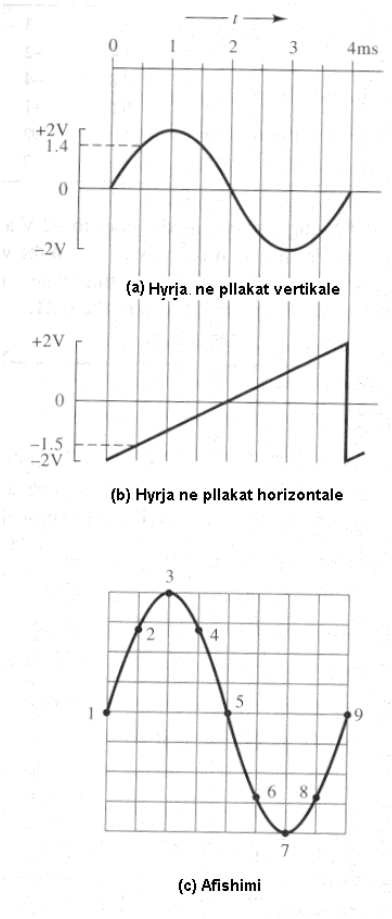


Fig.26

Në fig. 26, është dhënë aplikimi i një vale sinusoidale në pllakat e devijimit vertikal dhe një tension dhëmb-sharre është aplikuar në pllakat e devijimit horizontal. Nqs. format e valës janë të sinkronizuara, atëher në t = 0 tensioni i devijimit vertikal është 0 dhe tensioni i devijimit horizontal është -2V. Kështu që, duke pranuar një ndjeshmëri devijimi 2cm/V, devijimi vertikal është 0 dhe devijimi horizontal është 4cm në të majtë nga qëndra e ekranit. Kur t= 0.5ms. dhe tensioni i devijimit horizontal është -1.5V, atëhere devijimi horizontal është 3cm në të majtë të qëndrës së ekranit. Tensioni i devijimit vertikal tashmë është bërë +1.4V dhe kjo shkakton një devijim vertikal +2.8 cm mbi qëndrën e ekranit. Njolla tani është 2.8 cm lart dhe 3cm majtas nga qëndra e ekranit, pika 2 në figurë. Në piken 9 potenciali i devijimit horizontal pra dhëmb-shara në mënyrë të shpejtë shkon në -2V përsëri, kështu që rrezja kthehet në pjesën e majtë të ekranit përsëri. Prej këtu është gati të përsërisë gjurmën e formës së valës. Kështu me një tension dhëmb-sharre të zbatuar në pllakat e devijimit horizontal, çdo forme vale e aplikuar në pllakat vertikale do të shfaqet në ekranin e oshiloskopit.

3. Gjeneratori i zbërthimit.

Siç shpjeguam më sipër, forma e valës së sinjalit, që zbatohet në pllakat e zhvendosjes vertikale, është dhëmb-shara e cila prodhohet nga gjeneratori i zbërthimit.

Gjeneratori i zbërthimit, i treguar në fig. 27, përbëhet nga dy pjesë kryesore: nga gjeneratori dhëmb-share dhe nga qarku i trigerit Schmitt. Theksojmë se, hyrja invertuese e amplifikatorit operacional, nëpërmjet rezistencës R_7 është e lidhur me tokën. Tensioni i hyrjes i trigerit është dalja V_1 e gjeneratorit dhemb-share nëpërmjet rezistencës R_6. Meqënëse përforcimi i AO është zakonisht shumë i madh (200 000 herë), një diferencë shumë e vogël midis hyrjes invertuese dhe jo invertuese do të bëjë që, dalja e trigerit të kalojë në gjëndjë të saturuar. Kjo do të thotë se dalja e tij është shumë afër vlerës pozitive ose negative të burimit të ushqimit V_{cc}

Supozojmë se dalja e trigerit Schmitt është negative dhe vlera e dhëmb-sharës në hyrje të trigerit është në nivel minimal. Në të dy anët e pjestuesit të tensionit (R_5+R_6), tensioni është negativ, që do të thotë

se hyrja joinvertuese e AO është negative, pra më poshtë nivelit të hyrjes invertuese që është me nivel zero. Në këtë mënyrë dalja e trigerit është e saturuar me nivel negativ në dalje. Tensioni negativ -2V në dalje mban të bllokuar (off) tranzistorin Q_2.

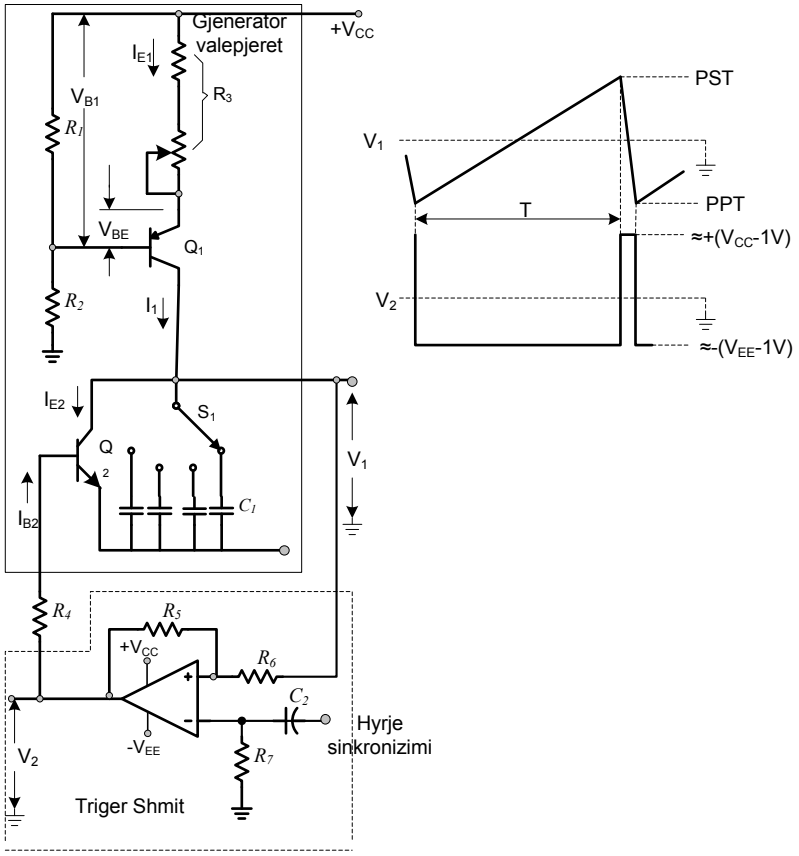


Fig. 27

Ndërsa tensioni i dhëmb-sharës ritet, të njëjtën gjë bën edhe tensioni në bashkimin R_5 me R_6 duke iu afruar nivelit zero. Kur tensioni i dhëmb-sharës të jetë ritur në një nivel të tille që, tensioni në hyrjen jo invertuese sapo kalon në vlera pozitive në krahasim me hyrjen invertuese të AO, dalja e trigerit saturohet në nivel pozitiv. Nëpërmjet rrymës së bazës I_{B2} tranzistori Q_2 hapet (on) dhe lidh në të shkurtër kapacitetin C_1, duke bërë që tensioni V_1 të kthehet negativ.

Dalja e trigerit përmbyset në nivelin negativ duke bllokuar tranzistorin Q_2. Në këtë mënyrë rifillon ngarkimi i kapacitetit C_1 me një rryme konstante, në dalje të të cilit tensioni është linear.

Niveli i tensionit V_1, për të cilin dalja e tij kalon në nivel pozitiv, qulet ***niveli i sipërm i trigerimit (PST)*** *ndërsa niveli negativ emërohet* ***niveli i poshtëm i trigerimit (PPT)***.

Proçesi i përshkruar më sipër përsëritet në mënyrë të vazhdueshme duke dhënë formën e dëshiruar të dhëmb-sharës.
Ndryshimi i tensionit të dhëmb-sharës, është:

$$\Delta V_1 = \frac{I_1 T}{C_1}$$

Perioda e tensionit dhëmb-share përcaktohet nga vlera e rrymës I_1 dhe e kapacitetit C_1

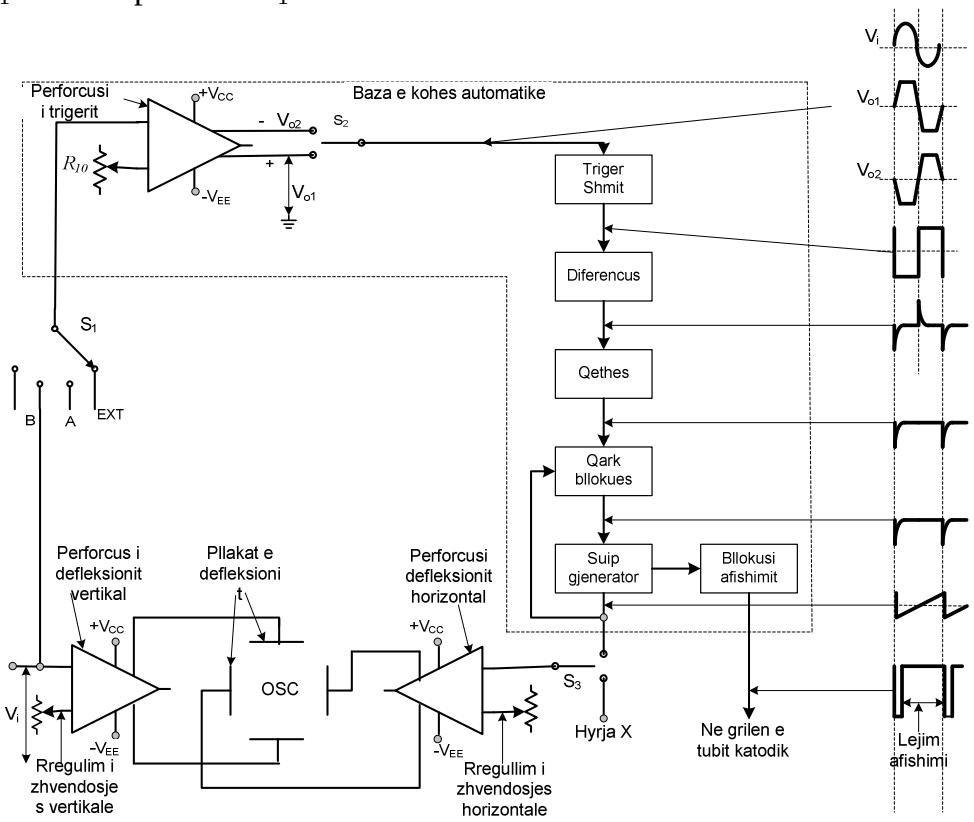


Fig. 28

Vlera e I_1 mund të ndryshohet nëpërmjet R_3 ndërsa, nëpërmjet dorezës komutative, lidhen në qark madhësi të ndryshme të kapacitetit C_1.

Që një formë vale të shfaqet në mënyrë korekte, duhet që sinjali dhëmb-share të ritet sapo tensioni i hyrjes në oshiloskop të ritet pozitivisht. Ky moment quhet edhe sinkronizimi me sinjalin e hyrjes.

Në fig. 28, është paraqitur skema e përftimit të një Baze Kohe automatike.

Tensioni i panjohur që do të shfaqet në oshiloskop zbatohet në përforcuesin e zhvendosjes vertikale dhe në përforcuesin e bllokut të trigerimit. Në dalje të tij kemi dy dalje prej të cilave marim tensione identike por në kundërfazë me njëri-tjetrin, V_{01} dhe V_{02}. Hyrja në këtë përforcues përforcohet aq shumë sa, piket e sinjalit priten për shkak të saturimit që i bën përforcuesi. Tensionet V_{01} dhe V_{02} i ngjajnë një tensioni katërkëndësh. Me ndihmën e çelësit S_2 një nga këta tensione kalon në hyrjen e trigerit Schmitt. Tensioni i sipërm dhe ai i poshtëm i trigerimit të tij janë vendosur shumë afër zeros (në këto kushte ai quhet edhe dedektor i zeros). Dalja e Schmitt kalon menjëherë negativisht sapo tensioni në hyrje kalon vlerën e kufirit të sipërm të trigerimit dhe pozitivisht kur hyrja është nën nivelin e poshtëm të trigerimit, si në fig. 28. Në këtë mënyrë kemi një tension drejtkëndësh në dalje.

Ky tension aplikohet në një qark diferencial. Dalja e tij është zero gjatë kohës që tensioni në hyrje nuk ndryshon në nivel pozitiv ose negativ. Në momentin, që tensioni drejtkëndësh në hyrje të qarkut diferencial kalon në drejtimin pozitiv apo negativ, në dalje kemi impulse pozitive dhe negative që i korespondojne kalimit pozitiv dhe negativ të tensionit në hyrje.

Tensioni nga qarku diferencial kalon në një qark drejtues (*clipper)* i cili ndërpret kalimin e impulseve pozitive dhe lejon ato negative.

Siç vihet re nga figura, çdo impuls negativ i takon fillimit të çdo periode të sinjalit në hyrje të oshiloskopit.

Vargu i mpulseve negativë, i prodhuar në dalje të qarkut diferencial, pasi kalon qarkun e bllokimit (*hold-off),* zbatohet në hyrjen sinkronizuese të gjeneratorit të zbërthimit, nëpërmjet kondesatorit C_2 në hyrjen invertuese të AO.

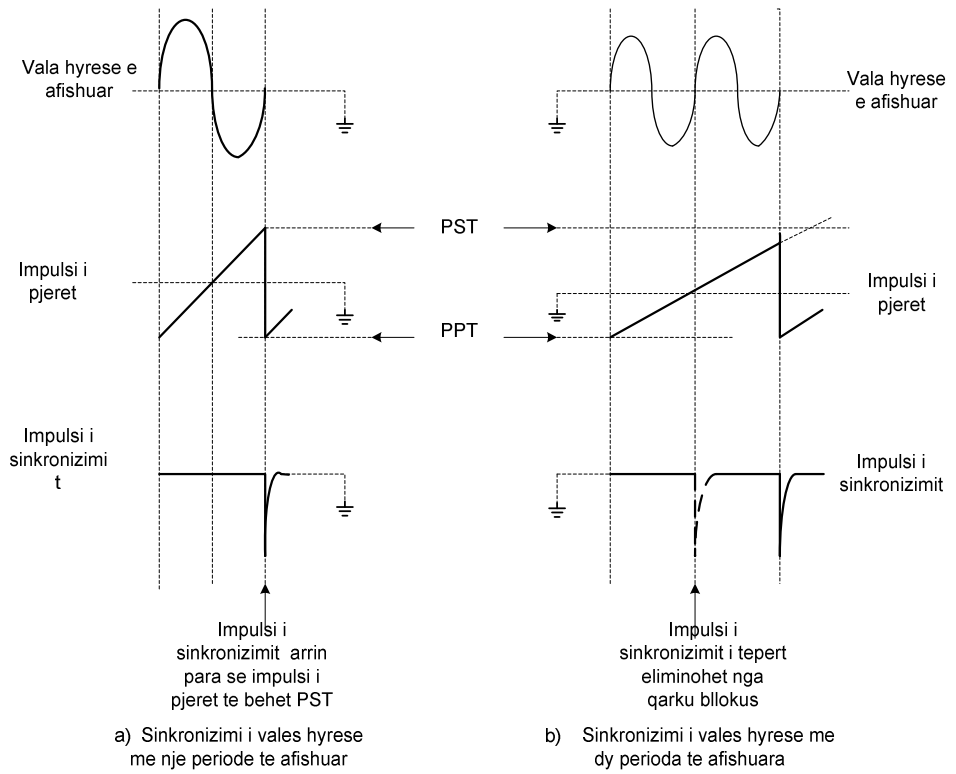


Fig. 29

Duke iu referuar edhe një herë figurës së gjeneratorit të zbërthimit, kur tensioni që vjen nga integratori arin vlerën e sipërme, trigerit, në hyrjen sinkronizuese, i çfaqet impulsi që vjen nga qarku i bllokimit (*hold-off),* i cili bën përmbysjen e gjëndjes së trigerit Schmitt në saturimin pozitiv. Tranzistori Q_2 kalon në *on* dhe dalja e dhëmb-sharës bie menjëherë në vlerën fillestare të saj për të rifilluar ritjen e radhës. Në fig. 29 tregohet efekti i impulsit sinkronizues.

Shpesh herë nuk është e dëshiruar që çdo impuls negativ i prodhuar të resetojë trigerin Schmitt dhe tensionin dhëmb-share. Për këtë shërben qarku bllokues (*hold-off), i* cili, nëse arihet sinkronizimi i dy sinjaleve në pllakat e zhvendosjes, nuk lejon më kalimin e impulseve sinkronizues deri sa sinjali dhëmb-share i gjeneratorit të zbërthimit të ketë aritur vlerën e tij maksimale, siç tregohet në figurën (b) më sipër.

4. Matja e Amplitudës, frekuencës dhe fazës.

Matja e Amplitidës

Në fig. 30, janë paraqitur dy forma sinjali të ndryshme. Është shumë e rëndësishme që, para se të bëhet matja e amplitudës, pozicioni i dorezave të ndryshusit të koeficientit Volt/ndarje, të jetë në pozicionin e kalibrimit CAL, duke na dhënë mundësi të përdorim tregimet e dhëna nga prodhuesi i oshiloskopit.

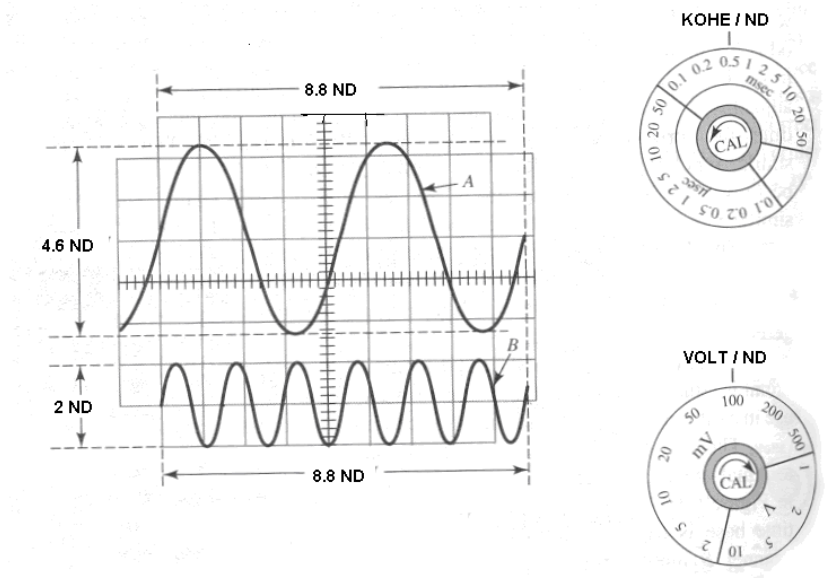


Fig. 30

Në këtë mënyrë, tregimi *peak-to-peak* përcaktohet:

$$V_{p-p} = (ndarjet_vertikale) \times (VOLT / NDARJE)$$

Nëse pjestojme me 1/2 vlerën e mësipërme, marim madhësine e amplitudës së sinjalit.

Psh. nëqoftëse nga figura ne pranojmë se volt/ndarje është 100 mV, atëhere për sinjalin A dhe B, kemi:

$$V_A = (4.6 \text{ ndarje}) \times 100 \text{ mV} = 460 \text{ mV}$$

$$V_B = (2 \text{ ndarje}) \times 100 \text{ mV} = 200 \text{ mV}$$

Matja e frekuencës

Në mënyrë të ngjashme mund të matet edhe frekuenca dhe perioda e sinjalit.

Përsëri pozicioni i dorezës që ndryshon vlerën e Kohë/Ndarje të jetë në pozicionin e kalibruar për të patur një matje të saktë. Frekuenca e panjohur përcaktohet duke matur periodën e një cikli të valës në ekranin e oshiloskopit.

$$T = (ndarje_horizontale / cikel) x (kohe / ndarje)$$

kështu për sinjalin A, kemi:

$$T = \frac{(8.8 ndarje) x 0.5 ms}{2 cikle} = 2.2 ms$$

dhe frekuenca është:

$$f = \frac{1}{2.2 ms} \cong 455 Hz$$

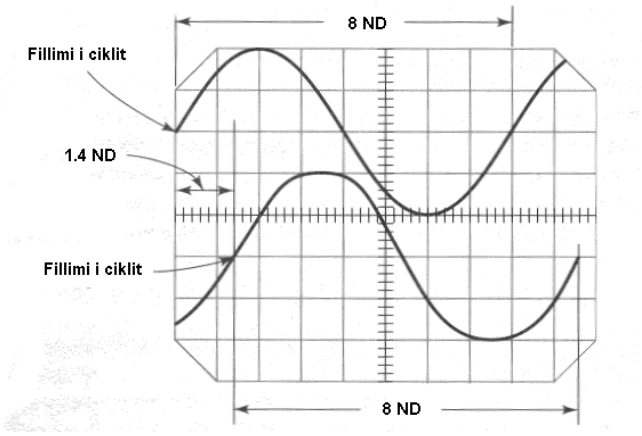


Fig. 31

Matja e fazës

Matja e fazës midis dy sinjaleve me frekuencë të njëjtë është paraqitur në fig. 31. Shfazimi midis dy sinjaleve përcaktohet si:

$$\phi = (diferenca_fazore_ne_ndarje) x grade / ndarje$$

ku diferenca fazore në ndarje është shfazimi fazor i sinjaleve, ndersa koeficienti gradë për ndarje përcakton se sa gradë elektrike i takojnë një ndarje të shkallzimit të fushës së oshiloskopit. Ky koeficient përcaktohet si raporti i 360 gradëve elektrike për numërin e ndarjeve që kemi për një periodë të sinjalit. Në këtë mënyrë, për sinjalet e paraqitur, koeficienti gradë për ndarje, është:

$$grade/ndarje = \frac{360}{8} = 45^{\circ}/ndarje$$

pasi një periodë e sinjalit në figurë, ka 8 ndarje. Shfazimi do të jetë:

$$\phi = (1.4ndarje)x45^{\circ}/ndarje = 63^{\circ}$$

5) Sondat e oshiloskopit.

Sonda direkte: Hyrja e sinjaleve në oshiloskop zakonisht bëhet nëpërmjet sondave që realizohen me kablo koaksialë. Në përcjellsin qëndror të kablit koaksial futet sinjali ndërsa rrjeta skermuese lidhet me tokën. Një sondë e tillë realizon lidhjen me raport 1:1.

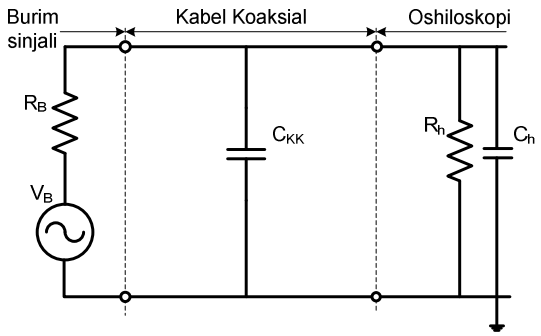


Fig. 32

Në figurën 32 paraqitet skema e kapjes së sinjalit me anën e sondës 1:1. Burimi i sinjalit karakterizohet nga rezistenca e daljes së burimit R_B dhe nga amplituda e sinjalit V_B . Oshiloskopi karakterizohet nga kapaciteti i hyrjes C_h me vlerë rreth 30 pF dhe nga rezistenca e hyrjes R_h me vlerë rreth 1 MΩ në paralel. Vendosja e lidhjes me anën e kablit koaksial, që karakterizohet nga kapaciteti C_{KK} e tij, bën ngarkimin e burimit të sinjalit edhe me këtë kapacitet. Të dy këta kapacitete janë të lidhur në parallel, pra vlera ekuivalente është C_{KK} +

$C_{h.}$.Në rastin e frekuencës për të cilën rezistenca kapacitive e C_{KK} + $C_{h.}$ është shumë më e madhe se R_B due R_h, rezistenca kapacitive ka influence të neglizhushme në vlerën e tensionit në terminalin e oshiloskopit, që është:

$$V_h = V_B \frac{R_h}{R_B + R_h}$$

Sa më e lartë të jetë frekuenca e sinjalit, aq më e vogël do të jetë rezistenca kapacitive dhe, për pasojë, sinjali në terminalet e oshiloskopit do të zbutet.

Sondat zbutëse: Sonda zbutëse zbut sinjalin hyrës zakonisht me një factor 10 herë. Kjo shërben kur sinjali që duhet të futet ne oshilograf, ka amplitude jashtë kufirit mates të oshilografit. Një sondë e tillë ofron një rezistencë të hyrjes shumë më të madhe se ajo e sondës me factor 1:1, pra zvoglon efektin e ngarkesës në qarkun që testohet. Për të realizuar kete faktor (10 : 1), inkludohet në skemë një rezistencë dhe një kapacitet, të dy në paralel, në përcjellsin qëndror të kablit koaksial.

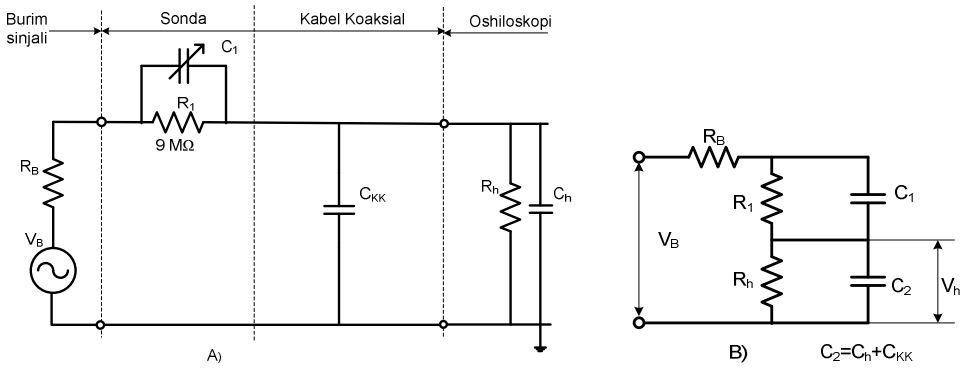


Fig. 33

Në fig. 33-a, jepet qarku i një sonde tipike me faktor 10:1, ndërsa në figurën 33-b, jepet skema ekuivalente e saj.

Rezistenca R_1, në seri me terminalin e hyrjes, ka vlerën 9 MΩ dhe në paralel me atë kapaciteti C_1.

$$V_h = V_B \frac{R_h}{R_1 + R_B + R_h}$$

Kur $R_B << R_1$,

$$V_h \cong V_B \frac{R_h}{R_1 + R_h}$$

Me $R_1 = 9\ M\Omega$ dhe $R_h = 1\ M\Omega$,

$$V_h = V_B \frac{1\,M\Omega}{9\,M\Omega + 1\,M\Omega} = \frac{V_B}{10}$$

Zbutja e sinjalit si pasojë e veprimit të kapaciteteve mund të llogaritet me formulën:

$$V_h = V_B \frac{X_{C2}}{X_{C1} + X_{C2}} = \frac{1/\omega C_2}{1/\omega C_1 + 1/\omega C_2}$$

$$V_h = V_B \frac{1}{1 + (C_2 / C_1)} = V_B \frac{C_1}{C_1 + C_2}$$

Kur rrjeti kapacitiv zbut sinjalin me të njëjtin proporcion si rrjeti rezistiv, V_h nëpërmjet R_h është e barabartë me V_h nga C_2, pra:

$$\frac{R_h}{R_1 + R_h} = \frac{C_1}{C_1 + C_2}$$

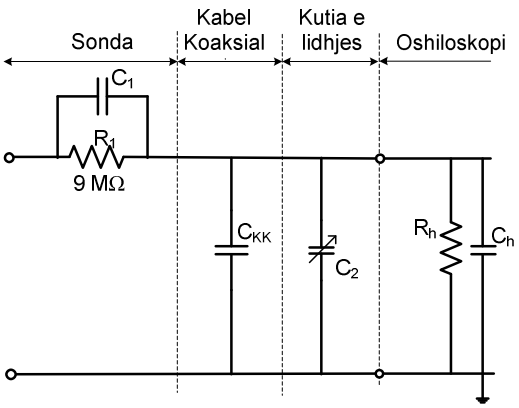


Fig. 34

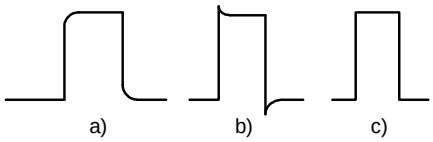


Fig. 35

Paraqitja X-Y në Oshiloskop (fig.36).

Kur gjeneratori i zbërthimit të oshiloskopit shkëputet nga sistemi i zhvendosjes horizontale dhe në vënd të tijë vendosim një

sinjal sinusoidal, paraqitja në ekranin e oshiloskopit do të varet nga kombinimi i dy sinjaleve në hyrje të oshiloskopit.

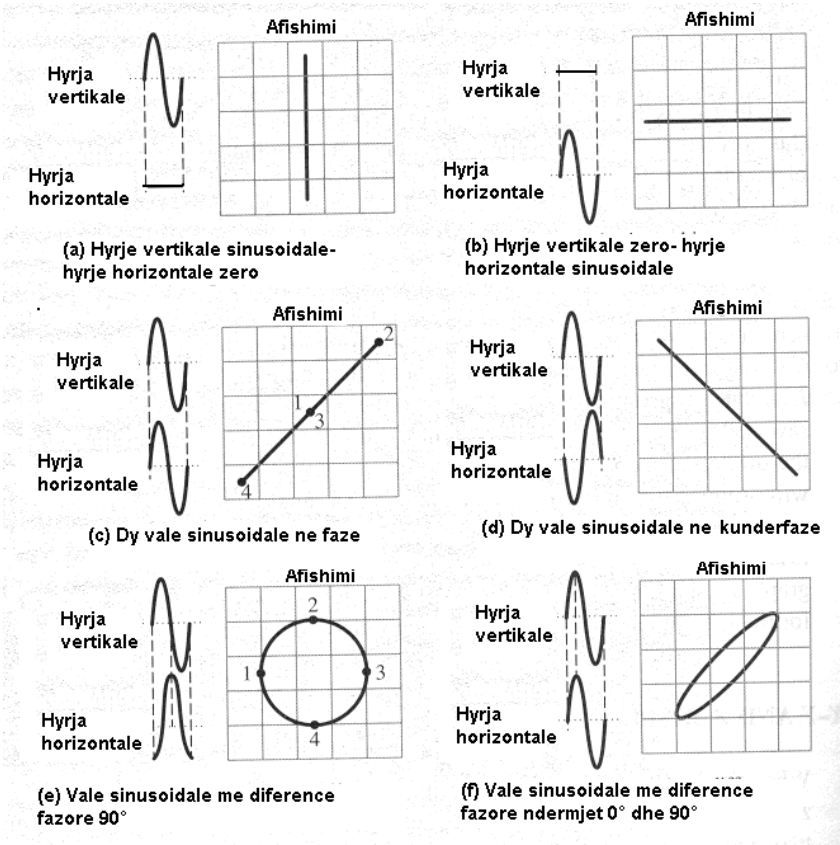


Fig.36

Kur kemi sinjal vetëm në një hyrje, në atë vertikale ose horizontale, në ekran kemi një vijë horizontale ose vertikale fig. (a) dhe (b).

Nëse dy sinjale sinusoidale në fazë me njëri tjetrin, zbatohen në të dy hyrjet e osholoskopit, atëhere në ekran do të marim një vije 45 gradë kundrejt horizontit fig (c). Për kohën $\mathbf{t_0}$ të dyja valët janë në zero në të njëjtën kohë. Në këtë mënyrë rezja katodike do të jetë në qëndër të ekranit, pika 1.

Kur të dy sinjalet janë në vlerat maksimale, kemi zhvendosje maksimale të rezes katodike si në drejtimin vertikal edhe në atë horizontal, pra pika 2 në figurë.

Kur të dy sinjalet janë në vlerat e tyre maksimale negative, atëhere kemi zhvendosjet maksimale, posht-vertikal dhe majtas-horizontal. Në këtë mënyrë, pika në ekran ndodhet në pozicionin 4. Ndryshimi i vazhdueshëm i vlerës së sinjaleve në funksion të kohës, bën që në ekran të marim një vijë të drejtë midis pikës 2 dhe 4, si në fig (c).

Nëse shfazimi midis sinjaleve është 180 gradë, atëhere në ekran përsëri është një vijë e drejtë si në figurën (d).

Nëse shfazimi midis dy sinjaleve është 90 gradë, me të njëjtin arsyetim mund të nxjerim se forma e valës në ekran do të jetë një reth si në fig (e).

Për kënde midis 0 dhe 90 figura do të jetë një elips si në fig (f). Në këtë rast përcaktimi i çvendosjes këndore ndërmjet dy sinjaleve përcaktohet sipas mënyrës së mëposhtëme.

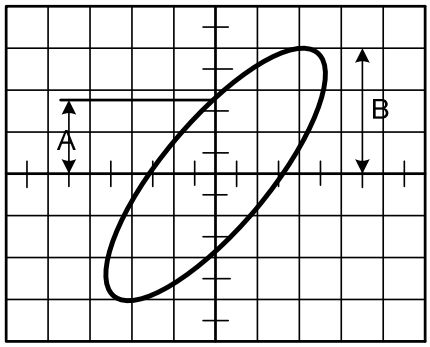


Fig. 37

Në fig. 37 janë shënuar vlerat **A** dhe **B** mbi bazën e të cilave përcaktohet çvendosja këndore **θ** duke përdorur formulën:

$$\theta = \sin^{-1}\left(\frac{A}{B}\right)$$

Vlera A përcaktohet si distance nga boshti X deri në pikën ku elipsi prêt boshtin Y, ndërsa vlera B përcaktohet si lartësia e elipsit e matur nga boshti X deri në pikën më të lartë të tij.

Figurat e paraqitura më sipër realizohen nëse të dy sinjalet që futen në hyrjet vertikale dhe horizontale kanë frekuencë të njëjtë. Nëse sinjali në hyrjen vertikale është sa dyfishi i sinjalit në hyrjen horizontale, në ekran marim paraqitjen si në fig. 38.

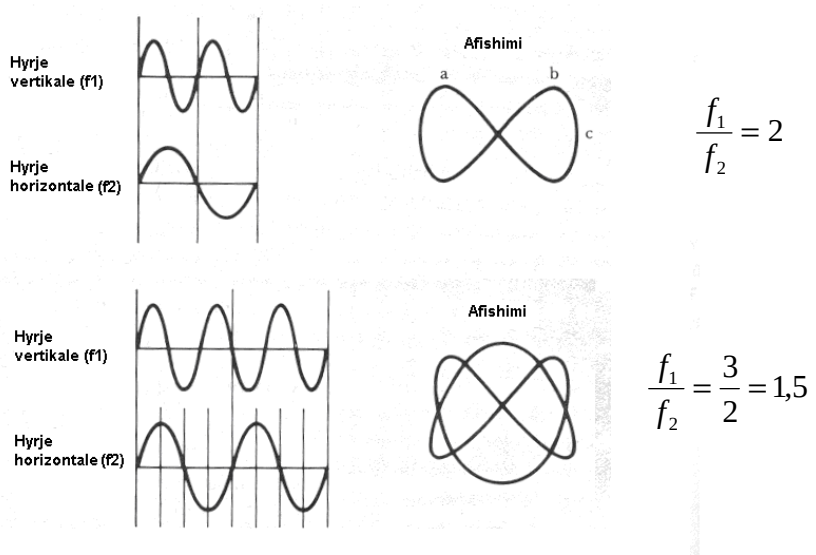


Fig. 38

Raporti i frekuencave të dy sinjaleve në hyrje, përcaktohet si raport i numërit të maksimumeve të figurës në drejtimin horizontal dhe maksimumeve në drejtimin vertikal.

$$\frac{f1}{f2} = \frac{numri\ i\ kulmeve\ vertikale\ \ pozitive}{numri\ i\ kulmeve\ ne\ te\ djathte}$$

Nëse kemi raporte të tjera midis sinjaleve në hyrje të oshiloskopit, figura më komplekse meren. P.Sh. në rastin e dytë raporti i frekuencave është 3/2.

Figurat e mësipërme, të quajtura edhe si figurat *Lissajou*, bëhen shumë komplekse nëse raporti i frekuencave nuk është raport me vlera të plota si 2:1, 2:2 ose 1:1 etj.

Gjithashtu, që figura të jetë e qëndrueshme, duhet që raporti i frekuencave të jetë konstant, ndryshe figura në ekran do të levizi duke bërë të pamundur përcaktimin e raportit:

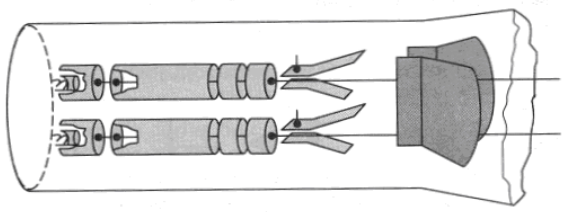
$$\frac{f_o}{f_x}$$

KAPITULLI III

OSHILOSKOPET SPECIALE

Oshiloskopi me dy reze.

Një pjesë e madhe e oshiloskopëve mund të çfaqin në ekran dy sinjale të ndryshëm të pavarur nga njëri-tjetri. Dy hyrje të ndryshme dhe dy blloqe kontrolli janë identifikuar si hyrja A dhe hyrja B në fig. 39.



(a) Ekran me dy topa elektronik

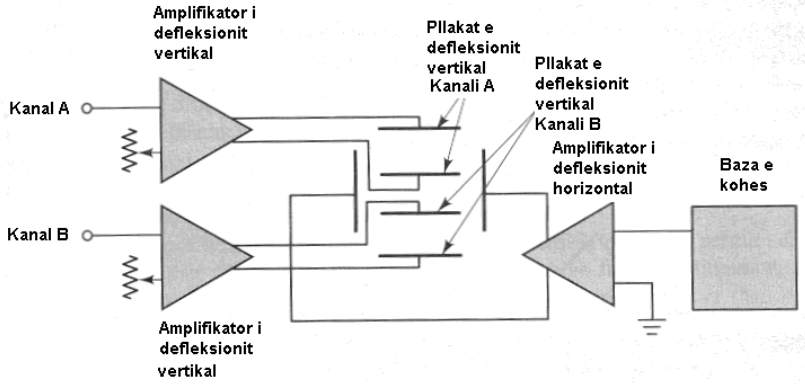


Fig. 39

Ndërtimi i tubit katodik është ekzaktësisht i njëjtë me atë të treguar në fillim, me përjashtim se, në të njëjtin tub prodhohen dy reze katodike të pavarura nga njëra-tjetra. Tubi katodik ka vetëm një çift pllakash të zhvendosjes horizontale. Sinjali i zbërthimit që zbatohet në këto pllaka, bën që të dy rezet të zhvendosen njëkohësisht në drejtimin horizontal. Oshiloskopi ka dy kanale hyrës Adhe B dhe dy përforcues të sinjalit hyrës. Shpesh herë oshiloskopi emërtohet edhe me dy reze për arsye të dy rezeve katodike të pavarura që ka tubi.

Një tjetër tip i oshiloskopit me dy reze është paraqitur në fig. 34 me vetëm një çift pllakash vertikale. Oshiloskopi ka dy hyrje A dhe B dhe dy përforcues sinjali. Një qark, çelës elektronik, është vendosur për të bërë kyçjen alternative të sinjaleve të hyrjes në pllakat e zhvendosjes vertikale.

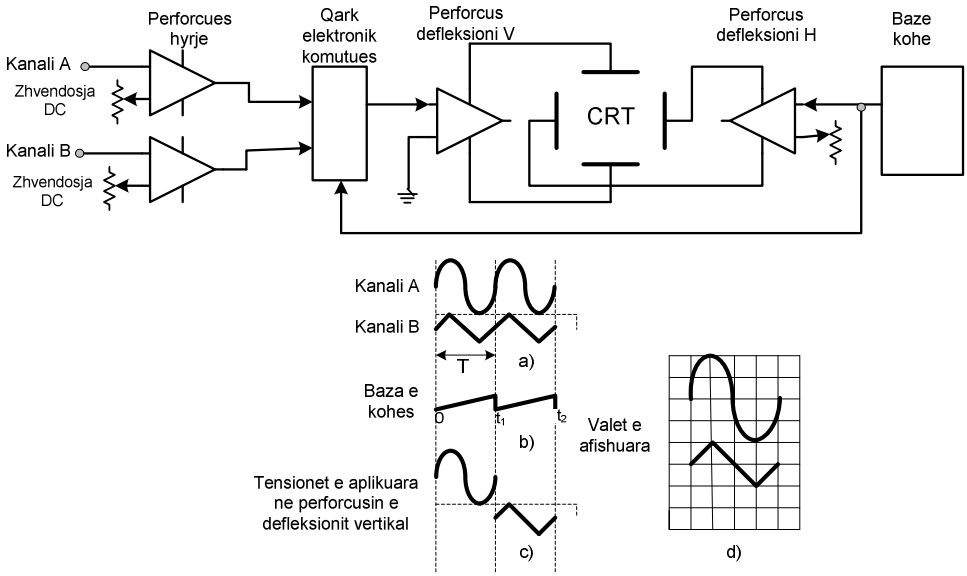


Fig. 40

Duke konsideruar figurën në ekran, në fillim çfaqet sinjali A dhe pastaj ai B. Që të dyja format e valës janë në sinkronizëm. Vëmë re se sinjali A ka një *offset* pozitiv në lidhje me tokën ndërsa ai në B e ka

negativ. Hyrja e kanalit A kycet në oshiloskop gjatë intervalit të kohës 0 deri t_1 ndërsa kanali B në intervalin t_1 deri t_2 . Tensioni i vazhduar DC, që shkakton offsetin e sinjalit A dhe B, bën që sinjali A të çfaqet në pjesën e sipërme të ekranit të oshiloskopit, pasi offseti është pozitiv, ndërsa sinjali B të çfaqet në pjesën e poshtëme pasi offseti është negativ. Në këtë mënyrë në ekran kemi dy sinjalet e paraqitur në fig.40-d.

Oshiloskopët me Bazë-kohe të Vonuar.

Përse nevoitet vonesa e kohës? Të gjithë oshiloskopët përdorin një *Linjë Vonese* për të vonuar kalimin e sinjalit të panjohur në përforcuesin vertikal të oshiloskopit. Sinjali i panjohur, përpara se të kalojë në linjën e vonesës, shërben për të lëshuar në punë Bazën e Kohës (gjenetratorin e zbërthimit). Më pas, ai kalon në linjën e vonesës e në përforcuesin e zbërthimit vertikal dhe më pas, çfaqet në

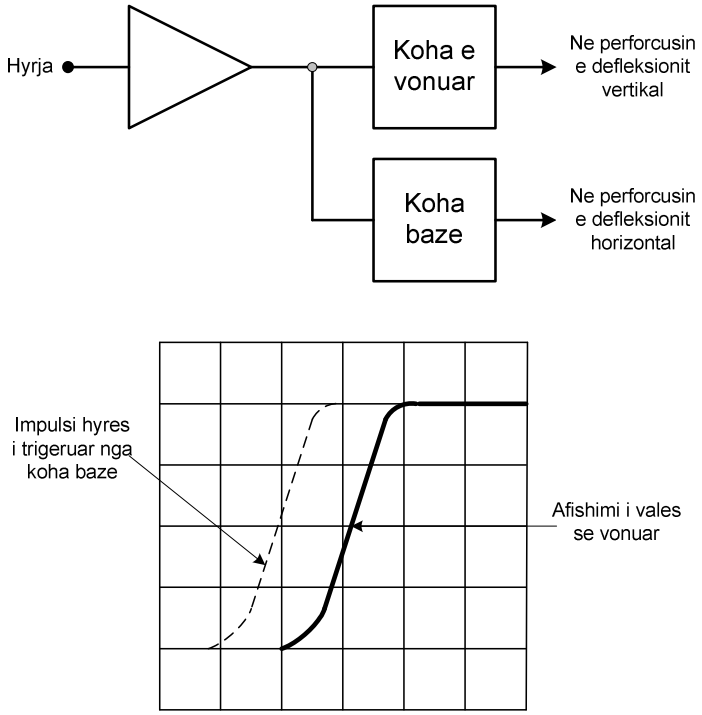


Fig.41

ekran me një vonesë kohe. Si rezultat, jemi në gjëndje të vëzhgojmë me oshiloskop edhe ballin ritës apo rënës të impulsit. Megjithatë, për rastet e impulseve me ball ritës apo zbritës shumë të shpejtë, vonesa e kohës, e përftuar nga linja e vonesës, mund të mos jetë e mjaftueshme për një shqyrtim të saktë të këtyre pjesëve të valës (fig.41).

Nëse kohën e vonuar e zhvendosim nga qarku i zhvendosjes vertikale në atë të kohës bazë, përfitojmë *oshiloskopin me bazë kohe të vonuar*. Kjo vonesë kohe është e ndryshueshme.

Balli ritës i impulsit mund të shërbejë si momenti fillestar për të startuar kohën e vonesës t_d. Në këtë mënyrë, balli rënës apo pjesë të veçanta të formës valës përgjat kohës t_x, mund të zgjerohen për të mbushur të gjithë gjerësin e ekranit të oshiloskopit. Pra me këtë sigurojmë një vëzhgim më të mirë të formës së valës brënda intervalit të shkurtër t_x. (fig.42).

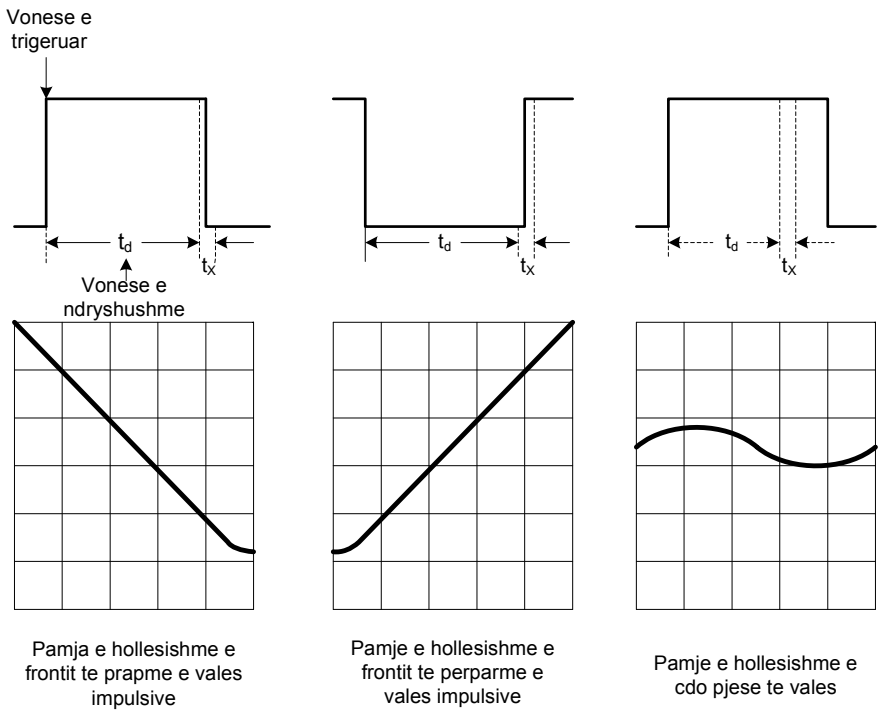


Fig. 42

Oshiloskopët me bazë kohe të vonuar janë të ndërtuar me dy sisteme të bazës së kohës. Njëri sistem, Baza e Kohës Kryesore (BKK), realizon zbërthimin normal të kurbës dhe, sistemi tjetër, Baza e Kohës së Vonuar (BKV), siguron vëzhgimin e formës së valës brënda intervalit të kohës t_x. Qarku i shuarjes së rezes katodike bën që në ekran të shkojë rezja vetëm gjatë kohës ritëse të dhëmb-sharës dhe ta bllokojë gjatë pjesës tjetër.

Nëpërmjet çelsit S sinjali dhëmb-share i BKK, dërgohet në përforcuesin e zhvendosjes horizontale. Gjithashtu po ky sinjal dërgohet në *krahasuesin e tensionit*, i cili krahason tensionin nga BKK dhe nga potenciometri i kontrollit. Kur vlera e çastit e dhëmb-sharës së prodhuar nga BKK, bëhet e barabartë me vlerën e tensionit, të vendosur në potenciometrin e kontrollit, dalja e krahasuesit të tensionit, prodhon një impuls negativ (ose pozitiv), i cili lëshon në punë Bazën e Kohës së Vonuar (BKV ose gjeneratorin e dytë dhëmb-share). Duke ndryshuar vlerën e tensionit në potenciometrin e kontrollit, mund të ndryshojmë momentin e barazimit të tyre, rjedhimisht edhe kohën e vonesës t_d.

Ashtu si BKK, edhe BKV ka gjithashtu qarkun e shuarjes së rezes, i cili, gjatë kohës së ritjes të dhëmb-sharës së BKV, dërgon një impuls në grilen e CRT për të lejuar kalimin e rezes katodike drejt ekranit. Të dy impulset e hapjes së rezes katodike, nga qarqet e shuarjes së rezes së BKK dhe BKV, mbivendosen (shumohen) me njeri-tjetrin në qarkun shumues dhe, më pas, dërgohen së bashku në grilen e CRT.

Nëse do të vepronte i vetëm impulsi i hapjes së rezes nga BKK, atëhere do të kishim një ndriçim uniform të kurbës në ekranin e oshiloskopit. Ndërsa, nëse në grile dërgojmë shumën e tyre, atëhere gjatë kohës së veprimit të përbashkët të tyre, do të shtohesh numëri i kalimit të elektroneve drejt ekranit që do të sillte një intesitet më të madh ndriçimi gjatë kohës së ritjes së dhëmb-sharës së BKV. Si rezultat, në ekranin e osholoskopit, kurba e sinjalit do të ketë intesitet ndriçimi më të madh gjatë intervalit të kohës që është në punë dhëmb-shara e BKV (gjatë kohës së impulsit të hapjes se rezes nga BKV) dhe, pjesa tjetër e kurbës, me intesitet ndriçimi më të vogël (fig. 43).

Meqënëse, duke ndryshuar pozicionin e dorezës së potenciometrit të kontrollit, kemi mundësi të zhvendosim kohën t_d, si rjedhim edhe momentin e lëshimit të BKV, intervali i kohës, për të cilin kurba ka intesitet ndriçimi më të lartë, mund të zhvendoset përgjat kurbës sipas dëshirës tonë.

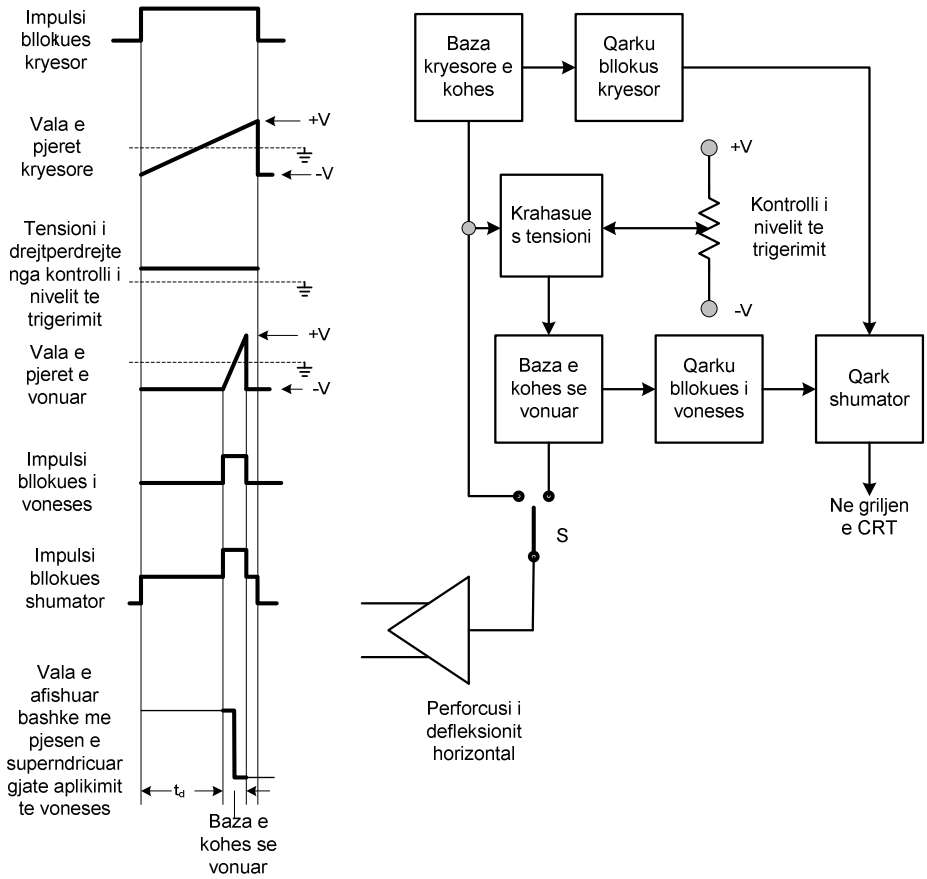


Fig. 43

Pasi të jetë përcaktuar pjesa e kurbës, e cila do të vëzhgohet në mënyrë më të detajuar (zona me ndriçim më të madh) sipas proçedurës së mësipërme, nëpërmjet çelsit S, dalja e BKV kalon në hyrjen e amplifikatorit të zhvendosjes horizontale. Megjithëse dhëmb-shara e BKV ka një kohë-zgjatje shumë më të shkurtër se sa dhëemb-shara e BKK, vlerat maksimale të tensionit janë të njëjta. Si rjedhim, ajo mund

të shkaktojë zhvendosjen e rezes katodike përgjatë gjithë ekranit të oshiloskopit edhe pse kohëzgjatja e saj është shumë më e vogël.

Në këtë mënyrë, në ekran do të shfaqet më e zgjeruar vetëm pjesa e kurbës, e cila më përpara kishte një ndriçim më të theksuar. Zhvendosja horizontale e rezes katodike do të fillojë vetëm pas kalimit të kohës t_d nga fillimi i dhëmb-sharës së BKK. Në këtë mënyrë, vetëm një pjesë e vogël e kurbës do të shfaqet në ekran. Duke zgjedhur raportin Kohë/Ndarje të përshtatshëm jemi në gjëndje të plotësojmë të gjithë ekranin e oshiloskopit me këtë pjesë të kurbës. Kjo proçedurë jepet në fig. 44.

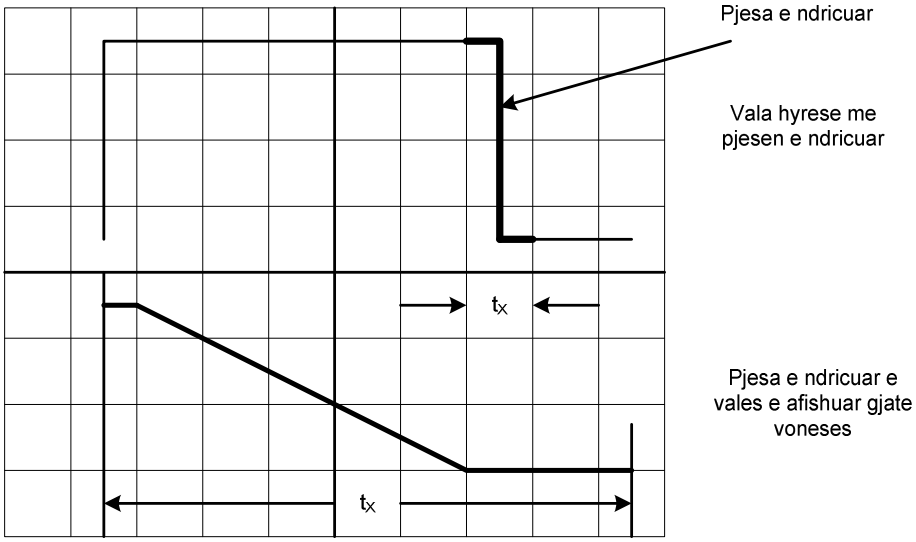


Fig. 44

Oshiloskopi me kampionime (stroboskopik)

Pjesa më e madhe e oshiloskopëve kanë brezin e sipërm të frekuecës së punës të kufizuar. Punimi i tyre në frekuenca më të mëdha bën që rezja katodike të zhvendoset shumë shpejt në ekranin e tij, si rjedhim vetëm një pjesë e vogël e valës mund të shikohet. *Oshiloskopi me kampionime* e kapërcen këtë vështirësi duke riprodhuar sinjalin në

një frekuencë më të vogël nëpërmjet kampionëve pikëzor të mara prej tij.

Çdo kampion (pikë në ekran) përfaqëson një kampion të amplitudës të marë nga sinjali i panjohur. Për çdo periodë meret vetëm një kampion.

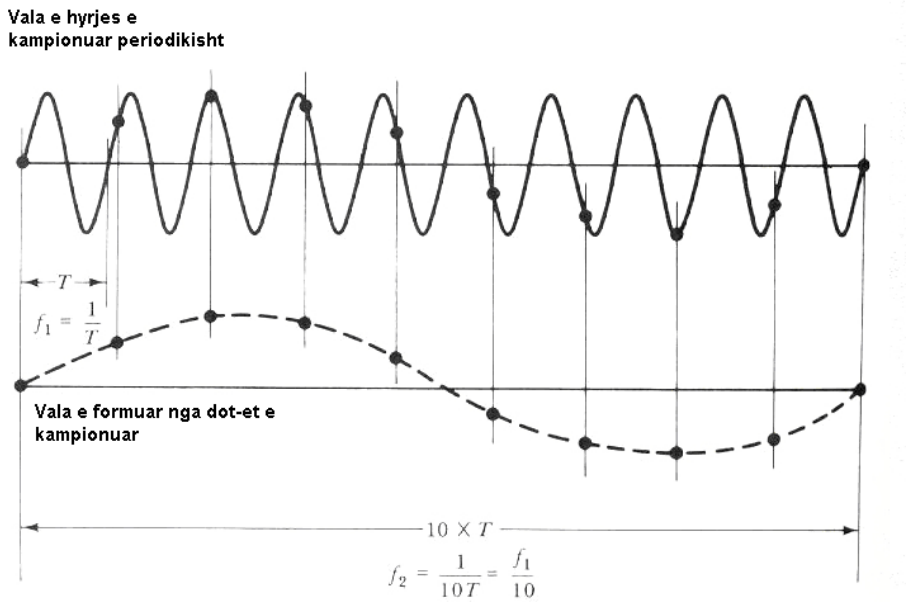


Fig.45

Ne fig. 45, jane marë 10 perioda të njëpasnjëshme të sinjalit të panjohur dhe për çdo periodë në intervale të barabarta janë marë kampione. Si rezultat kemi një riprodhim pikëzor të sinjalit të panjohur në një frekuencë më të ulët. Duket se frekuenca e re është 10 herë më e vogël se ajo e sinjalit të panjohur.

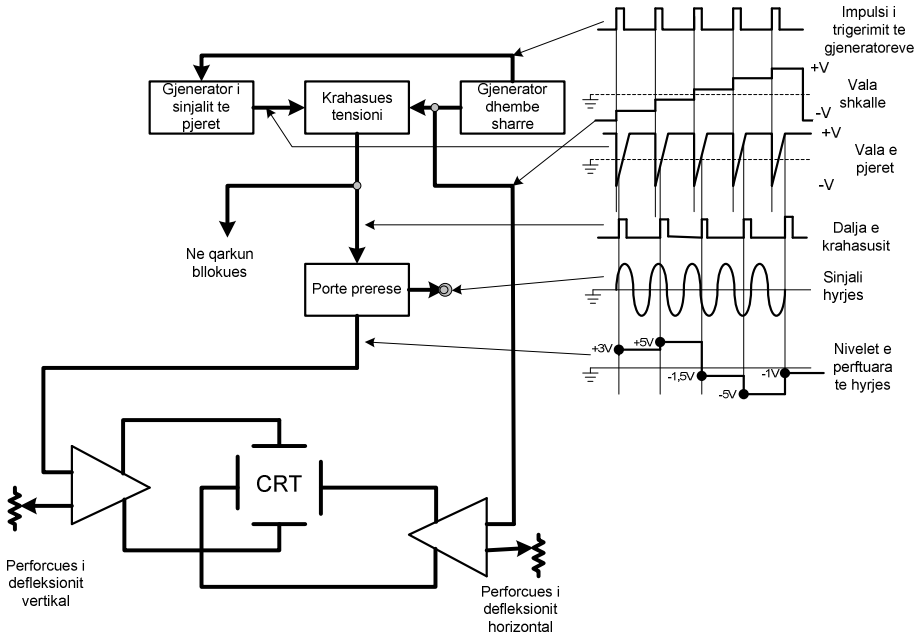


Fig. 46

Disavantazhi kryesor i kësaj metode është kërkesa për të pasur një sinjal të panjohur me formë vale plotësisht të përsëritëshme. Nëse forma e sinjalit ndryshon brënda disa periodave, atëhere paraqitja pikëzore e tij do të jetë e gabuar. Gjithashtu format e valëve kalimtare nuk mund të studiohen me këtë metodë.

Një bllokdiagramë e përgjithëshme është paraqitur më poshtë në fig. 46.

Një gjenerator sinjali *shkallë* përdoret në vënd të atij dhëmb-share për të realizuar zhvendosjen e rezes në drejtimin horizontal. Siç duket nga figura, dalja e gjeneratorit shkallë është një seri ritëse e tensionit nga vlerat - V në + V me vlerë konstante ritëse. Në fund të periodës, gjeneratori shakallë kthehet në vlerën e tij fillestare. Sinjali shkallë bën që rezja katodike të lëvizi sipas drejtimit horizontal me kërcime. Përveçse sinjali shkallë aplikohet në përforcuesin horizontal, ai aplikohet edhe në njërën hyrje të krahasuesit të tensionit, i cili krahason këtë sinjal me atë të një gjeneratori dhëmb-share.

Gjeneratori dhëmb-share fillon ciklin sa herë që gjeneratori shkallë ndryshon tensionin me një hap. Kur vlera e çastit e dhëmb-

sharës, bëhet e barabartë me vlerën e shkallës së gjeneratorit shkallë, krahasuesi i tensionit prodhon në dalje një impuls me kohë të shkurtër, i cili vendos në punë qarkun kampionues. Qarku kampionues kampionon vlerën e çastit të sinjalit të panjohur me frekuencë të lartë dhe e mban atë vlerë deri në hapjen e radhës me marjen e kampionit të ri.

Impulsi i shkurtër, nga qarku i krahasuesit te tensionit, gjithashtu kontrollon edhe qarkun e fikjes së rezes katodike në CRT. Në kohën që meret kampioni, në të njëjtën kohë hapet dhe rezja katodike për të paraqitur në ekran një pikë.

Sinjali në formë shkalle, i marë nga qarku kampionues, përfaqson riprodhimin e atij të panjohur por në një frekuencë më të ulët. Ky sinjal, dërgohet në zhvendosjen vertikale të oshiloskopit, ndërsa në atë horizontale, sinjali shkallë nga gjeneratori shkallë. Në ekranin e oshiloskopit (fig. 47), do të çfaqet një pikë sa herë që prodhohet një impuls në dalje të krahasuesit, i cili hap rezen katodike. Vendosja e pikës në ekran do të varet nga vlera e tensionit të kampionuar nga qarku kampionues dhe nga vlera shkallë e gjeneratorit shkallë.

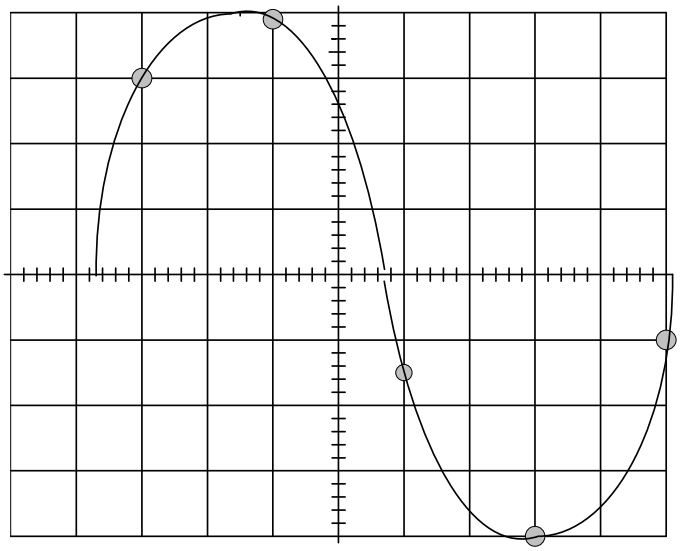


Fig. 47

Oshiloskopi me ruajtje numerike

Në oshiloskopët me ruajtje numerike, forma e valës është kampionuar në intervale të barabarta dhe, çdo kampion shndërohet në formë numerike me ndihmën e një shndruesi Analog-Numerik (ADC). Kampionët e marë dhe të kthyer në trajtë numerike binare, (fig. 48), përfaqsojnë vlerën e çastit të sinjalit që vëzhgohet.

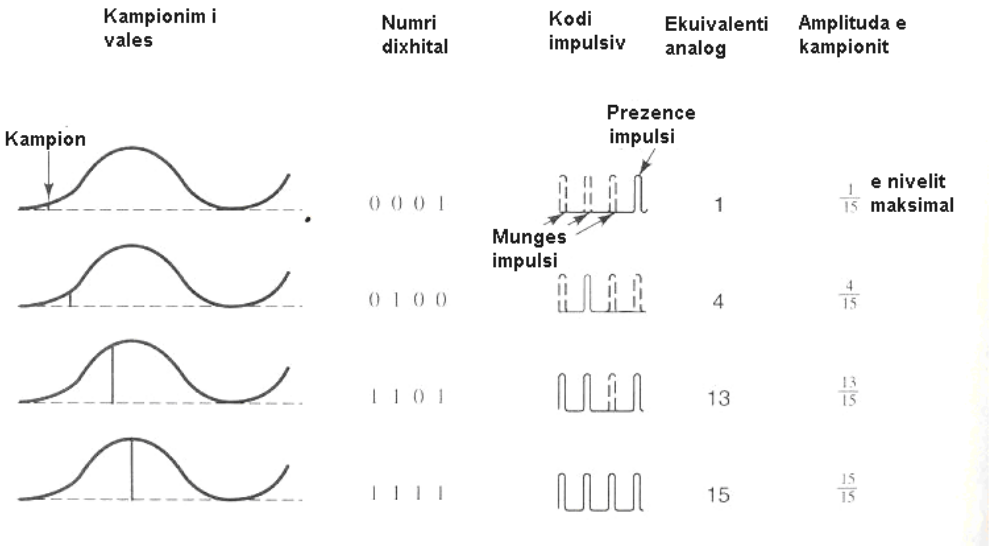


Fig. 48

Bllok diagrama e një oshiloskopi me ruajtje numerike është treguar në fig. 49.

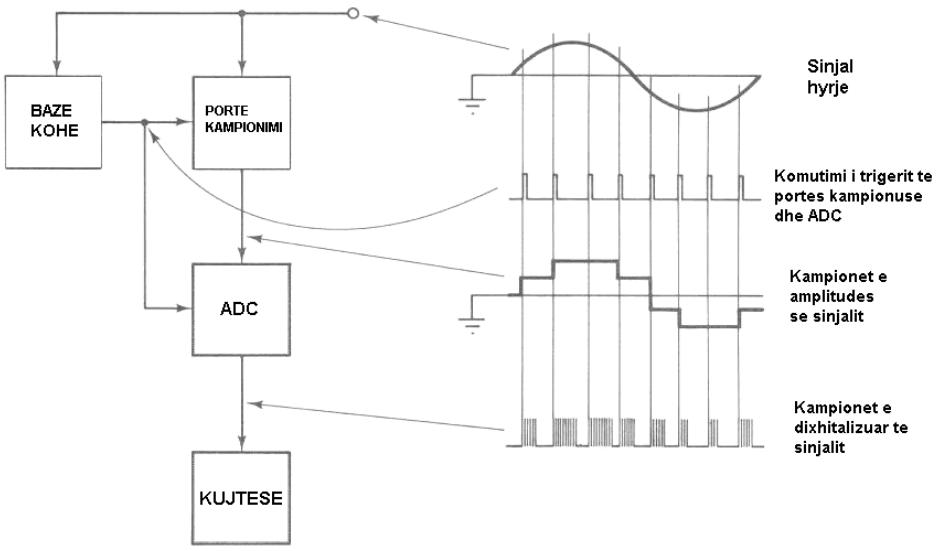


Fig. 49

Baza e kohës prodhon një seri impulsesh të cilët përcaktojnë frekuencën e kampionimit.

Çdo impuls aktivizon qarkun e kampionimit dhe shndruesin ADC për një periudhë të shkurtër. Qarku kampionues prodhon një seri kampionesh analogë të cilët shndrohen nga ADC në formatin e koduar numerik binar respektiv.

Vlerat numerike kalohen në memorje për të bërë ruajtjen e tyre për një përpunim të mëvonshëm.

Si një tip i thjeshtë i memorjeve të oshiloskopëve mund të përdoren qarqet flip-flop RS. Kombinimi i tetë flip-flopëve RS realizon një memorizim me 8-bit që do të thotë memorizim të 256 niveleve të ndryshme të madhësise analoge të kampionuar, (fig. 50).

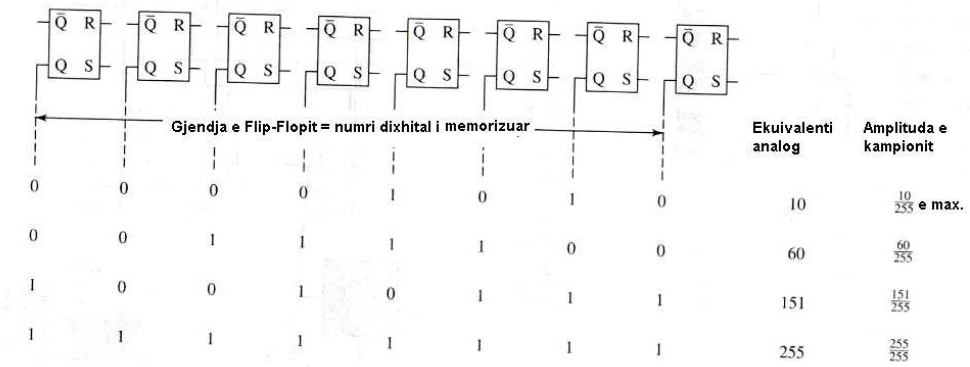


Fig. 50

Përveç bllokut të kampionimit e të ruajtjes së informacionit numerik, osholoskopët me ruajtje mekanike janë të paisur edhe me bllokun e formimit të kurbës (fig. 51).

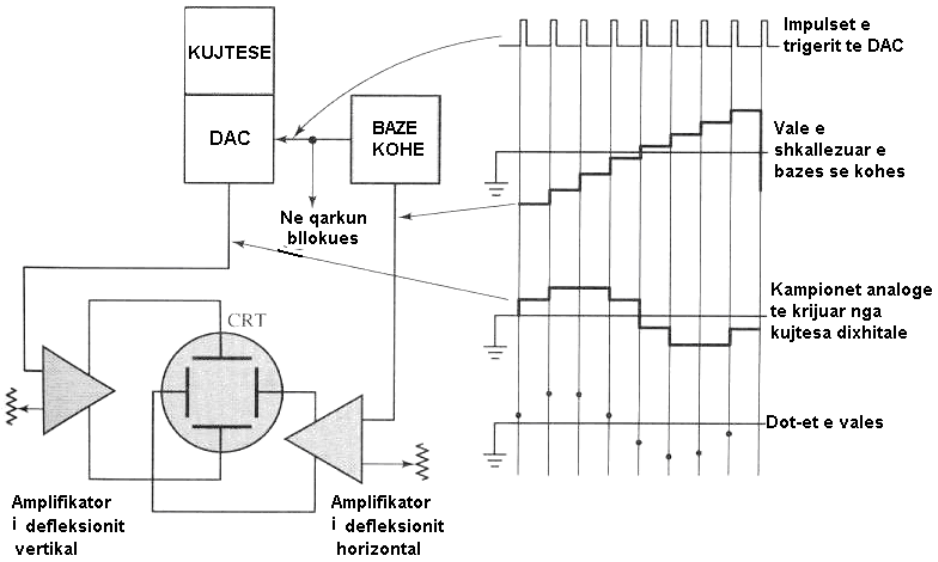


Fig. 51

Shndruesi Numerik-Analog (DAC), i futur në punë nga vargu i impulseve të prodhuar nga baza e kohës, shndron vlerat numerike binare në sinjal analog në formë shkalle. Më pas ky sinjal analog kalon ne përforcuesin (amplifikatorin) e zhvendosjes vertikale. Baza e kohës gjithashtu prodhon një sinjal shkallë që dërgohet në përforcuesin e zhvendosjes horizontale.

Vargu i impulseve gjithashtu komandon qarkun e shuarjes së rezes katodike të CRT duke na siguruar një paraqitje pikëzore në ekranin e oshiloskopit të sinjalit të rindërtuar.

Për të realizuar një paraqitje më të mirë të sinjalit të rindërtuar sesa paraqitja pikëzore apo ajo me shkallë, oshiloskopi me ruajtje numerike ka një mundësi për t´i bashkuar pikat me njëra tjetrën me kurba lineare. Në këtë mënyrë, *interpolimi linear* i përdorur, bashkon me vijë të drejtë nivelet e njëpasnjëshme (fig. 52).

Për një figurë edhe më të mirë, *interpolimi me sinusoidë* ndërmjet dy niveleve të njëpasnjëshme, realizon një paraqitje më të mirë të kurbës së rindërtuar.

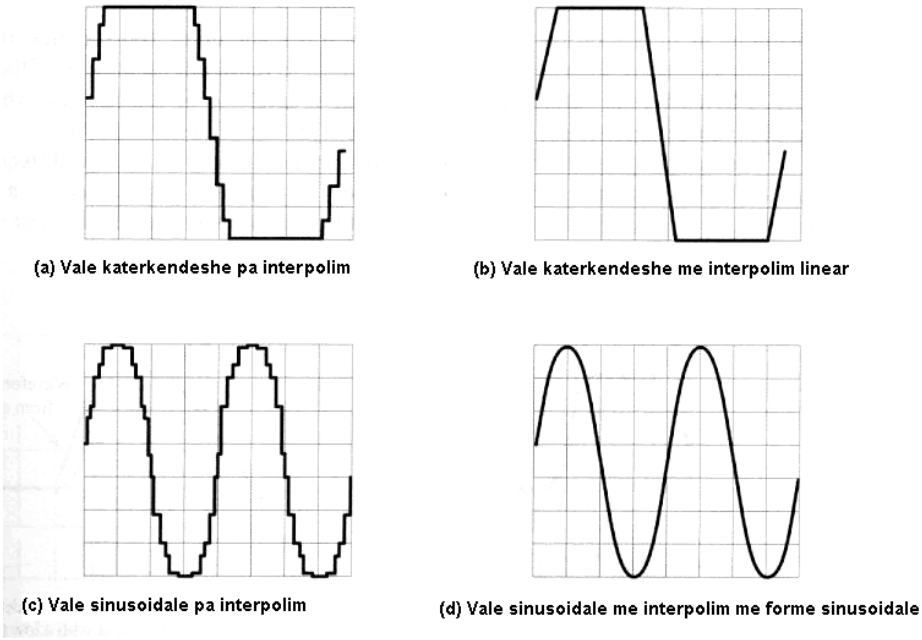


Fig. 52

Forma e valës mund të riprodhohet më në saktësi të lartë kur numri i kampionëve të marë është i madh. Me një numër të vogël kampionësh mund të humbasim pjesë të rëndësishme të kurbës (fig.53).

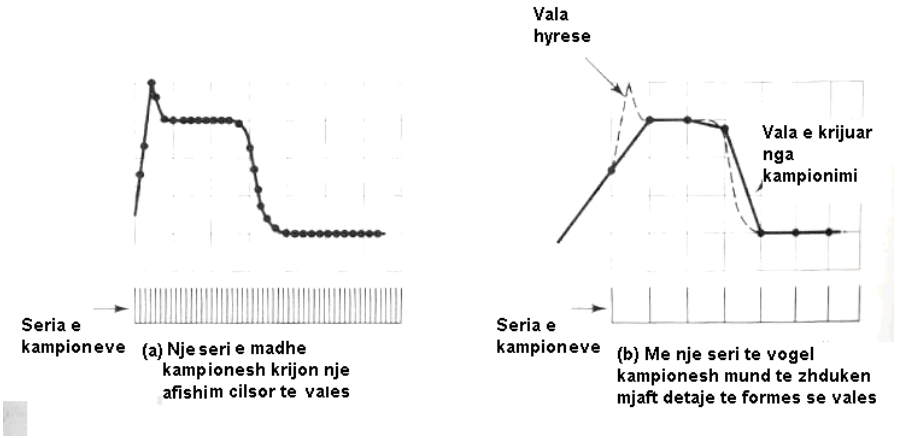


Fig. 53

Numri i kampionëve për cikël, mund të përcaktohet nga raporti i frekuencës së kampionimit me atë të sinjalit të panjohur (f_k/f_s). Për një riprodhim pa deformime, frekuenca e kampionimit duhet të jetë minimalisht dy herë më e madhe se frekuenca më e madhe e sinjalit (kriteri i *Nyquist*). Shumica e prodhuesve të oshiloskopëve me memorje numerike përcaktojnë si frekuencë maksimale të brezit të oshiloskopit vlerën ½ apo ¼ e frekuencës së kampionimit të oshiloskopit.

KAPITULLI IV

VOLTMETRAT ELEKTRONIK

Hyrje

Voltmetrat, e ndërtuar me sistemet me bobina të lëvizëshme, të shoqëruara edhe me ndarës tensioni rezistiv, kanë kufizime të mëdha në përdorimin e tyre. Ato nuk mund të masin vlera tensioni të vogla pasi ndjeshmeria e tyre është e vogël, gjithashtu, e meta tjetër është rezistenca e tyre e vogël, gjë që i bën ata të papërdorshëm në qarqet me fuqi të vogël në dalje.

Këto kufizime janë kapërcyer nga përdorimi i qarqeve elektronike me rezistencë të madhe në hyrje të cilët, përforcojnë sinjalet e vogla në nivele të pranueshme për matje. Nga përdorimi i këtyre qarqeve elektronike, kanë marë edhe emrin *Voltmetrat Elektronik.*

Voltmetrat Elektronik mund të jenë Instrumenta Analog, ku, si tregues të vlerës, shërbejnë instrumentat analogë me bobina, ose Instrumenta Numerik, ku madhësia e matur shndrohet në formë numerike dhe, si tregues vlere shërbejnë afishuesit shifrorë.

A . Voltmetrat Analog

1. Voltmetri me Tranzistor me emiter të përbashkët.

Një voltmetër i tillë siguron një rezistencë të madhe të hyrjes, pra një konsum të vogël ndaj qarkut ku bëhet matja dhe një rezistencë të vogël dalje pra një ryme të madhe në bobinën e istrumentit tregues (fig. 54).

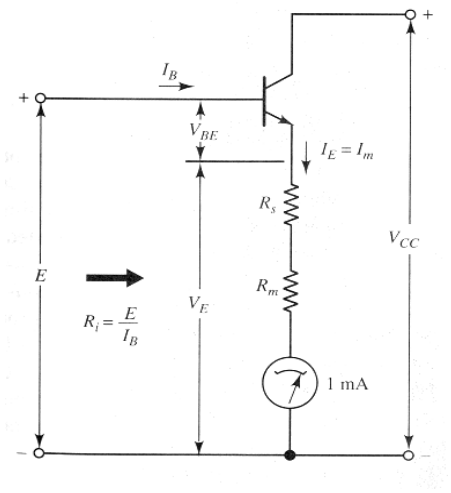


Fig. 54

Tensioni i vazhduar Vcc është zbatuar me polaritet pozitiv në kolektorin e tranzistrorit ndërsa negativi në treguesin. Tensioni i panjohur E është zbatuar pozitivisht në bazën e tranzistorit. Ryma e bazës së tranzistorit është:

$$I_b \approx \frac{I_m}{h_{FE}}$$

ku h_{FE} -- është koeficienti i amplifikimit të rrymës së tranzistorit.

Në këtë mënyrë mund të nxjerim:

$$R_i \approx \frac{E}{I_b}$$

e cila është shumë herë më e madhe se rezistenca $R_s + R_m$ që do të ishte nëse treguesi do të lidhej direkt për të matur tensionin E. Nëse voltmetrin me emiter të përbashkët e përdorim për të matur vlera tensioni të vogla, atëhere, për shkak të rënies së tensionit V_{BE}, do të kishim një gabim sistematik në matje, të barabartë me vlerën e kësaj rënie. Në këtë rast, tensioni në treguesin e voltmetrit, që është edhe tensioni në emiterin e tranzistorit, do të jetë:

$$V_E = E - V_{BE}$$

Ky gabim, që shkaktohet nga rënia e tensionit në bazë-emiter të tranzistorit, mund të eliminohet duke përdorur një tranzistor të dytë, të lidhur përsëri në emiter të përbashkët si në fig.55.

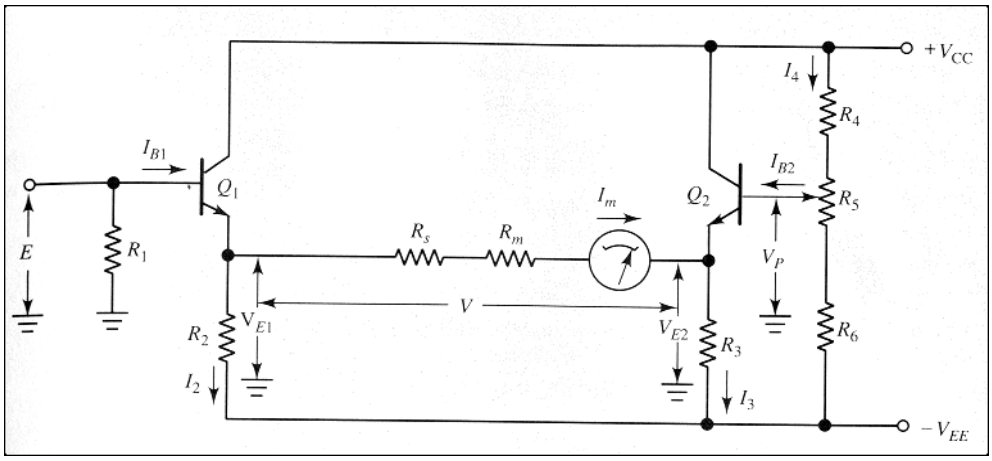


Fig. 55

Duhet të theksojmë këtu se, tensioni që ushqen këtë skemë, është me dy polaritete: plozitiv dhe negativ ± 12 V.

Baza e tranzistorit Q_1 është tokëzuar nëpërmjet rezistencës R_1 , ndërsa ndarësi i tensionit, i përbërë nga tre rezistencat R_4 , R_5 dhe R_6, sigurojnë polarizimin e tranzistorit me vlerën V_p.
Treguesi i matjes është lidhur në të dy emiterat e tranzistorëve, Q_1 dhe Q_2 .

Kur nuk zbatojmë tension në hyrje të voltmetrit, pra E = 0, potenciometri R_5 regullohet që treguesi i instrumentit të jetë zero. Kjo do të thotë që $V_p = 0$ dhe $V_{E1} = V_{E2} = V_{BE} = -0.7$ V, pasi baza është me potencial zero.

Nëse në hyrje zbatojmë një tension E = 5 V, atëhere tensioni midis dy emiterave është

$$V = V_{E1} - V_{E2}$$

ku $V_{E1} = E - V_{BE1}$ dhe $V_{E2} = -V_{BE2}$,
pasi polarizimi i Q_2 nuk ndryshon. Në këtë menyrë mund të theme se:

$$V = V_{E1} - V_{E2} = (E - V_{BE1}) + V_{BE2} = E$$

Kështu që, në ndryshim nga skema e tjeshtë me emiter të përbashkët, skema me dy të tillë eliminon gabimin e shkaktuar nga rënia e tensionit V_{BE}.

Rezistenca R_1 është e lidhur në paralel me rezistencën e qarkut ku bëhet matja. Vlera e tensionit që tregon voltmetri matet kundrejt tokës.

Nëse njëri nga terminalet e voltmetrit tokëzohet, atëhere rezulton se restenca R_c në fig. 56 të jetë përjashtuar nga qarku, si pasojë tregimi i voltmetrit është i gabuar. Në këtë mënyrë voltmetri *nuk duhet të ketë asnje terminal të tij të tokëzuar*.

Nga ana tjetër, që voltmetri të funksionojë normalisht, duhet që rezistenca R_1 të jetë e lidhur me potencialin zero kundrejt tensionit V_{CC} dhe V_{EE}. Për këtë arsye voltmetrat ushqehen me burime ushqimi me të dy polaritetet. Në ato raste, kur terminali i përbashkët i burimit të ushqimit nuk tokëzohet, atëhere ai quhet terminali i përbashkët.

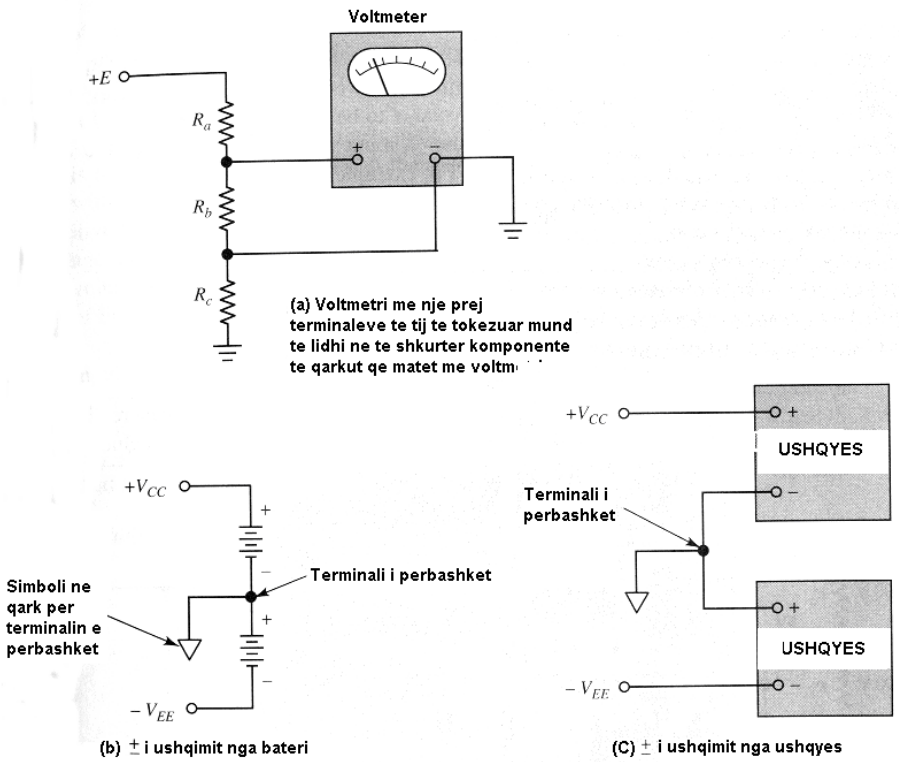


Fig. 56

Me gjithë rezistencën e madhe të hyrjes që kanë skemat e mësipërme, përsëri ajo është e vogël në krahasim me rezistencën e lartë që ofron skema e voltmetrit me tranzistorin FET në hyrje (fig. 57). Lidhja e FET në hyrje e rrit shume rezistencën e hyrjes së voltmetrit në vlera të rendit disa MΩ.

Nëse tensioni i hyrjes është E = 0, porta G e FET është me potencial zero. Duke qënë se gjithmonë porta e FET duhet të jetë e polarizuar negativisht (V_{GS} = -5V), atëhere burimi S i FET është + 5V i cili zbatohet në bazën e tranzistorit Q_1. Si rjedhim edhe baza e tranzistorit Q_2 do të ketë të njëjtin potencial + 5 V, i cili regullohet nga potenciometri R_5 . Tregimi i voltmetrit është 0V.

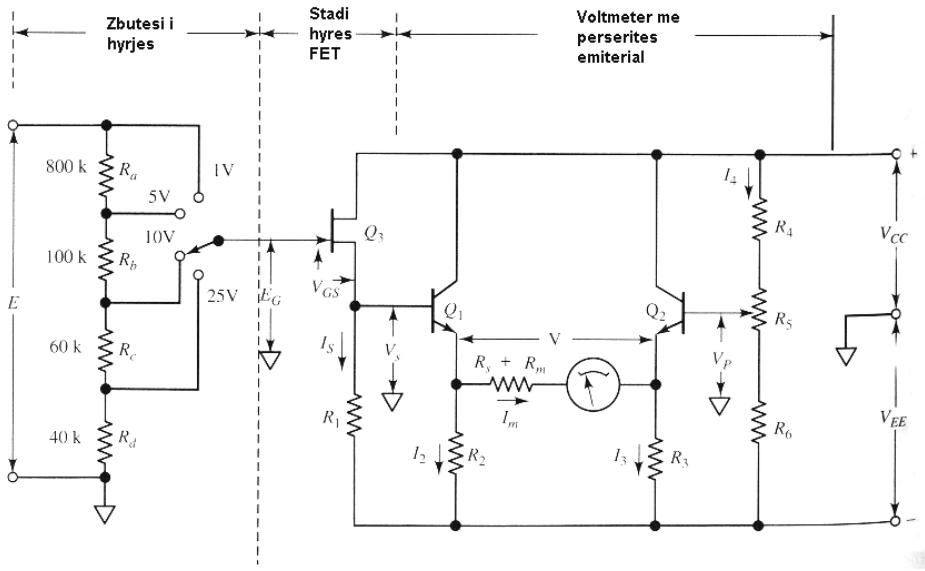


Fig. 57

Nëse zbatohet një tension në hyrje i ndryshëm nga zero (E = +1 V), atëhere për të ruajtur të njëjtin tension negativ polarizues V_{GS} = -5V, duhet që tensioni i burimit V_s të ritet në + 6 V. Si rjedhojë tensioni V që tregon instrumenti është + 1 V.

Për të ritur kufijt e matjes së voltmetrit, në skemë është vendosur një ndarës tensioni, pasi normalisht skemat e paraqitura masin tension deri në 25 V ndërsa ai minimal është deri në 100 mV. Në këtë mënyrë, për të matur tensione të vogla, ai duhet të përforcohet përpara se të aplikohet në matës.

2. Voltmetri me përforcues diferencial

Transistorët Q_1 dhe Q_2 , të lidhur si në skemën e fig. 58, përbëjnë një përforcuesi diferencial ose përforcuesi me çiftim emiterial.

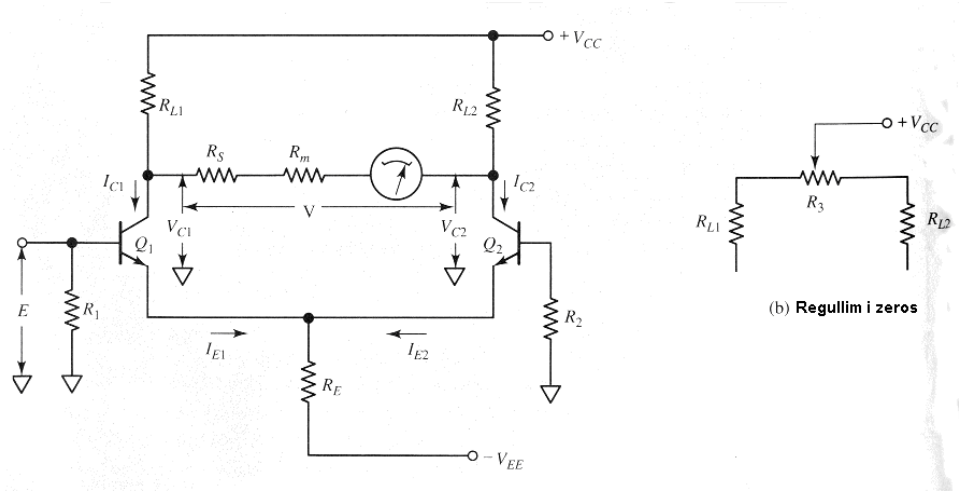


Fig. 58

Kur një tension i vogël pozitiv zbatohet në bazën e tranzistorit Q_1, tranzistori hapet dhe ryma në të ritet, si pasojë rënia e tensionit $I_{C1}R_{L1}$ ritet duke sjellë si pasojë zvogëlimin e tensionit V_{C1}. E kundërta ndodh në tranzistorin Q_2 . Zvogëlimi i rymës I_{C2} sjell rënien e tensionit $I_{C2}R_{L2}$ pra ritjen e tensionit V_{C2} . Në tregues, tensioni në të djathtë të tij ritet pozitivisht ndërsa në të majtë negativisht. Në këtë mënyrë tensioni V është proporcional me tensionin e hyrjes E.

Vendosja e potenciometrit R_3 është një metodë tjetër për të siguruar vlerën zero të tregimit të voltmetrit përpara matjes. Kur kursori i R_3 lëvis në të djathtë, vlera e rezistencës në degëzimin e R_{L1} ritet ndërsa ajo në degëzimin e R_{L2} zvogëlohet. Në këtë mënyrë tensionet Vc_1 dhe Vc_2 mund të ndryshohen për të marë një tregim zero të voltmetrit.

3. Voltmetrat me Përforcues Operacional si përsëritës tensioni.

Në fig. 59 është dhënë skema e një voltmetri me përforcues operacional. Voltmetri Operacional është lidhur si një përsëritës tensioni. Tensioni i panjohur, pasi është përshtatur nga pjestuesi i tensionit në hyrje të skemës, zbatohet në hyrjen jo invertuese të AO, ndërsa hyrja invertuese lidhet me daljen e AO. Siç dihet, përforcuesi operacional tenton vazhdimisht të barazojë e të mbajë ekzaktësisht të barabartë tensionin në hyrjen invertuse me atë jo invertuese. Në këtë

mënyrë tensioni i daljes Vo tenton vazhdimisht të barazohet me atë në hyrje të amplifikatorit E_B në këtë mënyrë dalja e AO ndjek ekzaktësisht hyrjen e AO. Koeficienti i amlifikimit të AO në këtë rast është 1 dhe prej këndej ka marë emrin edhe skema e mësipërme. Tensioni në dajle të AO zbatohet në një matës të zakonshëm magnetoelektrik për të bërë leximin e tensionit të panjohur.

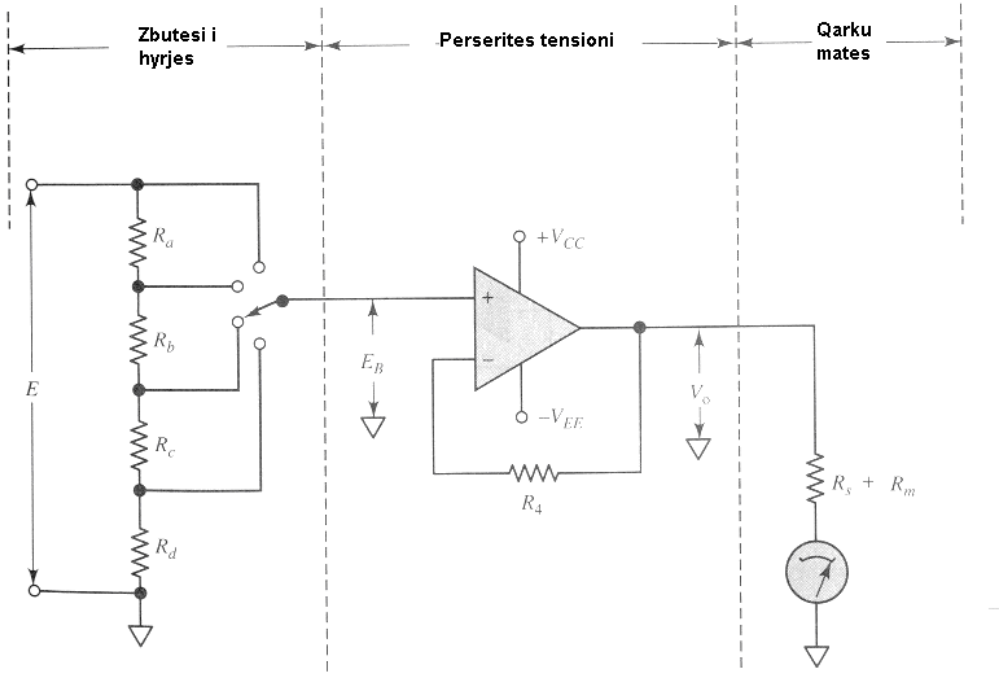


Fig. 59

4. Voltmetri me Përforcues Operacional si përforcues tensioni (fig. 60).

Përforcuesi Operacional mund të lidhet në skemë edhe në regjim përforcimi duke bërë të mundur matjen e tensioneve të vogla duke i amplifikuar ato deri në vlera të matshme nga treguesi. Në figurën e

mëposhtëme tensioni i panjohur E është zbatuar në hyrjen jo invertuese ndërsa në hyrjen invertuese vjen tensioni i daljes pasi është ndarë në dy rezistencat R_3 dhe R_4. Në këtë mënyrë rënia e tensionit V_{R3} është e barabartë me tensionin E të hyrjes joinvertuese. Në këtë mënyrë mund të përcaktojmë se tensioni në dalje Vo është i barabartë me:

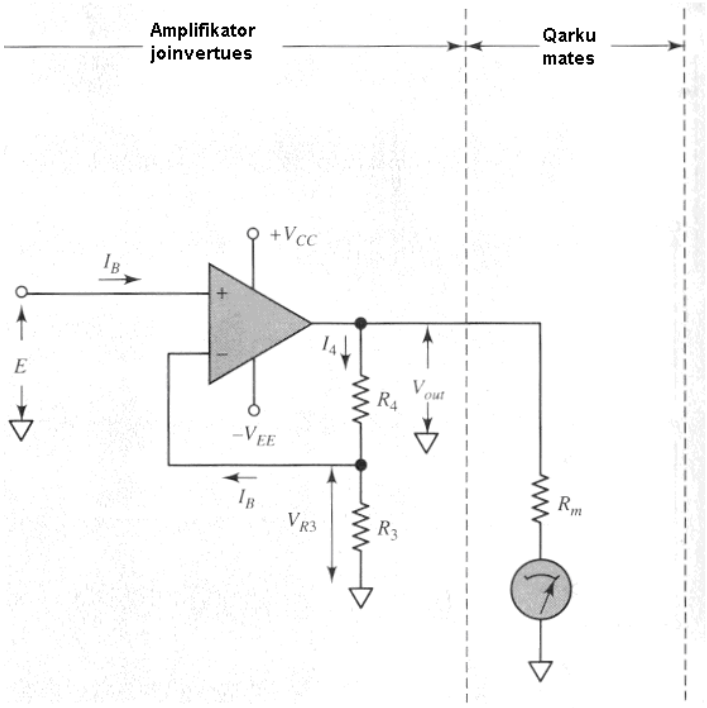


Fig.60

$$V_o = E\frac{R_3 + R_4}{R_3}$$

Skema është e njohur edhe si përforcues joinvertues pasi tensioni në dalje është pozitiv kur tensioni në hyrje është pozitiv dhe, negativ kur ai është i tillë. Në këtë rast qarku ka një rezistencë hyrje të madhe dhe rezistencë dalje të vogël. Koeficienti i amplifikimit në këtë rast është:

$$A_v = \frac{R_3 + R_4}{R_3}$$

5. Voltmetri me shndrues tension-rrymë

Skema e paraqitur në fig. 61, është një përforcues jo invertues i shpjeguar më sipër me ndryshimin se matësi në vënd që të lidhet ndërmjet daljes së AO dhe tokës është vendosur në vëndin e rezistencës R_4. Edhe një herë tensioni V_{R3} në hyrjen invertuese është ekzaktësisht i barabartë me atë në hyrjen joinvertuese ku zbatohet tensioni i hyrjes.

Duke qënë se rryma I_B është shumë herë më e vogël se sa I_{R3}, atëhere mund të shkruajmë se rryma në istrumentin matës, është:

$$I_m = I_{R3} = \frac{E}{R_3}$$

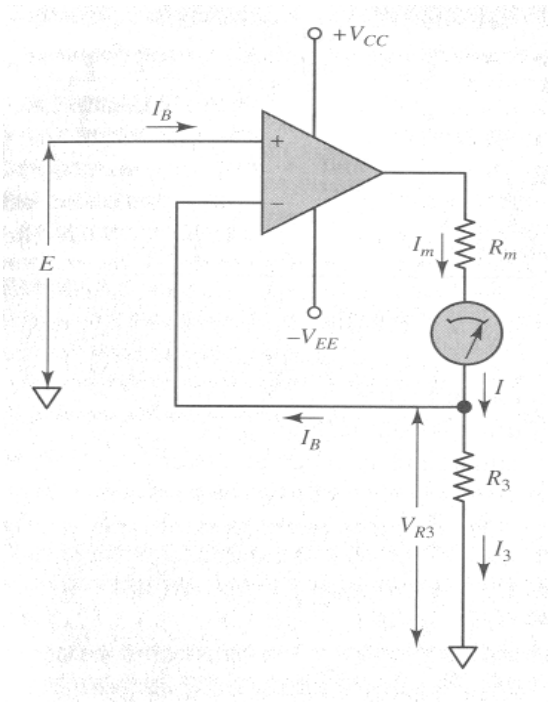
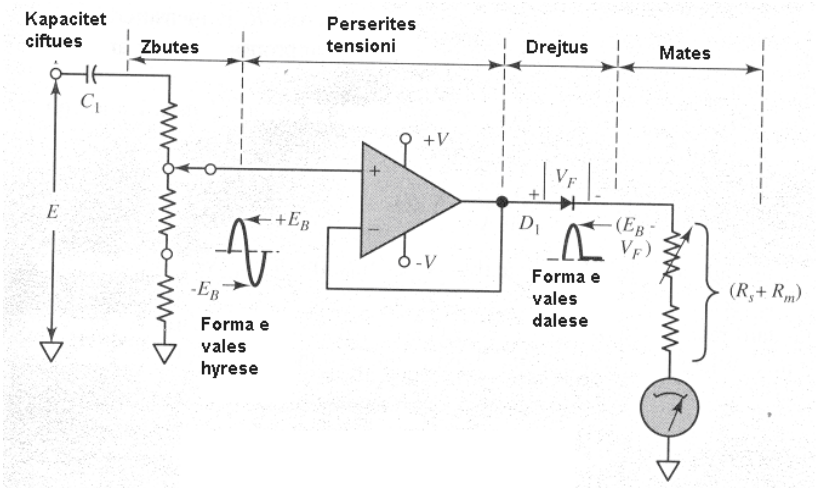


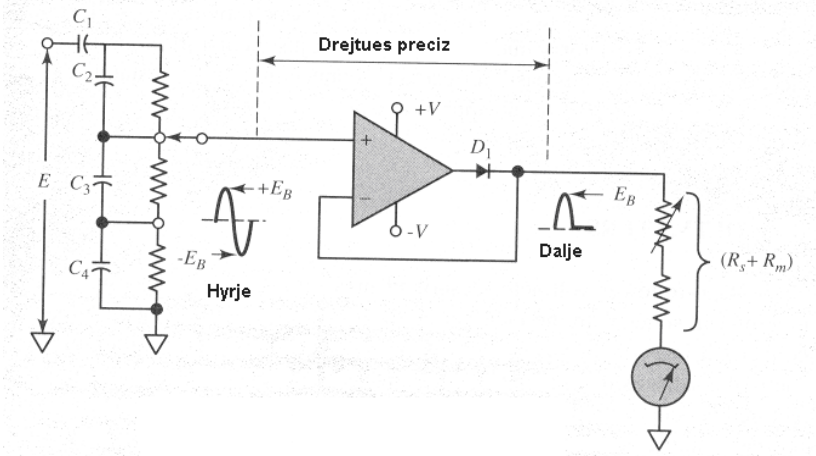
Fig. 61

Në këtë mënyrë tensioni i panjohur E është shndruar në rrymë I_m e cila matet nga matësi.

6. Voltmetrat Elektronik për matjen e tensioneve sinusoidale.

Të gjitha skemat e paraqitura deri tani shërbejnë për matjen e tensionit në qarqet e rymes së vazhduar. Duke lidhur një diodë gjysëmpërçuese përpara instrumentit matës si në fig. 62(a), përftojmë një voltmetër me drejtues me gjysëm vale. Ashtu siç thamë, dalja e voltmetrit përsëritës tensioni është ekzaktësisht e barabartë me hyrjen e tij në këtë mënyrë tensioni i zbatuar në matës është gjysëm vala pozitive e tensionit të hyrjes.


Kapacitet ciftues
Zbutes
Perserites tensioni
Drejtus
Mates
C_1
E
$+V$
$-V$
$+E_B$
$-E_B$
Forma e vales hyrese
V_F
D_1
$(E_B - V_F)$
Forma e vales dalese
$(R_s + R_m)$


C_1
C_2
C_3
C_4
E
Drejtues preciz
$+V$
$-V$
D_1
$+E_B$
$-E_B$
Hyrje
E_B
Dalje
$(R_s + R_m)$

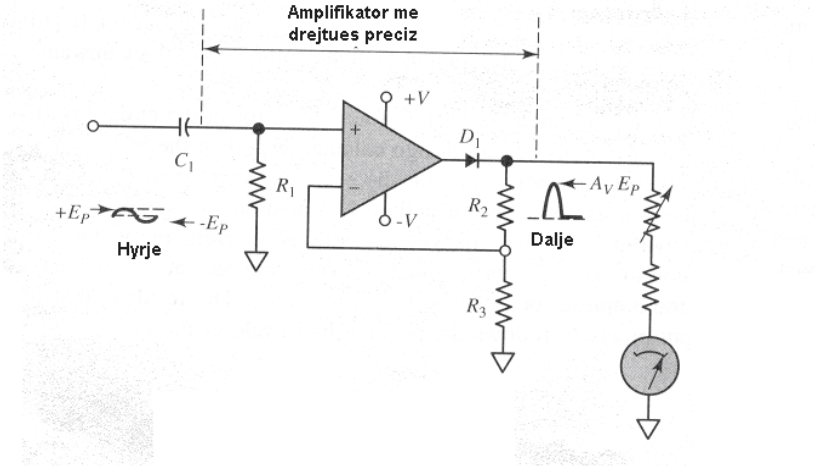

Amplifikator me drejtues preciz
$+V$
$-V$
C_1
R_1
R_2
R_3
D_1
$+E_P$
$-E_P$
Hyrje
$A_V E_P$
Dalje

Fig. 62

Rezistenca e hyrjes në këtë rast është mjaft e lartë dhe në hyrje është vendosur një kondesator për të bllokuar komponenten e vazhduar që mund të ketë tensioni i panjohur.

Rënia e tensionit në diodën drejtuese V_F shkakton një gabim në matje pasi tensioni i matur është më i vogël nga ai i panjohur. Kjo rënie tensioni mund të korigjohet në fund të shkallës ndërsa në vlerat e tjera të saj nuk mundemi pasi edhe rënia e tensionit në diodë varet nga madhësia e rrymës që kalon në të.

Për të eliminuar këtë gabim, siç tregohet në figure (b), lidhja e kundëert meret nga katoda e diodëes dhe jo direkt nga dalja e AO. Rezultati është sa gjysëm vala pozitive në dalje të AO ndjek ekzaktësisht gjysëm valën pozitive të tensionit në hyrje të panjohur. Në këtë rast nuk kemi më ndryshim midis tensionit në hyrje dhe atij në dalje për shkak të rënies së tensionit në diodë.

Dy skemat e para nuk mund të përdoren për tensione të vogla në hyrje pasi koeficienti i amplifikimit të tyre është 1. Nëse tensioni i hyrjes është i vogël atëhere ai përforcohet përpara se të matet, për këtë shërben skema e figurës (c). Edhe në këtë rast dalja ndjek ekzaktësisht gjysëm valën pozitive të sinjalit në hyrje të voltmetrit.

Edhe voltmetrat me shndrues tension-rrymë mund të masin tensionin alternativ sipas skemave të fig. 63.

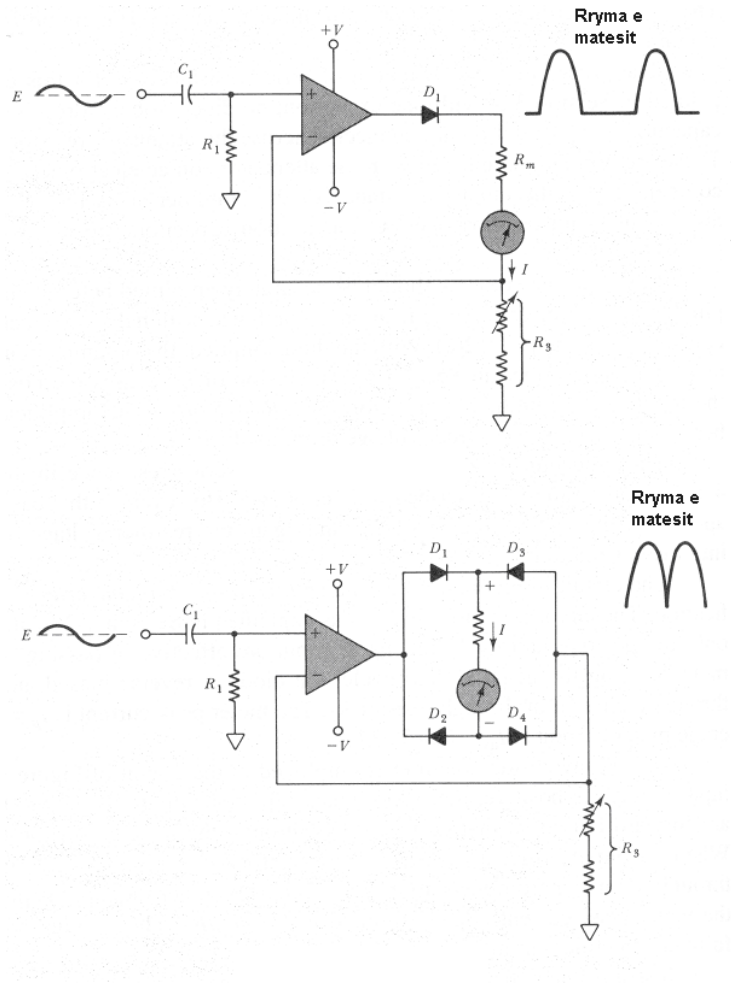


Fig. 63

Skema punon njësoj si e kemi treguar më përpara, me ndryshimin se, vetëm gjysëm-vala pozitive, që lejohet të kalojë nga dioda, shkakton kalimin e rrymës I_m në instrumentin mates. Gjatë gjysëm-valës negative dioda polarizohet në të kundërt dhe nuk kemi kalim ryme më në instrumentin mates dhe në rezistencën R_3. Nëse përdorim një urë drejtuese me dy gjysëm perioda si në figurën (b) atëhere ritet ndjeshmëria e voltmetrit. Gjatë gjysëm valës pozitive punojnë diodat D_1 dhe D_4 ndërsa gjatë asaj negative D_2 dhe D_3.

7. Matja e rrymës me instrumenta elektronikë

Rikujtojmë edhe një herë se dy arsyet kryesore të përdorimit të instrumentave elektrikë në vënd të atyre elektromekanikë është rezistenca e hyrjes shumë e madhe dhe konsumi i vogël i fuqisë nga qarku ku bëhet matja. Cilësia e parë në rastin e instrumentave elektronik për matjen e rrymës nuk aplikohet pasi instrumentat matës të rrymës duhet të kenë rezistencë hyrje sa më të vogël. Skema e një instrumenti për matjen e vlerave të vogla të tillë, është paraqitur në fig.64. Rënia e vogël e tensionit në rezistencë R_s përforcohet nga AO përpara se të aplikohet në matës. Në këtë rast është përdorur shndruesi i tensionit në rrymë mënyrën e funksionimit të të cilit e kemi treguar më përpara.

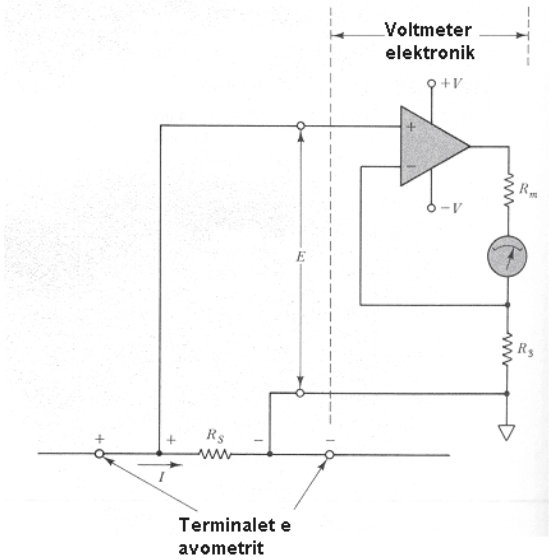


Fig. 64

B. Bazat e instrumentave numerikë

1. Porta logjike EDHE (AND)

Qarku i portës logjike AND me dioda është paraqitur në fig. 65-**a** Nëse një ose disa nga hyrjet e portës tokëzohet, atëhere diodat polarizohen në të drejtë. Si rjedhim kemi kalimin e rymës I_1 nga burimi V_{cc} dhe tensioni i daljes V_o është i barabartë me rënien e drejtë të tensionit në kalimin e diodës V_d . Supozojmë se tensioni V_{cc} është 5V dhe në hyrjen A është aplikuar tensioni 5V ndërsa hyrjet B dhe C janë të tokëzuara. Dioda D_1 është polarizuar në të kundërt ndërsa diodat D_2 dhe D_3 mbesin të polarizuara në të drejtë. Në këtë mënyrë tensioni i daljes mbetet i barabartë me V_d.

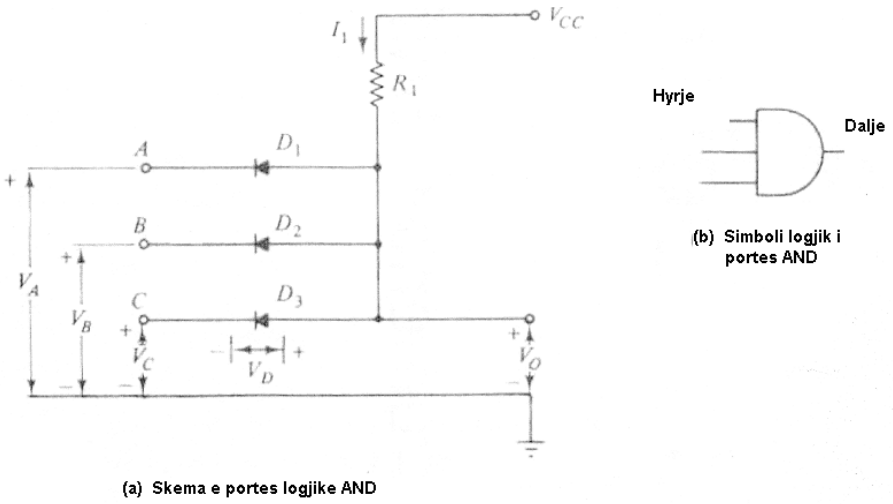


Fig. 65

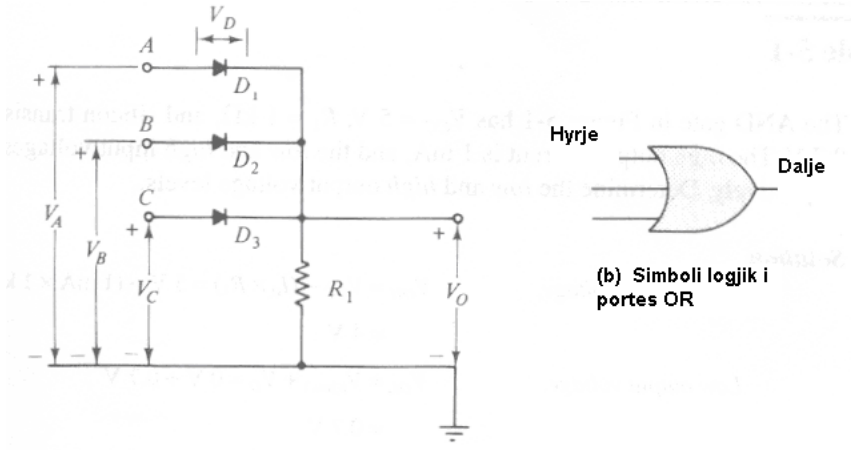
Nëse në të tre hyrjet A, B dhe C aplikojmë një tension 5V të tre diodat polarizohen në të kundërt dhe nuk kemi më kalim ryme nga V_{cc} dhe tensioni i daljes bëhet i barabartë me $V_o=V_{cc}$. Kështu niveli i lartë logjik meret në dalje të portës EDHE vetëm atëhere kur një nivel logjik i lartë është zbatuar edhe në hyrjen A edhe në hyrjen B edhe në C. Që këtej rjedh edhe emërtimi i portës logjike EDHE. Në tabelën e vërtetësis të mëposhtëme A, B dhe C përfaqsojnë hyrjet e portës logjike ndërsa D është dalja. Në të janë paraqitur të gjitha kombinimet e mundëshme që mund të kemi në hyrjen e portës logjike AND.

A	B	C	D
0	0	0	0
1	0	0	0
0	1	0	0
1	1	0	0
0	0	1	0
1	0	1	0
0	1	1	0
1	1	1	1

2. Porta logjike OSE (OR)

Porta logjike OSE, e ndërtuar me dioda, është paraqitur në fig. 66. Duket nga skema se dalja e portës ose është në nivelin zero kur të gjitha hyrjet janë në nivelin zero.

Nëse një tension 5V zbatohet në hyrjen A dioda D_1 polarizohet në të drejtë dhe tensioni i daljes bëhet i barabartë me V_o=5-V_D. Nëse hyrjet B dhe C gjatë kësaj kohe janë të tokëzuara atëhere diodat D_2 dhe D_3 janë polarizuar në të kundërt. Nëse tensioni 5V zbatohet në hyrjen B ose C tensioni ne dalje mbetet i njëjtë.



(a) Skema e portes OR

(b) Simboli logjik i portes OR

Fig.66

Një nivel i lartë logjik meret në dalje të portës OSE kur një nivel i lartë logjik zbatohet ose në hyrjen A ose në B ose në C. Këtej rjedh edhe emërtimi i portës OSE.
Tabela e vërtetësis së portës jepet më poshtë.

A	B	C	D
0	0	0	0
1	0	0	1
0	1	0	1
1	1	0	1
0	0	1	1
1	0	1	1
0	1	1	1
1	1	1	1

3. Porta logjike NOT

Në rastin e skemave logjike që punojnë vetëm me dy gjëndje (hapur dhe mbyllur) skema e tranzistorit me emiter të përbashkët kryen funksionin e përmbysjes (invertimit) ose të mohimit logjik. D.m.th dalja D është mohimi (e kunderta) e hyrjes logjike A. Pra skema e njohur e fazoinvertuesit në rastin e portave logjike me dy gjëndje të mundëshme kryen funksionin e portës logjike JO (NOT). Në fig. 67, jepet skema për një portë logjike NOT.

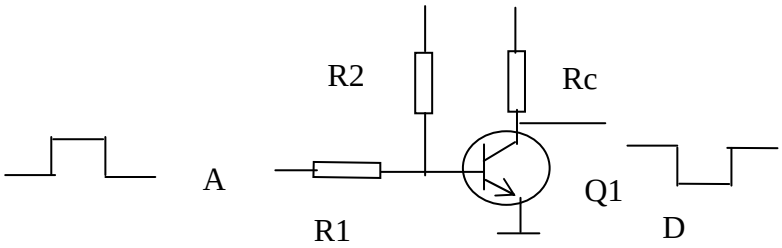
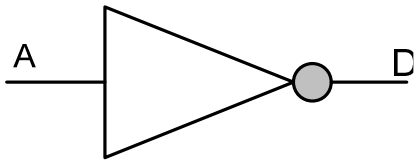


Fig. 67

Simboli logjik dhe tabela e vërtetësis për portën logjike NOT, janë:

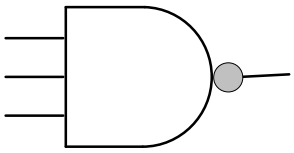


A	D
0	1
1	0

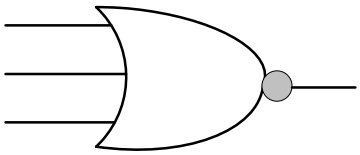
Siç shpjguam më sipër porta logjike EDHE ka nivelin zero në dalje kur një ose disa nga hyrjet janë në nivelin zero dhe ka nivelin e lartë logjik 1 kur të gjitha hyrjet janë në nivelin logjik 1.

Nëse në dalje të portës EDHE vendosim një portë logjike JO, atëhere në dalje të portës kemi nivelin logjik 1 kur në një nga hyrjet ose në disa prej tyre kemi nivelin 1. Nëse të gjitha hyrjet janë në nivelin logjik 1 atëhere dalja e portës JO-EDHE (NAND) është në nivelin zero.

Një portë logjike JO e vendosur në dalje të portës OSE nxjer në dalje nivelin zero kur një nga hyrjet është në nivelin e lartë. Qarku logjik është emërtuar JO-OSE (NOR). Simboli i portave NAND dhe NOR janë paraqitur në fig. 68



a) Simboli llogjik i portes NAND



b) Simboli llogjik i portes NOR

Fig. 68

4. FLIP-FLOPS

Qarku bazë i një flip-flopi (fig.69) ka dy gjëndje të qëndrueshme: Ose Q_1 është **ON** dhe Q_2 është **OFF**, ose e kundërta. Qarku është komplet simetrik. Rezistencat kolektoriale R_{C1} dhe R_{C2} janë të barabarta dhe rezistecat polarizuese (R_1,R_2) e (R_1´,R_2´) formojnë pjestues tensioni të njëjtë në bazat e tranzistorëve.

Çdo bazë tranzistori polarizohet nga kolektori i paisjes tjetër, kështu që kur njëri nga tranzistorët është ON (i hapur) tjetri është OFF (i mbyllur). Daljet, e identifikuar si Q dhe $\overline{Q}$, janë marrë nga daljet e kolektorëve të tranzistorëve. Kur tensioni në daljen e Q është *low*, ky tek $\overline{Q}$ është *high*, dhe e kundërta. Sinjali i trigerimit, i futur në hyrje të *flip-flopit*, e bën atë të ndryshojë gjëndjen e tij Q dhe $\overline{Q}$. Një sinjal drejtkëndësh i njohur si *clock sinjal* normalisht përdoret për të përmbysur gjëndjen e flip-flopit nga njëra gjëndje tek tjetra.

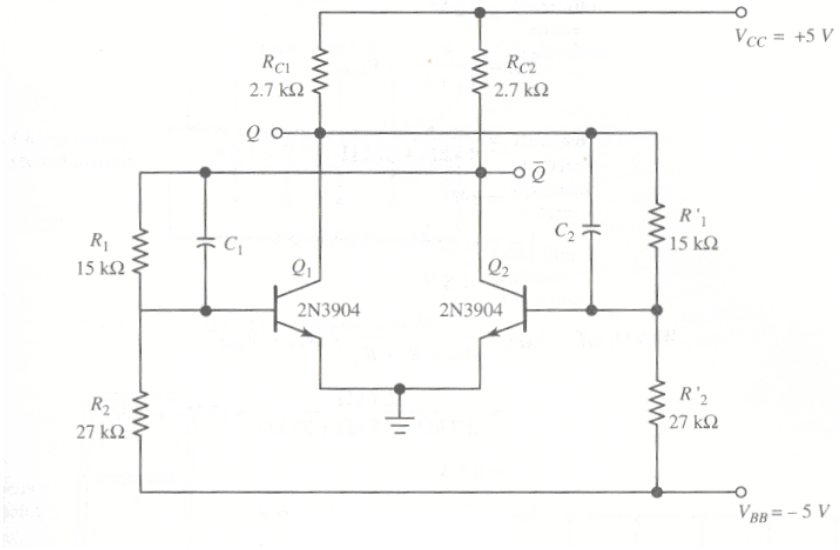


Fig. 69

Një simbol logjik për një flip-flop të trigeruar ose në hyrje me një sinjal *clock-u*, tregohet në fig. 70.

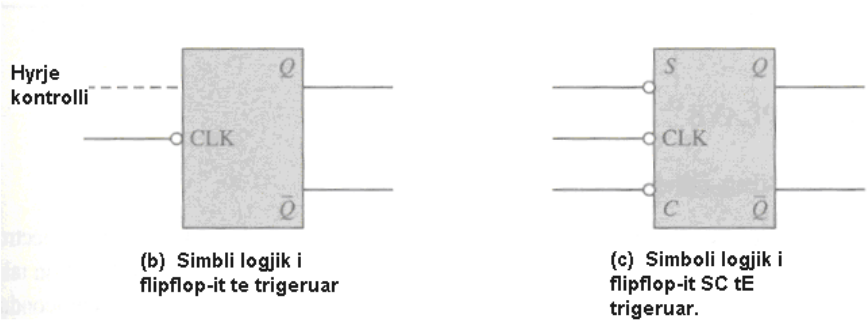


Fig. 70

Një flip-flop, me clock-un si sinjal trigerimi, ndryshon gjëndje çdo here që një vlerë e caktuar tensioni jepet në hyrje të flip-flop-it. Terminali i clock-ut (CLK) ka një rreth të vogël për të treguar që sinjali në hyrje, i pranueshëm për të bërë ndryshimin e gjëndjes, duhet të jetë në drejtimin negativ. Mungesa e një rrethi të tillë do të tregojë që kalimi i sinjalit pozitive do të bëjë përmbysjen e gjëndjes.

Shumë flip-flope me clock-un si sinjal trigerimi gjithashtu kanë dhe një sinjal kontrolli që e quajnë *control input* siç tregohet me vija të ndërprera në fig. 70-b. Kjo mund të përdoret për të siguruar që daljet do të mbeten në një gjëndje të stabilizuar Q high dhe $\overline{Q}$ low, ose Q low dhe $\overline{Q}$ high.

Fig. 70-c, tregon simbolin logjik për një flip flop që ka terminale *set* (S) dhe *clear* si dhe terminalin e përmbysjes së gjëndjes. Një impuls hyrës në terminalin S vendos flip-flop-in në një gjëndje të dëshiruar, ndërsa një impuls hyrës në terminalin C e fshin flip-flopin dhe e kthen mbrapsht në gjëndjen tjetër të tij. Ky quhet *clocked-SC flip-flop* .

5. Treguesit LED

Në kalimin *pn* të një bashkimi gjysëmpërçues i polarizuar drejt, elektronet e shtresës *n* kombinohen me vrimat që ndodhen në shtresën *p* të gjysëmpërçuesit. Kur ky rikombinim ndodh, atëhere ryma e kalimit shkakton nxehjen e kalimit për pasojë emetimin e dritës. Nëse shtresa gjysëmpërçuese është transparente, atëhere drita që emetohet nga kalimi bëhet e dukshme në këtë mënyrë kemi realizuar një diodë LED. Kur kalimi polarizohet drejt atëhere dioda LED është ON ndërsa kur kalimi polarizohet në të kundërt atëhere ajo është OFF. Në fig. 71 jepet prerja e LEDit.

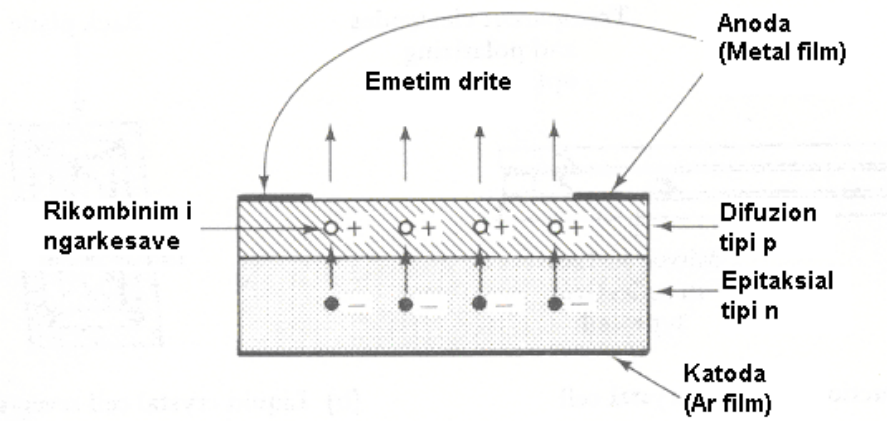
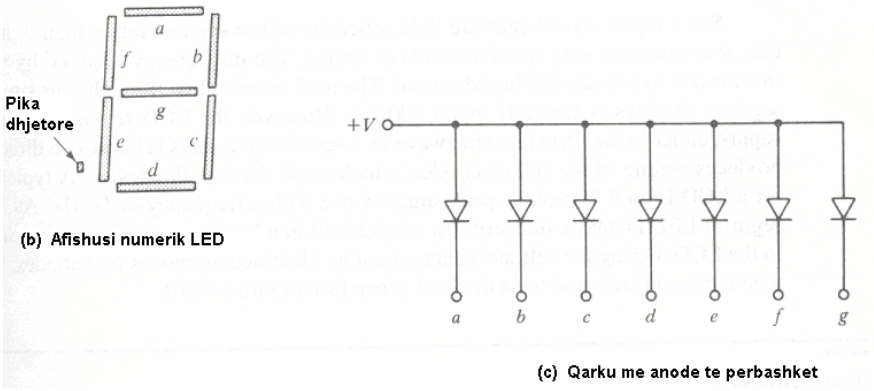


Fig. 71

Nga kombinimi i shtatë segmenteve me dioda led realizohet treguesi me shtatë segmente aktiv i cili është në gjëndje të afishojë vlerën e shifrave nga 0 deri në 9. Duke polarizuar segmente të veçant ë arijmë të realizojmë tregime vlerash të ndryshme. LED-et me 7 segmente kanë ose anodën e përbashkët ose katodën. Në rastin e fig. 72, është paraqitur një LED me anodë të përbashkët. Zakonisht rënia e tensionit në kalim është e nivelit 1.2 V dhe ryma e kalimit është reth 20 mA. Kjo bën që dioda LED të ketë konsum të madh fuqie.



a	b	c	d	e	f	g	SHIFRA
1	1	1	1	1	1	0	0
0	1	1	0	0	0	0	1
1	1	0	1	1	0	1	2
1	1	1	1	0	0	1	3
0	1	1	0	0	1	1	4
1	0	1	1	0	1	1	5
1	0	1	1	1	1	1	6
1	1	1	0	0	0	0	7
1	1	1	1	1	1	1	8
1	1	1	1	0	1	1	9

Fig. 72

6. Numëruesit shifror

a) Numëruesit me baze 16

Skema logjike në fig. 73-a, tregon 4 flip-flop-e të lidhur në kaskade. FF_A përmbyset nga impulsi negativ në hyrje dhe në këtë kohë dalja Q_A e FF_A kalon në gjëndjen *low*, pra ai aplikon një tension negativ në hyrjen e impulsit të clock-ut të FF_B. Kështu FF_A përmbys FF_B, FF_B përmbys FF_C, dhe FF_C përmbys FF_D. Kombinimet e ndryshme të gjëndjeve të flip-flopëve që mund të ekzistojnë në qark me katër stade, jane treguar në tabelën e fig. 74.

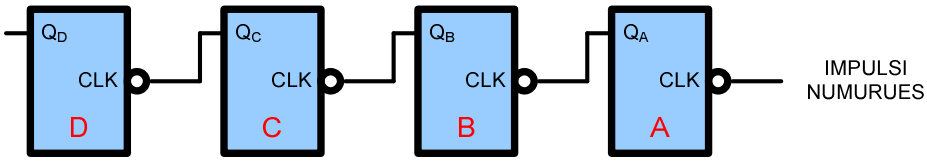


Fig. 73

Gjëndja e katër flip-flopëve shprehet nga një sistem binar numërimi, në të cilin 0 përfaqëson një tension me gjëndje low(afër nivelit zero), dhe 1 përfaqëson nivelin high(afër nivelit të tensionit të burimit). Nqs të gjitha daljet Q janë në gjëndjen low përpara se ndonjë impuls hyrës të jetë aplikuar, numërimi binar do të ketë gjëndjen 0000.

Daljet e Flip-Flopit				
Q_D	Q_C	Q_B	Q_A	Impulset hyres
0	0	0	0	0
0	0	0	1	1
0	0	1	0	2
0	0	1	1	3
0	1	0	0	4
0	1	0	1	5
0	1	1	0	6
0	1	1	1	7
1	0	0	0	8
1	0	0	1	9
1	0	1	0	10
1	0	1	1	11
1	1	0	0	12
1	1	0	1	13
1	1	1	0	14
1	1	1	1	15
0	0	0	0	16

Gjendja e flip-flopeve Q te daljes

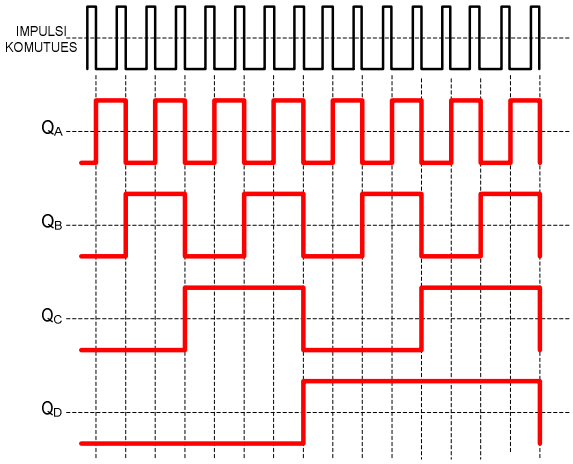


Fig. 74

Impulsi i parë hyrës shkakton faktin që gjëndja e Q_A të kalojë në *high*, ose në nivelin logjik 1. Dalja pozitive e Q_A nuk ka asnjë efekt në FF_B, kështu që numërimi këtë herë është 0001. Impulsi i dytë e ndryshon gjëndjen e Q_A në *low* (niveli logjik 0). Kjo jep një tension negativ nga Q_A e cila përmbys FF_B për të dhënë një nivel high në Q_B , numërimi është 0010. Impulsi i tretë ndryshon gjëndjen e FF_A edhe një herë por nuk sjell ndonjë efekt në FF_B. Numërimi është tani 0011. Impulsi i katërt ndryshon gjëndjen e Q_A në *low*, përmbys FF_B në Q_B

low e cila përmbys FF_C duke dhënë një gjëndje *high* tek Q_C dhe numërimi do të jetë 0100.

Proçesi i komutimit vazhdon në këtë mënyrë me çdo impuls hyrës derisa është arritur maksimumi i numërimit 1111 ose kur të jenë aplikuar 15 impulse hyrës. Impulsi i 16-të kalon Q_A në *low* edhe një herë tjetër, duke përmbysur Q_B në *low*; dalja Q_B përmbys Q_C në *low* dhe dalja Q_C përmbys Q_D në *low*. Kështu të katër flip flop-et janë kthyer në gjëndjen e tyre origjinale dhe numërimi binar kthehet në gjëndjen 0000. Shikohet se kaskada e katër flip flopëve ka 16 gjëndje të ndryshme. Në këtë mënyrë qarku është emërtuar edhe si **Numëruesi me bazë 16**.

b) Numëruesit me bazë 10.

Një numërues me bazë 10 (decade counter) përftohet nga modifikimi i numëruesit me bazë 16. Gjashtë nga 16 gjëndjet duhet të eliminohen, për të lënë vetëm 10 gjëndje të mundshme. Në metodën e treguar në fig. 75, *clocked SC flip-flop*-et janë përdorur sëbashku me një portë NAND. Porta NAND jep një dalje *low* kur daljet Q_B dhe Q_D janë *high*. Duke iu referuar tabelës

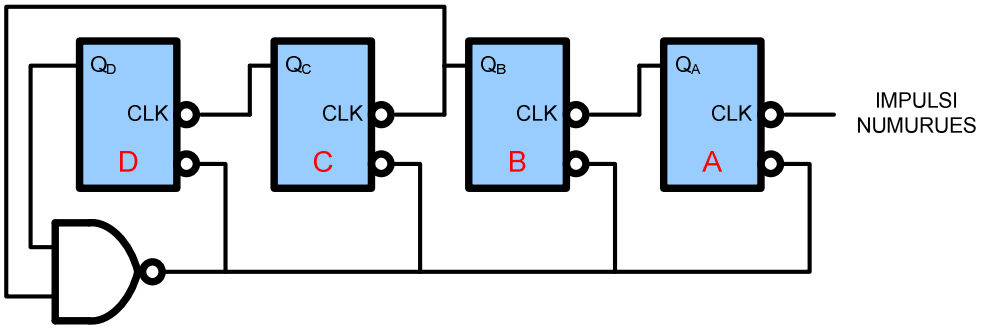


Fig. 75

në fig. 74, të zbatuar, gjë e cila tregon se kjo ndodh vetëm në 10 impulset hyrëse, porta NAND daljen e ka gjithmonë *high*, kështu që ajo nuk ndikon në përmbysjen e flip-flopeve derisa impulsi hyrës i dhjetë të arrije. Dalja *low* nga porta NAND fshin gjëndjen e të katër flip-flopëve duke e çuar në gjëndjen e fillimit 0000 edhe një herë.

Kështu të gjashtë gjëndjet e numëruesit me bazë 16 eleminohen për të dhënë numëruesin me bazë 10.

c) Numeruesi me baze 2000.

Numëruesi me bazë 10 njihet ndryshe si BCD (binary coded decimal) ose shndrues binar- dhjetor. Kjo mund të realizohet në një formë që mund të japë një ekran me 7 segmente.
Një numërues me bazë 10, së bashku me një afishues dixhital dhe një qark shndrues të përshtatshëm, mund të bashkohen për të dhënë numëruesin nga 0 deri në 9. Çdo moment që impulsi i dhjetë hyrës është aplikuar, afishuesi shkon nga 9 në 0 përsëri. Kur kjo ndodh, dalja e flip-flop-it final në numëruesin dhjetor shkon nga 1 në 0 (shiko fig. 74). Kjo është e vetmja kohë që numëruesi dhjetor jep një dalje negative dhe kjo dalje mund të përdoret për të përmbysur një numërues tjetër dhjetor.

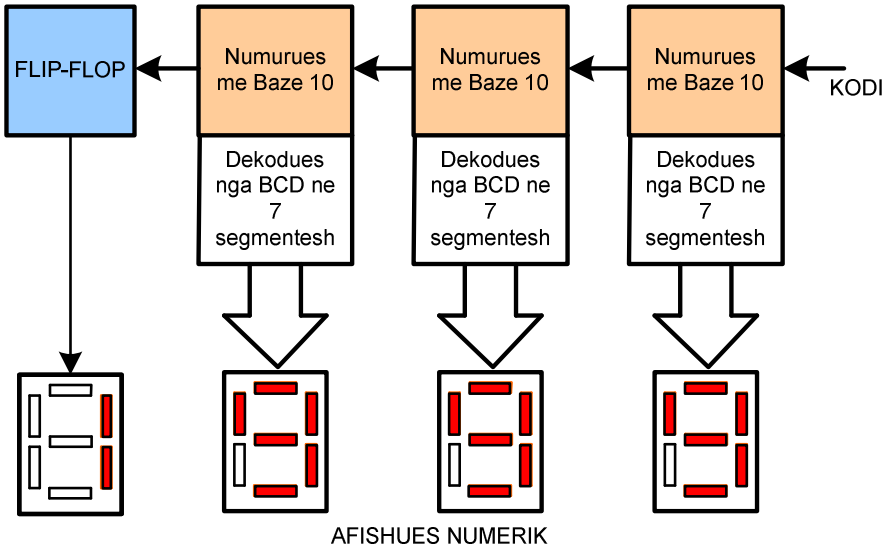


Fig. 76

Hedhim një vështrim mbi diagramën e numëruesit me bazë 2000 të treguar në fig. 76. Sistemi konsiston në tre numëruesa dhjetor, tre shndruesa *BCD to seven segment drivers* me tre afishuesa dhe një

flip-flop për të kontrolluar një afishues i cili tregon vetëm gjëndjen 1 kur është në gjëndje ON.

Në fig. 77, jepen gjëndjet e numërimit për skemën e fig. 70. Duke nisur nga 0, të tre numëruesat janë vendosur në gjëndjen e tyre normale të startimit dhe indikatori numërues i gjëndjes 1 është OFF. Kështu përftojmë një gjëndje 0000. Të nëntë impulset e parë hyrës regjistrohen në afishuesin shtatë segmentesh. Në impulsin e dhjetë hyrës afishuesi i parë shkon në 0 dhe një impuls dalës negativ nga numëruesi dhjetor i pare trigeron numëruesin e dytë dhjetor. Afishuesi i numëruesit të dytë tani regjistron 1, kështu që afishuesi në total lexon 010. Numëruesi ka numëruar deri në 10 dhe gjithashtu ka regjistruar 10 në sistemin e afishimit.

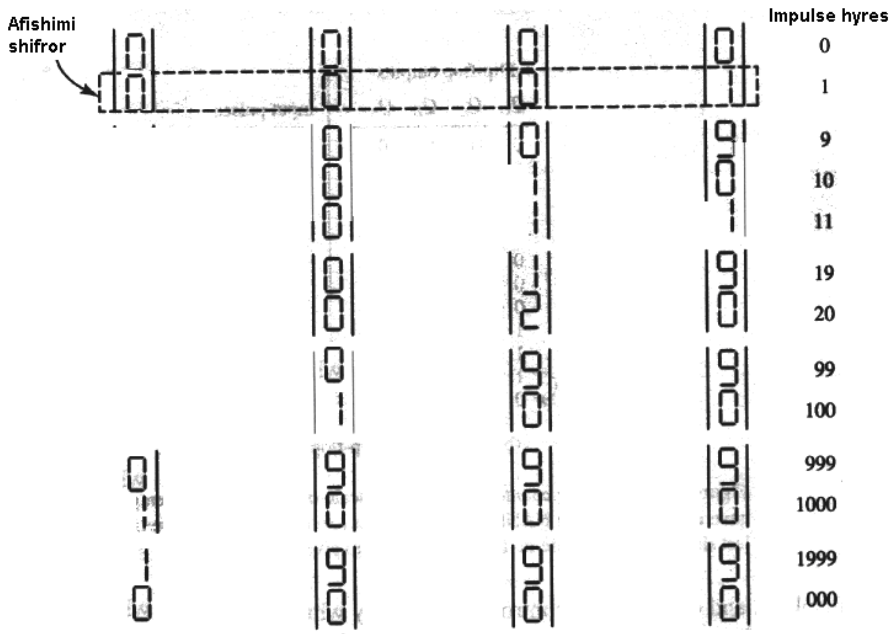


Fig. 77

Të nëntë impulset hyrës të tjerë shkaktojnë që gjëndja e numëruesit të pare të kalojë nga 0 në 9 përsëri, kështu që afishuesi tregon 019 në impulsin e 19-të. Impulsi i 20-të shkakton që afishuesi i parë të kalojë në gjëndjen 0 përsëri. Në këtë kohë numëruesi i parë dhjetor nxjerr në dalje një impuls negativ, i cili përsëri trigeron numëruesin e dytë

dhjetor. Afishuesi total tani shfaq 020, i cili shpreh faktin që 20 impulset janë aplikuar në hyrje të numëruesit të parë dhjetor. Si rrjedhim numëruesi i dytë dhe afishuesi janë duke numëruar 10 nga impulset hyrës.

Numërimi vazhdon siç përshkruhet derisa afishuesi të tregojë 099 pas 99 impulseve hyrës. Impulsi i 100-të sjell që 2 afishuesat nga e djathta të shkojnë në 0. Numëruesi i dytë dhjetor emeton një impuls negativ në këtë kohe, i cili trigeron numëruesin e tretë dhjetor. Kështu si përfundim numëruesi numëron 100. Në të 1000-tin impuls tre numëruesit dhjetor të pare shkojnë nga 999 në 000, dhe një impuls negativ i emetuar nga numëruesi i tretë dhjetor trigeron flip-flopin dhe në gjëndje 1 afishuesin. Në të tani lexohet 1000. Pra shihet se ky sistem numëron deri në një maksimum 1999. Një impuls tjetër shkaton që gjënjda e afishuesit të kalojë në 000.

d) Ndarësi dixhital i frekuencës.

Shumë teknika dixhitale të matjes kërkojnë një përpikmëri të periodës së kohës ose të bazës së kohës. Fig. 78 tregon bllok diagramën. *1 MHz Clock oshilator* jep në mënyrë jashtëzakonisht të saktë një frekuencë në dalje me një period kohe prej 1µs. Frekuenca dalëse

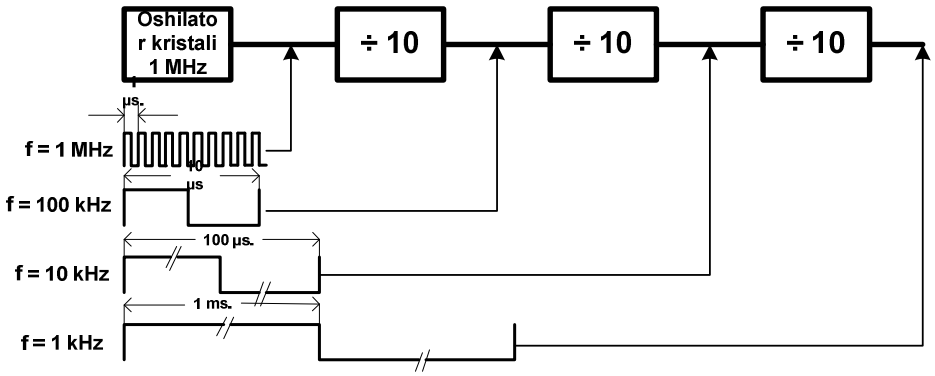


Fig. 78

nga flip-flopi final i një numëruesi dhjetor është ekzaktësisht 1/10 e frekuencës hyrëse, e cila nënkupton që perioda e kohës së daljes është 10 fishi i periodës së kohës së pare hyrëse. Kështu që perioda e kohës në dalje nga numëruesi i pare dhjetor 10 µs. Në mënyrë të njëjtë periodat e kohës të sinjaleve në dalje, të gjeneruara nga numëuresit dhjetor 2 dhe 3, janë 100µs dhe 1ms respektivisht.

Numërues dhjetor të tjerë shtesë mund të përdoren për të shumëfishuar periodën e kohës. Nëse një numërues me bazë 16 ose me bazë 12 përdoren në vënd të numëruesave dhjetor perioda e kohës së oshilatorit do të shumëfishohet me 16 ose 12 ose çdo numër modulues që do të përdoret. Atëhere ekuacioni për periodën e kohës në dalje do të jetë:

$$T = T_0 \cdot N^n$$

ku: T_0 □ është perioda e kohës së oshilatorit,
N □ është numëri shumëfishues i numërusit,
n □ është numëri i numërusave.

7. Shndruesat

a) *SHNDRUESI ANALOG-NUMERIK*

Shndruesi analog-numerik me integrim të njëfishtë (fig. 79), njihet edhe si ADC i tipit ramp pasi ai përdor një gjenerator dhëmb-share. Tensioni gjeneratorit dhëmb-share fillon të ritet nga niveli zero dhe ritet në mënyrë konstante. Dalja e sinjalit të gjeneratorit zbatohet në njërën nga hyrjet e krahasuesit të tensionit ndërsa në hyrjen tjetër zbatohet tensioni i panjohur Vi. Gjatë kohës që tensioni dhëmb-share Vr është më i vogël se tensioni Vi, dalja e krahasuesit të tensionit është në nivel të lartë dhe kjo lejon që vargu i impulseve që prodhon clock-gjeneratori të kalojë nëpërmjet portës AND në qarkun numërues i cili numëron numrin e impulseve gjatë periodës t_1. Kur tensioni Vr bëhet i barabartë me Vi dalja e krahasuesit të tensionit kalon në nivelin zero

duke mbyllur portën logjike AND dhe duke ndaluar në këtë mënyrë numërimin e impulseve.

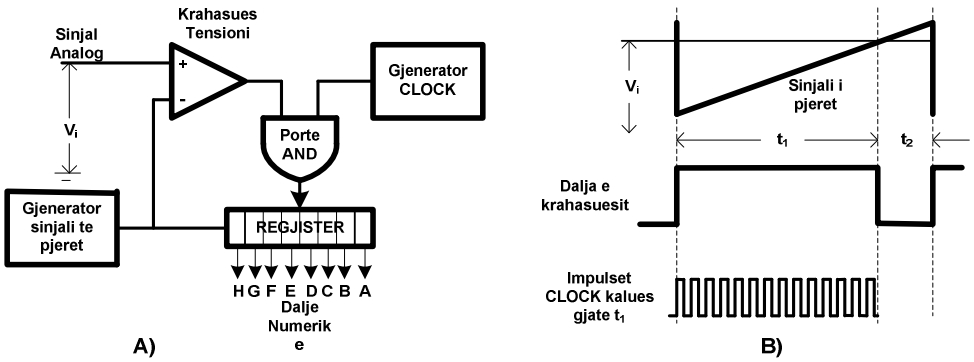


Fig. 79

Koha e integrimit t_1 është proporcionale me tensionin e panjohur V_i. Kështu, meqënëse numërimi i impulseve bëhet vetëm gjatë kohës t_1 numëri përfundimtar është vlera numerike proporcionale me vlerën analoge V_i në hyrje. Rënia negative e tensionit të dhëmb-sharës në fund të kohës t_2 fshin regjistrin duke e bërë gati atë për rinumërimin e ardhshëm sapo dhëmb-shara te fillojë ritjen e saj.

Nëse regjistri numërues ndërtohet me katër ose më shumë flip-flope si numëruesi me bazë 16, atëhere ne dalje kemi ekuivalentin binar të hyrjes. Nëse i shtojmë edhe një numërues me bazë dhjetë atëhere në dalje kemi ekuivalentin dhjetor të hyrjes.

Gjatë proçesit të shndrimit nga analog në numerik, tensioni i hyrjes *kuantizohet* në një numër të fundëm nivelesh diskrete. Përshëmbull, nëse tensioni i hyrjes 10 V shndrohet në vlerë numerike, e cila është një numër i plotë nga 1 deri në 10, atehere vlerat analoge 9.1 deri 9.9 do te përfaqësohen me vlerën numerike 9 duke dhënë një gabim 1/10 ose 10% . Ky gabim është i njohur si *gabimi i kuantizimit* i ADC.

Duke iu referuar numëruesit me bazë 16, ai është një ADC me 4 bit dhe hyrja analoge përfaqësohet në 15 nivele diskrete. Numri i niveleve të kuantizimit llogaritet si

$$N = 2^n - 1$$

Ku: n -- është numri i bitëve të ADC.
Gabimi i kuantizimit është 1/15, ose 6.7%. Nëse ADC është me 5 bit atëhere kemi 31 nivele diskrete dhe gabimi është 1/31, ose afërsisht 3%. Në këtë mënyrë, gabimi i kuantizimit është invers proporcional me numërin e bitëve që ndërtohet shndruesi ADC

b) SHNDRUESI NUMERIK-ANALOG.

Shndruesi më i thjeshtë numerik-analog është ai i ndërtuar nga shkallë rezistencash R dhe 2R, si në fig. 80. Qarku i paraqitur ka katër hyrje numerike dhe është shndrues me 4 bit. Rezistencat R_3, R_5 dhe R_7 kanë vlerën R, e cila mund të jetë çfardo në një kufi nga 1 kom në 100 kom, në varësi të rrymës që do të ketë në dalje të shndruesit. Rezistencat R_1,R_2,R_4,R_6 dhe R_8 kanë vlerën 2R. Çdo hyrje numerike mund të ketë vlerën zero (low) ose V_i me vlerë 5V (high). Tensioni në dalje varet nga prezenca ose mungesa e tensionit (bit) në hyrjet numerike.

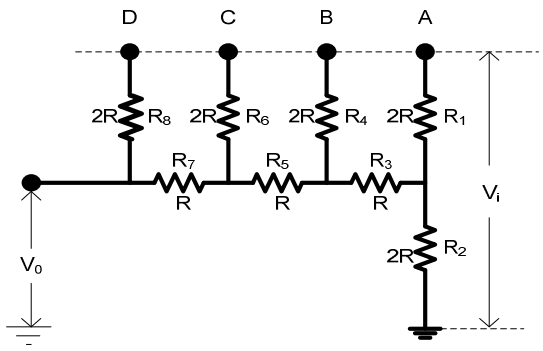
Le të konsiderojmë se në hyrjen A është në nivelin 1 (5V) ndërsa të tjerat në 0. Nëse e shikojmë skemën si një qark të hapur në pikën e lidhjes së R_1,R_2 dhe R_3, atëhere tensioni në këtë pikë është $V_i/2$, ndërsa rezistenca ekuivalente në këtë pikë është R_1 në paralel R_2, pra e barabartë me R. Meqënëse R_3+R=2R, tensioni $V_i/2$ është ndarë nga R_4 dhe (R_3+R) duke dhënë tensionin në qark të hapur, në pikën e bashkimit të R_3 dhe R_4, të barabartë me $V_i/4$. Rezistenca e qarkut në këtë pikë është $R_4 \parallel (R_3+R)=R$. Më tutje, tensioni $V_i/4$ është përsëri i pjestuar nga (R_5+R) dhe R_6, duke dhënë një tension në qark të hapur, të barabartë me $V_i/8$ në lidhjen e R_5/R_6 fig (d). Edhe një herë në pikën e lidhjes së R_8 me R_7 tensioni $V_i/8$ pjestohet me dy për të dhënë në dalje vlerën $V_i/16$.
Në këtë mënyrë, nëse në hyrjen A kemi nje tension 5 V, ne dalje të shderuesit kemi tensionin $V_i/16$.

Në mënyrë të ngjashme mund të tregohet se, nëse hyrja B është në nivelin 1 (5V), atehere në dalje kemi tensionin $V_i/8$. Gjithashtu

$V_o=V_i/4$ nëse hyrja C është në nivelin 1 dhe $V_o=V_i/2$ nëse hyrja D është në nivelin 1.

Nëse superpozojme arsyetimin e mësiperm, duke marë kombinime të ndryshme të hyrjeve numerike, atëhere vlera e tensionit në dalje është dhe në tabelën e fig. 74-f.

Kështu, nëse bitit A i japim korespondencën me vlerë 1, biti B, si dy herë me peshë më të madhe se A, do të ketë vlerën 2, biti C dy herë me peshë më të madhe se B, do të ketë vlerën 4 dhe në fund biti D, do të ketë vlerën 8 (biti me peshë më të madhe). Vlera e tensionit në dalje mund të shprehet si



KODI HYRES				Dalja Analoge
D	C	B	A	
0	0	0	0	0
0	0	0	1	$V_i/16$
0	0	1	0	$2(V_i/16)$
0	0	1	1	$3(V_i/16)$
0	1	0	0	$4(V_i/16)$
0	1	0	1	$5(V_i/16)$
0	1	1	0	$6(V_i/16)$
1	1	1	1	$7(V_i/16)$
1	0	0	0	$8(V_i/16)$
1	0	0	1	$9(V_i/16)$
1	0	1	0	$10(V_i/16)$
1	0	1	1	$11(V_i/16)$
1	1	0	0	$12(V_i/16)$
1	1	0	1	$13(V_i/16)$
1	1	1	0	$14(V_i/16)$
1	1	1	1	$15(V_i/16)$

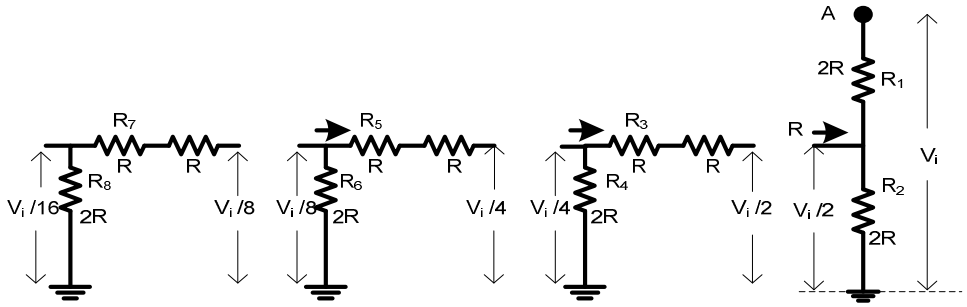


Fig.80

:

$$Vo=(D\cdot 2^3+ C\cdot 2^2+ B\cdot 2^1+ A\cdot 2^0)\bullet V_i/16$$

Duke konsideruar DAC e mësipërm, vëmë re se maksimumi i daljes është 15(Vi/16) kur të gjitha hyrjet numerike janë në nivelin e lartë 1. Ndryshimi më i vogël i vlerës së tensionit në dalje $V_i/16$ meret kur hyrja A ndryshon nga 0 në 1. Në këtë mënyrë, numri i niveleve në dalje i quajtur *rezolucion*, është 15. Rezolucioni mund të përcaktohet me të njëjtën formulë që përcaktuam nivelet e kuantizimit për ADC.

VOLTMETRAT DHE FREKUENCMETRAT NUMERIKË

1. VOLTMETRAT NUMERIKË ME INTEGRIM TË NJËFISHTË (RAMP TYPE)

Voltmetrat numerikë (fig. 81), në përbërjen e tyre kanë një shndrues analog-numerik të shoqëruar me një afishues për të treguar vlerën e matur të tensionit.

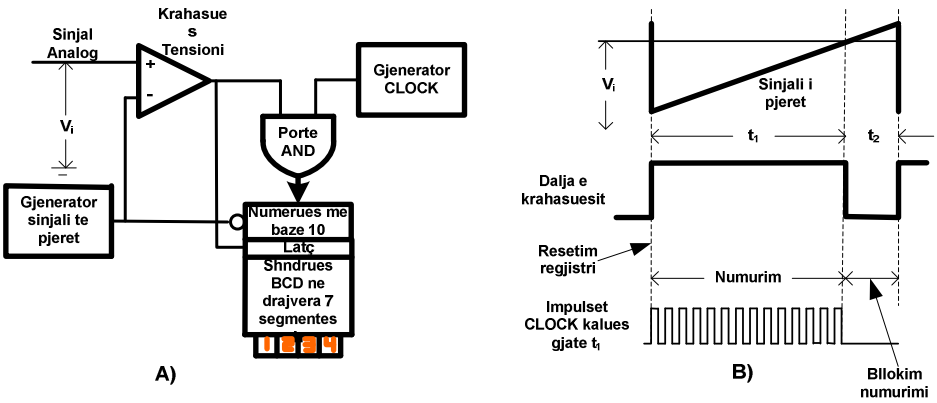


Fig. 81

Ndërtimi dhe funksionimi i ADC është shpjeguar më përpara. Qarku i numërimit konsiston në një numërues me bazë 2000 duke përfshirë këtu edhe qarkun bllokues (*latch*). Nëse qarku bllokues nuk do të vendosej në skemën e numërimit, atëhere tregusi i qarkut numërues do të resetohej në zero sapo dhëmb-shara fillon ritjen e saj në fillimin e kohës t_1. Tregimi i afishuesit do të ndryshonte

vazhdimisht përgjatë gjithë kohës së integrimit t_1 me një shpejtësi të madhe.

Gjatë kohës t_2 tregimi në afishues mbetet i pandryshuar deri në mbarim të kohës t_2 kohë në të cilën dhëmb-shara kthehet në zero dhe tregimi i afishuesit zerohet për të rifilluar numërimin e ri. Ndryshimi i shpejtë i tregimit të afishuesit gjatë kohës t_1 e bën tregimin të pamundur të lexohet. Qarku i bllokimit izolon afishuesin nga qarku i numërimit gjatë kohës që numërimi është në proçes. Në fund të proçesit të numërimit, në fundin e kohës t_1 qarku i bllokimit lidh numëruesin me afishuesin për të shfaqur vlerën e matur. Në këtë, tregimi i afishuesit rinovohet me vlerën e fundit të matur nga ADC.
Voltmetri numerik i tipit ramp, për të patur saktësi matje, kërkon:

1. Sinjalin dhëmb-share shumë të saktë në madhësi dhe në formë;
2. Baze kohe sa më të saktë.

2. VOLTMETRI NUMERIK ME INTEGRIM TË DYFISHTË

Voltmetri me integrim të dyfishtë, (*Dual Slope Integrator),* i paraqitur në fig. 82-a, eliminon dy kërkesat që ka për të ruajtur saktësinë voltmetri me integrim të njëfishtë. Për këtë shërben një qark i veçantë i paraqitur si *integrator* në skemë. Një kondesator i ndodhur brënda qarkut integrator, në fillim ngarkohet nga tensioni analog në hyrje dhe më pas shkarkohet me një vlerë konstante duke prodhuar një interval kohe i cili matet numerikisht. Ky ngarkim dhe shkarkim i kondesatorit rezulton në një formë tensioni në varsi të kohës me dy pjerësi ashtu si në fig. 82-b. Prej këtej ka mare edhe emrin voltmetri me integrim të dyfishtë.

Duke parë bllokskemën e voltmetrit, sinjali i kontrollit për integratorin është marë nga gjeneratori i sinjalit nëpërmjet një pjestuesi frekuence. Gjatë kohes t_1 kapaciteti i integratorit është ngarkuar negativisht nga tensioni i hyrjes V_i deri ne vlerën V_o sipas një dhemb-share me pjersi negative. Vlera V_o e aritur është proporcionale me tensionin e panjohur V_i. Në fundin e kohës t_1 në integrator futet burimi i rymës me vlerë konstante i cili bën shkarkimin e kapacitetit me vlerë

konstante të rymës duke dhënë një tension dhëmb-share me pjersi pozitive, si në figurë.

Përgjat gjithë kohës t_1+t_2 dedektori i kalimit të zeros ka në dalje të tij nivel të lartë tensioni (high). Dedektori i zeros ka nivelin e lartë pergjat gjithë kohës që dalja e integruesit është negative dhe kalon në nivelin e ulët në fundin e kohës t_2 kohë në të cilën tensioni i daljes në integrator kalon nëpër zero.

Porta logjike ka në hyrjet e saj nivel të larte vetëm gjate kohes t_2 kur dalja e dedektorit të zeros dhe sinjali i kontrollit kanë nivel të lartë. Në këtë mënyrë gjatë kësaj kohe porta logjike AND është e hapur dhe lejon kalimin e vargut të impulseve në regjistrin numërues. Numri i inpulseve të numëruara është proporcional me kohën t_2 e cila vet ajo është proporcinal me tensionin V_o të ngarkimit të kapacitetit në integrator. Siç thamë, ky tension është proporcional me vet tensionin e hyrjes V_i që do të thotë se numri i impulseve të numëruara gjatë kohës t_2 është proporcional me vetë tensionin e panjohur në hyrje të voltmetrit V_o.

Duket se, për të pasur një saktësi në matje, duhet që shkarkimi i kapacitetit të integratorit të jetë sa më uniform gjë që kërkon nje burim rryme konstant.

Për të kalibruar voltmetrin, në hyrje të tij aplikohet një tension me vlerë të njohur dhe duke regulluar rymën e shkarkimit të burimit të rymës deri sa tregimi i daljes të jetë i barabartë me vlerën e njohur të tensionit të hyrjes.

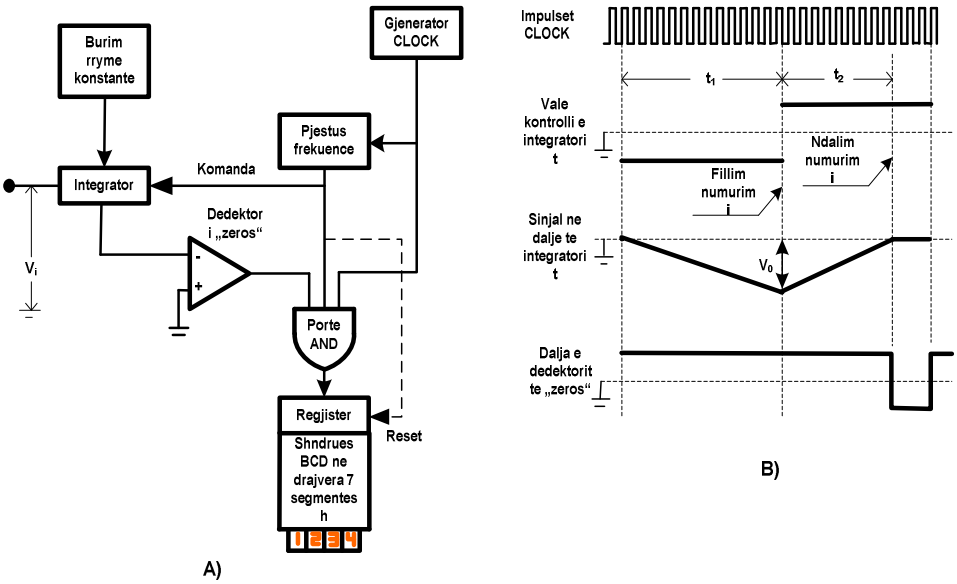


Fig. 82

Nëse perioda e gjeneratorit të orës (clock) ndryshon, ai nuk ka ndonjë efekt mbi tregimin e voltmetrit pasi ky ndryshim rit ose zvogëlon në mënyrë simetrike të dy kohët t_1 dhe t_2.

Duket se, për të pasur një saktësi në matje, duhet që shkarkimi i kapacitetit të integratorit të jetë sa më uniform gjë që kërkon nje burim rryme konstant.

Për të kalibruar voltmetrin, në hyrje të tij aplikohet një tension me vlerë të njohur dhe duke regulluar rymën e shkarkimit të burimit të rymës deri sa tregimi i daljes të jetë i barabartë me vlerën e njohur të tensionit të hyrjes.

- **Ndryshimi i kufijve të matjes**

Për ndryshimin e kufijve të voltmetrit numerik, në hyrje të tij vendosen rezistenca të cilat luajnë rolin e pjestuesit të tensionit duke zvogëluar kështu vlerën e tensionit të hyrjes në nivele të përshtatshme për t´u matur nga shndruesi ADC.

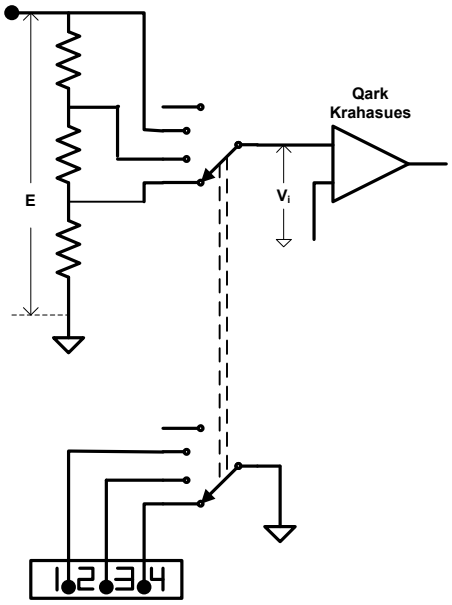


Fig. 83

Një komutator i vendosur në hyrje të krahasuesit dales (fig. 83), regullon rezistencat e pjestuesit të tensionit si edhe, në mënyrë automatike, tokëzon elementin që tregon presjen në afishues të voltmetrit, duke bërë që edhe treguesi i voltmetrit t´i përshtatet kufirit të matjes të voltmetrit.

3. FREKUENCMETRI NUMERIK

Frekuencmetri, i paraqitur në fig. 84 formohet nga një baze kohe e cila shërben si burim kohe , nga qarku numërues, nga një qark formues i cili modelon sinjalin e hyrjes si dhe nga qark logjik që lidh numëruesin me sinjalin e përpunuar nga formuesi.

Sinjali i hyrjes fillimisht përshtatet në nivel për t´u aplikuar në qarkun formues i cili konverton formën e sinjalit të hyrjes në sinjal me formë kënddrejtë ose impulse me të njëjtën frekuencë si ajo e sinjalit të hyrjes.

Prezenca e formuesit na lejon që në hyrje të frekuencmetrit të zbatojmë sinjale me formë vale të ndryshme si sinusoidale, trekëndëshe, dhëmb-share apo çfardo forme tjetër duke eliminuar kështu ndikimin që mund të kishte forma e vales në frekuencmeter.

Sinjali i hyrjes, tashmë i modeluan në formë vale drejtkëndëshe, aplikohet në njërën nga hyrjet e portës AND ndërsa në hyrjen tjetër është aplikuar dalja Q e flip-flopit. Në këtë mënyrë, impulset që do të numërohen, kalojnë portën AND vetëm gjatë kohës kur dalja Q e flip-flopit është në nivel të lartë.

Flip-flopi është i kontrolluar nga qarku i kohës; ai ndryshon gjëndjen e tij sa herë që sinjali i gjeneratorit të kohës ndryshon në drejtimin negative. Nëse pranojmë se frekuenca e bazës së kohës është 1 Hz, atehere dalja Q e flip-flopit do të jetë për 1 sek. në nivel të lartë dhe 1 sek. në nivel të ulët, siç duket edhe nga figura. Në këtë rast, gjatë kohës 1 sek që dalja Q është në nivel të lartë, porta AND është e hapur dhe numëratori numëron numërin e impulseve që gjenerohen nga formuesi i valës. Numëri i impulseve të numëruara gjatë kohës 1 sek, është direkt vlera e frekuencës së panjohur në hyrje të frekuencmetrit.

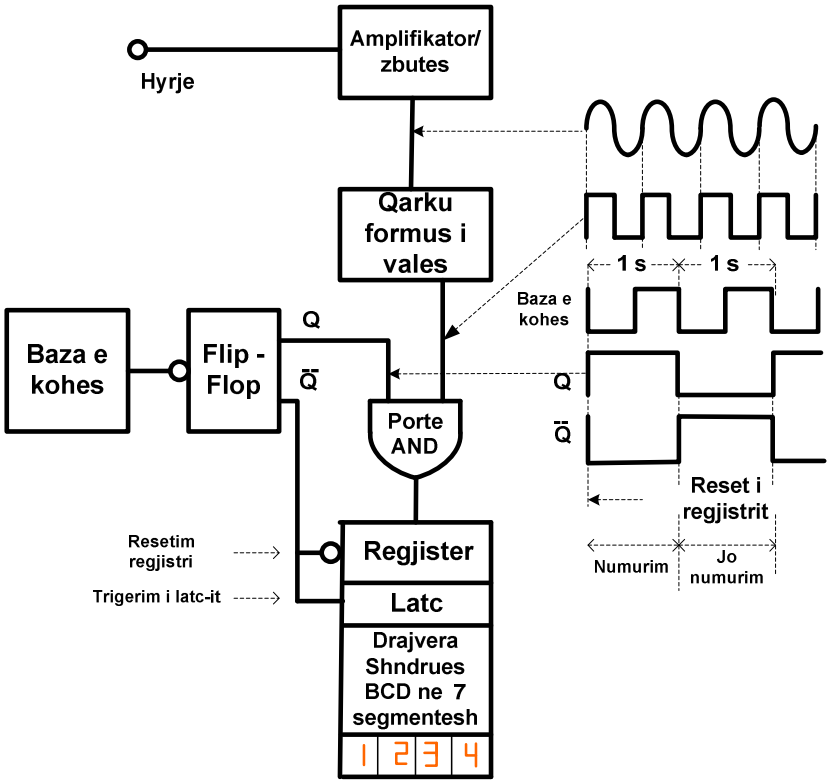


Fig. 84

Qarku numërues resetohet në zero nga kalimi në drejtimin negativ të daljes $\overline{Q}$ të flip-flopit duke bërë që numërimi të fillojë gjithmon nga zero. Ashtu si në rastin e voltmetrit numerik, qarku bllokues (*latch)* hyn në punë në momentin që ka mbaruar numërimi i impulseve. Në këtë mënyrë bëhet e mundur çfaqja në afishues e vlerës së matur. Ky moment është kur dalja $\overline{Q}$ ndryshon gjëndjen duke shkuar në drejtimin pozitiv. Vlera mbetet e çfaqur në display deri në resetimin e radhës së qarkut bllokues.

a) Ndryshimi i kufijve të matjes

Duke përdorur një bazë kohe me periodë 10µs, 100 µs , 1 ms apo vlera të tjera dhe duke përdorur për pjestimin e saj numërues me bazë dhjetë, mund të realizojmë kufij të ndryshëm matje të frekuencmetrit, ashtu siç tregohet në fig. 85. Nëpërmjet komutatorit ndryshohet perioda e gjeneratorit të kohës si edhe pozicioni i presjes dhjetore në afishuesin e instrumentit.

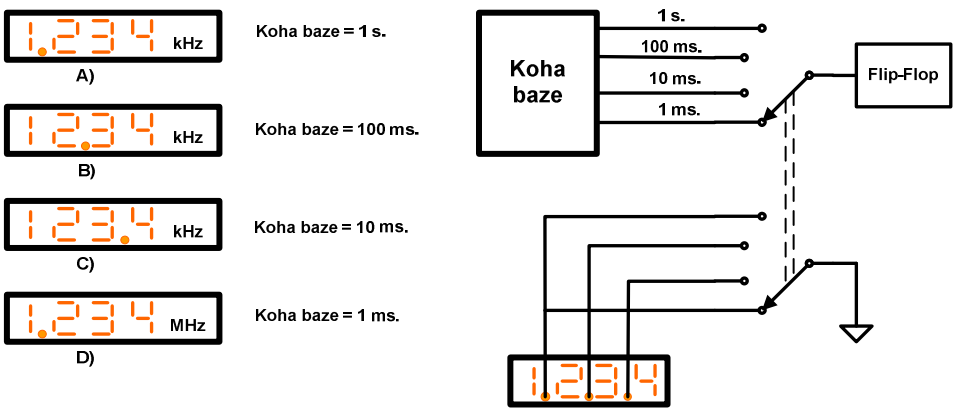


Fig. 85

b) Saktësia e matjes.

Siç shpjeguam më sipër, sinjali i prodhuar nga baza e kohës, hap ose mbyll portën logjike AND duke lejuar ose bllokuar kalimin e impulsive. Ekziston gjithmon një gabim në numërimin e impulseve i quajtur edhe gabimi i portes pasi fundi i periodës së numërimit mund të bjerë brënda intervalit të impulsit.

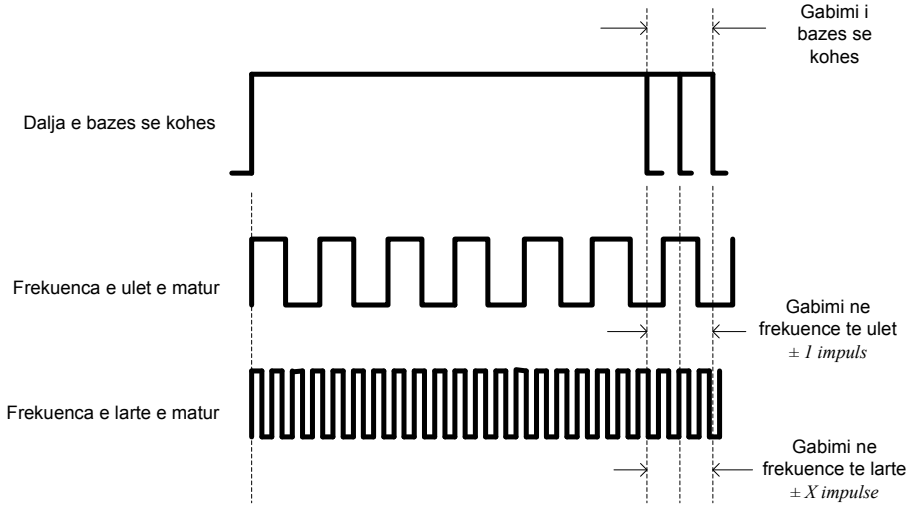


Fig. 86

Gjithashtu për shkak të ndryshimit të periodës së gjeneratorit të kohës, në funksion të frekuencës që do të masim, kemi një gabim në numërimin e impulseve. Ky gabim varet nga vlera e frekuencës që duhet të masim. Në fig.86 duket se, nëse frekuenca është e ulët kemi vetëm një impuls të numëruar më pak ndërsa nëse, frekuenca është e lartë, numëri i impulseve të pa numëruara ritet.

Nëse modifikojme skemën e frekuencmetrit si në fig. 87, marim skemen e matjes reciproke të frekuencës:

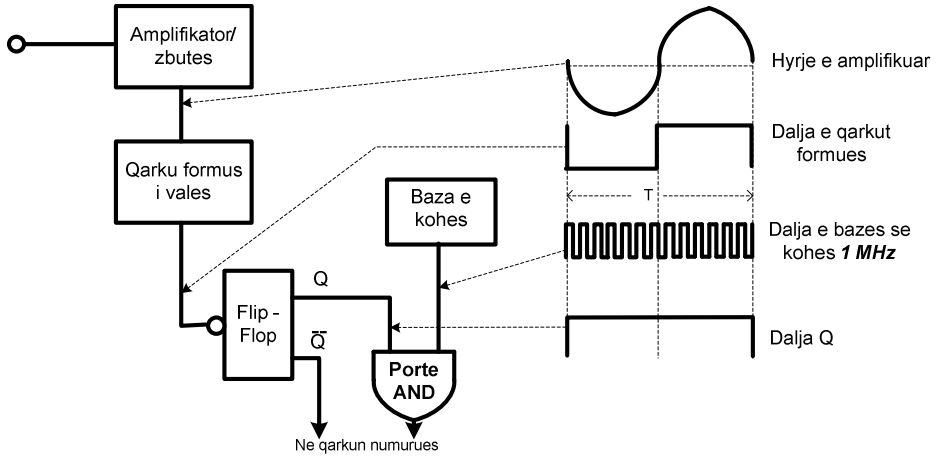


Fig. 87

Baza e kohës me një frekuencë prej 1 MHz është zbatuar drejtpërdrejt në njërën hyrje të portes logjike AND në vënd të sinjalit të moduluar që futet normalisht në këtë portë. Ndërsa sinjali me frekuencë të panjohur, i cili ndryshohet në formë nga formuesi i formës dhe pastaj dërgohet për të komanduar qarkun e Flip-flopit.
Në këtë mënyrë, gjatë periodës T të sinjalit në hyrje, porta logjike AND hapet dhe numëruesi numëron impulset që gjenerohen nga baza e kohës. Kështu nëse duam të masim një frekuecë 100Hz atëhere porta AND do të rijë e hapur për një kohë prej 1/100 Hz= 10 ms. Perioda e bazës së kohës është 1 μs dhe numëri i impulseve të numëruara është:

$$n = \frac{10ms}{1\mu s} = 10000$$

dhe në këtë rast gabimi i matjes do të jetë vetëm një impuls në 10000 impulse të numëruara ose 0.01%.

c) Matja e Kohës dhe Raportit

Për matjen e Kohës apo të *Periodës* shfrytëzohet teknika e matjes reciproke. Nëse flip-flop i vendosur në figurën e mësipërme përmbys gjëndjen e tij në fillim dhe në fund të periodës T të sinjalit të panjohur, duke numëruar numrin e impulseve gjatë kësaj periode, jemi në gjëndje të përcaktojmë vetë periodën

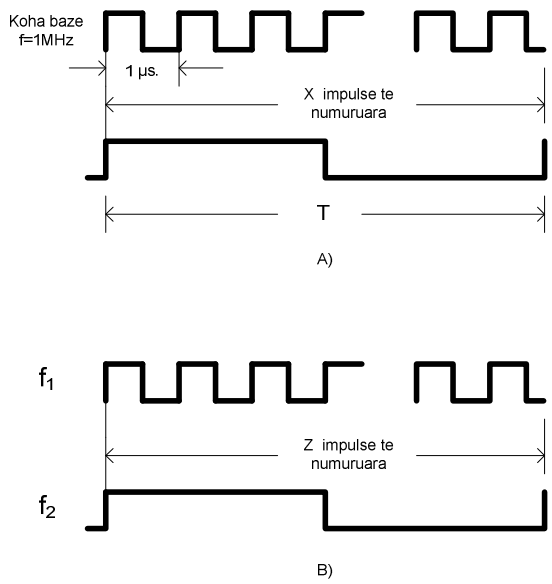


Fig. 88

$$T = (Xpulses)x1\mu s = X\mu s$$

Me të njëjtën skemë mund të masim raportin e frekuencave. Frekuenca me vlerë më të ulet zbatohet në hyrjen e flip-flopit ndërsa frekuenca me vlerë më të lartë, pasi kalon në një qark formues, futet në hyrjen e portës logjike AND. Instrumenti në këtë rast do të masë numrin e impulseve të frekuencës më të lartë që kalojnë në portën AND gjatë periodës së kohës të frekuencës më të vogël (fig. 88). Në këtë mënyrë numri i impulseve të numëruara na jep direkt raportin e frekuencave.

$$Z = \frac{f_1}{f_2}$$

KAPITULLI V

ANALIZATORI SPEKTRAL

1. *Hyrje.*

Shpesh analizatori spektral konsiderohet si syri i dytë i inxhinierit elektronik, ndërkohë që oshiloskopi konsiderohet si syri i parë i tij. Ky është pikërisht instrumenti bazë për të parë shpërndarjen e energjisë në funksion të frekuencës, ndërsa vijushmëria në funksion të kohës jepet nga oshiloskopi.

Analizatori spektral ndan sinjalin alternativ në komponentet e tij me frekuenca të ndryshme dhe afishon çdo komponente si një vijë vertikale në ekranin e instrumentit. Amplituda e çdo vije vertikale në afishues, paraqet amplitudën e çdo komponenti frekuence dhe, pozicioni horizontal i çdo vije, përcakton frekuencën.

2. *Analizatori spektral me radiofrekuencë të ndryshueshme*

Le të shofim fig.83-a, ku paraqitet bllok-skema e analizatorit spektral me radiofrekuencë të ndryshueshme (swept TRF). Gjeneratori me frekuencë të ndryshueshme prodhon një sinjal të

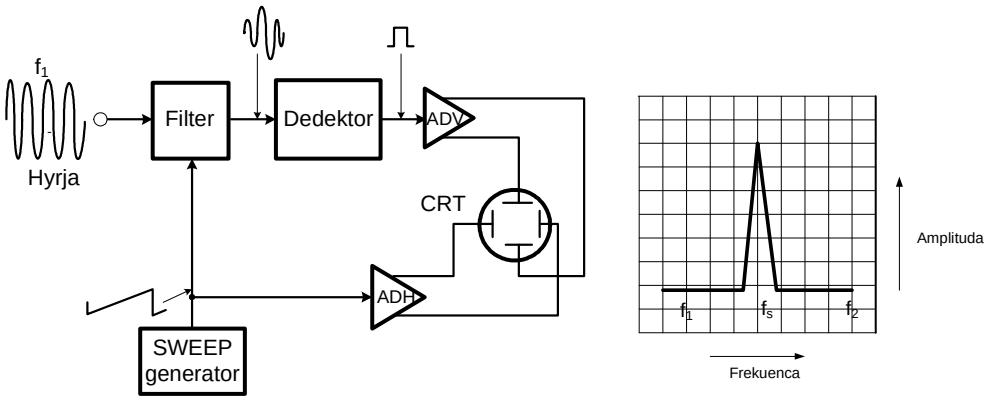


Fig.83

pjerët që shkakton tensionin e defleksionit horizontal për ekranin afishues. Kjo rritje lineare e pjerët aplikohet gjithashtu në "filtrin e bandës me tension të ndryshueshëm". Ky është një filtër me një bandë lejimi shumë të ngushtë. Frekuenca qëndrore e filtrit të bandës është e ndryshme nga frekuenca minimale (f_1) deri në maksimalen (f_2), ashtu si ndryshon tensioni nga një
amplitudë minimale në atë maksimale. Një sinjal hyrje me frekuencë (f_S), do të kalojë nëpërmjet filtrit të bandës vetëm gjat një kohe të shkurtër kur filtri i bandës është i akorduar në (f_S). Kur sinjali (me frekuencë f_S) përçohet nga filtri, ai konvertohet në tension të vazhduar nga dedektori dhe aplikohet si një hyrje në përforcuesin e defleksionit vertikal të ekranit.Ky, gjatë kohës që filtri i bandës ndryshon rreth (f_S), në ekran vizatohet një vijë vertikale që përfaqëson amplitudën e sinjalit.

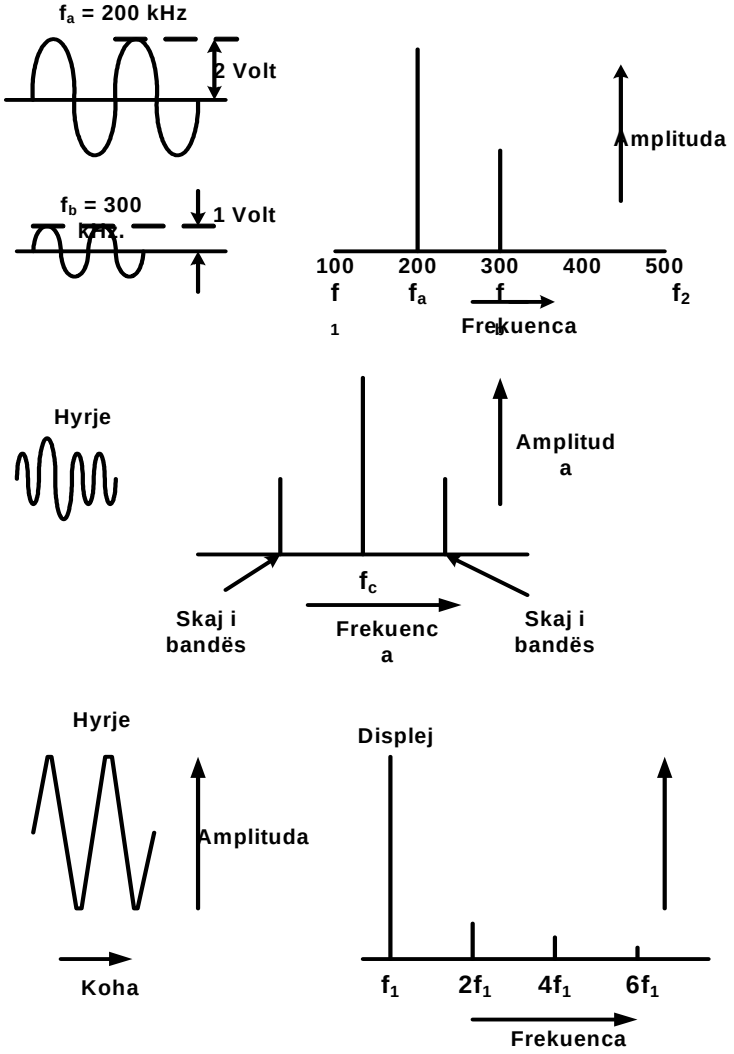


Fig.84

filtri i bandës ndryshon rreth (f_S), në ekran vizatohet një vijë vertikale që përfaqëson amplitudën e sinjalit.

Pozicioni horizontal i vijës vertikale përcaktohet nga amplituda e tensionit të sweep gjeneratorit në çastin kur f_S është duke kaluar nëpërmjet filtrit. Siçështë spjeguar më parë, tensioni i pjerët gjithashtu dikton frekuencën momentane të filtrit. Ndryshimi horizontal i gjurmës elektronike nëpërmjet ekranit, paraqet ndryshimin e frekuencës së filtrit, nga f_1 në f_2. Si pasojë, pozicioni horizontal i çdo vije vertikale në afishues, do të identifikohet si një frekuencë e një sinjali të veçantë. Në qoftë se f_S është ekzaktësisht gjysëm-distanca ndërmjet f_1 dhe f_2, vija vertikale që paraqet f_S, duhet të jetë ekzaktësisht në qëndër të ekranit (shif fig.83-b). Supozojmë që dy sinjale të ndryshëm janë aplikuar njëkohësisht në hyrje të filtrit. Pranojmë që frekuencat e sinjaleve janë $f_a=200KHz$. e $f_b=300KHz$. dhe që amplitudat janë $V_a=2V$. e $V_b=1V$. Në qoftë se frekuenca qëndrore e filtrit është ndryshuar nga 100KHz. në 500KHz, do të rezultojë pamja e paraqitur në fig.84-a. Sinjali ***a*** është paraqitur në pikën që i korespondon ¼ e intervalit ndërmjet f_1 =100KHz. dhe f_2 =500KHz. Po kështu, sinjali ***b*** është paraqitur në qëndër të ekranit sepse frekuenca 300KHz. është gjysma e intervalit ndërmjet 100KHz. dhe 500KHz.

Vija vertikale, që paraqet sinjalin ***a***, është dyfishi i vijës që paraqet sinjalin ***b,*** sepse të tilla janë vlerat e amplitudave.

Fig.84-b ilustron rezultatin e aplikimit të një sinjali me modulim në amplitudë, në analizatorin spektral. Paraqitja konsiston në një vijë vertikale që paraqet mardhënien frekuencë-amplitudë, së bashku me dy vija më të vogla që paraqesin dy komponentet anësore të frekuencës së bandës. Paraqitja jep amplitudat dhe frekuencat anësore të bandës që të analizohen.

Sinjali i hyrjes, i dhënë në fig.84-c, duket sikur është një sinjal sinusoidal i pastër. Kur paraqitet në një oshiloskop të zakonshëm, sinjali mund të mos paraqesi çfardo distorsion të mundshëm. Ndërsa kur aplikohet në nje analizator spektral, harmonika e distorsionit mund të dali në pah, siç është paraqitur. Në ekran, shofim të jenë prezent komponentet e harmonikave 2, 4 dhe 6. Një oshiloskop i zakonshëm paraqet amplitudën e sinjalit të hyrjes, vizatuar në bazën e kohës (shif hyrjen në fig.84-c). Kjo do të thotë që të operojë në fushën e kohës. Analizatori spektral afishon amplitudën e sinjalit të vizatuar në bazën e frekuencës. Kështu që një analizator spektral operon në fushën e frekuencës.

3. *Analizatori spektral superheterodin.*

Bllok-skema e analizatorit spektral superheterodin të ndryshushëm (*sweept superheterodyn spectrum analyzer)* jepet në fig.85. Në esencë, ai është i ngjajshëm me sistemin e fig.83. Diferenca qëndron në faktin që, filtri i bandës me akordim tensioni, këtu zëvëndësohet nga një oshillator me akordim tensioni (OAT), përzjerës frekuence dhe një përforcues të frekuencës së mesme. Nga gjeneratori me frekuencë të ndryshueshme (sweep generator) aplikohet një tension rritës dhe, në këtë rast, si tension defleksioni horizontal në ekran. Gjithashtu, ky tension aplikohet në OAT që të prodhojë frekuencën dalëse të OAT-së, e cila ndryshon nga minimumi (f_1) në maksimum (f_2). Dalja e OAT aplikohet në nerën hyrje të përzjersit dhe, hyrja tjetër e përzjersit, pranon sinjalin që do të analizohet. Në qoftë se frekuenca është f_S dhe frekuenca e OAT është f_0, dalja e përzjerësit është shuma dhe diferenca e të dy frekuencave:

$$F_m = (f_0 \pm f_S)$$

Këto janë aplikuar në përforcuesin e frekuencës së mesme, i cili bën të kalojë dhe përforcon vetëm një prej dy frekuencave ndërmjetëse.

Le të pranojmë që përforcuesi përçon vetëm komponenten, dalëse nga përzjerësi, me frekuencë 100KHz. dhe që frekuenca e OAT (f_0) ndryshon nga 100KHz. në atë 200KHz. Në qoftë se frekuenca e sinjalit është f_S =50KHz., dalja e përzjersit, kur frekuenca f_0 =100KHz.,do të jetë:

$$f_m=100KHz \pm 50KHz=(150 \text{ ose } 50)KHz.$$

Asnjë përveç këtyre dy frekuencave përçohet nga përforcuesi i frekuencës së mesme 100KHz

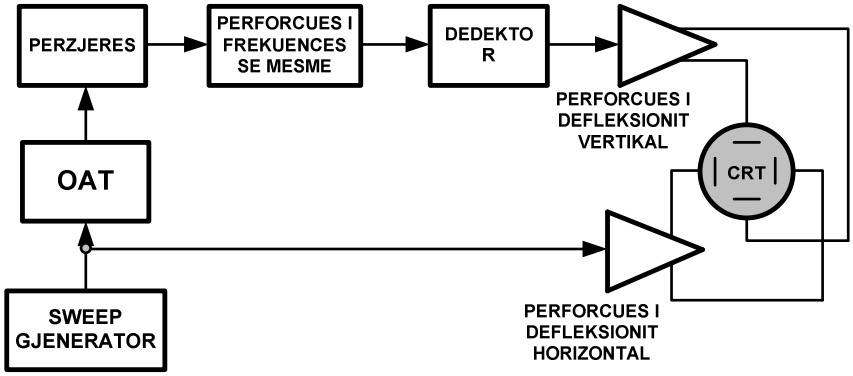


Fig.85

.

Në mënyrë të ngjajshme, në frekuencën maksimale të OAT prej 200KHz,

$$f_m=200KHz \pm 50KHz =(250 \text{ ose } 150)KHz.$$

Përsëri, asnjë tjetër frekuencë do të përçohet nga përforcuesi. Kur dalja e OAT ka frekuencën 150KHz. dhe f_S=50KHz, atëherë:

$$f_m =150KHz \pm 50KHz.=(200 \text{ ose } 100)KHz.$$

Komponentja 100KHz. përçohet dhe përforcohet nga përforcuesi dhe, ajo do të prodhojë vijën vertikale në ekran. Dalja e OAT prej 150KHz.është ekzaktësisht gjysma ndërmjet ekstremeve të saj 100KHz

dhe 200KHz. Për këtë rast do të kemi vijën vertikale, që përfaqëson f_S=50KHz. në qëndrën e ekranit, (fig.86).

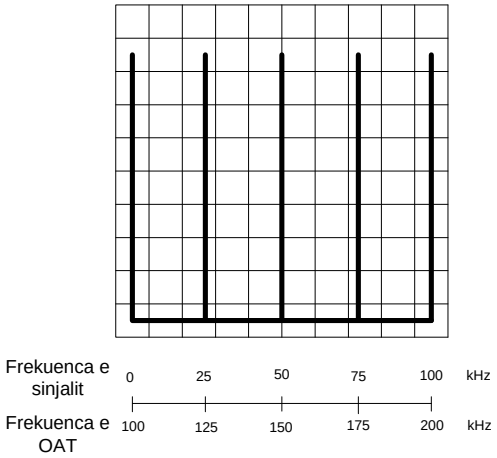


Fig.86

Kur f_S=25KHz, hyrja 100KHz. e përforcuesit që përçohet, shfaqet në f_0=125KHz. Kjo prodhon vijën vertikale në çerekun e vijës që përshkon horizontalisht ekranin. Në mënyrë të ngjajshme, kur f_S=75KHz, frekuenca 100KHz. e përforcuesit është prodhuar me f_0=175KHz. që të paraqesi vijën vertikale në treçerekun e vijës horizontale përgjat ekranit, siç shifet në fig.86. Kur f_S=0KHz. dhe kur f_S=100KHz, vijat vertikaleprodhohen respektivisht në skajin e majtë dhe të djathtë të ekranit. Në këtë mënyrë, me paraqitjen e fig.86, shohim se si mund të investigohen frekuencat e sinjaleve nga 0 deri 100KHz. Ndrimi i përforcuesit apo OAT- s, do të ndryshojë dhe rangun e frekuencave të sinjalit që mund të afishohen.

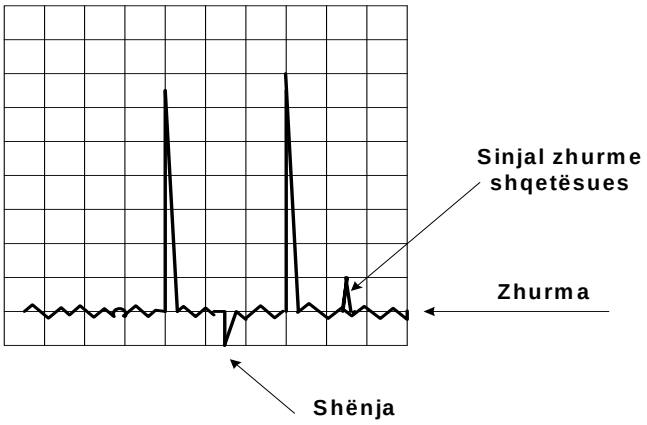


Fig.87

Avantazhi më i madh i analizatorit spektral superheterodin ndaj atij të tipit me radiofrekuencë të ndryshueshme, është që, përforcuesi i frekuencës së mesme, krijon ndjeshmërin e instrumentit. Ndjeshmëria e instrumentit përcakton amplitudën minimale të sinjalit që mund të vëzhgohet. Kjo është e kufizuar nga zhurma termike (apo e qarkut) e gjeneruar në brëndësi të analizatorit spektral (fig.87). Gjithashtu, dedektori do të sjellë një performancë , përderisa ai vepron vetëm në një frekuencë të mesme.

4. *Analizatori spektral numerik.*

Në qoftë se njihet ekuacioni i sinjalit, ai mond të trajtohet me metodën e analizës Furie për të vlerësuar komponentet e tij. Në analizatorët spektral dixhital, forma e sinjalit që do të analizohet linearizohet dhe shkallëzimet dixhitalizohen e, më pas, dërgohen në kompjuter. Kompjuteri është programuar që, nga linearizimet, të përcaktojë ekuacionin e sinjalit dhe të analizojë atë për të llogaritur komponentet e sinjalit.Komponentet e sinjalit memorizohen në kompjuter. Kur lexohen nga kujtesa, ato konvertohen mbrapsht në formë analoge për t´u afishuar ne ekran si amplituda në përputhje me frekuencat. Kompjuteri realizon një akses të shpejtë për vlerat pik-pik, vlerat efektive dhe fazën e çdo komponenti të sinjalit.

Linearizimi dhe teknika e konvertimit, që përdoren në analizatorin spektral dixhital, në esencë janë të njëjta si ato të përdorura në oshiloskopin dixhital. Në fig.88 paraqitet bllok-skema bazë e analizatorit spektral dixhital. Në linearizimin e realizuar për sinjalin që do të analizohet, zbutësi punon si çelës për aplikimin e sinjalit hyrës në shndruesin analog-dixhital (ADC) për një periodë kohe të fiksuar. Sinjali i aplikuar gjatë kësaj kohe në kompjuter është pranuar të jetë përsëritës.

Algoritmi, i perdorur nga kompjuteri ne analizatorët spektralë, njifet si një transformim i shpejtë Furie.Nganjëherë, ky lloj instrumenti është

i njohur dhe si analizator Furie. Dimë që analizatori spektral, gjatë ndryshimit të rangut të zgjedhur të frekuencës, mat çdo komponente të valës veças, njërën pas tjetrës. Analizatori spektral dixhital i mat njëkohësisht të gjitha frekuencat, pra ata janë të aftë të vëzhgojnë ndryshimin e sinjalit. Si rrjedhim, ata janë quajtur edhe analizatorë dinamik sinjali. Analizatorët spektral analogë, nganjëherë konsiderohen si analizatorë në kohë reale në krahasim me analizatorin e tipit dixhital, i cili afishon sinjale të memorizuara.

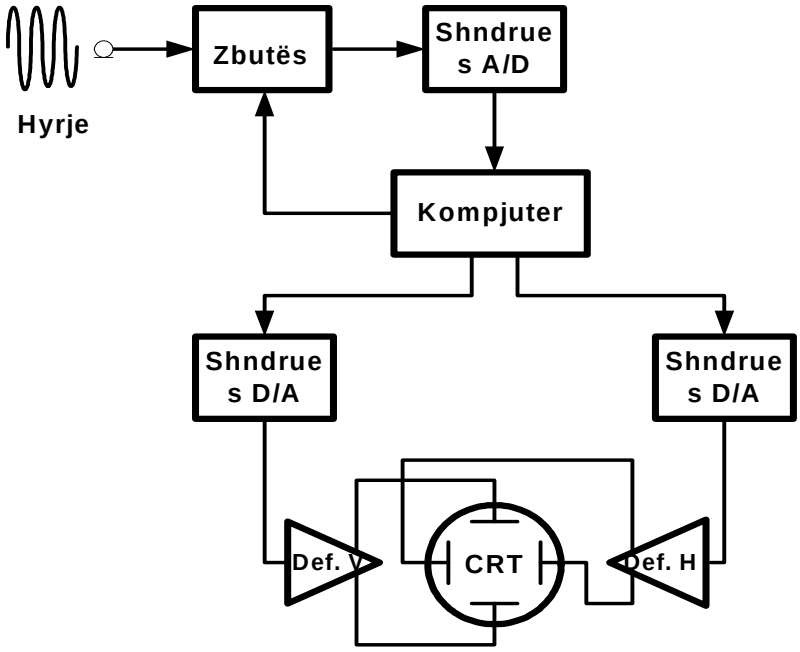


Fig.88

Kryesisht, analizatorët Furie janë instrumenta të frekuencës së ulët. Diapazoni tipik i frekuencës së hyrjes, është 250µHz. deri 100KHz. dhe amplituda tipike e tensionit të hyrjes mund të jetë 4mV. deri 30 Vpik. Këta instrumenta mund të përdoren për vëzhgimin e karakteristikave të përforcuesve audio, filtrave dhe altoparlantëve. Analiza e vibrimit të makinave është një aplikim i madh i analizatorit Furie. Dhënësat e lëvizjes përdoren për konvertimin e vibrimeve mekanike në sinjale elektrike, të cilët mund të studjohen si sinjale. Psh.

Mardhënia ndërmjet vibrimit dhe frekuencës së rrotullimit për çdo komponente brënda në makinë, mund të saktësohet.

KAPITULLI VI

MATJA E MADHËSIVE DHE PARAMETRAVE ELEKTRONIK

1. *MATJA E FREKUENCËS*

Matja e *frekuencës* është një nga matjet më të rëndësishme të elektronikës. Frekuenca karakterizon numrin e lëkundjeve në njësin e kohës. Në lëndën "Pajisje dhe Sisteme Matje" kemi pare se si matet frekuenca me ndihmën e frekuencmetrave vibrues dhe ferrodinamik. Po ashtu kemi analizuar përdorimin e Ures së Rrymës Alternative në proçesin e matjes së frekuencës.

Me frekuencën, nëpërmjet shpejtësisë së përhapjes së vales elektromanjetike (C), lidhet dhe *gjatësia e vales* (λ), e shprehur me:

$$\lambda = \frac{C}{f}$$

Kur vala përhapet në mjedis çfardo, gjatësia e valës përcaktohet nga shprehja:

$$\lambda = \frac{C}{f\sqrt{\varepsilon_r \mu_r}} = \frac{V_f}{f}$$

ku ε_r dhe μ_r janë konstantja dielektrike dhe përcjellshmëria manjetike relative të atij mjedisi.

Duhet theksuar se, ashtu si del edhe nga shprehjet e mësipërme, matja e frekuencës jep gjithmon të njejtën vlerë të pavarur nga mjedisi, ndërsa matja e gjatësis së valës, është e mvarur.

Matja e saktë e frekuencës kryhet nëpërmjet matjes me etalone dhe kampionët e frekuencës. Si etalon i pare i kohës (frekuencës) është përdorur perioda e rrotullimit të Tokës. Njësia matëse e kohës prej 1 sekondë është konsideruar intervali kohor prej 1 / 86400 eperiodës së rrotullimit të Tokë. Kjo u quajt *koha universale*. Vrojtimet e mëvonëshme astronomike kanë konstatuar se perioda e rrotullimit të Tokës rreth Diellit është më e qëndrushme se sa ajo rreth boshtit të saj. Sipas këtij konstatimi, intervali kohor 1 sekond është 1 / (365,25 x 86400) e periodës së rrotullimit të Tokës rreth Diellit. Kjo u quajt *koha*

efemeride. Kohët e fundit po përdoret *koha atomike* e cila është e bazuar në lëkundjet e gjeneratorëve kuantikë të dritës koherente me saktësi 10^{-13} deri 10^{-14}. Kampjonët e frekuencës janë gjeneratorë me frekuencë shumë të saktë, vlera e të cilëve korrigjohet me anën e etalonëve.

Në elektronikë punohet me frekuenca që i përkasin një brezi mjaft të gjërë (10^{-3} deri 10^{14} Hz.). Frekuencat shumë të ulta përdoren në fushën e Gjeofizikës dhe Sizmikës.

Për thjeshtësi, i gjithë spektri i frekuencave ndahet në dy diapazone: diapazoni i frekuencave të ulta dhe ai i frekuencavetë larta. Sejcili prej diapazoneve ndahet në nëndiapazone; kjo në mvartësi të qëllimit të përdorimit të frekuencave dhe, sipas veçorive të qarqeve, të lekundjeve elektromanjetike në këto frekuenca.

Sipas CCIR (Komiteti Konsultativ Ndërkombëtar i Radiondërlidhjes), ndarja e frekuencave të ndërlidhjes, rekomandohe të jetë:

1. frekuencat shumë të ulta $f < 30$ kHz.
2. frekuencat e ulta $30 < f < 300$ kHz.
3. frekuencat e mesme $300 < f < 3$ MHz.
4. frekuencat e larta 3 MHz. $< f <$ 30 MHz.
5. frekuencat shumë të larta 30 MHz $< f <$ 300 MHz.
6. frekuencat ultra të larta 300 MHz. $< f <$ 3 GHz.
7. frekuenca super të larta 3 GHz. $< f <$ 3000 GHz.

Këto dy të fundit ndahen në nëndiapazone të ndryshme por që zakonisht i emërtojnë pak ndryshe duke u nisur nga gjatësia e valës. Kështu kemi valët *centimetrike, milimetrike, nënmilimetrike* dhe në vale të *dritës së dukëshme*.

Matja e frekuencave do të studjohet e ndarë në dy diapazone: frekuencat e ulta dhe frekuencat e larta. Si bazë matje shërben metoda e krahasimit, e cila presupozon krahasimin e frekuencës së panjohur me një frekuencë të njohur ose duke bërë krahasimin e sjelljeve të nje qarku në mvartësi të frekuencës.

a. ***Matja e frekuencave të ulta me krahasim të drejtpërdrejtë.***

Krahasimi i drejtpërdrejtë bëhet duke përdorur skemën e fig.89. Si dedektor për barazimin e frekuencave mund të përdoret një kufje

telefonike apo një oshiloskop. Kur diferenca e frekuencave është rreth 10 – 20 Hz. në dedektor degjohet frekuenca e ulët me intensitet proporcional me diferencën e frekuencave. Barazimi i frekuencave karakterizohet nga një ton me intensitet të pandryshueshëm në dedektor.

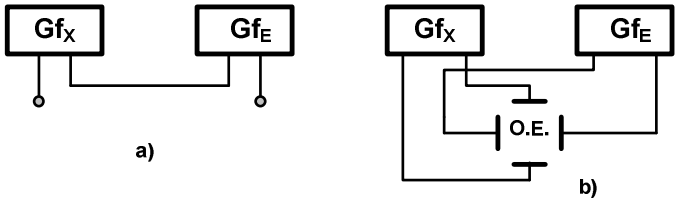


Fig.89

Një metodë tjetër për matjen e frekuencave të ulta është dhe përdorimi i urës së rrymes së vazhduar, të cilën e kemi të njohur nga zhvillimi i lëndës „Pajisje dhe Sisteme Matje“.

b) Matja e frekuencave të ulta me anën e kondensatorit.

Kjo metodë bazohet në ngarkim – shkarkimin e një kondensatori (fig.90). Kondensatori C ngarkohet periodikisht deri në vlerën V të tensionit të burimit të ushqimit dhe pastaj shkarkohet nëpërmjet miliampermetrit deri në zero. Në këtë mënyrë, ngarkesat që merr dhe jep kondensatori janë të barabarta me **Q=C.V**. Nëqoftë se ciklet e ngarkim shkarkimit kryhen me një frekuencë $\mathbf{f_X}$**,** e cila paraqet frekuencën që duam të masim, atëherë nëpër miliampermetër do të kalojë rryma mesatare për periodë:

$$I_{mes} = \frac{Q}{T_X} = Qf_X = CVf_X \qquad dhe \qquad f_X = \frac{I_{mes}}{CV} = kI_{mes}$$

Kjo mvartësi duhet të jetë lineare ndaj frekuencës. Për të arritur këtë duhet që tensioni, me të cilin ngarkohet kondensatori, të mos varet nga frekuenca. Në fig. paraqitet skema e punës dhe diagrama spjeguse se si bëhet kjo matje. Rryma mesatare që matet nga miliampermetri përfaqëson frekuencën. Karakteristike në këtë skemë është se çelesi (Ç) në skemë realizohet nëpërmjet një skeme elektronike komutuese, komandimi i së ciles bëhet nëpërmjet një sinjali me frekuencën që duam të matim.

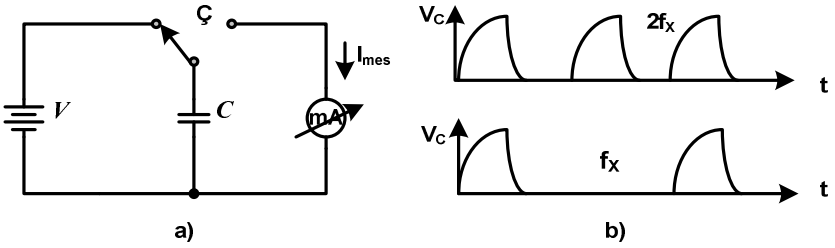


Fig.90

Për të mënjanuar gabimet e matjes për efekt të ndryshimit të tensionit në hyrje, bëhet kufizimi i amplitudës së lëkundjeve para matjes duke e shndruar lëkundjet sinusoidale në katërkëndëshe nëpërmjet nje përforcuesi me koeficient përforcimi shumë të madh..

c) ***Matja e frekuencave të larta me metodën rezonuese.***

Matja e frekuencës me metodën rezonuese bazohet në ndryshimin e sjelljes së një qarku rezonues gjatë akordimit nën veprimin e frekuencës që duam të matim. Përcaktimi bëhet nëpërmjet tregimit më të madh të treguesit të akordimit kur matet drejtpërdrejt tek qarku kryesor, ose sipas tregimit më të vogël kur përcaktohet frekuenca e një qarku tjetër rezonues të çiftuar me qarkun kryesor, nëpërmjet veprimit që ushtron ai mbi këtë qark.

Si aparat matës për frekuencën përdoret valëmatësi rezonues, i cili vlen, për të gjithë diapazonin e frekuencave të larta. Kjo metodë, ndonse është e thjeshtë në realizim, është pak e saktë. Për ketë kjo përdoret për kryerjen e matjeve paraprake të frekuencës.

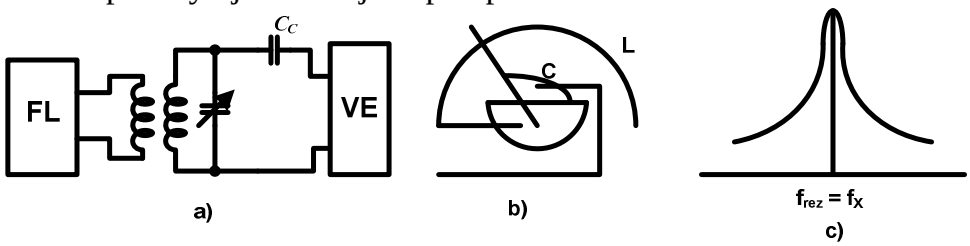


Fig. 91

Në fig.91–a, paraqitet një valëmatës rezonues me frekuencë shumë të lartë (200 MHz.) i ndërtuar me parametra të përqëndruar.

Qarku i valëmatësit është i përberë nga kondensatori dhe nga bobina. Theksojmë se bobina e përdorur mund të zgjidhet në mvartësi të frekuencës që duam të matim (pra është e ndrushme ose e komutushme). Për frekuencat 200 – 400 MHz., valëmatësi ndërtohet me kondensator variabël (fig,91-b). Kurba e rezonancës për këtë pajisje është paraqitur në fig.91–c. Eshtë e qartë që në këtë rast matja bëhet sipas tregimit më të madh, dmth. në pikën e rezonancës.

Në skemën e valëmatësit është vendosur një kondensator C_C. Me anën e tij realizohet një çiftim i dobët i valëmatësit me burimin e sinjalit dhe me voltmetrin elektronik, i cili shërben për kryerjen e matjeve të sakta. Gabimi i matjes varet nga selektiviteti i kurbës së rezonancës dhe është në vlerën 0,2 – 1%. Ky gabim mund të reduktohet nëse bëjmë matje në të dy anët e pikës së rezonancës.

Për qarkun në paralel selektiviteti i kurbës së rezonancës vlerësohet nëpërmjet faktorit të mirësisë, i cili përcaktohet nga:

$$Q = \frac{R}{\omega L} = \omega CR$$

d) <u>Matja e frekuencave të larta me metodën e krahasimit.</u>

Matja e frekuencës me metodën e krahasimit të drejtpërdrejtë është mjaft e saktë. Gabimi varet nga saktësia e frekuencës së njohur të pranuar si kampione. Këtu hasim dy mënyra matje; duke konsideruar *rrahjet zero* ose *dy rrahjet*.

Në fig.92–a, paraqitet skema e matjes së frekuencës me rrahjet zero. Në përzjerës zbatohen lëkundjet me frekuencë f_X që duam të masim dhe lëkundje me frekuencë të njohur f_K . Në dalje të skemës përzjerse është lidhur një filtër i frekuencës së ulët, i cili lejon të kalojë vetëm diferenca e frekuencave

$$\Delta f = \left| f_X - f_K \right|$$

dhe nuk lejon kalimin e frekuencave të tjera të larta si f_X, f_K ***dhe*** $f_X + f_K$. Kur diferenca e frekuencave ndodhet në diapazonin e frekuencave akustike, mund ë përdoret, në rolin e dedektorit, altoparlanti (kufjet). Nëqoftë se frekuenca f_K është e ndryshueshme në mënyrë të vijushme,

diferenca e frekuencave ***Δf*** do të ndryshojë sipas vartësisë që jepet në fig.92–b, dhe për $f_X = f_K$, do të kemi rrahjet zero. Meqënëse perceptimi akustik i njeriut shfaqet në brezin e frekuencave nga F_L =20 Hz. deri në F_H= 20 KHz., vartësia e ***Δf*** nga f_K , do të jetë si në fig.92–c.

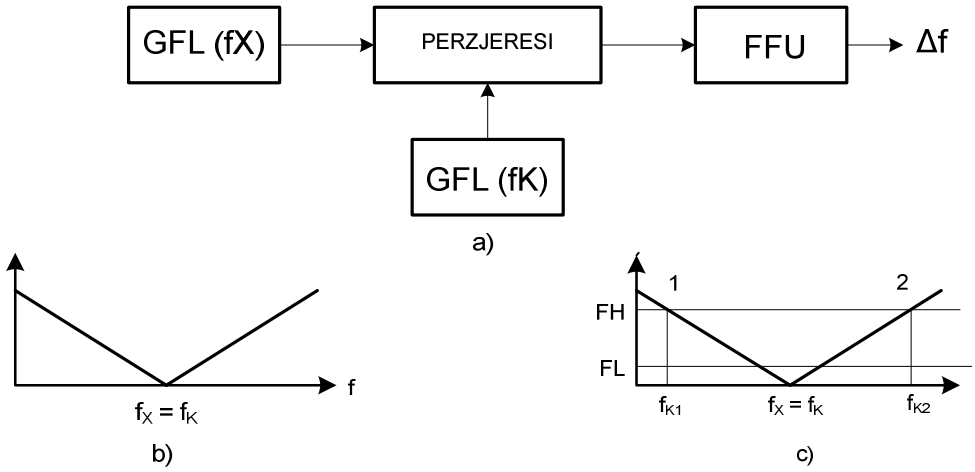


Fig. 92

Për pikën 1, me rritjen e frekuencës së njohur, ulet toni (zvoglohet diferenca e frekuencave) dhe, për pikën 2, për zvoglim të frekuencës së njohur, zvoglohet toni. Drejtëzat e figurës janë simetrike por me pjertësi me shënjë të kundërt. Në këtë mënyrë, nga figura mund të përcaktojmë frekuencën e matur nga:

Në pikën 1 kemi $f_x = f_{K1} + \Delta f$

Në pikën 2 kemi $f_X = f_{K2} - \Delta f$

Frekuenca akustike $F = \Delta f$ mund të matet me një nga mënyrat e përshkruara më sipër. Në ato raste kur saktësia e frekuencave f_X dhe f_{K1} janë të larta, në dalje të filtrit të frekuencës së ulët, mund të lidhim një aparat matës manjetoelektrik, shigjeta e të cilit do të lëkundet me frekuencën e diferences, kur kjo të jetë 1 – 2Hz.Gabimi absolut tani do të jetë në të dhjeta të frekuencës 1 Hz. dhe saktësia e matjes rritet me rreth dy rende.

2. *MATJA E FUQISË:*

Në lëndën "Pajisje dhe Sisteme Matje" kemi pare se si përcaktohet dhe matet fuqia e një qarku elektrik në frekuencë industriale nëpërmjet përdorimit të vatmetrave elektrodinamikë apo në menyrë indirekte duke patur vlerat e tensionit, rrymës, faktorin e fuqisë (cosφ) ose energjinë dhe kohëzgjatjen e proçesit.

Në elektronikë, matja e fuqisë bëhet në frekuenca të larta dhe shumë të larta. Kështu themi se matja bëhet:

1. në të gjithë brezin e frekuencave duke filluar që nga rryma e vazhduar e deri në frekuencën 10^{13} – 10^{14} Hz. (diapazoni i përdorimit të fbrave optike);
2. kur diapazoni i vlerave të matura të fuqisë është në intervalin 10^{-16} deri 10^{7} W;
3. për matjen e fuqisë të zbatuar në ngarkesë, sidomos kur transmetimi i energjisë bëhet nëpërmjet një linje;
4. për përcaktimin në mënyrë të tërthortë të tensionit ose rrymës në ngarkesë.

   Në elektronikë zakonisht bëhet matja e fuqisë mesatare, gjë që mënjanon domosdoshmërinë e njohje së formes së sinjalit. Kjo llogaritet:

$$P = \frac{1}{T}\int_0^T vidt = \frac{1}{T}\int_0^T pdt$$

ku **v, i** dhe **p** janë vlerat e çastit të tensionit, të rrymës dhe të fuqisë.

Në diapazonin e frekuencave shumë të larta shpesh kemi të bejmë me lëkundje me modulim impulsive, psh. për impuls modulues kënddrejtë (Fig.93-a). Në këtë rast dallojmë fuqitë impulsive dhe mesatare.

$$P_{imp} = \frac{1}{T}\int_0^\tau vidt = \frac{V_m I_m}{2}$$

$$P = \frac{1}{T}\int_0^\tau vidt = \frac{\tau}{T}\frac{V_m I_m}{2} = \frac{\tau}{T}P_{imp}$$

Ku **τ** dhe **T** janë përkatësisht kohëzgjatja dhe perioda e përsëritjes e impulsit mudulues.

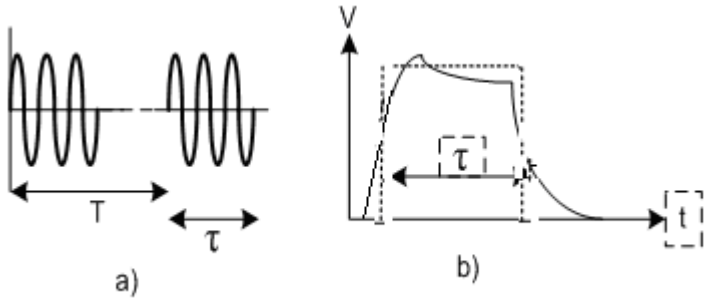


Fig.93

Kur impulse nuk ka formë katërkëndëshe, ai zëvëndësohet nga impulse i njëvlefshëm kënddrejtë, me të njëjtën sipërfaqe dhe me kohëzgjatje të marrë në gjysëmnivelin e amplitudes. (fig. 93-b).

Për matjen e fuqisë, përveç njësisë bazë (wat) dhe shumfishat apo nënfishat e tij, përdoren gjithashtu edhe njesitë logaritmike relative në ***dB*** (decibel) ose në ***neper*** (1 neper = 8,68 dB.). Ky vlerësim jepet:

$$a = 10\log\frac{P}{P_0}(dB) = \ln\frac{P}{P_0}(neper)$$

Matja e fuqisë me njësi logaritmike është bazë në linjat e transmetimit (linjë fizike apo radiolinjë), ku ndryshimi i nivelit të sinjalit është shumë i madh (për shkaktë shuarjes dhe përdorimit të përforcimeve ndërmjetëse, që janë prezente në një rast të tillë).

Në linjat e transmetimit është problem i rëndësishëm përftimi i fuqisë maksimale në ngarkesën që ndodhet në fund të linjës, duke bërë përshtatjen e burimit me linjën dhe linjën me ngarkesën (përputhja e rezistencave valore). Në kushtet e përshtatjes, burimi del i ngarkuar nga rezistenca karakteristike (valore) e linjës dhe fuqia në ngarkesë është:

$$P_{\max} = \frac{V^2}{Z_V}$$

ku $\boldsymbol{V}$ është vlera efektive e tensionit të burimit dhe $\boldsymbol{Z_V}$ është rezistenca valore e linjës.

Në kushte praktike, përshtatja në linjat e transmetimit është e pjesëshme dhe fuqia në ngarkesë është:

$$P = P_{\max}\left(1 - |p|^2\right)$$

ku $\boldsymbol{p}$ është koeficienti i pasqyrimit nga fundi i linjës.

Kur p = 0,05 – 0,2 ai është i pranushëm dhe fuqia në ngarkesë do të jetë (0,99 – 0,96) P_{max}

Në linjat e transmetimit, një pjesë e fuqisë humbet në linjë. Rendimenti i linjës, e ngarkuar me rezistencë active, është:

$$\eta = \frac{P}{P_{\max}} = \frac{1}{1 + \left(b + \frac{1}{b}\right)\alpha - l}$$

ku $b = \dfrac{1 - |p|}{1 + |p|}$ është koeficienti i vales bredhëse.

α është shuarja specifike (për njësi të gjatësis së linjës).

l është gjatësia e linjës.

Matja e fuqisë në frekuenca të larta, kryhet:

1. me metodën e shndrimit të energjisë në nxehtësi;
2. me metodën fotometrike;
3. me metodën e bazuar në efektin e Hollit;
4. me aparate që kanë karakteristika kuadratike;
5. me metodën e bazuar në veprimin mekanik të fushës elektromanjetike;
6. me metodën e tërthortë.

Dimë se vatmetrat janë aparatet matës që shërbejne për matjen e fuqisë. Theksojmë se, pamvarsisht nga parimi i ndërtimit, ata grupohen në dy kategori:

I. vatmetra të tipit përthithës;
II. vatmetra te fuqis kalimtare.

Vatmetrat përthithës përdoren kur kemi për të bërë matje të sakta, pra ata përdoren kur matet fuqia në ngarkesën e përshtatur me linjën. Në kë të lloj matje vatmetri zëvëndëson ngarkesën dhe e gjithë fuqia përthithet nga aparati.

Vatmetrat e fuqisë kalimtare përdoren për matje në linjat e transmetimit në kushte pune. Në vatmetër përthithet një pjesë shumë e vogël e fuqisë, që shkon në ngarkesë. Vatmetri i fuqisë kalimtare është më i përdorshmi për matjen e fuqisë ne kushte pune.

Një kategorizim tjetër i vatmetrave është edhe ai sipas fuqis së matur. Sipas kesaj, kemi:

1. Vatmetra të fuqive të mëdha ku grupohen vatmetrat që përdoren në fuqitë 10 – 107 W;
2. Vatmetra të fuqisë së mesme ku grupohen vatmetrat që përdoren në fuqitë 10^{-1} – 10 W;
3. Vatmetra të fuqisë së vogël ku grupohen vatmetrat që përdoren në fuqitë 10^{-16} – 10^{-1} W.

   Dhe së fundi, vatmetrat mund të grupohen edhe sipas saktësisë së matjes:

a) Vatmetra të saktësisë së lartë kur gabimi i matjes nuk kalon vlerën 5%;
b) Vatmetra të saktësisë së mesme kur gabimi është 5 - 10% ;
c) Vatmetra të saktësisë së ulët kur gabimi është 10 – 25%.

a) Matja e fuqisë me metodën kalorimetrike.

Një këtë metodë përdoret vatmetër përthithës i cili përbëhet nga:

a) *rezistenca e ngarkesës,* e cila vendoset në vënd të ngarkesës reale që ushqen burimi;
b) *shndruesi i energjisë* nga elektrike në termike që shërben për pëcaktimin e fuqisë së harxhuar në ngarkesë.

Si pajisje shndruese përdoret kalorimetri, termistori dhe termorezistenca.

- Metoda kalorimetrike përdor vatmetër kalorimetrik (vatmetër përthithës me shndrues kalorimetrik) i cili ka një saktësi matje të lartë (gabim 3 – 5%). Zakonisht ky përdoret për matje në fuqi të mëdha (mbi 1000W.). Praktikisht përdoret një vatmetër me ujë rrjedhës që përdoret për ftohje.

Në fig. 94 paraqitet vatmetri kalorimetrik i fuqisë së madhe, që ka këtë parim pune:

Duke aplikuar fuqinë e sinjalit në rezistencën e ngarkesës $\mathbf{R_{ng}}$, kjo e fundit do të ngrohet dhe kjo nxehtësi do t´i transmetohet ujit rrjedhës. Si pasojë, uji që futet në vatmetër me një temperaturë $\mathbf{T_1}$, do të dali prej tij me nje temperaturë $\mathbf{T_2}$. Pra temperatura e ujit në dalje do të rritet për vlerën $\mathbf{\Delta T}$ proporcionale me fuqinë e sinjalit dhe me sasinë e ujit që rrjedh në një sekondë (e cila matet njëkohësisht). Formula përllogaritëse, është:

$$P = 4{,}18 D_1 \Delta T \ (W) \qquad ku\, D_1 - debiti\ ne \left(\frac{cm^3}{sekonde} \right)$$

$$P = 70 D_2 \Delta T \ (W) \qquad ku\, D_2 - debiti\ ne \left(\frac{l}{minut} \right)$$

Për matje të sakta, duhet që uji në kalorimetër të ngrohet njëtrajtësisht dhe të kemi humbje nxehtësije sa më të vogla. Për të realizuar këtë të fundit, bëhet izolimi i kalorimetrit si dhe sigurohet një diferencë temperature e ujit (hyrje-dalje) prej 1 – 2°C. Gjithashtu duhet që shpejtësia e rrjedhjes së ujit (debiti) të jetë konstante dhe rezistenca e kalorimetrit të jetë e pershtatur me linjën e transmetimit.

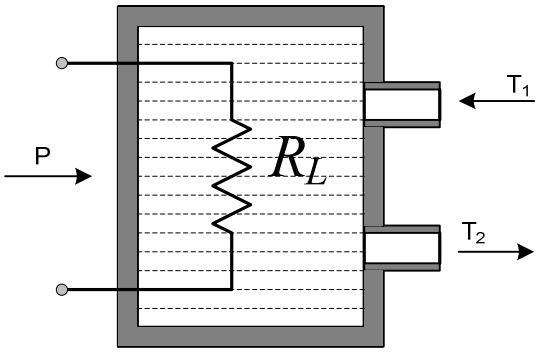


Fig.94

Në valët metrike, rezistenca ndërtohet me parametra të përqëndruar. Në valet centimetrike rolin e ngarkesës e kryen vetë uji, i cili sillet si ngarkesë me parametra të shpërndarë.

Për frekuenca të ndryshme, konstruksioni i vatmetrave është paksa i ndryshëm nga ky që sapo pamë. Nga ana tjetër, edhe temperatura, në vënd që të matet me termometra, matet nëpërmjet termoçiftëve, Fem. e të cileve aplikohet në një milivoltmetër të shkallëzuar në °C.

Si veti të mira të vatmetrave kalorimetrikë, mund të japim:

1. Saktësia e lartë e matjes;
2. Mundësia e shkallëzimit të rrymës së vazhduar ose alternative;
3. Mundësia e përdorimit në frekuenca shumë të larta dhe në të gjitha llojet e linjave të transmetimit.

Si të meta të vatmetrave kalorimetrikë, mund të theksojmë:

1. Kohëzgjatja e kryerjes së matjes është e madhe;
2. Gabimi i këtij vatmetri është i kushtëzuar nga gabimet e matjes të diferencës së temperaturave dhe të shpejtësisë së qarkullimit të ujit;
3. Përshtatje jo e plotë e ngarkesës me linjën;
4. Humbje të nxehtësisë nga mosrealizimi i përsosur i termoizolimit të vatmetrit.

Në një vatmetër të tillë, kemi gabimin:

$$\gamma_V = \gamma_{DT} + \gamma_{ShU} + \gamma_{PP} + \gamma_{HN}$$

ku: γ_{DT} është gabimi relativ i matjes së diferencës së temperaturës;

γ_{ShU} është gabimi relativ i imatjes shpejtësisë së rrjedhjes të ujit;

γ_{PP} është gabimi relativ i përshtatjes së pjesëshme;

γ_{HN} është gabimi relativ i humbjeve të nxehtësisë

- <u>Metoda e termistorit apo e termorezistencave</u>, përfaqson një metodë tjetër e cila konsiderohet si metoda kryesore për matjene fuqive të mesme dhe të vogla. Kjo bazohet në matjen e përcjellshmërisë të termorezistencave dhe të termistorëve, kur në to humbet energjia elektromanjetike. Termistorët kanë koeficient termik negativ të rezistencës (NTC), ndërsa termorezistencat kanë koeficient termik pozitiv të rezistencës (PTC).

Termorezistenca ndërtohet me materjal përcjellës, pra me rritjen e temperaturës, rezistenca e saj rritet. Termistori ndërtohet me materjal gjysëmpërçues dhe rezistenca e tij varet shumë nga temperatura. Rezistenca e termistorit zvoglohet me rritjen e temperaturës. Në të dy rastet, ndryshimi i vlerës së rezistencës, do të shkaktojë edhe ndryshimin e fuqisë të humbët në këta elementa. Në të dy rastet do të kemi një varësi jolineare të rezistencës nga ndryshimi i temperaturës (fig. 95).

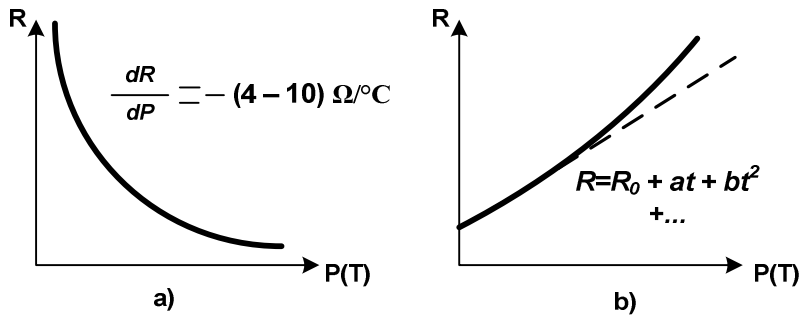


Fig. 95

Nga figura del eqartë se vartësia e rezistencës nga temperatura për termorezistencat, mund të linearizohet. Për termistorët, kjo vartësi mbetet jolineare.

Termorezistencat ndërtohen me përcjellës metalik (platin me diametër 1,5µm ose volfram me diametër 10 – 15µm.), me seksion tërthor rrethor apo katërkëndësh.Ato me seksion rrethor shërbejnë për matje deri në frekuencat 300 MHz. kurse ato me seksion katërkendësh, shërbejnë për matje në frekuencat më të larta.

Termistori ndërtohet në dy forma: sferike me diametër 0,5 – 1 mm. dhe në formë disku me diametër prej disa milimetrash. Duhet patur parasysh se rezistenca e një termistori në formë disku, varet shumë nga temperatura e ambjentit rrethues dhe shumë pak nga fuqia që humbet në të. Për ketë ky termistor përdoret shpesh për kompensimin e ndikimit të temperaturës së mjedisit në termistorin sferik.

Karakteristikë e rëndësishme e termistorit dhe termorezistencës, është vartësia e ndjeshmërisë **(dR/dP)** nga fuqia, e cila për termistorin është negative dhe me dhjetra herë më e madhe se në termorezistencat.

Meqënëse rezistenca e termistorit të ftohtë është e madhe, ai parangrohet duke përdorur rrymë të vazhduar dhe duke zgjedhur njëkohësisht pikën e punës në pjesën me pjerrësi më të madhe në kurbë (për vlerën e rezistencës 100 – 500 Ω).

Gjatësia e termorezistencës zgjidhet e tillë që shpërndarja e rrymës në atë të jetë e njëtrajtëshme dhe për gjatësin më të vogël të valës së punës. Për të plotësuar këtë kërkesë, duhet që gjatësia e saj të jetë:

$$l_{TR} = 0{,}1.\lambda_{\min}$$

Parimi i punës për matjen e fuqisë me termistorë e termorezistenca mbështetet në skemën e dhënë në fig. 96, në të cilën paraqitet një urë e rrymës alternative.

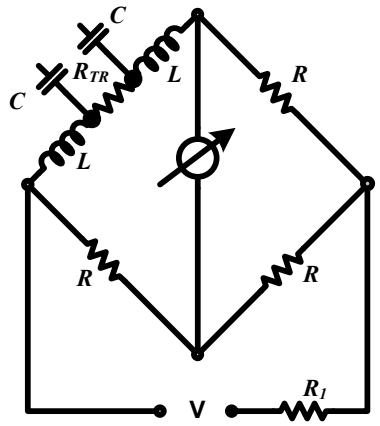


Fig. 96

Në tre krahë të urës vendosen rezistenca të barabarta (R), kurse në krahun e katërt lidhet termorezistenca (apo termistori), rezistenca e së cilës varet nga shuma e fuqive të aplikuara.

$$R_{TR} = f(P_0, P)$$

Kapacitetet C dhe induktivitetet L, shërbejnë për ndarjen e qarqeve të rrymës së vazhduar (të vendosjes së pikës së punës) me atë të frekuencës së lartë (fuqia që do të matet). Me anën e rezistencës R_1 zgjidhet pika e punës e termistorit me qëllim që në qetësi të kemi $\mathbf{R_{TR}}$

= R. Duke aplikuar fuqi me frekuencë të lartë, bëhet prishja e ekuilibrit të urës. Ndryshojmë tani rrymën e vazhduar me anën e rezistencës R_1 deri sa të rivendoset ekuilibri i urës. Diferenca e fuqive të rrymës së vazhduar para zbatimit dhe pas zbatimit të fuqisë me frekuencë të lartë, jep fuqinë që duam të matim.

Kjo mënyrë matje mund të përdoret parimisht në çdo diapazon frekuencash, por praktikisht ajo ka gjetur përdorim vetëm në valë decimetrike dhe centimetrike.

b) ***Matja e fuqisë me metodën kalimtare.***

Vatmetrat e tipit përtithës matin fuqinë që konsumohet në vetë aparatin matës, rezistenca e të cilit përshtatet me linjën e transmetimit. Në kushte punë, përshtatja nuk është e plotë dhe gjithashtu duhet të matim fuqinë që shkon në ngarkesën reale. Në këtë rast, vatmetri duhet të ndikojë sa më pak në madhësin e fuqis së matur, që do të thotë se ai duhet të përthithë pjesë sa më të vogël të fuqisë prej qarkut të punës. Në këtë mënyrë matja e fuqisë bëhet me metodën e fuqisë kalimtare dhe realizohet duke përdorur:

- linjë matëse;
- degëzues të drejtuar;

- Matja e fuqisë me linjat matëse. Fuqia që shkon në ngarkesën Z_L të lidhur në fundin e linjës me rezistencë valore Z_V, është e barabartë me diferencën e fuqive të valës së drejtë P_D dhe të reflektuar P_R.

$$P = P_D - P_R$$

Meqënëse këto janë vale bredhëse, mund të shkruajmë:

$$P_D = \frac{V_D^2}{Z_V} \qquad dhe \qquad P_R = \frac{V_R^2}{Z_V}$$

Ku $\boldsymbol{V_D}$ dhe $\boldsymbol{V_R}$ janë përkatësisht vlerat efektive të tensioneve të valës së drejtë dhe të reflektuar. Duke zëvëndësuar P_D dhe P_R, do të kemi:

$$P = \frac{V_D^2 - V_R^2}{Z_V} = \frac{(V_D + V_R)(V_D - V_R)}{Z_V} = \frac{V_{\max} V_{\min}}{Z_V}$$

ku $\boldsymbol{V_{max}}$ dhe $\boldsymbol{V_{min}}$ janë tensionet e matura në barkun dhe nyjen e tensionit në linjën matëse.

- Matja e fuqisë me degëzues të drejtuar. Matja e fuqisë kalimtare, sidomos në diapazonin e valëve centimetrike ose më të vogla, është e bazuar në përdorimin e degëzuesve të drejtuar. Degëzuesi i drejtuar është një linjë e ngarkuar në fundet dhe e çiftuar me linjën e transmetimit. Në sejcilin fund ai reagon ndaj fuqisë së frekuencave të larta që përhapet në njërin drejtim (vala e drejtë apo e reflektuar) dhe përthith vetëm një pjesë shumë të vogël të saj. Ai ndërtohet me linjë simetrike, koaksiale ose valësjellëse.

Si tregues për matjen e fuqisë përdoret skema diferenciale me dy termoçifte.

Në valët decimetrike ($f \geq 600\,MHz.$) përdoret degëzuesi i drejtuar, i ndërtuar me linjë koaksiale si në fig. 97-a. Në linjën koaksiale është vendosur laku i çiftimit me përmasa shumë të vogla në krahasim me gjatësin e linjës, i cili realizon vetëm çiftim manjetik të dobët.

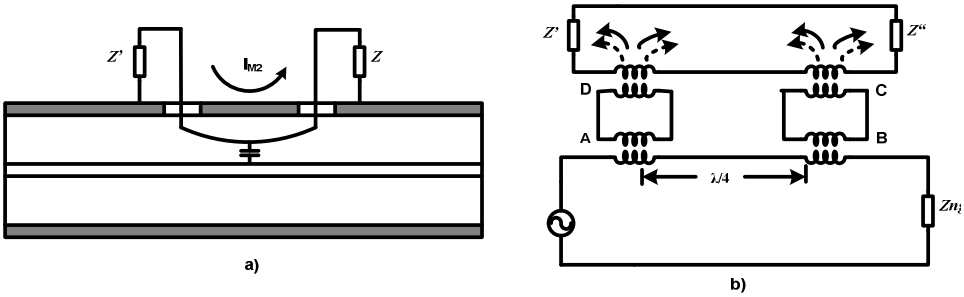


Fig. 97

Degëzimi i fuqisë, nga linja në punë në linjën matëse, të bëhet të paktën nga dy elemente të njëjta të vendosura në largësi **λ/4** , ku **λ** është gjatësia e valës ku bëjmë matjet. Për të sqaruar punën e degëzuesit me linjë valësjellse, shërben skema e fig.97-b. Në linjën e punës janë të dyja valët, e drejtë dhe e reflektuar. Për thjeshtësi studimi, veprimi i sejcilës valë shifet i ndarë. Në pikat A dhe B një pjesë e fuqisë degëzohet në linjën **2** nëprmjet elementëve të çiftimit. Në pikat C dhe D të linjës së dytë matëse, lindin dy valë që përhapen në drejtime të kundërta. Meqënëse elementët e çiftimit janë të vendosura në distance **λ/4** larg njëri tjetrit, atëhere valet që shkojnë drejt **Z"** nga pikat C dhe D janë në fazë, sepse përshkojnë rrugë të barabarta, kurse valet që shkojnë drejt **Z',** po nga pikat C dhe D, janë

në kundërfazë, sepse përshkojnë rrugë me diferencë **λ/2** (rruga ABCD është me **λ/2** më e madhe se rruga AD).

$$Z'' = Z' = Z_{V2}$$

E gjithë fuqia e degëzuar e valës rënëse do të përthithet nga rezistenca **Z".** E njëjta pamje është edhe për valet e reflektuara. Në **Z'** do të përthithet fuqia që degëzohet nga vala e reflektuar, kurse në **Z"** fuqia e përthithur nga degëzimi i vales së reflektuar do tëjetë zero. Veçorit e përshkruara për degëzuesin e drejtuar, vlejnë vetëm për një vale, në të cilin largësia e elementëve çiftues, është **λ/4**. Për zgjerimin e diapazonit të frekuencave, në të cilin mund të përdoret një degëzues i drejtuar, duhet të rritim numrin e elementëve çiftuese, duke ndryshuar njëkohësisht largësitë ndërmjet tyre.

3. MATJA E PARAMETRAVE TË PËRQËNDRUAR.

Mënyrat e matjes së parametrave të përqëndruar R, L dhe C janë të shumëllojshme. Kjo i dedikohet diapazonit shumë të gjerë të frekuencave të punës dhe saktësisë së matjeve. Në frekuenca më të mëdha se 100kHz. kemi të bëjmë me vlera të përbëra të elementëve të qarkut (për shkak të parazitizmave që i shoqërojnë) dhe kjo kushtëzon matjen në frekuencën e punës. Për të njëjtët elementë, matja në frekuenca të ndryshme, jep rezultate të ndryshme sidomos për elementët e qarkut që përmban induktivitete apo kapacitete.

Për matje në të gjithë diapazonin e frekuencave, duke filluar nga frekuenca mbi 50 kHz., përdoret mënyra rezonuese, e cila është një mënyrë shumë e shpejtë matje dhe me gabim **2 ÷ 5%.** Duhet theksuar se, në diapazone të ndryshme, ndërtimi i qarkut rezonues ndryshon shumë. Kështu, deri në frekuencat 100 – 300 MHz, kemi të bëjmë me qark me parametra të përqëndruar dhe, për frekuenca më të larta, kemi të bëjmë me qarqe me parametra të shpërndara.

MATJA E KAPACITETIT

A. Matja e kapacitetit me metodën e Ampermetrit dhe Voltmetrit

Kjo metodë është më e thjeshta dhe realizohet nëpërmjet përdorimit të skemës së fig. 98.

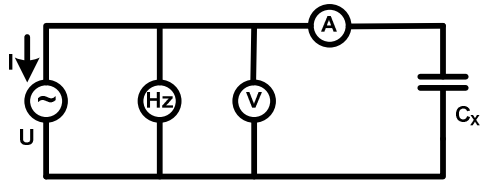


Fig. 98

Eshtë e qartë se kjo matje kryhet në rrymë të ndryshueshme sinusoidale pasi në këtë rast kemi kalim të rrymës nëpër kondensator.

$$Z = \frac{U}{I} = \sqrt{R^2 + \frac{1}{(\omega C_X)^2}} = \frac{1}{\omega C_X}\sqrt{1+d^2} \approx \frac{1}{\omega C_X}$$

ku $\boldsymbol{d=\omega C_X R}$ **-** është faktori i humbjeve. Nga formula nxjerrim:

$$C_X = \frac{I}{\omega U}$$

Rënia e tensionit në ampermetër është shumë më e vogël se ajo në kondensator. Kështu që këndi i shfazimit ndërmjet rrymës dhe tensionit në kondensator është afërsisht 90°. Duke u nisur nga kjo tensioni i aplikuar në kondensator, të konsideruar deri në armonikën e tretë, do të ketë formën:

$$u = U_{1\max}\sin\omega t + U_{3\max}\sin 3\omega t$$

Rryma që kalon nëpër kondensator, është:

$$i = C\frac{du}{dt} = \omega C U_{1\max}\cos\omega t + 3\omega C U_{3\max}\cos 3\omega t$$

Vlerat efektive të tensionit dhe të rrymës që maten në instrumentat matës, janë:

$$U=\sqrt{\left(\frac{U_{1\max}}{\sqrt{2}}\right)^2+\left(\frac{U_{3\max}}{\sqrt{2}}\right)^2} \qquad dhe \qquad I=\sqrt{\left(\frac{\omega C U_{1\max}}{\sqrt{2}}\right)^2+\left(\frac{3\omega C U_{3\max}}{\sqrt{2}}\right)^2}$$

Përfundimisht kemi:

$$\frac{U}{I}=\frac{1}{\omega C}\sqrt{\frac{1+\left(\frac{U_{3\max}}{U_{1\max}}\right)^2}{1+\left(\frac{3U_{3\max}}{U_{1\max}}\right)^2}}=Z$$

Po të konsiderojmë vlerat mesatare të rrymës dhe tensionit, kemi:

$$U_{mes}=\frac{U_V}{1{,}11}=\frac{2}{\pi}\left(U_{1\max}+\frac{1}{3}U_{3\max}\right) \qquad dhe \qquad I_{mes}=\frac{I_A}{1{,}11}=\frac{2\omega C}{\pi}\left(U_{1\max}-U_{3\max}\right)$$

B. Matja e kapacitetit me Urat e Rrymës Alternative.

Kjo lloj ure e Tipit Wheatstone mundëson matjen e elementëve reaktive të qarqeve elektrikë. Ekzistojnë disa lloje skemash që realizohen për matjen e kapaciteteve. Le t'i shofim me radhë:

a) Ura e thjeshtë kapacitive: Skema përbëhet nga katër krahët e urës. Në krahët e urës janë vendosur kapaciteti i panjohur C_X, kapaciteti standart C_1, rezistencat e rregullueshme R_3 dhe R_4, si në fig.99. Në këto kushte kemi:

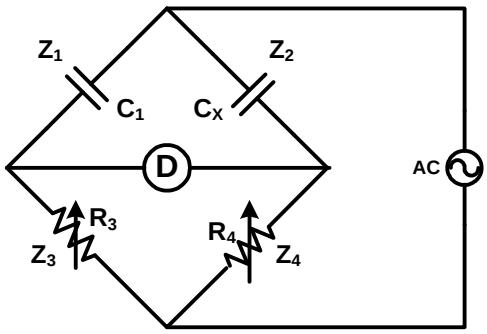


Fig. 99

$$Z_1 = \frac{-j1}{\omega C_1} \qquad Z_2 = \frac{-j1}{\omega C_X}$$

$$Z_3 = R_3 \qquad Z_4 = R_4$$

Dimë që kushti i ekuilibrit të urës është

$$\frac{Z_1}{Z_3} = \frac{Z_2}{Z_4}$$

Pra:

$$\frac{\frac{-j1}{\omega C_1}}{R_3} = \frac{\frac{-j1}{\omega C_X}}{R_4} \qquad ose \qquad \frac{1}{C_1 R_3} = \frac{1}{C_X R_4}$$

Përfundimisht:

$$\boxed{C_X = \frac{C_1 R_3}{R_4}}$$

Vlerat apsolute të rezistencave të thjeshta aktive nuk influencojnë shumë në matje pasi këto janë të vendosura në raport (shif formulën). Nga ana tjetër kapacitetet e panjohur dhe të lidhur në skemë presupozohen të pastra, pra me dielektrik ideal pa rrjedhje. Në rast se kapaciteti i panjohur do të kishte rrjedhje, gjë që në skemë do të

paraqitej me një rezistencë aktive në paralel, kjo skemë nuk mund të përdorej për matje të sakta pasi ura nuk mund të ekuilibrohet. Kështu që mund të themi se skema e fig. 99 vlen për matjen e kapaciteteve që kanë dielektrik me rezistencë të madhe.

b) Ura me degë rezistivo-kapacitive në seri: Në rastet e kapaciteteve reale, ku kondensatori paraqitet si kombinacion i kapacitetit të pastër C_S me një rezistencë aktive R_S, përdoret skema e urës si në fig. 100. Në këtë skemë, rezistenca e panjohur është paraqitur me elementët C_S dhe R_S në seri, ndërsa në degën pranë kapaciteti standart C_1 është në seri me rezistencën standarte të rregullueshme R_1. Në dy degët e tjera kemi rezistencat e rregullueshme, si në fig. 99.

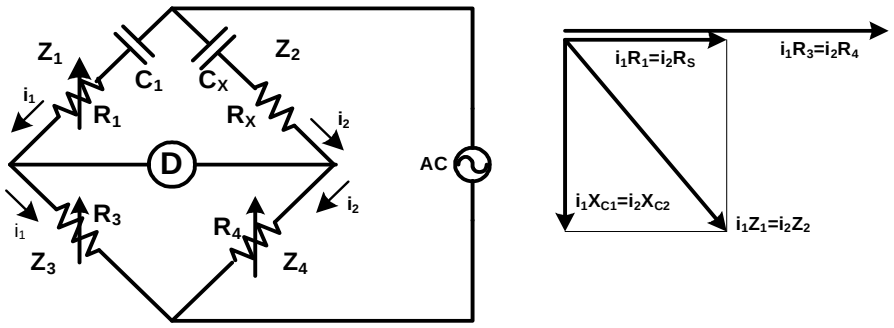


Fig. 100

Duke u nisur nga të njëjtat konsideracione si në paragrafin e mëparshëm, do të kemi:

$$\frac{R_1 - \frac{j1}{\omega C_1}}{R_3} = \frac{R_S - \frac{j1}{\omega C_S}}{R_4}$$

Për pjesët reale dhe imagjinare të ketij barazimi, kemi:

$$\frac{R_1}{R_3} = \frac{R_S}{R_4} \qquad \frac{1}{\omega C_1 R_3} = \frac{1}{\omega C_S R_4}$$

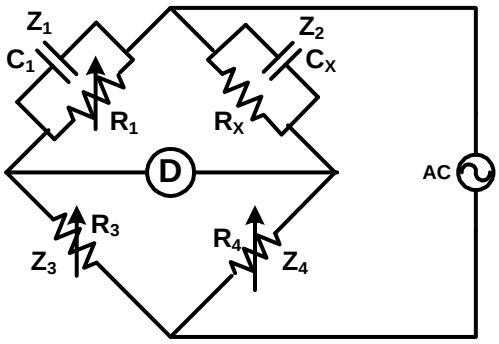
Nga ku:

$$R_S = \frac{R_1 R_4}{R_3} \qquad C_S = \frac{C_1 R_3}{R_4}$$

Diagrama vektoriale përfaqëson diagramën fazore për urën me degë rezistivo-kapacitive në seri. Rëniet e tensionit në degët Z_3 dhe Z_4, janë respektivisht i_1R_3 dhe i_2R_4. Që ura të ekuilibrohet duhet që këto dy rënie tensioni të jenë të barabarta dhe në fazë. Për këtë në diagramë janë paraqitur të barabarta dhe të përputhura në fazë. Rezistenca reaktive e C_1, duke qënë kapacitive e pastër, krijon rënien e tensionit i_1X_{C1} të çvendosur për një kënd 90°. Po kështu edhe rënia e tensionit i_2X_{CS}. Rezultantja e këtyre rënieve të tensionoit dotë paraqitnin vlerat i_1Z_1 dhe i_2Z_2 të përputhura në fazë.

Kjo skemë matje është më e preferuar për rastin e kapaciteteve me rezistencë të madhe të dielektrikut (rrjedhje rryme shumë të vogla dhe faktorin e humbjeve shumë të vogël).

c) Ura me degë rezistivo-kapacitive në paralel: Rast tjetër i paraqitjes së kapacitetit real të panjohur është edhe ai nëpërmjet qarkut ekuivalent paralel te tij: kapaciteti C_P në paralel me rezistencën R_P. Rezistencat R_3 dhe R_4 janë njëlloj si në rastet e mëparshme. Që të sigurohet ekuilibrimi i urës (fig.101), në degën Z_2 duhet të vendosen kapaciteti standart C_1 dhe rezistenca standart R_1 të lidhura në paralel.



Balancimi i kësaj ure, në anallogji me rastet e mësipërme, arrihet në kushtin:

$$\frac{Z_1}{Z_3} = \frac{Z_2}{Z_4}$$

Fig.101

ku: $\frac{1}{Z_1} = \frac{1}{R_1} - \frac{1}{\frac{j1}{\omega C_1}} = \frac{1}{R_1} + j\omega C_1$ *ose* $Z_1 = \frac{1}{\frac{1}{R_1} + j\omega C_1}$

$\frac{1}{Z_2} = \frac{1}{R_P} - \frac{1}{\frac{j1}{\omega C_P}} = \frac{1}{R_P} + j\omega C_P$ *ose* $Z_2 = \frac{1}{\frac{1}{R_P} + j\omega C_P}$

Duke zëvëndësuar, kemi:

$$\frac{\frac{1}{\frac{1}{R_1} + j\omega C_1}}{R_3} = \frac{\frac{1}{\frac{1}{R_P} + j\omega C_P}}{R_4} \quad ose \quad \frac{1}{R_3(\frac{1}{R_1} + j\omega C_1)} = \frac{1}{R_4(\frac{1}{R_P} + j\omega C_P)}$$

$$R_3\left(\frac{1}{R_1} + j\omega C_1\right) = R_4\left(\frac{1}{R_P} + j\omega C_P\right)$$

Për pjesën reale dhe imagjinare të këtij barazimi, kemi:

$$\frac{R_3}{R_1} = \frac{R_4}{R_P} \quad dhe \quad \omega C_1 R_3 = \omega C_P R_4$$

Nga ku:

$$\boxed{R_P = \frac{R_1 R_4}{R_3}} \quad \text{dhe} \quad \boxed{C_P = \frac{C_1 R_3}{R_4}}$$

C. ***Matja e kapacitetit me metodën rezonuese.***

Një skemë e thjeshtë për matjen e kapacitetit është dhënë në fig.102-a. Qarku lëkundës përbëhet nga bobina kampione me induktivitet L dhe kondensatori, të cilit do t'i matet kapaciteti C_X.

Momenti i rezonancës së qarkut vihet në dukje nëpërmjet voltmetrit elektronik. Matja kryhet me gabim të vogël kur çiftimi i qarkut lëkundës me gjeneratorin është i dobët. Në këtë rast, për matje, paraqiten shumë kërkesa të cilat i kemi parë në matjen e frekuencës.

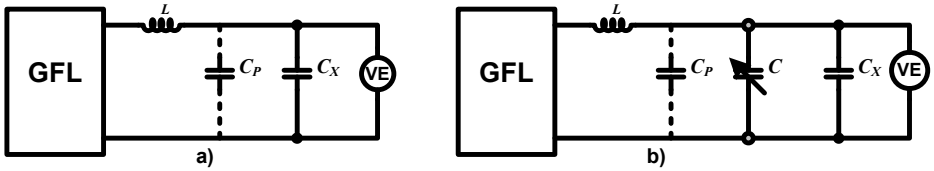


Fig 102

Vlera e kapacitetit të kondensatorit përcaktohet nga shprehja:

$$C_X = \frac{2{,}53 \cdot 10^{10}}{f^2 L} \qquad [pF]$$

Ku **f** është në kHz. dhe **L** është në μH.

Vlera e matur përfshin kapacitetin që duam të matim C_X dhe kapacitetin parazitar C_P të bobinës kampione.

$$C_X^{'} = C_X + C_P$$

Për të mënjanuar gabimin e krijuar të matjes për shkak të C_P, përdoret mënyra e zëvëndësimit, si më poshtë. Në këtë rast qarku lëkundës përmban elementë kampionë L dhe C (fig. 102-b).Matja kryhet duke akorduar qarkun (L-C) në rezonancë për vlerë të madhe të kapacitetit kampion C_1. Pastaj lidhet në paralel C_X me C dhe, duke zvogluar vlerën e këtij të fundit në një vlerë C_2, e akordojmë përsëri qarkun në resonancë po për të njëjtën frekuencë. Në këtë rast, kapaciteti parazitar, ndonse është prezent në skemë, nuk influencon në rezultat, për pasojë kryhet matje më e saktë.

$$C_1^{'} = C_1 + C_P \quad dhe \quad C_2^{'} = C_2 + C_P$$

$$C_X = C_1^{'} - C_2^{'} = C_1 - C_2$$

Një skemë tjetër për matjen e kapacitetit me metodën rezonuese është edhe skema analoge me të më sipërmen ku induktiviteti i qarkut lëkundës është i lidhur në paralel me kapacitetin (fig. 103). Për shkak të rezonancës voltmetrat elektronikë duhet të kenë qëndrushmëri të lartë izolacioni.

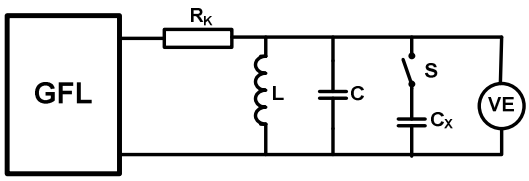


Fig.103

Matja e pare bëhet duke vendosur qarkun rezonues L-C në resonance. Marrim vlerën C_1 të kapacitetit C. Matja e dytë bëhet duke kyçur çelsin S, pra lidhim kapacitetin e panjohur C_X në paralel me C. Vlera e capacitetit të rezonancës C_1 tashti do të realizohet nga kapacitetet C_X dhe vlera C_2 më e vogël se C_1 e kapacitetit C. Nga këto dy matje pëcaktojmë vlerën:

$$C'_{1R} = C_1 \qquad dhe \qquad C'_{2R} = C_2 + C_X$$

$$C'_{1R} = C'_{2R} \qquad C_1 = C_2 + C_X \qquad C_X = C_1 - C_2$$

MATJA E INDUKTIVITETIT

A. ***Matja e induktivitetit me metoda të thjeshta.***

Kjo metodë bazohet në përdorimin e aparaturave të thjeshta të matjes (Ampermetër, Voltmetër e vatmetër) për matje e madhësis së induktivitetit. Këto aparate lidhen në një skemë të ushqyer nga një burim i rrymës alternative sinusoidale me frekuencë të konsiderushme.

Dimë se rezistenca e plotë $\boldsymbol{Z}$ e një bobine përbëhet nga dy komponentet (aktive $\boldsymbol{R}$ dhe reaktive $\boldsymbol{X_L}$). Rëniet e tensionit në këta elementa vektorialisht janë të shvendosur për 90°nga njëra-tjetra. Po kështu mund të themi edhe për komponentet e rrymave.

Një skemë për matjen e induktivitetit të një bobine reale, jepet në fig. 104.

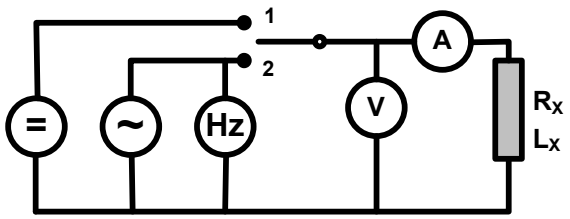


Fig. 104

Fillimisht çelsi vendoset në pozicionin 1, pra bobina ushqehet me rrymë të vazhduar. Në këtë rast raporti i tregimeve të Voltmetrit dhe Ampermetrit jep rezistencën $\boldsymbol{R_=}$:

$$R_= = \frac{U_1}{I_1} = R_A + R_X$$

Në pozicionin 2 të çelsit skema ushqehet me rrymë alternative me frekuencë ***f***. Në këtë rast raporti i tregimeve të Voltmetrit dhe Ampermetrit jep rezistencën e plotë ***Z:***

$$\frac{U_2}{I_2} = Z = \sqrt{(R_X + R_A)^2 + \omega^2 (L_X + L_A)}$$

Nga rezultatet e dy matjeve nxjerrim përfundimisht:

$$L_X = \frac{1}{\omega}\sqrt{\left(\frac{U_2}{I_2}\right)^2 - \left(\frac{U_1}{I_1}\right)^2} - L_A$$

Për rastin e matjes se induktiviteve me vlera shumë herë me të mëdha se induktiviteti i bobinës së ampermetrit, vlera e $\boldsymbol{L_A}$ mund të neglizhohet.

Në fig.105 jepet një skemë tjetër matje me të cilën bëhet vetëm një matje për të siguruar vlerat përcaktuese të induktivitetit.

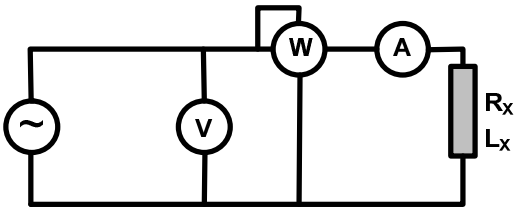


Fig 105

$$Z = \frac{U_V}{I_A} = \sqrt{(R_X + R_A)^2 + \omega^2 (L_X + L_A)^2}$$

$$R_A + R_X = \frac{P}{I^2} \qquad dhe \qquad L_X + L_A = \frac{1}{\omega}\sqrt{Z^2 - (R_X + R_A)^2}$$

Për rastin e matjes se induktiviteve me vlera shumë herë me të mëdha se induktiviteti i bobinës së ampermetrit, vlera e $\boldsymbol{L_A}$ mund të neglizhohet.

B. ***Matja e induktivitetit me Urat e Rrymës Alternative.***

Ekzistojnë disa tipe urash të rrymës alternative që janë të destinuara për matjen e induktivitetit. Këto skema urash janë:

a) Ura e thjeshtë induktive: Në fig. 106 jepet skema e urës, e bazuar në metodën krahasuese, për matjen e induktivitetit. Në krahët krahasues vendosen elementa
të pastër të të njëjtës natyrë, pra dy induktivitete dhe dy rezistenca aktive të pastra.

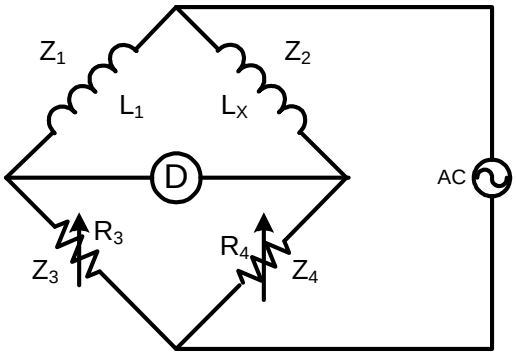


Fig. 106

$$Z_1 = j\omega L_1 \qquad Z_2 = j\omega L_X \qquad Z_3 = R_3 \qquad Z_4 = R_4$$

Duke i vendosur në mardhënien e krahëve të urës si më lart, do të kemi:

$$\frac{j\omega L_1}{R_3} = \frac{j\omega L_X}{R_4} \qquad ose \qquad \frac{L_1}{R_3} = \frac{L_X}{R_4}.$$

$$\boxed{L_X = \frac{L_1 R_4}{R_3}}$$

b) Ura me degë rezistivo-induktive në seri: Skema e paraqitur në fig.107 përfaqson urën me degë rezistivo-induktive në seri. Në këtë skemë, dega L_S – R_S përfaqson një induktivitet real, pra me një rezistencë komplekse aktivo-reaktive. Vlerat e panjohura të L_S dhe R_S përcaktohen në funksion të vlerave standarte të elementëve në krahët e tjerë të urës.

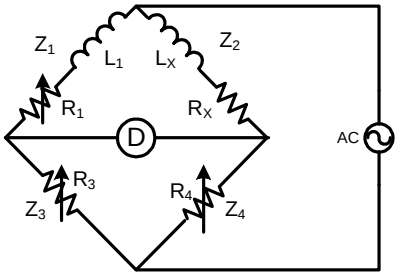


Fig. 107

Në rastin e ekuilibrimit të kësaj ure, kemi:

$$\frac{R_1 + j\omega L_1}{R_3} = \frac{R_S + j\omega L_S}{R_4} \quad \text{ose} \quad \frac{R_1}{R_3} + \frac{j\omega L_1}{R_3} = \frac{R_S}{R_4} + \frac{j\omega L_S}{R_4}$$

$$\frac{R_1}{R_3} = \frac{R_S}{R_4} \quad \text{dhe} \quad \frac{L_1}{R_3} = \frac{L_S}{R_4}$$

nga ku: $\boxed{R_S = \frac{R_1 R_4}{R_3}}$ dhe $\boxed{L_S = \frac{L_1 R_4}{R_3}}$

c) Ura induktive komplekse Maxwell: Kapacitete të pastra standart janë më të thjeshta në realizim kundrejt induktiviteteve të pastra standarte. Si pasojë, është e dëshirueshme që të realizohet matja e induktivitetit në një urë që përdor kapacitetin standart në vënd të një induktiviteti standart. Në fig. 108 paraqitet një urë e tillë e cila quhet *Ura Maxwell.* Në këtë urë, kapaciteti standart C_3 është e lidhur në paralel me rezistencën standart të rregullushme R_3. Edhe rezistencat e krahëve të tjerë R_1 due R_4 janë rezistenca standarte të rregullushme. L_S dhe R_S janë parametrat e induktivitetit që kërkohen të maten.

Ura Maxwell konsiderohet si më e dëshirueshme për matjen e bobinave me faktor të ulët mirësie (dmth se ωL_S është e krahasueshme me R_S).

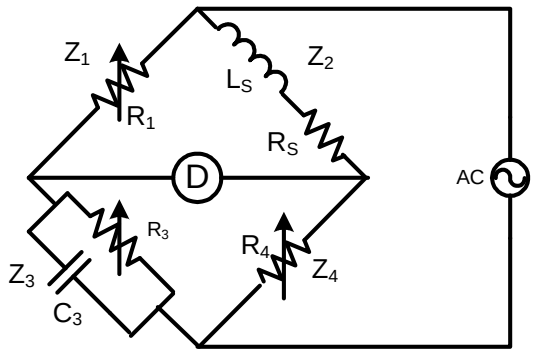


Fig. 108

$$\frac{1}{Z_3} = \frac{1}{R_3} - \frac{1}{\frac{j1}{\omega C_3}} = \frac{1}{R_3} + j\omega C_3$$

ose $$Z_3 = \frac{1}{\frac{1}{R_3} + j\omega C_3}$$ dhe $$Z_2 = R_S + j\omega L_S$$

$$\frac{R_1}{\frac{1}{\frac{1}{R_3} + j\omega C_3}} = \frac{R_S + j\omega L_S}{R_4}$$ ose $$\frac{R_1}{R_3} + j\omega C_3 R_1 = \frac{R_S}{R_4} + \frac{j\omega L_S}{R_4}$$

Duke konsideruar pjesën reale dhe imagjinare në veçanti, kemi:

$$\frac{R_1}{R_3} = \frac{R_S}{R_4}$$ nga ku $$\boxed{R_S = \frac{R_1 R_4}{R_3}}$$

$$\omega C_3 R_1 = \frac{\omega L_S}{R_4}$$ nga ku $$\boxed{L_S = C_3 R_1 R_4}$$

d) Ura induktive komplekse Hay: Skema e Urës Hay (Fig. 109), është e ngjajshme me atë të Urës Maxwell. Në këtë skemë konstatohet ndrimi i skemave të degëve Z_2 e Z_3 nga seriale në paralel dhe anasjelltas. Ekuacioni i ekuilibrit të urës është i njëjtë me atë të

urës Maxwell. Elementët e panjohur L_P e R_P janë degët e krahut të urës me qarkun paralel. Ekuivalenti përkatës serialë të tyre përcaktohen nga formulat e nxjerra për skemat ekuivalente për kalimin nga paralel në seri. Këto formula janë:

$$\boxed{R_S = \frac{R_P X_P^2}{R_P^2 + X_P^2}} \quad \text{dhe} \quad \boxed{X_S = \frac{X_P R_P^2}{R_P^2 + X_P^2}}$$

Kur ura është në ekuilibër, duke u nisur nga shprehja përkatëse, do të kemi:

$$\frac{R_4}{R_P} + \frac{R_4}{j\omega L_P} = \frac{R_3}{R_1} + \frac{1}{j\omega C_3 R_1}$$

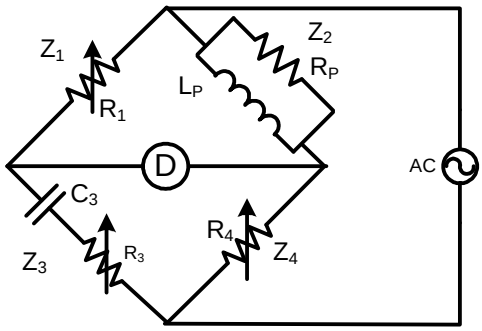


Fig. 109

Nga ku pjesa reale e imagjinare është:

$$\frac{R_4}{R_P} = \frac{R_3}{R_1} \quad \text{dhe} \quad \frac{R_4}{\omega L_P} = \frac{1}{\omega C_3 R_1}$$

Ose

$$\boxed{R_P \frac{R_1 R_4}{R_3}} \quad \text{dhe} \quad \boxed{L_P = C_3 R_1 R_4}$$

D. Matja e induktivitetit me metodën rezonuese.

Matja e induktivitetit të bobinave mund të kryhet me mënyrën rezonuese duke e lidhur bobinën në seri me kondensatorin e qarkut rezonues, kur induktiviteti i saj është i krahasushëm me atë të bobinës kampione, ose në paralel me kondensatorin C, kur induktiviteti i saj është shumë më i madh se i bobinës kampione. Në rastin e fig. 110-a, kemi në fillim qarkun rezonues në seri (L-C_1) dhe, pasi lidhim bobinën, kemi lidhjen në seri C_2 me L_X dhe të dy në seri me induktivitetin L. Në këtë rast L është konstante, pra mund të shkruajmë:

$$\omega L - \frac{1}{\omega C_1} = -\frac{1}{\omega C_2} + \omega L_X + \omega L$$

$$\frac{1}{\omega C_1} = \frac{1}{\omega C_2} - \omega L_X \qquad ose \qquad L_X = \frac{1}{\omega^2}\left(\frac{1}{C_2} - \frac{1}{C_1}\right)$$

dhe përfundimisht

$$L_X = \frac{2{,}53 \cdot 10^{10}\left(C_1 - C_2\right)}{f^2 C_1 C_2} \qquad [\mu H]$$

ku **f** në kHz dhe **C** në pF.

Në rastin e skemës të fig.110-b, kemi në fillim qarkun rezonues në seri (L-C_1) dhe, pasi lidhim bobinën, kemi lidhjen në paralel të L_X me C_2 në seri me L. Kështu mund të shkruajmë:

$$\omega L + \frac{1}{\omega C_1} = \omega L + \frac{1}{\frac{1}{\omega L_X} - \omega C_2}$$

$$\omega C_1 = \omega C_2 - \frac{1}{\omega L_X} \qquad ose \qquad L_X = \frac{2{,}53 \cdot 10^{10}}{f^2\left(C_2 - C_1\right)} \qquad [\mu H]$$

ku $\mathbf{C_1}$ është vlera e kapacitetit kampion, para lidhjes së bobinës dhe $\mathbf{C_2}$ vlera e kapacitetit të kondensatorit kampion pas lidhjes së bobinës.

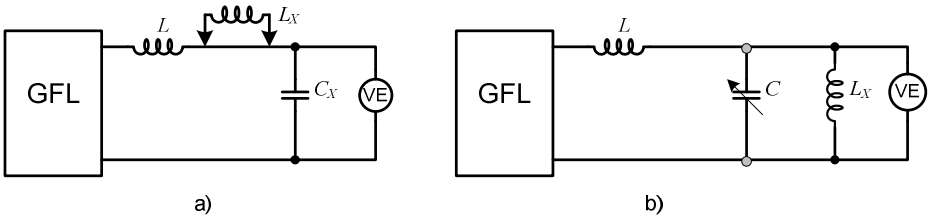


Fig.110

Nga shprehjet e mësipërme, del se, për vlera të vogla të induktivitetit, vlera fillestare e kapacitetit të kondensatorit kampion, duhet të jetë e madhe dhe pastaj zvogëlohet kur shtojmë L_X. Pë vlera të mëdha të induktivitetit duhet që vlera fillestare e kapacitetit të kondensatorit kampion të jetë e vogël dhe pastaj të rritet kur shtojmë L_X.

4. MATJA E PARAMETRAVE ME Q-METER.

Matja e parametrave të elementëve, të cilët destinohen të përdoren në pajisjet radiofonike si rezistenca, induktiviteti apo kapaciteti, është mire që të bëhet afërsisht në frekuencën e punës. Një gjë e tillë arrihet duke përdorur aparatin e quajtur Q-metër. Ky aparat shërben për përcaktimin e vlerave të *rezistencës, induktivitetit, kapacitetit dhe faktorit të mirësisë* për elementët e ndryshëm të një qarku elektrik.

Parimi i punës i Q-metrit bazohet në shfrytëzimin e rezonancës në seri, duke matur tensionin e zbatuar në qarkun lëkundës dhe tensionin në kondensatorin kampion të tij. Kjo bën të mundur matjen direkte të faktorit të mirësisë (cilësisë) së qarkut si dhe të kapacitetit. Me anën e llogaritjeve të mëtejshme, përcaktohet rezistenca active, shuarja, induktiviteti si dhe parametrat e një qarku me parametra të shpërndarë.

Skema e thjeshtuar e një Q-metri jepet në fig.111. Ajo përmban një gjenerator të frekuencave të larta, i cili shërben për ushqimin e qarkut rezonues në seri L-C dhe që mbulon një diapazon shumë të gjërë frekuencash 30 kHz. deri 300 MHz, të ndarë në disa

nëndiapazone. Qarku lëkundës është i shuntuar në hyrje nga një rzistencë aktive **($r = r_1 + r_2 + r_3$)** me vlerë shumë të vogël, në mënyrë që, tensioni i zbatuar në qark, të jetë V_S = 10 deri 20 mV. Të tre këto rezistenca shërbejnë për të ndryshuar tensionin e aplikuar në qarkun lëkundës dhe bëjnë të mundur ndryshimin e kufijve të matjeve të faktorit të mirësisë së qarkut. Voltmetri në hyrje, mat vlerën e tensionit të zbatuar, i cili duhet të ketë një vlerë të caktuar dhe konstante gjatë matjeve.

Le të analizojmë sjelljen e qarkut R-L-C në seri, që përfaqëson skemën e një Q-metrit (fig. 111) kur në hyrje të tij zbatohet sinjal sinusoidal me frekuencë të ndryshueshme. Elementët kryesor të kësaj skeme janë gjeneratori i frekuencës së ndryshushme, kapaciteti kampion variable dhe dy voltmetra që monitorojnë ushqimin e skemës dhe tensionin e kapacitetit ***C.*** Për një frekuencë të caktuar qarku ndodhet në rezonancë. Për qarkun rezonues në seri, shkruajmë se rryma në atë, është:

$$I = \frac{V_1}{Z} \qquad ku \qquad Z = R + j\omega L + \frac{1}{j\omega C} \qquad dhe \qquad X = j\left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)$$

Në rezonancë, kemi:

$$X = 0 \qquad dhe \qquad \omega L = \frac{1}{\omega C} \qquad ose \qquad \omega = \frac{1}{\sqrt{LC}}$$

Në qarkun e fig. 109 kemi gjithashtu R<<ωL (ku R është rezistenca e humbjeve të bobinës). Në frezonancë, rryma në qark dhe rëniet e tensioneve në bobinë e në kondensator, do të jenë:

$$I_0 = \frac{V_S}{R}; \qquad V_L = j\omega L\frac{V_S}{R} \qquad dhe \qquad V_C = \frac{V_S}{jR\,\omega C}$$

$$I_0 = \frac{V_S}{R}; \qquad |V_L| = \omega L\frac{V_S}{R} = V_S Q \qquad dhe \qquad |V_C| = \frac{V_S}{R\,\omega C} = V_S Q$$

ku $Q = \omega L/R = 1/R\omega C$ është ***mirësia*** e qarkut rezonues dhe shpreh cilësin e tij.

Në qoftëse V_S = 1 (në voltmetrin elektronik VE_1), atëhere faktori i mirësisë del numerikisht i barabartë me tensionin në kondensator dhe, voltmetri elektronik shkallëzohet direkt në njësinë e

mirësisë. Në ato raste kur mirësia e qarkut të formuar është e vogël, duhet punuar me tension më të madh në hyrje. Madhësin e tensionit, të zbatuar tek qarku rezonues, e ndryshojmë me anën e pjestuesit të tensionit me rezistencat r_1, r_2 dhe r_3.

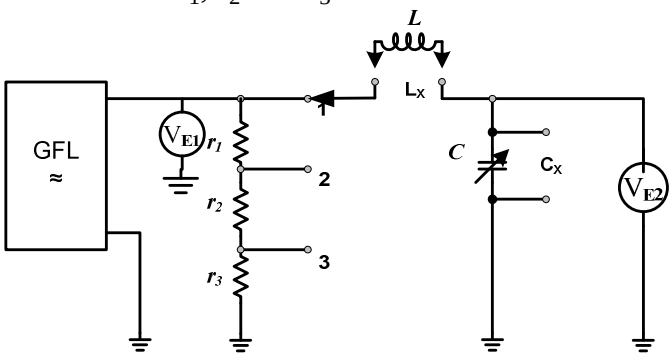


Fig. 111

Vlera e tre rezistencave duhet të jetë shumë më e vogël se sa rezistenca aktive e qarkut në rezonancë, në mënyrë që madhësia e rrymës në pjestues të përcaktohet pothuajse vetëm nga rezistenca e tij dhe jo nga lidhja në paralel e rezistencës së tij me atë të qarkut në rezonancë. Rezistenca aktive e bobinave është shumë e vogël, e rendit *ohm* dhe në mënyrë që gabimi në përcaktimin e rrymës të jetë rreth 1%, duhet të zgjedhim

$$r_1 + r_2 + r_3 < \frac{R}{100}$$

Duke u bazuar në vlerat e matura me Q-metër, me llogaritje përcaktojmë:

$$R = \frac{1}{Q\,\omega_0 C} \qquad dhe \qquad \omega_0 L = \frac{1}{\omega_0 C}$$

ku ω_0 dhe C janë frekuenca këndore dhe kapaci teti i Q-metrit për atë frekuencë. Meqënëse bobina ka kapacitet vetiak, në këtë rast përcaktohen vlerat efektive të mirësisë, induktivitetit dhe rezistencës.

$$Q_{ef} = \frac{\omega_0 L_{ef}}{R_{ef}}$$