

TONI GJEORGIEVSKI
TONI PANOV
JANI SERVINI

BAZAT E MATJEVE DHE QARQEVE ELEKTRIKE

PËR VITIN II – DREJTIMI I ELEKTROTEKNIKËS

Shkup, 2013

Autorë:

Inxh. i dipl. Toni Gjorgjievski

Inxh. i dipl. Toni Panov

Inxh. i dipl. Jani Servini

Recensentë:

Prof. dr. Stojçe Deskovski

Inxh. i dipl. Pece Petrov

Inxh. e dipl. Iskra Jovanova - Trajkovska

Përkthyes: Mr. Solidar Sulejmani

Redaktor profesional: Prof. Dr. Abdyl Koleci

Lektore: Arjeta Çajlani

Përpunim kompjuterik, kopertina dhe dizajn:

Toni Gjorgjievski

Toni Panov

Jani Servini

Botues:

Ministria e arsimit dhe shkencës e Republikës së Maqedonisë

Shtypi: Graficki centar dooel, Shkup

Tirazhi: 61

Me aktvendim të Ministrit të Arsimit dhe Shkencës të Republikës së Maqedonisë, numër 22-4362/1, të datës 29.07.2010, lejohet përdorimi i këtij libri.

CIP - Katalogizacija vo publikacija

Национална и универзитетска библиотека "Св.Климент Охридски", Скопје

621.3(075.3)

ЃЕОРГИЕВСКИ, Тони

Основи на мерењата и електрични кола: II година-електротехничка струка / Тони Ѓеоргиевски, Тони Панов, Јани Сервини. - Скопје:

Министерство за образование dhe наука на Република Македонија, 2010. - 163

стр.: илустр.; 30 cm

Библиографија: стр.163

ISBN 978-608-226-249-9

1. Панов, Тони [автор] 2. Сервини, Јане [автор]

COBISS.MK-ID 84250634

Përmbajtja

1. Bazat e matjeve	1
1.1. Matja dhe njësitë e matjes	1
1.2. Instrumentet elektrike matëse	3
1.2.1. Metodatat e matjes	3
1.2.2. Ndarja e instrumenteve elektrike të matjes	5
1.2.3. Konstruksioni i instrumenteve elektrike të matjes	6
1.2.4. Parametrat e instrumenteve analoge elektrike të matjes	8
1.2.5. Ndjeshmëria e instrumenteve matëse	8
1.2.6. Konstanta e instrumenteve matëse	9
1.2.7. Gabimet dhe saktësia gjatë matjes	9
1.2.8. Tensioni i testuar dhe shenjat e instrumenteve matëse	12
1.2.9. Instrumenti me spirale rrotulluese	14
1.3. Instrumentet elektronike të matjes	15
1.3.1 Instrumentet elektronike analoge	15
1.3.2. Matja e tensionit njëkahësh	16
1.3.3 Matja e rrymës njëkahëshe	17
1.3.4. Matja e rezistencës omike	17
1.3.5. Matja e sinjaleve alternative	19
1.4. Instrumentet digjitale	19
1.4.1. Multimetri digjital	20
1.4.2. Matja e tensionit me multimetër digjital	21
1.4.3 Matja e forcës të rrymës elektrike me multimetër digjital	21
1.4.4. Matja e rezistencës	22
1.4.5. Saktësia e matjes me instrumente digjitale	22
1.5. Osciloskopi	23
1.5.1. Osciloskopi analog	23
1.5.2. Osciloskopi digjital	25
1.5.3. Matja me osciloskop	26
1.5.3.1. Matja e tensionit alternativ të sinusit me osciloskop	26
1.5.3.2. Matja e frekuencës	27
1.5.3.3. Matja e ndryshimit fazor	27
1.5.3.4. Matja e tensioneve njëkahëshe	28
1.5.3.5. Matja në regjimin X-Y	28
1.6. Lidhja e instrumenteve elektrike	29
1.6.1 Matja e rrymës elektrike	29
1.6.2 Matja e tensionit elektrik	31
1.6.3 Matja e rezistencës	33
1.6.4 Matja e forcës elektrike	34
1.7. Urat e matjes	35
1.7.1. Matja e rezistencës me urën e Vitstonit	35
1.7.2. Matja e induktivitetit	36
1.7.2.1. U-I metoda	36
1.7.2.2. Ura e Maksvelit	37
1.7.2.3. Ura e Maksvelit-Vinit	38

1.7.3. Matja e kapacitetit	39
1.7.3.1. U-I metoda për matjen e kapacitetit	39
1.7.3.2. Ura e Vinit	40
1.7.4. Matja e frekuencës – ura e Vinit-Robinsonit	41
Pyetje dhe detyra	42
2. Qarqet osciluese	45
2.1. Qarku i thjeshtë oscilues	45
2.1.1. Parametrat e oscilimeve të lira	46
2.1.2. Ngulfatja e oscilimeve në qark	48
2.2. Qarku i rregullt oscilues	49
2.2.1. Lakoret rezonante dhe vëllimi lëshues i qarkut të rregullt oscilues	50
2.2.2 Vëllimi lëshues dhe selektiviteti i qarkut të rregullt oscilues	51
2.3. Qarku paralel oscilues	53
2.3.1 Lakoret rezonante dhe vëllimi lëshues i qarkut paralel oscilues	55
2.4 Qarqet osciluese të brezit	56
Pyetje dhe detyra	58
3. Dyqpolet dhe katërpolet	61
3.1. Dyqpolet reaktive	61
3.2. Katërpolet	63
3.2.1. Impedansa hyrëse dhe funksioni bartës (imazh-parametrat) e katërpoleve	65
3.2.2. Impedansa karakteristike dhe funksioni bartës karakteristik	67
3.2.3 Llojet e katërpoleve	69
3.2.4. Lidhja kaskade e katërpoleve	71
Pyetje dhe detyra	72
4. Filtrat elektrik	75
4.1. LC-filtrat	75
4.1.1. K-filtri lëshues i frekuencave të ulëta	76
4.1.2. K-filtri lëshues i frekuencave të larta	79
4.1.3. K-filtri lëshues i frekuencave të brezit	80
4.1.4. K-filtri jolëshues i frekuencave të brezit	83
4.2. LC filtrat e zbatuara (m-filtrat)	84
4.3. Filtrat realë	86
4.4. Filtrat e përbërë	87
4.5. Piezofiltrat elektrik	88
4.6. Filtrat optikë-kapacitivë (RC dhe CR)	89
4.7. Filtrat aktivë	91
4.7.1. Filtri aktiv me lëshueshmëri të frekuencave të ulëta	93
4.7.2. Filtri aktiv me lëshueshmëri të frekuencave të larta	94
4.7.3. Filtri aktiv me lëshueshmëri të brezit të frekuencave	95
4.7.4 Filtri aktiv me palëshueshmëri të brezit të frekuencave	95
Pyetje dhe detyra:	96
5. Qarqet për formësim të sinjaleve elektrike	99
5.1. Format valore të sinjaleve impulsive	99
5.2. Hyrja në qark për formësim	102
I. Qarqet lineare për formësim	102
5.2.1. Qarku RC	103

5.2.1.1. Përshtatja e qarkut RC në tensionin e thjeshtë periodik	104
5.2.1.2. Përshtatja e qarkut RC në funksionin kërcyes	105
5.2.1.3 Përshtatja e qarkut RC në impulsin drejtkëndor të tensionit	108
5.2.1.4. Përshtatja e qarkut RC në tensionin drejtkëndor periodik	109
5.2.2. Qarku CR	109
5.2.2.1. Përshtatja e qarkut CR në tensionin e thjeshtë periodik	110
5.2.2.2. Përshtatja e qarkut CR në tensionin e Hevisit	111
5.2.2.3. Përshtatja e qarkut CR në impulsin drejtkëndor të tensionit	112
5.2.2.4. Përshtatja e qarkut CR në tensionin drejtkëndor periodik	113
5.3. Gjenerimi i tensionit sharror me qarkun RC	114
5.4. Integrimi dhe diferencimi i qarkut RC	115
5.5. Ndarësi kompensues i tensionit	116
II. Joqarqet lineare për formësim	118
5.6. Vendosësi i nivelit	119
5.7. Kufizuesi	121
5.7.1. Kufizuesi i njëanshëm me dioda	121
5.7.2. Kufizuesi i dyanshëm me dioda	123
5.7.3. Kufizuesi i dyanshëm me dioda zener	124
5.7.4. Kufizuesi i dyanshëm me përforcues operacional	127
5.8. Komparatorët	129
5.8.1. Qarku i invertuar komparativ	131
5.8.2. Joqarku i invertuar komparativ	132
5.8.3. Komparatori i Shmitit	134
5.8.3.1. Komparatori i Shmitit me përforcues operacional	135
5.8.3.2. Komparatori diferencial	138
5.9. Ndryshimi i formës valore të tensionit me qarqe të transistorëve	138
5.9.1. Invertori me transistor NPN bipolar	139
5.9.2. Invertori me transistor MOFEST unipolar N-kanal	140
5.9.3. Invertori me teknikë MOFEST komplementare	141
5.10. Selektori kohor	142
Pyetje dhe detyra:	144
6. Paketat softuerike për analizë të qarqeve elektrike	149
6.1. Tavolinat elektronike të punës dhe veçoritë e tyre	149
6.2. Analiza e qarqeve elektrike	150
6.2.1. Menytë kryesore	150
6.2.2. Modelimi dhe analiza e ndarësve rezistues të tensionit	153
6.2.3. Modelimi dhe analiza e qarkut RC dhe CR	156
Pyetje dhe detyra:	158

PARATHËNIE

Ky libër, i titulluar “Bazat e matjeve dhe qarqeve elektrike” është dedikuar për lëndën me të njëjtin titull e cila mësohet në vitin e dytë të paraleleve të drejtimit elektroteknik, profili arsimor elektroteknik për elektronikë dhe telekomunikime.

Ky dorëshkrim i përfshin këto gjashtë tema:

Tema e parë, matjet elektrike, na njofton me bazat dhe njësitë e zbatuara matëse dhe me gabimet të cilat ndodhin gjatë matjes. Në këtë temë është shpjeguar parimi i punës së instrumenteve analoge matëse, instrumenteve elektronike matëse dhe osciloskopit. Këtu janë përpunuar edhe procedurat për matje të tensionit, rrymës, kapacitetit, induktivitetit, rezistencës dhe frekuencës.

Në temën e dytë janë përpunuar qarqet e drejta dhe paralele osciluese dhe qarqet osciluese të brezit. Lakoret rezonante, selektiviteti, vëllimi lëshues janë karakteristika të qarqeve osciluese të cilat paraqesin bazë për mësim të filtrave katërpolar dhe elektrik.

Në temën e tretë janë përfshirë dypolet dhe zbatimet kryesore konstruktive të katërpoleve. Shumë shpesh shprehjet për parametrat e katërpoleve janë dhënë si rezultat përfundimtar, pa zbatim matematikor, për shkak të ndërlikueshmërinë së aparatit matematikor për zbatimin e tyre.

Filtrat, si element kryesor të teknikës komunikatave, janë përfshirë në temën e katërt. Këtu janë përpunuar llojet e filtrave sipas frekuencave të sinjaleve që i lëshojnë, si dhe llojet e filtrave sipas zbatimit konstruktiv. Si edhe te katërpolet, ashtu edhe këtu, shprehjet për parametrat karakteristik të filtrave si frekuencë kufitare dhe vëllim lëshues janë dhënë pa përdorim, ose janë lëshuar sipas ndërlikueshmërinë së tyre.

Në tërësinë e pestë tematike fokusi është vendosur në qarkun për formësim të sinjaleve elektrike, ku janë përshkruar dhe shpjeguar parimet themelore të funksionimit të tyre, si qarqe të cilat gjenerojnë forma josinusoidale të tensionit. Këtu është analizuar sjellja e qarqeve RC dhe CR si qarqe elementare lineare për impulse të ndryshme hyrëse. Përveç këtyre, janë përpunuar joqarqet bazike lineare për formësim, siç janë kufizuesit (limiterët), komparatorët duke përfshirë edhe komparatorin e Shmitit, qarqet invertore elementare me transistorë bipolarë, NMOS dhe CMOS dhe ndërprerës analog ose bilateral si qark për seleksionim kohor. Impulset e fituara dhe forma të tjera valore të sinjaleve josinusoidale të tensionit gjejnë zbatim të gjerë thuaja në çdo sistem për kontroll dhe drejtim automatik, si dhe në të gjitha instrumentet dhe pajisjet digjitale.

Tema e gjashtë nxënësit i fut në mënyrën e përdorimit të softuerit të njohur *Electronics Workbench* i cili përdoret për simulim të punës dhe sjelljen e qarqeve lineare, jolineare dhe digjitale elektrike. Për shkak të realizimit më të lehtë të këtij qëllimi, në hapa dhe detaje më të mëdha është prezantuar zgjidhja e disa shembujve themelorë të përpunuar nga tërësitë e mëparshme tematike të këtij libri.

Autorët e këtij libri janë tre kolegë, profesorë në shkollën e mesme “Gjorgji Naumov” nga Manastiri: Toni Gjeorgievski, inxhi. i dipl. el., Toni Panov, inxhi. i dipl. el. dhe Jani Servini, inxhi. i dipl. el.

Materiali i shkruar është përgatitur në bazë të literaturës profesionale e cila është aktuale viteve të fundit. Si autorë në këtë tekst kemi tentuar që shpjegimet të jenë të shtrura, por të qarta dhe të kuptueshme, të përshtatshme për moshën e nxënësve, por njëkohësisht të orientuara edhe kah plotësimi i qëllimeve të programit mësimor për këtë lëndë. Në këtë drejtim kemi bërë përpjekje të mëdha dhe kemi pasur kujdes në stilin e të shprehurit, si dhe në cilësinë dhe sasinë e përmbajtjeve të prezantuara mësimore në gjerësi dhe në thellësi nga aspekti profesional, pedagogjik dhe metodik. Sinqerisht kemi shpresuar se qasja e tillë mjaft do t'ju ndihmojë të gjithë kolegëve arsimtarë të cilët e ligjërojnë këtë lëndë në realizimin e detyrave të tyre të përditshme mësimore.

Gjatë shpjegimit të mënyrës së sjelljes së qarqeve kemi shfrytëzuar sisteme kohezive për caktim, barazime dhe formula në numërim përkatës, skema parimore elektrike dhe modele të tyre ekuivalente, si dhe karakteristika bartëse dhe diagrame kohore të tensioneve në pikat karakteristike dhe në tabelat përkatëse funksionale.

Duke pasur parasysh se nxënësi i cili e lexon këtë libër posedon njohuri themelore nga matematika, theksin e vendosim në shpjegimin e parimit të punës dhe analizën e qarqeve elektrike, kurse operacionet matematikore jemi kujdesur të sillen në minimum.

Në këtë tekst janë dhënë shembuj të zgjidhur me qëllim që posaçërisht të kuptohet esenca e njësive metodike të cilat përpunohen. Në mënyrë plotësuese, në fund të çdo kapitulli janë dhënë shumë pyetje dhe detyra me peshë të ndryshme. Me përgjigjen dhe zgjidhjen e tyre nxënësi do të mund ta kontrollojë dhe ta përcaktojë diturinë e fituar, për ç'arsye konsiderojmë se pyetjet dhe detyrat janë pjesë mjaft e rëndësishme e librit.

Në fund iu tregojmë falënderim recensentëve, të cilët me sugjerimet dhe vërejtjet e tyre qëllimmira kanë kontribuar në përmirësimin e cilësisë së versionit final të këtij libri.

Nga autorët

1. BAZAT E MATJEVE

Në veprimtarinë e vet praktike njerëzit bëjnë matje të ndryshme. Njeriu haset me matje ekzakte qysh në kohën para se të jetë i vetëdijshëm për atë. Edhe Galileu e ka theksuar rëndësinë e madhe të matjes, për çka ka thënë: “Për një dukuri ne dimë mjaft vetëm nëse kemi pasur sukses që atë ta masim”. Me zhvillimin e shkencës, janë përsosur edhe metodat për matje dhe janë përdorur njësitë më të sakta të matjes që është madhësi e veçantë. Shkenca për matje – **metrologjia** përfshin: *njësitë e matjes, metodat për matje, realizimi i etalonëve, përpunimin e pajisjeve matëse, saktësinë e matjes*. Në këtë temë do të njihemi me matjet kryesore dhe njësitë për matje të madhësive elektrike.

1.1. MATJA DHE NJËSITË E MATJEVE

Madhësia është e gjithë ajo që në mënyrë kuantitative të ndryshohet. Madhësitë të cilat i karakterizojnë dukuritë fizike ose i caktojnë veçoritë e materies, quhen **madhësi fizike**. Si shembuj për madhësitë fizike do t’i përmendim madhësitë: forca, shtypja, rryma etj. Që të matet ndonjë madhësi fizike është e nevojshme ajo të krahasohet me një madhësi tjetër fizike nga natyra e njëjtë e cila është përvetësuar si njësi. **Matja** paraqet krahasim të asaj që e masim me madhësinë e cila është përvetësuar si njësi e matjes, me çka përfitohet **numri matës**.

Me rëndësi të veçantë në elektroteknikë është matja e madhësive që i karakterizojnë dukuritë elektrike. Madhësitë e tilla quhen **madhësi elektrike** (rryma, tensioni, rezistenca, frekuenca elektrike etj.).

Çdo madhësi fizike ka njësinë e vet. **Njësitë** janë sasi të caktuara të sakta të madhësive.

Për njësitë e madhësive fizike, për të gjitha degët e shkencës, teknikës, ekonomisë dhe arsimit ekziston Sistemi Ndërkombëtar (**SI** – Systeme International) i cili përmban:

- njësitë themelore matëse, dhe
- njësitë e prejardhura matëse

Madhësitë fizike për të cilat përvetësohen njësitë, quhen **madhësi themelore**, kurse njësitë e tyre quhen **njësi themelore**. Njësitë themelore janë: metri, sekonda, kilogrami, temperatura absolute, intensiteti i rrymës, forca e dritës dhe sasia e substancës.

Njësitë të cilat bëhen me ndihmën e njësive themelore, quhen **njësi të prejardhura**. Të tilla janë, për shembull, Hz, Wb, W, F e tjera.

Etalonët janë mjete të cilat përgjigjen fizikisht me njësitë themelore.

Në tabelën vijuese janë dhënë njësitë themelore matëse dhe shenjat e tyre:

MADHËSIA	NJËSIA	SIMBOLI
Gjatësia	metri	m
Masa	kilogrami	kg
Koha	sekonda	s
intensiteti i rrymës elektrike	amperi	A
Temperatura termodinamike	kelvini	K
Forca e dritës	kandela	Cd
Sasia e substancës	moli	mol

Shpesh herë në praktikë është i nevojshëm përfitimi i njësive më të mëdha ose më të vogla nga njësitë themelore dhe për këtë qëllim përdoren shumëzues decimalë – fig. 1-1. Njësitë e përfituara në këtë mënyrë quhen **njësi decimale**.

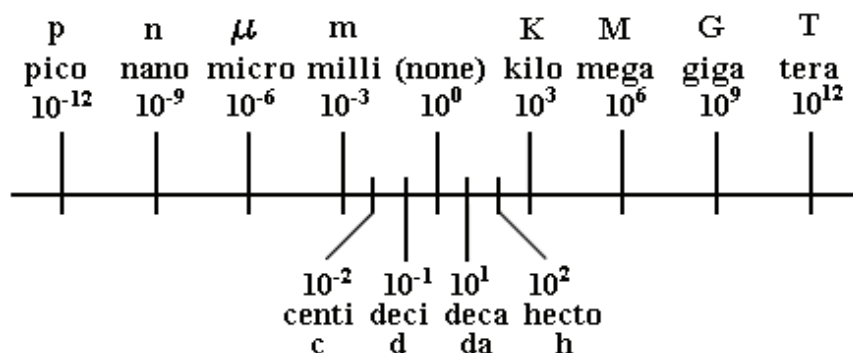


Fig. 1-1. Shumëzuesit decimalë dhe njësitë decimale

Madhësitë të cilat i karakterizojnë dukuritë elektrike, quhen **madhësi elektrike**. Në tabelën që vijon janë paraqitur madhësitë elektrike, shenjat e tyre, si dhe njësitë dhe simbolet e atyre njësive.

MADHËSIA			NJËSIA	
EMRI	SIMBOLI	BARAZIMI	EMRI	SIMBOLI
Tensioni elektrik	U	U = I·R	Volt	V
Potenciali elektrik	V			
EMS	E			
Rezistenca elektrike	R	R = U/I	Om	Ω
Sasia elektrike	Q	Q = I·t	Kulon	C
Forca e fushës elektrike	E	E = U/d	volt në metër	V/m
J Forca e fushës elektrike	H		amper në metër	A/m
Kapaciteti elektrik	C	C = Q/U	Farad	F

Fluksi magnetik	ϕ		Veber	Wb
Induksioni magnetik	B		Tesla	T
Induktiviteti	L	$L = \phi/I$	Henri	H
Induksioni elektrik	D		Kulon në metër katror	C/m ²
Permitiviteti (dielektriciteti)	ϵ		Farad në metër	F/m
Permeabiliteti	μ		Henri në metër	H/m
Puna elektrike, energjia	W	$W = U \cdot I \cdot t$	Xhul	J
Fuqia elektrike	P	$P = U \cdot I$	Vat	W

Pjesa e metodologjisë e cila të ka të bëjë me njësitë matëse, metodat e matjes dhe instrumentet matëse nga aspekti i dispozitave ligjore, quhet **metodologji ligjore**. Republika e Maqedonisë nga tetori i vitit 1994 është anëtare e Organizatës ndërkombëtare për metodologji ligjore – **BIPM**. Në Republikën e Maqedonisë vlen standardi maqedonas – **MKS**.

1.2. INSTRUMENTET ELEKTRIKE MATËSE

Në praktikë kontrolli i punës së pajisjeve elektrike, shqyrtimi i tyre, llogaritja e shpenzimit të energjisë elektrike, kontrolli dhe mbrojtja e rjetave dhe pajisjeve elektrike bëhet me matje të ndryshme elektrike. Këto matje bëhen nëpërmjet matjes së madhësive elektrike: tensionit, rrymës, forcës, rezistencës elektrike, kapacitetit, induktivitetit, frekuencës elektrike etj. Për matje të madhësive elektrike përdoren instrumentet elektrike matëse.

Instrumenti matës përbëhet nga sensori si element i parë i instrumentit i cili emeton sinjal përkatës matës për madhësinë matëse. Ai sinjal pastaj bartet në shndërrues ose në përpunim të mëtejshëm. Pajisja dalëse është e fundit dhe me atë tregohen vlerat e masës. Pajisja dalëse mund të jetë analoge ose digjitale.

1.2.1. METODAT E MATJES

Matja mund të bëhet në shumë mënyra të quajtura **metoda të matjes**. Njëra ndarje e metodave të matjes është në:

- metodën direkte matëse, dhe
- metodën indirekte matëse

Ndarja e dytë e metodave të matjes është në:

- metodën analoge të matjes, dhe
- metodën digjitale të matjes

Metodë direkte të matjes kemi gjatë krahasimit të vlerës referente të njësisë matëse me madhësi të panjohur. Kjo metodë është komparative (krahasuese). Shembull për këtë metodë është rezistori gjatë krahasimit të tensionit dhe të rrymës fig. 1-2. Me ndryshimin e rezistorit të njohur R_N , kur do të arrijmë tension në skajet e rezistorit të njohur që të jetë i barabartë me tensionin e skajeve të rezistorit të panjohur R_x , në të vërtetë e përcaktojmë vlerën e rezistorit

të panjohur. Kjo është gjatë krahasimit të tensionit. Gjatë krahasimit të rrymës me zbatimin e rezistorit të panjohur R_N , barazohen rrymat nëpër rezistorin e njohur dhe të panjohur, me çka përcaktohet vlera e rezistencës.

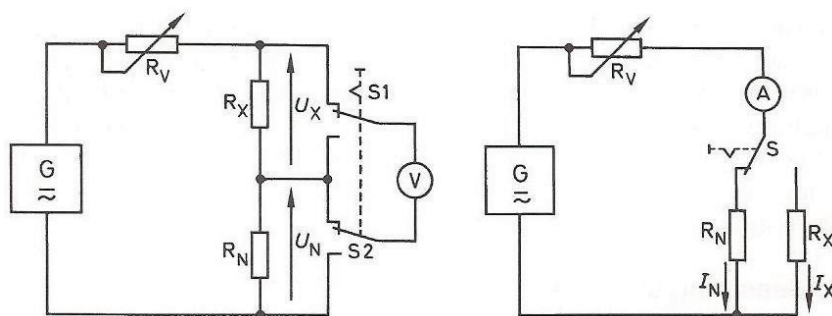


Fig. 1-2. Metoda direkte

Metoda indirekte bëhet me matje të madhësive të cilat janë në relacion me madhësinë e panjohur. Shembull: matja e rezistorit nëpërmjet matjes së rrymës dhe tensionit të rrymës fig. 1-3. Sipas ligjit të Omit, rezistori i e panjohur do të jetë i barabartë me sasinë e tensionit të matur dhe intensitetit të matur të rrymës.

Në këtë rast vlera e llogaritur është me gabim të vogël. Në fig. 1-3 a) forca e rrymës të cilën e tregon ampermetri është e barabartë me forcën e rrymës në rezistor dhe forcën e rrymës në voltmetër, kurse vlera e saktë e rezistorit është e barabartë me:

$$R = \frac{U_R}{I_R} = \frac{U_R}{I_M - I_{\text{ERROR}}} \quad (1.1)$$

Nëse ampermetrin dhe voltmetrin i lidhim sipas fig. 1-3 b), tensioni i matur është i barabartë me rënien e tensionit të rezistorit dhe rënien e tensionit të ampermetrit. Vlera e saktë e rezistencës është:

$$R = \frac{U_R}{I_R} = \frac{U_M - U_{\text{ERROR}}}{I_R} \quad (1.2)$$

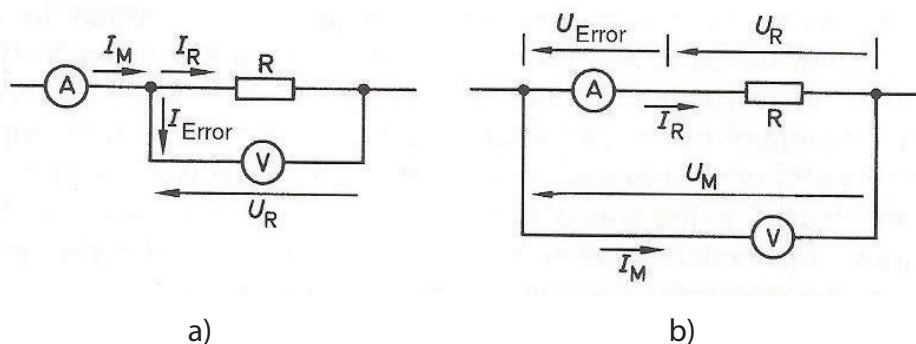


Fig. 1-3. Metoda indirekte

Metoda matëse analoge është kur vlera dalëse e instrumentit e cila manifestohet me lëvizjen e shigjetës, është proporcionale e drejtpërdrejtë me ndryshimet e madhësisë hyrëse – fig. 1-4.

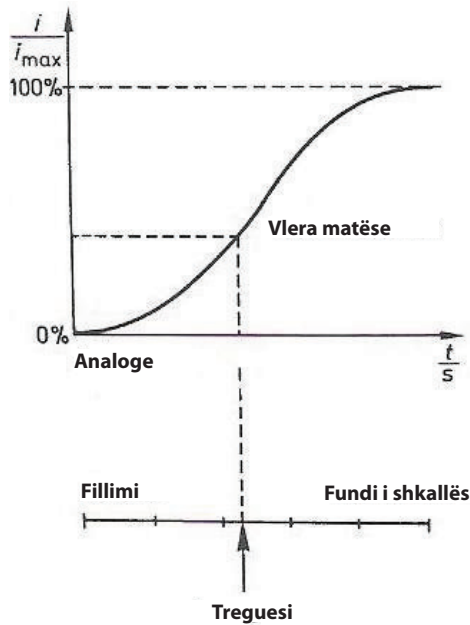


Fig. 1-4. Metoda matëse analoge

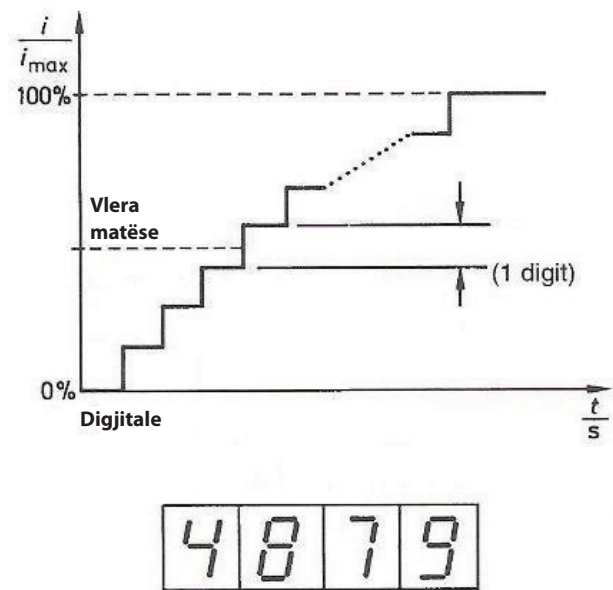


Fig. 1-5. Metoda digjitale analoge

Te metoda matëse **digjitale** sinjali hyrës shndërrohet në formë digjitale dhe si numër tregohet në displein numerik. Gjatë kësaj metode nuk ekziston lidhje e drejtpërdrejtë midis madhësisë hyrëse dhe asaj dalëse, sepse ajo ndryshon në hapa – fig. 1-5.

1.2.2. NDARJA E INSTRUMENTEVE ELEKTRIKE TË MATJES

Ekzistojnë disa ndarje të instrumenteve elektrike të matjes.

Sipas parimit të punës instrumentet elektrike të matjes ndahen në:

- instrumente me spirale rrotulluese,
- instrumente me magnet rrotullues,
- instrumente elektrodinamike,
- instrumente elektrostатike,
- instrumente induksionale etj.

Varësisht nga madhësitë elektrike të cilat i masin, instrumentet ndahen në:

- ampermetra,
- voltmetra,
- vatmetra,
- ommetra,
- frekuencmetra, dhe
- numërorë elektrik.

Sipas llojit të rrymës e cila rrjedh nëpër to, instrumentet mund të jenë për:

- rrymë njëkahëshe,
- rrymë alternative, dhe
- universale.

Sipas saktësisë së matjes dallojmë:

- instrumente laboratorike (precize), dhe
- instrumente motorike.

Instrumentet matëse mund t'i ndajmë edhe në:

- analoge dhe
- digjitale

1.2.3. KONSTRUKSIONI I INSTRUMENTEVE ANALOGE ELEKTRIKE

Instrumenti matës **analog** është instrumenti tek i cili rezultati i matjes fitohet me zhvendosje të akrepit.

Konstruksioni i instrumentit elektrik të matjes mund të ndahet në dy pjesë:

- pjesa e jashtme, dhe
- pjesa e brendshme,

Pjesën e jashtme të instrumentit e përbëjnë **kutia (shtëpiza)** me **shtrënguesit lidhës**.

Në fig. 1-6 janë paraqitur lloje të ndryshme të instrumenteve, prej të cilave disa janë bartëse, kurse të tjerat janë për instalim.



Fig. 1-6. Lloje të ndryshme të instrumenteve

Pjesën e brendshme e përbëjnë **mekanizmi për lëvizje** dhe **shkalla matëse**. Mekanizmi për lëvizje përbëhet nga pjesa lëvizëse dhe jolëvizëse.

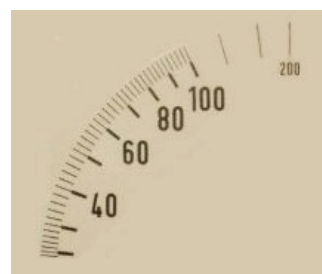
Pjesa lëvizëse e instrumentit e cila mund të jetë spirale, magnet pergamenat ose hekur, lëviz rreth një boshti. Nën ndikim të madhësisë elektrike e cila matet, ndaj pjesës lëvizëse vepron moment i caktuar që rezulton me zhvendosje (rrotullim) të pjesës lëvizëse. Ngase në atë është përforcuar akrepi, akrepi zhvendoset proporcionalisht nga madhësia e matjes. Në këtë moment ndikon momenti me kahje të kundërt, shpesh i shkaktuar nga spiralja. Kur

këto dy momente barazohen, pjesa lëvizëse ndalon së lëvizuri, respektivisht akrepi qetësohet. Por në momentin e barazimit të këtyre dy momenteve, akrepi për shkak të inercionit të pjesëve lëvizëse nuk qetësohet, por oscilon rreth pozitës së baraspeshës. Që të mënjanohet kjo dukuri, d.m.th. akrepi të qetësohet, duhet të bëhet **ngulfatja**. Ngulfatja shpesh bëhet në dy mënyra: në mënyrë magnetike induktive dhe fluide. Nën akrep është vendosur shkalla në të cilën lexohet rrotullimi i akrepit. Ndarësit e shkallëve tek instrumentet analoge matëse mund të jenë renditur në mënyra të ndryshme. Varësisht nga ajo se në çfarë parimi punon instrumenti, distanca midis ndarësve mund të jetë e balancuar dhe jo e balancuar.

Nëse distanca midis ndarësve është e balancuar, atëherë bëhet fjalë për shkallë lineare – fig. 1-7.a). Shkallët jolineare – fig. 1-7.b), shpesh janë me varësi katrore, respektivisht varshmëria midis madhësisë matëse dhe zhvendosjes së akrepit është me funksion katror.



a)



b)

Fig. 1-7. a) Shkalla lineare

b) Shkalla katrore

Shkallët kanë forma dhe madhësi të ndryshme. Në fig. 1-8 është treguar shkalla me më tepër fusha matëse, kurse në fig. 1-9, shkallët me forma dhe madhësi të ndryshme.



Fig. 1-8. Shkalla me më tepër fusha matëse

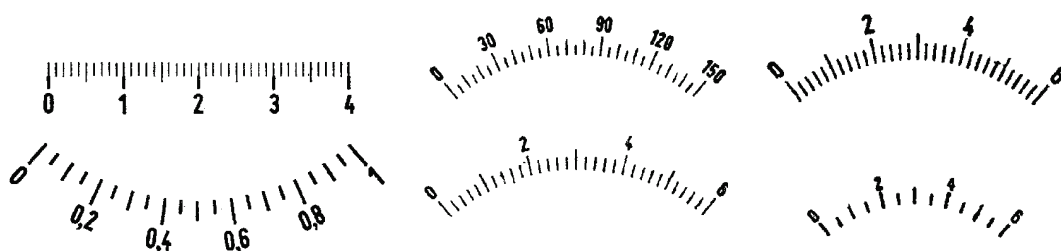


Fig. 1-9. Forma të ndryshme të shkallëve të instrumenteve matëse

Leximi i vlerës së madhësisë matëse është me lexim të vlerave të shkallës ku është ndalur akrepi. Akrepat mund të jenë me forma të ndryshme, varësisht nga dedikimi dhe saktësia e instrumentit. Kështu, për shembull, nëse instrumenti duhet të lexohet nga distanca më e madhe, me çka saktësia e leximit nuk është vendimtare, atëherë instrumenti duhet të jetë me

akrep më masiv. Në rast se nevojitet lexim i saktë, akrepi duhet të jetë i hollë dhe duhet të zbatohet në mënyrë të përpiktë. Në fig. 1-10 janë paraqitur disa lloje të akrepave.

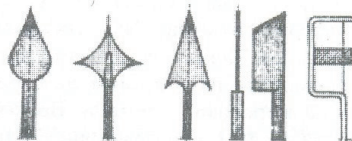


Fig. 1-10. Llojet e akrepave tek instrumentet analoge elektrike

Në fig. 1-11 është treguar shkalla e voltmetrit gjatë matjes së tensionit njëkahësh. Vlera e madhësisë së matur e paraqitur në figurën sillet 90 V.

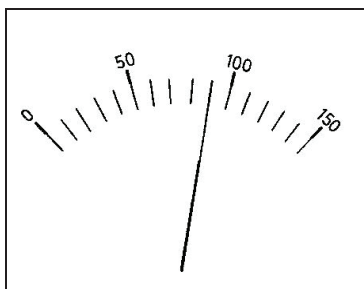


Fig. 1-11. Shkalla e voltmetrit gjatë matjes

1.2.4. PARAMETRAT E INSTRUMENTEVE ANALOGE ELEKTRIKE TË MATJES

Një numër i madh i instrumenteve matëse kanë numër të caktuar të të dhënave të përbashkëta. Ato janë:

- fusha treguese,
- fusha matëse,
- ndriçueshmëria,
- konstantja e instrumentit,
- tensioni shqyrtues, dhe
- gabimet dhe saktësia,

Fusha treguese e instrumentit është e tërë gjatësia e akrepit të atij instrumenti.

Fusha matëse është ajo pjesë e fushës treguese ku matet me saktësi të garantuar. Një instrument mund të ketë një ose më tepër fusha matëse, me çka instrumenti adaptohet në vëllimin e madhësisë matëse.

1.2.5. NDJESHMËRIA E INSTRUMENTEVE MATËSE

Ndjeshmëria e instrumenteve definohet me madhësinë e këndit me të cilin zhvendoset akrepi kur madhësia e matur ndryshon për një njësi matëse. Ndjeshmëria varet nga konstruksioni i instrumentit.

Shembull: Për matje të tensionit kemi në disponim një voltmetër me fushë matëse prej 0 deri 20 V. Shkalla e instrumentit është me 40 pjesë ndarëse. Gjatë matjes së tensionit prej 10V akrepi do të zhvendoset për 20 pjesë ndarëse të shkallës. Nëse me voltmetër të njëjtë masim tension prej 9V, akrepi do të zhvendoset për 18 pjesë ndarëse. Kjo do të thotë se për ndryshimin

e madhësisë hyrëse (tensionit) për një njësi matëse, ndryshimi i zhvendosjes së akrepit sillet $20 - 18 = 2$ pjesë ndarëse. Mund të përfundojmë se instrumenti është me ndjeshmëri 2 pjesë ndarëse/V. Nëse ndjeshmëria është e njëjtë në çdo pjesë të shkallës së instrumentit matës, atëherë instrumenti i tillë është me shkallë lineare. Në shkallët jolineare ndjeshmëria nuk është e njëjtë në tërë shkallën, d.m.th. distanca midis pjesës ndarëse të shkallës është e ndryshme.

Nocione të përafërta deri te ndjeshmëria janë **rezolucioni** dhe **pragu i ndjeshmërisë** së instrumentit matës. Rezolucioni paraqet ndryshimin më të vogël të madhësisë matëse që mund të matet me instrument. Pragu i ndjeshmërisë është vlera më e ulët e madhësisë matëse që mund të matet.

Shembull: Nëse me dy voltmetra mund të maten tensioni prej 100V, me çka njëri është me shkallë prej 100 pjesëve ndarëse, kurse tjetri me shkallë prej 25 pjesëve ndarëse. Me voltmetrin e parë mund të maten ndryshimet e tensionit prej 1V, kurse me tjetrin 4V. Mund të konkludohet se rezolucioni i voltmetrit të parë është 1V, kurse i të dytit 4V, respektivisht voltmetri i parë ka katër herë rezolucion më të madh se sa voltmetri i dytë.

Në rast se të dy voltmetrat janë me numër të njëjtë të pjesëve ndarëse, për shembull 20, por me fushë të ndryshme matëse edhe atë i pari me fushë matëse prej 400V, kurse i dyti me fushë matëse prej 20V, atëherë voltmetri i dytë është me prag të ulët të ndjeshmërisë.

1.2.6. KONSTANTA E INSTRUMENTEVE MATËSE

Nëse instrumenti është me një fushë matëse, atëherë në shkallë është shënuar edhe njësia e madhësisë matëse për të cilën është dedikuar instrumenti – fig. 1.6. Instrumentet e tilla matëse me lexim të pjesës ndarëse ku akrepi është ndalur, bëjmë leximin e madhësisë matëse. Për shembull, nëse shkalla e voltmetrit është me 20 pjesë ndarëse, kurse fusha matëse është prej 0 – 400V, me çka akrepi është ndalur në pjesën e 11 ndarëse, kjo do të thotë se tensioni i matur është 220V.

Te disa instrumente shkallët nuk janë shënuar me njësi matëse, me çka fusha matëse është e ndryshueshme (fig. 1-8). Prandaj nevojitet të dihet konstanta e instrumentit, me ndihmën e së cilës caktohet madhësia matëse. **Konstanta e instrumentit** është raporti i fushës matëse dhe numrit të përgjithshëm të pjesëve ndarëse.

Shembull: nëse fusha matëse është prej 0 deri 200V, kurse shkalla ka 100 pjesë ndarëse, konstanta e instrumentit është: $k = 200/100 = 2V/\text{pjesë ndarëse}$. Kemi lexuar 30 pjesë ndarëse $\alpha = 30$ (zhvendosje të akrepit), vlera e madhësisë së matur do të jetë:

$$U = k \alpha = 30 \cdot 2 = 60 \text{ V}$$

1.2.7. GABIMET DHE SAKTËSIA GJATË MATJES

Qëllimi i çdo matjeje është që të caktohet vlera e saktë e madhësisë matëse. Megjithatë, gjatë çdo matjeje pashmangshëm paraqiten gabime. Rezultatet e përfituara gjithnjë e më shumë ose më pak janë të përafërta. Gabimet në matje janë pasojë e mospërsosmërisë së instrumenteve dhe metodave matëse, si dhe nga mospërsosmëria e shqisave të njeriut dhe faktorëve të tjerë të ngjashëm.

Tek instrumentet dallojmë:

- gabimi absolut, dhe
- gabimi relativ.

Gabimi absolut llogaritet si ndryshim i të treguarit të instrumentit dhe vlerës së vërtetë të madhësisë matëse. Për shembull, nëse masim një intensitet të rrymës elektrike, gabimi absolut i ampermetrit është:

$$\Delta I_A = I - I_V \quad (1.3)$$

ΔI_A - gabimi absolut

I - të treguarit e instrumentit

I_V - vlera e vërtetë

Gabimi absolut mund të jetë pozitiv dhe negativ, por ka natyrë të njëjtë dhe njësi të njëjtë si edhe madhësia e matur.

Nëse e dimë gabimin të cilin e bën instrumenti matës, vlera e vërtetë do të jetë në kufijtë:

$$I - \Delta I_A \leq I_V \leq I + \Delta I_A$$

Gabimi absolut nuk është i përshtatshëm për vlerësim të saktësisë së matjes së zbatuar. Për shembull, gabimi absolut prej 1A do të jetë më i rëndësishëm nëse masim rryma prej dhjetëra amperë, por nuk do të jetë i rëndësishëm nëse masim rryma prej disa qindra amperë. Prandaj aplikohet gabimi relativ.

Gabimi relativ është raporti midis gabimit absolut dhe vlerës së vërtetë të madhësisë matëse të shprehur në përqindje:

$$\Delta I_r = \frac{I - I_V}{I_V} \cdot 100 = \frac{\Delta I_A}{I_V} \cdot 100 \quad (1.4)$$

Kur bëhet fjalë për gabimin relativ, instrumentet matëse veçohen edhe me një karakteristikë të quajtur **klasë të saktësisë**. Klasa e saktësisë është caktuar në vetë instrumentin në një nga tri mënyrat vijuese:

- vetëm numër,
- numër në rreth,
- numër të shkruar mbi shenjën \vee .

Nëse klasa e saktësisë është shënuar vetëm me numër, atëherë ajo definohet me shprehjen (1.4). Tek instrumentet e tilla gabimi i cili bëhet gjatë leximit të instrumentit është i njëjtë për tërë fushën matëse.

Shembull: Me ampermetër analog le të matet intensiteti i rrymës elektrike prej 60 mA dhe 100 mA. Nëse instrumenti është me klasë të saktësisë prej 0,5 dhe fushë matëse prej 100 mA, të caktohet në cilët kufij gjendet vlera matëse në të dy rastet.

$$0,5 = \frac{I - 60}{60} \cdot 100 \Rightarrow I - 60 = \frac{0,5 \cdot 60}{100} = 0,3 \text{mA} \Rightarrow I = 60 \pm 0,3 \text{mA}$$

$$0,5 = \frac{I - 100}{100} \cdot 100 \Rightarrow I - 100 = \frac{0,5 \cdot 100}{100} = 0,5 \text{mA} \Rightarrow I = 100 \pm 0,5 \text{mA}$$

Në rast se klasa e saktësisë është shënuar me numër në rreth, atëherë **klasa e saktësisë** definohet si gabim relativ gjatë zhvendosjes maksimal (tërë fusha matëse).

$$K = \Delta I_r = \frac{\Delta I_{Am}}{I_{mp}} \cdot 100 \quad (1.5)$$

I_{mp} - rryma e fushës matëse (zhvendosja e plotë e instrumentit)

ΔI_{Am} - gabimi absolut maksimal

Shembull: Nëse detyrën e zgjidhur më lart tash e zgjidhim me klasën e saktësisë të definuar me shprehjen (1.5), do të fitojmë:

$$0,5 = \frac{I - 60}{100} 100 \Rightarrow I - 60 = \frac{0,5 \cdot 100}{100} = 0,5 \text{mA} \Rightarrow I = 60 \pm 0,5 \text{mA}$$

$$0,5 = \frac{I - 100}{100} 100 \Rightarrow I - 100 = \frac{0,5 \cdot 100}{100} = 0,5 \text{mA} \Rightarrow I = 100 \pm 0,5 \text{mA}$$

Mund të përfundojmë se te klasa e tillë e saktësisë në të dy rastet e matjes së intensitetit të rrymës elektrike bëhet gabim absolut prej $\pm 0,5 \text{mA}$, por gabimi relativ është më i madh gjatë matjes së intensitetit të rrymës prej 60mA .

$$\Delta I_r = \frac{0,5}{60} 100 = 0,8\% \quad \Delta I_r = \frac{0,5}{100} 100 = 0,5\%$$

Instrumentet me klasë të tillë të definuar të saktësisë duhet të shfrytëzohen në fushë në të cilën akrepi do të ketë sa është e mundur zhvendosje më të madhe, me çka gabimi gjatë matjes do të jetë më i madh.

Instrumentet matëse të cilat klasa e saktësisë është shkruar me numër mbi shenjën \surd hasen më rrallë. Te këto instrumente klasa e saktësisë është raporti i gabimit absolut dhe gjatësisë së akrepit.

Ekzistojnë 8 klasa të saktësisë të defnuara me tabelën në vijim:

Gabimi maksimal relativ	$\pm 0,05\%$	$\pm 0,1\%$	$\pm 0,2\%$	$\pm 0,5\%$	$\pm 1,0\%$	$\pm 1,5\%$	$\pm 2,5\%$	$\pm 5,0\%$
Klasa e saktësisë	0,05	0,1	0,2	0,5	1	1,5	2,5	5

Instrumentet e klasës 0,05 dhe pjesës prej 0,1 shënohen si **instrumente precize etalone**.

Instrumentet e klasës 0,2; 0,5 dhe pjesës prej 0,1 shënohen si **instrumente precize** (laboratorike) dhe instrumentet e klasës 1 deri 5 shënohen si **instrumente punuese**.

Faktorët të cilët ndikojnë ndaj saktësisë së matjes janë: preciziteti i përdorimit të instrumenteve, metoda matëse, përvoja e personit i cili e zbaton matjen dhe faktorë të tjerë. Prandaj bëhen gabime të caktuara gjatë matjes. Gabimet sipas burimit të paraqitjes së tyre ndahen në:

- gabimet e ashpra,
- gabimet sistematike (objektive), dhe
- gabimet e rastësishme (subjektive).

Gabimet **e mëdha** paraqiten për shkak të moskujdesit, pajisjes jo përkatëse ose mosnjohjes së mjaftueshme të personit i cili mat.

Gabimet **sistematike** janë shfaqje e gabimeve të instrumentit si: instrumenti jo i bazhuar, shkalla jo e lexueshme, zeroja jo e qëlluar etj.

Gabimet **e rastit** paraqiten si rezultat i zgjedhjes së gabuar të metodës matëse, ndryshimit nën ndikim të faktorëve të jashtëm etj. Gabimet e rastit zakonisht identifikohen si zhurmë gjatë matjes. Këto gabime mund të shmangen (të zvogëlohen) me matje dhe llogaritje të shumëfishtë të mjedisit aritmetik të vlerave të matura.

Gabimet e ashpra paraqiten për shkak të pakujdesisë, pajisjes jopërkatëse ose njohjes së pamjaftueshme të personit i cili mat.

1.2.8. TENSIONI I TESTUAR DHE SHENJAT E INSTRUMENTEVE MATËSE




Shpesh herë instrumentet matëse gjatë kyçjes së qarqeve elektrike janë ekspozuar tensionit që mund ta dëmtojë instrumentin matës. Sipas kësaj gjatë prodhimit të instrumenteve matëse duhet bërë kontrollim deri te cilat tensione mund të punojë instrumenti pa u dëmtuar. Tensioni kontrollues është tensioni i cili duhet ta mbajë izolimin e pjesëve të instrumentit të cilat janë nën tension. Tensioni kontrollues është caktuar me dispozita dhe sillet prej 500V – 10kV. Është treguar në shkallën e instrumentit me yll në të cilën është shënuar numri, i cili në të vërtetë është tensioni i kontrolluar. Nëse numri nuk është shënuar, instrumenti me shenjë të tillë është për tension kontrollues prej 500V. Ka instrumente të cilat nuk ka nevojë të kontrollohen në tension të veçantë. Këto instrumente janë me numrin zero në shenjë (yll).



Në çdo instrument matës ka të shënuar **shenja** të cilat tregojnë: llojin e madhësisë që matet, tensionin kontrollues, pozitën punuese, klasën e saktësisë, dedikimin e instrumentit dhe parimin e punës. Këto shenja gjenden në shkallën e instrumentit, kurse për instrumente shumë të vogla një pjesë e shenjave hyn në dokumentacionin teknik.
















Në tabelat e ardhshme janë treguar shenjat për instrumentet analoge:













Simboli për llojin i rrymës të cilin e mat instrumenti	
Rryma njëkahëshe	
Rryma alternative	
Rryma njëkahëshe dhe alternative	
Rryma trefazore (pamje e përgjithshme)	
Qarku trefazor me ngarkesë alternative	
Një sistem matës për rrjet me tre tela	
Një sistem matës për rrjet me katër tela	
Dy sisteme matëse për rrjet me tre tela me ngarkesë alternative	
Dy sisteme matëse për rrjet me katër tela me ngarkesë alternative	
Tri sisteme matëse për rrjet me katër tela me ngarkesë alternative	

Simbolet për tensionin kontrollues	
Sistemi kontrollues prej 500 V	
Mbi 500 V (për shembull 2 KV)	
Nuk kontrollohet	

Simbolet për pozitën e instrumentit	
Pozita vertikale	
Pozita horizontale	
Pozita nën kënd (për shembull 60o)	

Simbolet për klasën e saktësisë	
Gabimi në % nga fusha matëse	1,5
Gabimi në % nga gjatësia e shkallës	
Gabimi në % nga vlera e vërtetë	

Simbolet për parimin e punës të instrumentit matës dhe mjeteve shoqëruese	
Instrumenti me spirale lëvizëse	
Instrumenti kuocient me spirale lëvizëse	
Instrumenti me magnet lëvizës	
Instrumenti kuocient me magnet lëvizës	
Instrumenti me hekur lëvizës	
Instrumenti me hekur dhe magnet lëvizës	
Instrumenti kuocient me hekur lëvizës	
Instrumenti elektrodinamik	
Instrumenti ferodinamik	
Instrumenti elektrodinamik kuacionik	
Instrumenti elektrodinamik ferodinamik	
Instrumenti induktiv	
Instrumenti induktiv kuocient	
Instrumenti me tel të nxehur	
Instrumenti bimetalik	

Instrumenti elektrostatik	
Instrumenti me fletëza vibruese	
Pajisje elektronike në qarkun matës	
Orientuesi	
Instrumenti me spirale lëvizëse dhe orientues	
Paralajmërim për shantin e ndarë	
Blindues elektrostatik	
Blindues magnetik	
Instrumenti astatik	ast
Fundi i tokëzimit	
Vendosja në zero	
Paralajmërim për udhëzim të veçantë	
Paralajmërim se tensioni kontrollues nuk vlen	

Shembull: Në Fig. 1-12 janë treguar shenjat të cilat gjenden në shkallën e instrumentit. Mund të përfundojmë se instrumenti është me spirale dhe orientues lëvizës, për rrymë njëkahëshe dhe alternative, klasa e saktësisë 1,5, përdoret në pozitë horizontale dhe në tensionin kontrollues është 2kV.

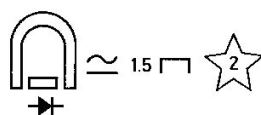


Fig. 1-12. Shenja e instrumentit

1.2.9. INSTRUMENTI ME SPIRALE RROTULLUESE

Një nga instrumentet matëse të përdorura shpesh është instrumenti me spirale rrotulluese. Ky instrument karakterizohet me shkallë lineare, ndriçim dhe rezolutë të lartë. Me atë mund të masim tensionin dhe rrymën njëkahëshe, kurse me ndërtim përkatës mund të masim edhe rrymën alternative dhe tensionin, si dhe rezistencën e saj. Për shkak të të gjitha këtyre veçorive shumë shpesh përdoret tek instrumentet analoge universale.

Parimi i punës bazohet në dukurinë e forcës elektromagnetike. Kur në fushën e magnetit ekzistues gjendet spirale nëpër të cilën rrjedh rryma, në spirale vepron forca të cilën e ruan. Spirala është vendosur në cilindër nga hekuri i butë - fig. 1-13. Kur spirala dhe fusha magnetike janë nën kënd të drejtë, forca e cila vepron në spirale është më e madhe dhe njehsohet sipas shprehjes:

$$F = B \cdot N \cdot I \cdot l \quad (1.6)$$

ku B është induksioni magnetik nga magneti permanent, N numri i spinave në spirale, I intensiteti i rrymës nëpër spirale dhe l gjatësia e një spine.

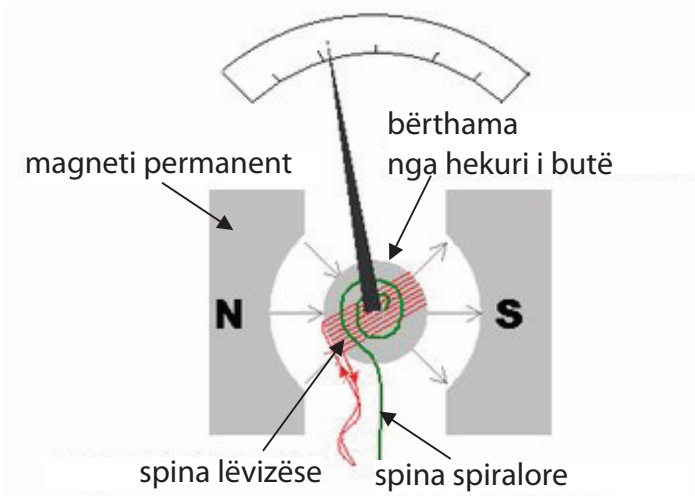


Fig. 1-13. Mekanizmi i instrumentit me spirale rrotulluese

Që të fitohet forcë më e madhe ndaj spirales, induksioni magnetik dhe spiralja gjithmonë duhet të jenë nën kënd të drejtë. Prandaj magneti permanent bëhet me vazhdimet e poleve. Magnetit permanent me vazhdimet e poleve janë të palëvizshme, kurse cilindri nga hekuri i butë dhe spiralja janë vendosur në boshtin lëvizës. Kur nëpër spirale do të rrjedhë rryma, në spirale vepron rryma e cila krijon moment të rrotullimit të shfaqur me shprehjen:

$$M_1 = F \cdot b \quad (1.7)$$

b – gjerësia e spirales

Në këtë moment kundërvihet momenti nga spina spiralore. Kur këto dy momente barazohen në mbajtjen e spirales, e me atë ndalet edhe akrepi i cili është përforcuar në boshtin e njëjtë.

1.3. INSTRUMENTET ELEKTRONIKE TË MATJES

Instrumentet matëse elektronike veçohen me rrjedhje dhe ndriçim të madh. Ekzistojnë disa mënyra të ndryshme të leximit të vlerave të madhësisë matëse edhe atë:

- Vlera të lexohet në shkallën e instrumentit varësisht nga zhvendosja e akrepi – **instrumenti analog elektronik;**
- Të lexohet në formë të numrit nga displeji me shumë segmente – **instrumenti digital elektronik** dhe
- Madhësia matëse shihet në ekran – **osciloskop elektronik.**

1.3.1. INSTRUMENTET ANALOGE ELEKTRONIKE

Instrumentet analoge elektronike shërbejnë për matje: të tensionit njëkahësh dhe alternativ, rrymës njëkahëshe dhe alternative, rezistencës, forcës dhe madhësive të tjera elektrike. Përbëhen nga instrumenti me spirale rrotulluese, përforcuesi matës dhe ndarësi (atentatori). Nëse instrumenti është për madhësi alternative, atëherë ka edhe rregullator.

Përfaqësues klasik i instrumenteve analoge alternative është multimetri (instrument universal) - fig. 1-14, me të cilin mund të matet: rryma dhe tensioni njëkahëshe, tensioni dhe rryma alternative dhe rezistenca omike. Puna e multimetrit bazohet në **qarkun kryesor matës (QKM)**, në hyrjen e të cilit është lejuar që të paraqiten tensione njëkahëshe prej rreth 100mV (fig. 1-15).



Fig. 1-14. Multimetri analog

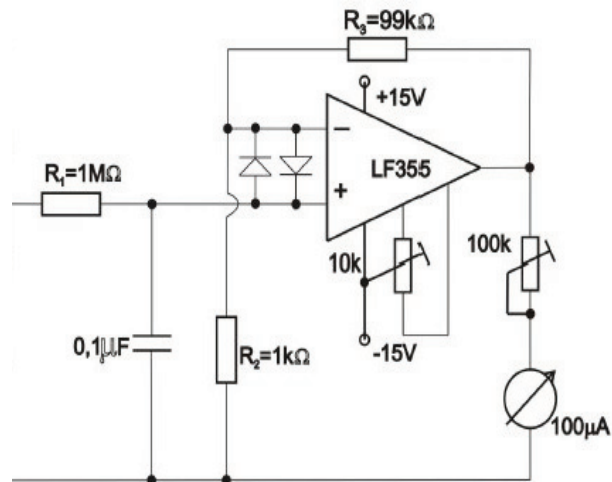


Fig. 1-15. QKM e multimetrit

QKM është realizuar me përforcuesin operacional (qarkun integral LF355), të lidhur si përforcues joinvertitur, në daljen e të cilit është lidhur mikroampermetri (μA). Në serinë me μA lidhet **rezistori** alternativ R_4 (100K) me të cilin përshtatet zhvendosja e plotë e akrepit. **Rezistori** R_5 (10K) përdoret për përshtatje të zeros elektrike të instrumentit. Sinjali i cili matet (U_v) përpunohet nëpërmjet **rezistorit** R_1 ($R_1 = 1\text{M}\Omega$) i cili shërben për ruajtje të qarkut të instrumentit nga kyçja e gabuar. **Kondensatori** C pengon zhvendosjen momentale të akrepit të instrumentit, sepse ai mbushet gradualisht. R_1 dhe C formojnë filtër me frekuencë të ulët i cili i dobëson tensionet alternative të pengesave.

Nxitimi i përforcuesit është caktuar me vlerën R_2 dhe R_3 dhe për rastin konkret sillet $A = 100$. Mbushja me rrymë e QKM është me ndihmën e baterisë.

1.3.2. MATJA E TENSIONIT NJËKAHËSH

Matja e tensionit njëkahësh bëhet në atë mënyrë në të cilën në qarkun kryesor matës lidhet me kombinimin e rezistorëve që paraqesin ndarës të tensionit (fig. 1-16). Ndarësi mundëson që të mos vijë tension me vlerë të palejuar (më i madh se 100 mV) në hyrje të qarkut matës. Ndarësi i tensionit përbëhet nga rezistorë standardë të dimensionuar për fusha matëse prej 100 mV, 1 V, 10 V dhe 100 V. Rezistenca e përgjithshme të rezistorëve është $10\text{M}\Omega$.

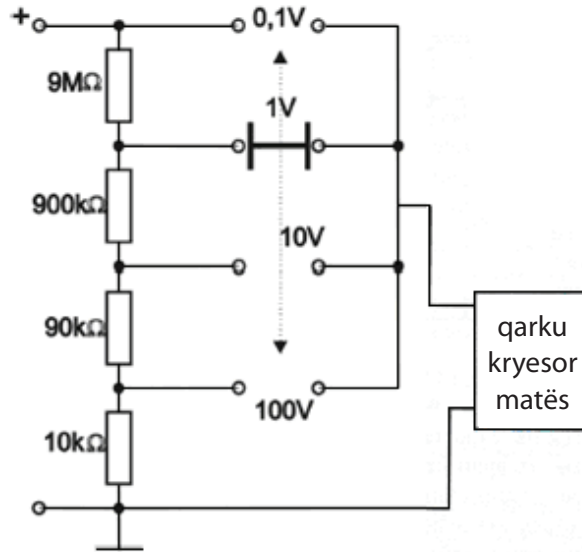


Fig. 1-16. Matja e tensionit njëkahësh

1.3.3 MATJA E RRYMËS NJËKAHËSHE

Gjatë matjes së rrymës njëkahëshe të qarkut kryesor matës fitohen rezistorët etalonë R_1, R_2, \dots, R_n . Numri i rezistorëve është i barabartë me numrin e fushave matëse (fig. 1-17). Në figurë shihet se matja e rrymës sillet në matjen e rënies së tensionit. Për shkak të rezistencës së madhe hyrëse të QKM, rryma rrjedh vetëm në një nga rezistorët e shumtë R_1, R_2, \dots, R_n dhe krijon rënie të tensionit i cili bartet në hyrje të QKM.

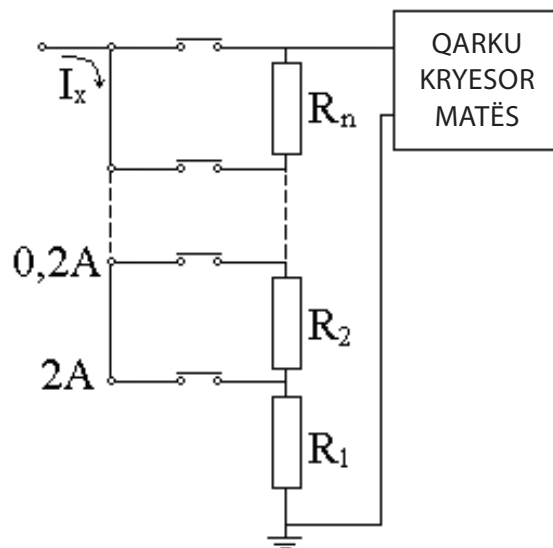


Fig. 1-17. Matja e rrymës njëkahëshe

1.3.4. MATJA E REZISTENCËS OMIKE

Matja e rezistencës mund të bëhet me instrumente me spirale rrotulluese të përdorur si ampermetër në qark në të cilin ka burim të rrymës dhe potenciometer – fig. 1-18.

Me ommetrin e tillë zero përshtatet me lidhjen e shkurtë midis pikave 1 dhe 2. Ngase në këtë rast matet rryma në qark, është e qartë se zhvendosja e instrumentit do të jetë në proporcion të kundërt me vlerën e rezistorit matës. Në këtë rast shkala e instrumenteve është jo e barabartë me zero në pozitën e skajshme të djathtë, por me vlerë të pafund (∞) në fillim të shkallës fig. 1-20.

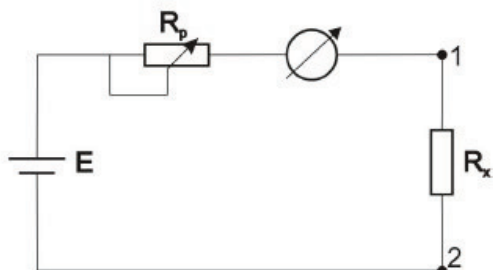


Fig. 1-18. Matja e rezistencës omike me instrument si ampermetër

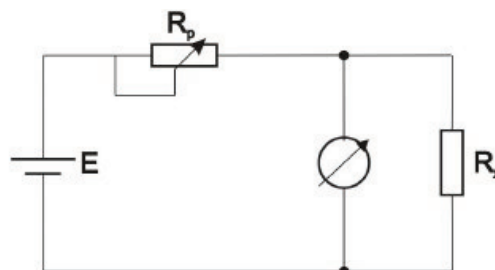


Fig. 1-19. Matja e rezistencës omike me instrument si voltmeter

Mënyra tjetër është me instrument me spirale rrotulluese të përdorur si voltmeter – fig. 1-19. Shkalla e këtij lloji të ommetrin është jo e barabartë, por jo edhe e kundërt, d.m.th. nulla është në anën e majtë, vlera e pafund është në fund të shkallës fig. 1-21.

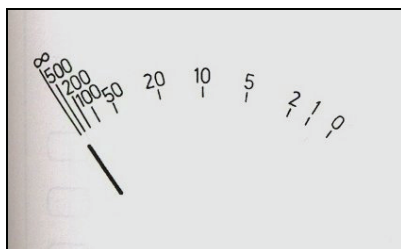


Fig. 1-20. Shkalla e ommetrin prej të djathtës kah e majta

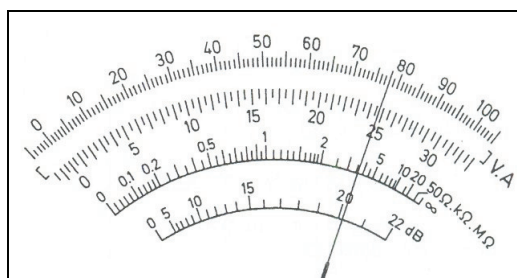


Fig. 1-21 Shkalla e ommetrin prej të majtës kah e djathta

Gjatë matjes së rezistencës omike me multimetër, në QKM lidhet burimi i rrymës njëkahëshe E dhe rezistorët e ndryshëm R_n , me të cilët bëhet ndryshimi i fushave matëse omike (fig. 1-22). Rezistori i cili matet R_x lidhet paralelisht në hyrje të QKM. Tensioni i rezistorit R_x nuk duhet të jetë më i madh se 100 mV. Ky kusht sigurohet me zgjedhje të rregullt të R_n .

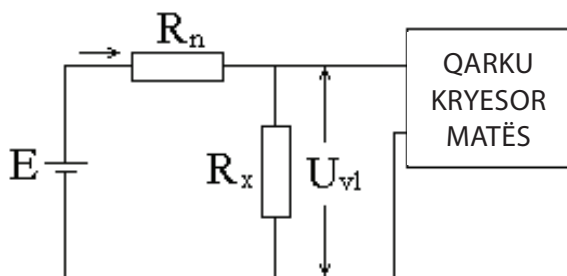


Fig. 1-22. Matja e rezistencës omike

1.3.5. MATJA E SINJALEVE ALTERNATIVE

Meqë multimetrat elektronik, në të vërtetë janë instrumente për matje të madhësi-ve njëkahëshe, matja e sinjaleve alternative bëhet tërthorazi. Së pari me rregullator preciz (prodhimi i të cilit është i ndryshëm te çdo prodhues) fitohet sinjal njëkahësh, i cili pastaj matet.

1.4. INSTRUMENTET DIGJITALE

Emri i këtij instrumenti vjen nga fjala angleze **digit** i cili në një periudhë tregon numërshifër prej 0 deri 9. Për dallim nga instrumentet analoge të cilat paraqitja ose sinjali dalës është funksion i kontinuar i madhësisë matëse, tek instrumentet digjitale vlera e madhësisë matëse lexohet si numër i paraqitur në displejin alfanumerik. Prandaj tek instrumentet matëse digjitale së pari bëhet përshtatja e sinjalit matës (dobësimi ose përforcimi), kurse pastaj formësimi ose riparimi i tij. Përshtatja e tillë e sinjalit analog bartet në A/D konvertorin, nga i cili fitojmë sinjal digjital. Sinjali digjital përpunohet në qarqe me teknika digjitale dhe në fund rezultati nga matja tregohet në indikatorin digjital (fig. 1-23).

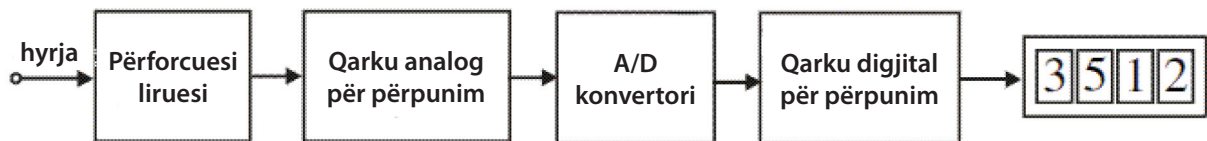


Fig. 1-23. Bllok skema e instrumenteve digjitale

Përparësitë e këtyre instrumenteve në raport të instrumenteve analoge elektronike janë:

- saktësia e madhe – klasa më e ulët e saktësisë së instrumenteve analoge elektronike është 0,05, kurse tek instrumentet e larta digjitale kufiri i gabimit është 0,001 %,
- lexueshmëria – leximi i thjeshtë, i njëtrajtshëm dhe i shpejtë i displejit,
- këndi i gjerë i shikimit – tek instrumentet analoge për shkak të parataksës këndi i vështrimit është 0° , kurse tek instrumentet digjitale ai kënd është 50° ose më tepër,
- rezistenca e madhe hyrëse – tek instrumentet analoge impedansa hyrëse rregullisht është $10M\Omega$ dhe më tepër,
- eliminimi i gabimeve subjektive gjatë leximit,
- më të lira janë se ato analoge, dhe
- rezultatet nga matjet mund të barten në largësi (për shembull, deri te ndonjë kompjuter) për përpunim të mëtejshëm.

Mangësitë e instrumenteve digjitale janë:

- padukshmëria e përcjelljes së njëkohësishme – meqë truri i njeriut është përshtatur në paraqitje analoge, nëse është e nevojshme përcjellja e njëkohësishme e disa instrumenteve digjitale për shkak të marrjes së një aksioni të caktuar (p.sh. në kabinën e pilotit), praktika ka treguar se nuk është i dëshirueshëm përdorimi i instrumenteve digjitale,

- mirëmbajtja dhe riparimi i ndërlikuar,
- për punën e tij nevojitet bateri, dhe
- vështirë dërgohen ndryshimet.

Me instrumentet matëse digjitale maten edhe madhësitë joelektrike, nëse më parë me shndërrues përkatës shndërrohen në madhësi elektrike.

1.4.1. MULTIMETRI DIGJITAL

Multimetri digjital shërben për matje të:

- tensionit njëkahësh – **DCV**,
- rrymës njëkahëshe – **DCA**,
- tensionit alternativ – **ACV**,
- rrymës alternative – **ACA**, dhe
- rezistencës - **OHM** ose **W**.

Përveç shenjës DC (direct current), për sinjale njëkahëshe haset edhe shenja “=”, kurse për sinjalet alternative në vend AC (alternating current) haset shenja “~”. Në fig. 1-24 është treguar instrumenti digjital me elementet e tij.

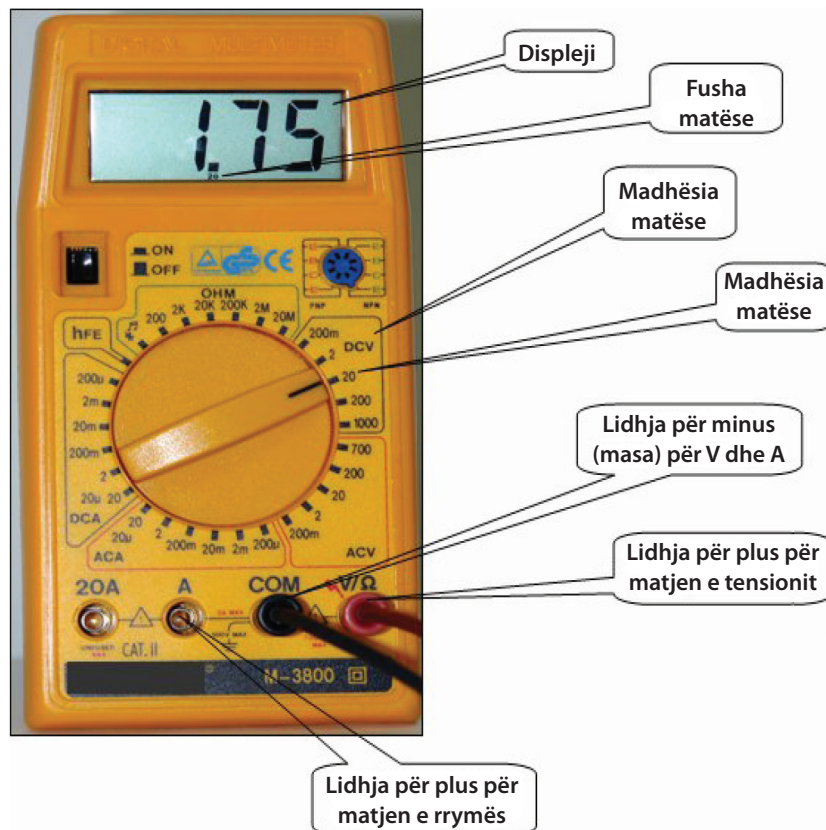


Fig. 1-24. Multimetri

Në kuadër të çdo madhësie matëse ka më shumë fusha të matjes. Për shembull, nëse zgjedhim DCV (V =), sipas fig. 1-18, mund të masim tensione njëkahëshe edhe atë në njësi të matjes prej: 200mV, 2V, 20V, 200V dhe 100V. Tek instrumentet më të reja digjitale fusha matëse

nuk zgjidhet me ndihmën e kapakut, por kjo bëhet automatikisht. Për kryerje të matjes përdoren edhe dy sonde – një e kuqe dhe një e zezë. Instrumentet moderne digjitale kanë edhe lidhje serike (RS 232) për komunikim me kompjuter. Nëpërmjet kësaj lidhjeje gjatë matjes përveç vlerës së matur që e shohim është displeji i instrumentit, njëkohësisht e shohim edhe formën e sinjalit në monitor të kompjuterit.

Milimetri digjital DM-9960 me karakteristikat e veta është treguar në tabelën në shtesën 1.

Multimetri digjital punën e tij e bazon në qarkun kryesor matës - QKM në hyrjen e të cilit është lejuar që të paraqitet tensioni njëkahësh prej 0 deri **200mV**. Qarku kryesor matës përmban A/D konvertor i cili tensionin analog e shndërron në tension digjital, d.m.th. në një numër të caktuar të impulseve.

Ekzistojnë tri mënyra të shndërrimit të sinjalit analog në atë digjital:

1. Tensioni matës shndërrohet në interval kohor, kurse për kohëzgjatjen e intervalit gjenerohen impulse. Numri impulseve numërohet dhe jepet në displej.
2. Në intervalet kohore të caktuara saktësisht numërohen impulset, frekuenca e të cilave është proporcionale me vlerën e tensionit matës.
3. Bëhet krahasimi i tensionit analog matës me tensionin e gjeneruar nga A/D konvertori.

Këto instrumente kanë rezistencë të madhe hyrëse ($10M\Omega$) dhe mbrojtje nga kyçja e gabuar.

1.4.2. MATJA E TENSIONIT ME MULTIMETËR DIGJITAL

Mënyra e matjes është identike në parim për zbatimin e instrumenteve elektronike analoge (fig. 1-15 nga instrumentet elektronike analoge), me atë dallim se në hyrje të QKM është i lejuar tensioni prej 0 deri 200mV (në analoget deri në 100 mV). Nëse tensioni hyrës është 200 mV, tensioni çohet direkt në QKM, kurse nëse ai është më i madh lirohet me ndihmën e ndarësit të tensionit, kështu që çohet në QKM.

Për të kryer matja sonda e zezë është e lidhur në prizën e shënuar me "COM" ose "GND", kurse sonda e kuqe në prizë shënuar me "V". Pastaj zgjedhim vallë do të matim tensionin njëkahësh ose alternativ, si edhe fushën matëse.

1.4.3. MATJA E FORCËS SË RRYMËS ELEKTRIKE ME MULTIMETËR DIGJITAL

Mënyra e matjes edhe këtu është identifikuar me mënyrën e matjes me instrumente analoge elektronike (fig. 1-16 nga instrumentet analoge elektronike), respektivisht matet rënia e tensionit të rezistorëve. Gjatë forcave më të mëdha të rrymimeve, rryma rrjedh vetëm nëpër rezistorin R_1 , kurse OMK e mat rëniën e rezistorit R_1 . Gjatë forcave më të vogla të rrymimeve, rryma rrjedh nëpër tërë rezistorët.

Që të kryhet matja sonda e zezë kyçet në kyçësin e shënuar me "COM" ose "GND", kurse sonda e kuqe në kyçësin e shënuar me "A". Pastaj zgjedhim a do ta matim forcën e rrymës njëkahëshe ose alternative, si dhe fushën matëse. Gjatë matjes së forcave të mëdha të rrymave, sonda e kuqe duhet të kyçet në kyçësin e shënuar me "20A".

1.4.4. MATJA E REZISTENCËS

Matja e rezistencës tek instrumentet digjitale është me ndihmën e tensionit referent i cili me qark të veçantë elektronik shndërrohet në rrymë konstante I_0 . Kjo rrymë lëshohet në rezistorin matës R_x , me çka jep rënie të tensionit U_x , e cila matet me QKM. Me këtë në mënyrë indirekte matet rezistenca e panjohur (fig. 1-25). Me ndryshimin e pozitës së kapakut ndryshohet fusha matëse e instrumentit, kurse me këtë ndryshohet forca e rrymës konstante I_0 .

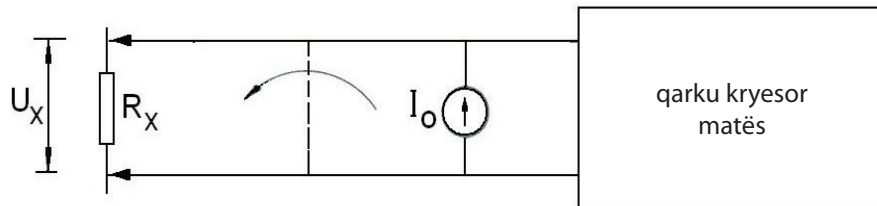


Fig. 1-25. Matja e rezistencës me instrument digjital

1.4.5. SAKTËSIA E MATJES ME INSTRUMENTE DIGJITALE

Instrumentet digjitale sipas saktësisë së tyre mund të ndahen në tri grupe:

1. Multimetrat digjital që kanë displej me $3\frac{1}{2}$ shifra (digit). Shifra e parë e majtë ose shifra e tij, mund të ketë vlerë 0 ose 1, kurse ato të tjera tri shifra mund të kenë vlerë prej 0 deri 9. Numri më i vogël të cilin mund ta tregojë ky instrument është **0000**, kurse numri më i vogël **1999**,
2. Multimetrat digjital industrial me $4\frac{1}{2}$ ose $5\frac{1}{2}$ shifra, dhe
3. Multimetrat special laboratorik me 6 ose më shumë shifra dhe me saktësi prej 0,01%. Këta shërbejnë si etaporë për bazhdarim të atyre dy grupeve të para.

Gabimin që e bën instrumenti digjital është dhënë në formën:

$$g = \pm(A\% + B\text{digit}) \quad (1.8)$$

ku: $A\%$ - sasia e gabimit në përqindje nga vlera e treguar që e bën instrumenti

B – numri i digiteve

digit – vlera e një digiti

Shembull: Le të jetë dhënë multimetri digjital gabimi i të cilit është:

$$g = \pm(0,3\% + 1\text{digit})$$

Nëse multimetri digjital është me $3\frac{1}{2}$ shifra displej, kurse fusha matëse është 20V, të caktohet gabimi i instrumentit digjital gjatë matjes në këtë fushë.

Në këtë rast vlera minimale është 00,00, kurse ajo maksimale është 19,99 në rastin që në hyrje kyçet tensioni prej 20 V. Nga kjo rrjedh se vendi i fundit decimal ka "peshë" prej 0,01V = 10mV. Sipas kësaj, vlera e 1 digit sillet:

digit = $1 \cdot 10\text{mV} = 10\text{mV}$ prandaj gabimi është:

$$g = \pm \left(\frac{0,3 \cdot U_{MP}}{100} + 10\text{mV} \right) = \pm \left(\frac{0,3 \cdot 20\text{V}}{100} + 10\text{mV} \right) = \pm (0,06\text{V} + 10\text{mV}) = \pm 70\text{mV}$$

$$g = \pm 70\text{mV}$$

Nga barazimi i fundit del se gabimi i instrumentit gjatë fushës matëse prej 20V sillet midis -70 mV dhe 70mV.

Shembull: Të caktohet gabimi nga shembulli i mëparshëm gjatë fushës matëse prej 200V.

$$\text{digit} = 1 \cdot 100 \text{ mV} = 100\text{mV}, \text{ min.}=000,0; \text{ max.}=199,9$$

$$g = \pm \left(\frac{0,3 \cdot U_{MP}}{100} + 100\text{mV} \right) = \pm \left(\frac{0,3 \cdot 200\text{V}}{100} + 100\text{mV} \right) = \pm (0,6\text{V} + 100\text{mV}) = \pm 700\text{mV}$$

$$g = \pm 700\text{mV}$$

1.5. OSCIOSKOPI

Osciloskopi është instrument matës dydimensional në të cilin mund t'i tregojmë ndryshimet e vlerave matëse gjatë kalimit të kohës, për dallim nga multimetri elektronik i cili i jep vlerat e madhësive. Me osciloskop mund të maten: tensioni, frekuenca, zhvendosja fazore, rryma dhe madhësi të tjera elektrike dhe jo elektrike nëse prej më parë shndërrohen në tension.

Ekzistojnë osciloskopë analogë dhe digjitalë.

1.5.1. OSCIOSKOPI ANALOG

Tek osciloskopët analogë forma e sinjalit hyrës në ekran nga osciloskopi nxirret me ndihmën e reaktorit elektronik të emetuar nga katoda e gypit. Në ekran nga ana e jashtme është vizatuar sistemi koordinativ në formë të rrjetës. Në **X**-boshtin është futur **koha**, kurse në **Y**-boshtin **tensioni**. Rrjeta e cila quhet **raster** ka 10 x 8 katrorë me anë 10 mm. Pamja e jashtme e oscilatorit është treguar në fig. 1-26.

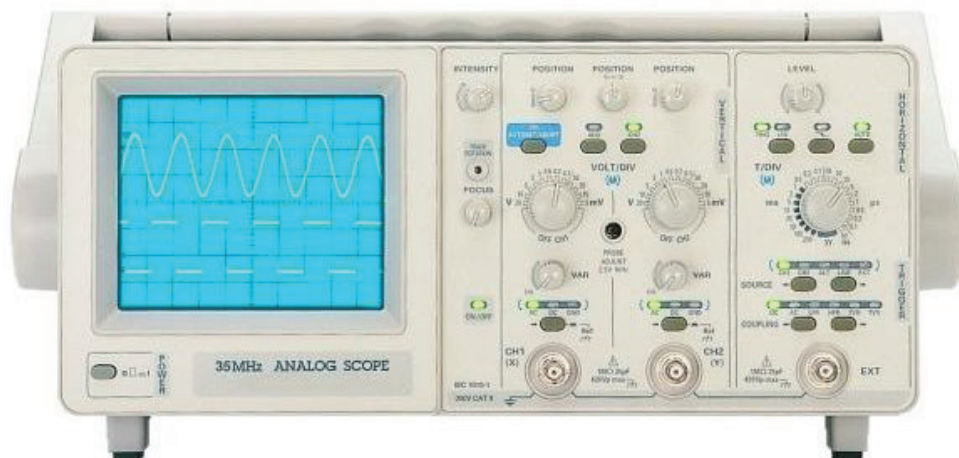


Fig. 1-26. Paneli pamës i osciloskopit

Elementi kryesor i osciloskopit të katodës është grupi elektronik i katodës, në ekranin e të cilit i përcjellim format e tensionit që i matim. Është bërë nga balloni qelqor i mbyllur hermetikisht, i cili në vete përmban katodën – K; rrjetën drejtuese – W, rrjetën fokusuese - A₁, rrjetën e nxitimit – A₂, pllakat optike dhe ekranin – fig. 1-27.

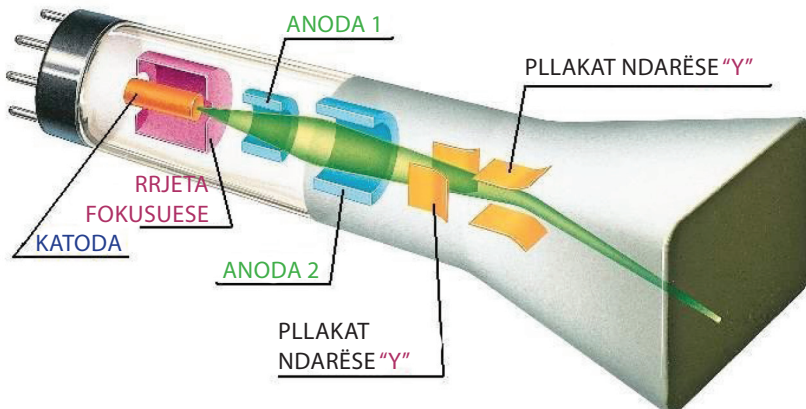


Fig. 1-27. Gypi katodik elektronik

Me ndryshimin e tensionit të elektrodës W drejtohet me numrin e emetuar të elektroneve të katodës - K, kurse me këtë ndryshohet ndriçueshmëria e ekranit. Ashpërsia e fotografisë rregullohet me ndryshimin e tensionit të elektrodës A₁, kurse me ndihmën e pllakave ndarëse drejtohet me lëvizjen e tufës së tillë të formuar elektrone. Ekranin e gypit të katodës nga ana e brendshme është lyer me material fluoreshent i cili gjatë goditjes së elektroneve emeton dritë.

Në fig. 1-28 është treguar bllok-skema e osciloskopit të katodës. Sinjali hyrës shpesh çohet në Y-hyrjen edhe atë nëse është deri një e dhjeta e mV drejtpërdrejt në përforcuesin vertikal, e nëse është më e madhe së pari në dobësuesin hyrës. Me pullën **VOLT/POD(VOLT/DIV)** definohet dobësimi i sinjalit, respektivisht vlera vertikale e një ndarjeje nga rrjeta.

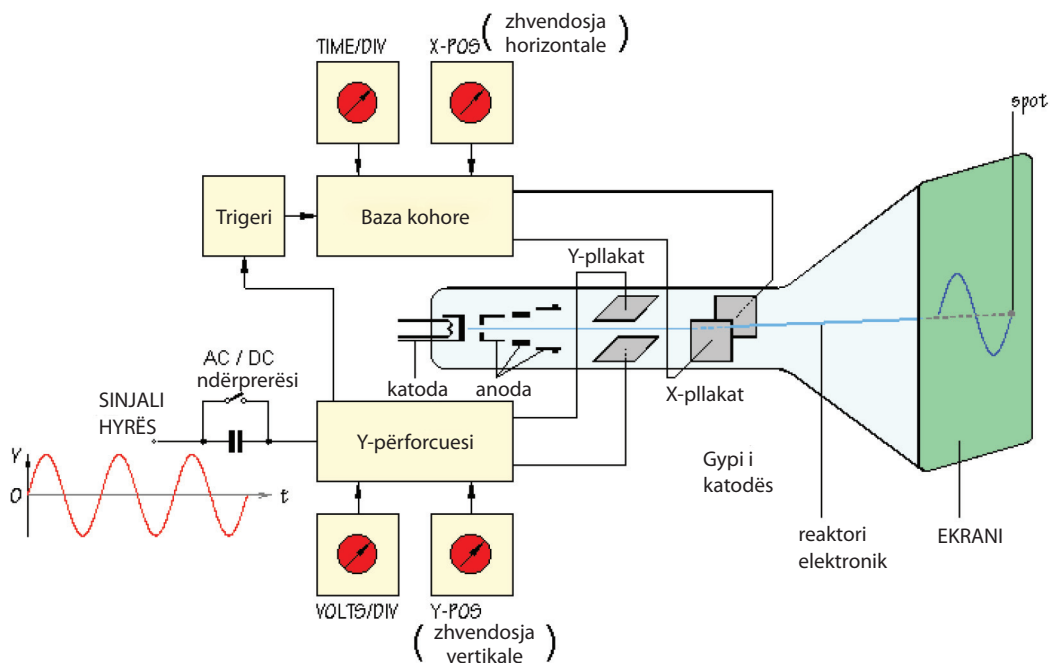


Fig. 1-28. Bllok-skema e osciloskopit

Gjeneratori i bazës kohore gjeneron tension sharror i cili e lëviz reaktorin elektronik nëpër X-boshtin (fig. 1-29). Koha e rritjes prej t_1 deri t_4 , kur reaktori elektronik lëviz prej pikës së skajshme të majtë deri në pikën e skajshme të djathtë, mund të ndryshohet me bulon të veçantë **KOHA/POD(TIME/DIV)**, me çka definohet vlera e katrorit nëpër X-boshtin.

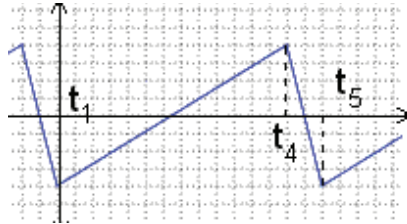


Fig. 1-29. Tensioni sharror i gjeneratorit në bazën kohore të osciloskopit

Pjesa rënëse e tensionit sharror prej t_4 deri t_5 shfrytëzohet për kthim të reaktorit elektronik në pozitën fillestare, d.m.th. në anën e skajshme të majtë. Qarku për sinkronizim i mundëson ekranit që të fitojë fotografi të qetë. Nëse sinkronizimi nuk është bërë mirë, në ekran do të paraqiten ose shumë fotografi të cilat përputhen, ose fotografia do të lëvizë nëpër ekran. Ekzistojnë osciloskopë me një kanal, dy kanale ose më tepër kanale.

1.5.2. OSCILOSKOPI DIGJITAL

Osciloskopët digjital janë gjeneratë e re e osciloskopëve me të cilët mjaft lehtësohet dhe përmirësohet procedura e matjes. Ngase përmbajnë edhe memorie, sinjali matës mund të përpunohet dhe të analizohet në mënyrë plotësuese. Te këta osciloskopë sinjali hyrës analog me AD konversion shndërrohet në sinjal digjital, memorizohet dhe përpunohet me procesorë të fuqishëm. Rezultatet tregohen në ekran në formë grafike - oscilogram.



Fig. 1-30. Pajisja e USB osciloskopit digjital

Osciloskopët digjital mund të përpunohen edhe si **USB osciloskop digjital**, të cilët kyçen në kompjuter nëpërmjet portës USB. Te këta osciloskopë, me ndihmën e softuerit përkatës, rezultatet i ndajmë në ekran të kompjuterit. Në fig. 1-30 është treguar pajisja e USB osciloskopit digjital, kurse në fig. 1-31 është paraqitur një ekran i softuerit për punë me USB osciloskop.

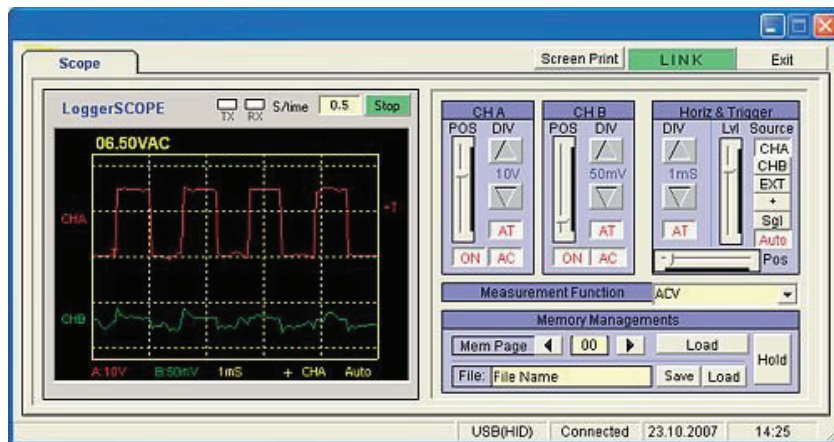


Fig. 1-31 Dukja e ekranit me softuer për USB osciloskop

1.5.3. MATJA ME OSCILOSKOP

Matja me osciloskop bëhet në atë mënyrë që së pari me ndihmë të butonit për lloj të tensionit zgjedhim DC – tension njëkahësh, ose AC tension alternativ. Pastaj me butonin V/DIV definojmë (zgjedhim) sa volt është një pjesë sipas vertikales, kurse me butonin TIME/DIV sa zgjat baza kohore. Me ndihmën e sondës e cila është kyçur me kablo koaksiale të osciloskopit, e kyçim tensionin të cilin duam ta masim.

1.5.3.1. MATJA E TENSIONIT ALTERNATIV TË SINUSIT ME OSCILOSKOP

Gjatë matjes së tensionit alternativ të sinusit me ndihmë të osciloskopit, në ekranin e osciloskopit e fitojmë fotografinë në fig. 1-32, me çka buloni VOLT/POD (V/DIV) është vendosur në 5 V/POD, që do të thotë se një ndarës nga rrjeta (raseri) sipas Y-boshtit është 5V.

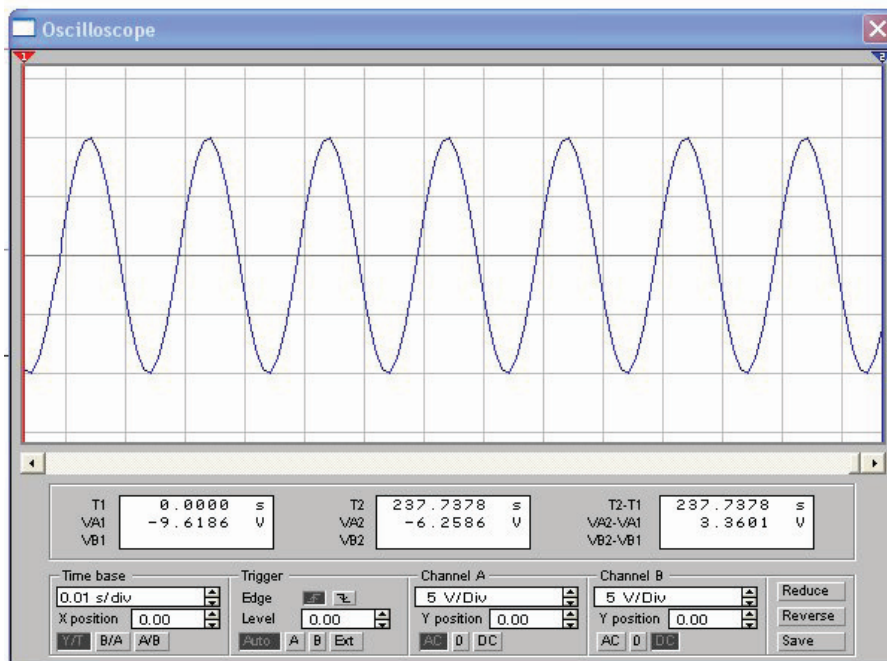


Fig. 1-32. Matja e tensionit të sinusit me osciloskop

Figura 1-32 është nga softueri për analiza e qarqeve elektrike – Electronics Workbench. Ngase në shembullin konkret, sinusoida e ekranit prej majës në majë përfshin katër pjesë, atëherë vlerën e tensionit matës do ta njehsojmë në këtë mënyrë:

$$U_{pp} = 5V/\text{pod} \cdot 4\text{pod} = 20V$$

$$U_{\max} = U_{pp} / 2 = 10V$$

$$U_{\text{ef}} = \frac{U_{\max}}{\sqrt{2}} = 7,1V$$

1.5.3.2. MATJA E FREKUENCËS

Gjatë matjes së frekuencës me ndihmën e osciloskopit së pari vendoset baza kohore. Në rastin e tillë (fig. 1-32), pulla për masën kohore është vendosur në 0,01 s/pod. Nga ekranit i numërojmë pjesët ndarëse prej ekranit deri te maja tjetër e sinjalit sinusoid, respektivisht numri i ndarësit për një periodë. Në këtë mënyrë e caktojmë periodën T të sinjalit alternativ:

$$T = 2\text{pod} \cdot 0,01\text{s}/\text{pod} = 0,02 \text{ ms}$$

prej ku rrjedh se frekuenca matëse është:

$$f = \frac{1}{T} = \frac{1}{0,02} = 50 \text{ Hz}$$

1.5.3.3. MATJA E NDRYSHIMIT FAZOR

Që të mund të matet ndryshimi fazor midis sinjaleve alternative, nevojitet osciloskopi i dyfishtë. Së pari si në mësimin e mëparshëm, caktohen periodat e të dy madhësive alternative, pastaj lexohet numri i ndarjeve prej sinusoidës së dytë në sinusoidën e parë të majës së sinusoidës së dytë. Për rastin konkret të treguar në fig. 1-33, periodat e të dy sinjaleve alternative janë 2 pjesë, kurse numri i pjesëve ndarëse nga maja e njërës sinusoidë deri në sinusoidën e dytë është $\frac{1}{2} = 0,5$ ndarës.

Në këtë mënyrë ndryshimi i kërkuar fazor llogaritet sipas barazimit të proporcionit:

$$t_1 : T_0 = \varphi : 360^\circ$$

prej ku del se ndryshimi i kërkuar fazor është:

$$\varphi = \frac{t_1 \cdot 360}{T_0} = \frac{0,5 \cdot 360}{2} = 90$$

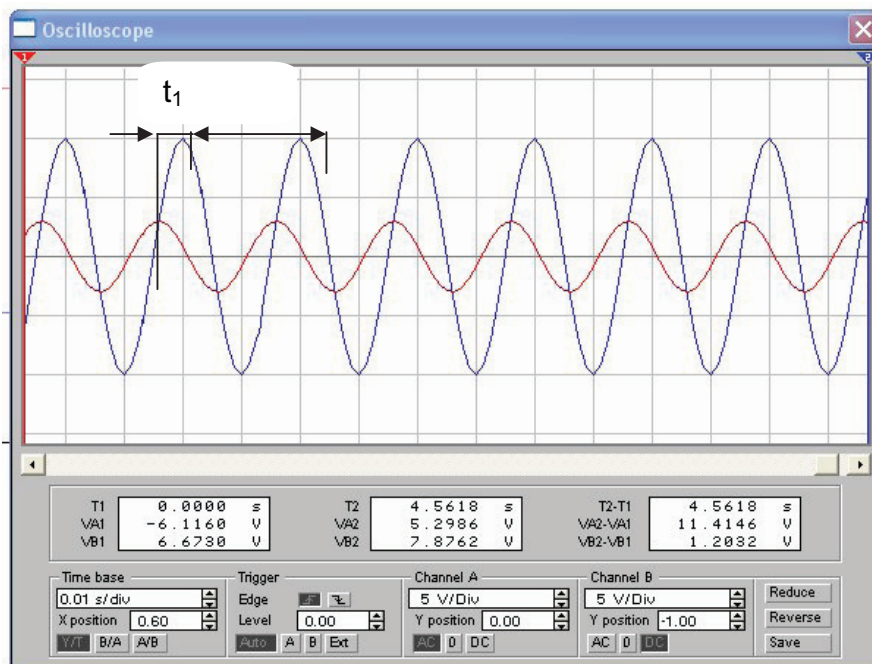


Fig. 1-33. Matja e ndryshimit fazor me osciloskop

1.5.3.4. MATJA E TENSIONEVE NJËKAHËSHE

Matja e tensionit njëkahësh bëhet në atë mënyrë që matet (numërohet) zhvendosja sipas Y-boshtit të vijës së ndritshme nga pozicioni zero. Në të vërtetë kjo është amplituda e tensionit matës. Për rastin konkret të paraqitur në fig. 1-34, vlera e tensionit njëkahësh do të jetë:

$$U = 1V/\text{pod} \cdot 5\text{pod} = 5V$$

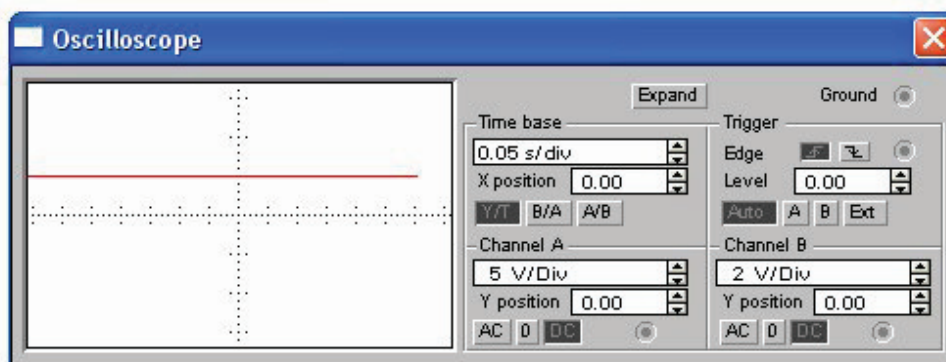


Fig. 1-34. Matja e tensioneve njëkahëshe me osciloskop

1.5.3.5. MATJA NË X-Y REGJIM

Me osciloskopin përveç matjeve të përmendura më lart, mund të incizohet edhe I-U karakteristika e diodës gjysmëpërçuese. Për këtë dedikim osciloposki shfrytëzohet X-Y regjim. Në e bashkojmë qarkun elektrik nga fig. 1-35, me çka në kanalën e parë (Z-hyrja) e osciloposkit

kyçet tensioni, kurse në majën e kanalit (Y-hyrjen) rryma në diodë (rënia e tensionit të rezistorit), në ekranin e osciloskopit do të fitohet karakteristik rrymë-tension e diodës (fig. 1-36).

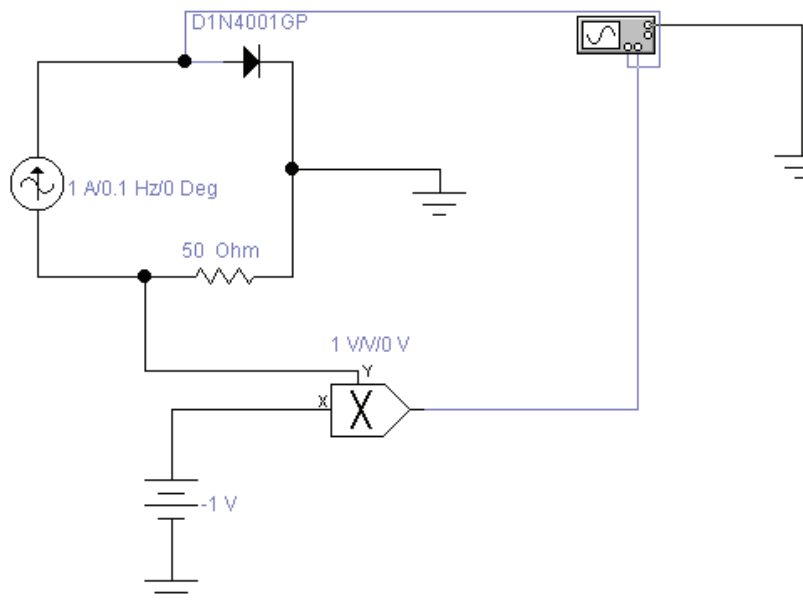


Fig. 1-35. Skema elektrike për incizim të U-I karakteristike të diodës

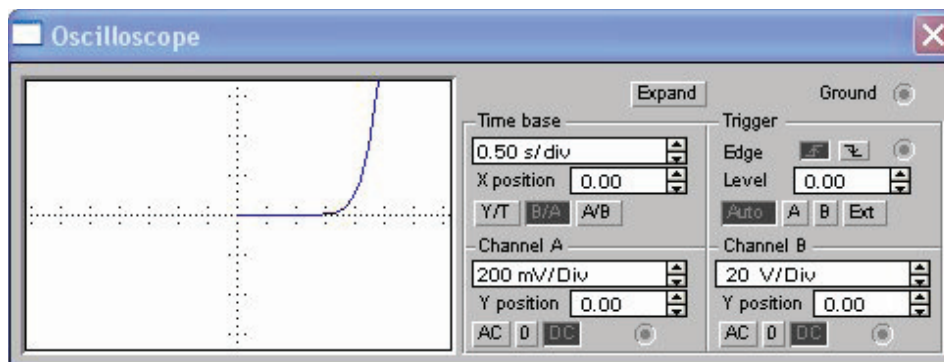


Fig. 1-36. Incizimi i U-I karakteristike të diodës

1.6. LIDHJA E INSTRUMENTEVE ELEKTRIKE

1.6.1. MATJA E RRYMËS ELEKTRIKE

Instrumenti për matje të forcës së rrymës elektrike quhet **ampermetër**. Gjatë matjes rryma duhet të rrjedhë në ampermetër me çka qarku **ndërpritet** dhe ampermetri lidhet në mënyrë serike (rendore) me shpenzuesin (fig. 1-37). Ngase ampermetri lidhet në mënyrë serike me shpenzuesin, rezistenca e tij e brendshme duhet të jetë e vogël që të jetë i vogël edhe harxhimi i instrumentit. Në këtë mënyrë do të paraqitet një rënie e vogël e tensionit i cili nuk do të ndikojë mjaft ndaj saktësisë së rezultatit.

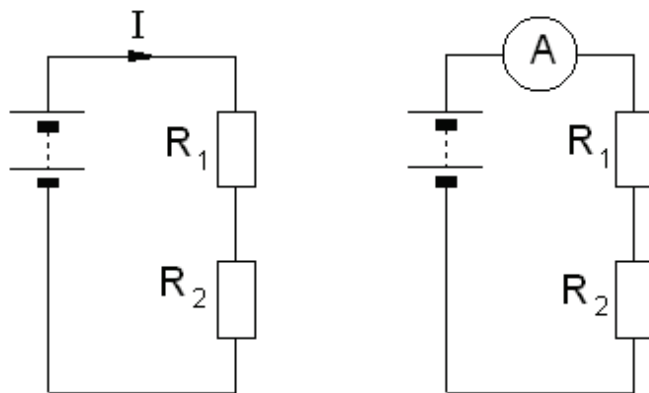


Fig. 1-37. Lidhja e ampermetrit

Për shpenzim të fushës matëse të ampermetrit, paralelisht në instrument lidhet rezistori – **shant** (fig. 1-38). Me ndihmën e Ligjit të parë dhe të dytë të Krihut fitohet barazimi për llogaritje të shantit – (1.12).

$$R_A \cdot I_A = R_S \cdot I_S \quad (1.9)$$

$$I_S = (I_P - I_A) \quad (1.10)$$

Me zëvendësimin e (1.10) në (1.9) fitohet:

$$R_A \cdot I_A = R_S (I_P - I_A) \quad (1.11)$$

Në qoftë se shprehja (1.11) zgjidhet sipas R_S :

$$R_S = \frac{I_A}{I_P - I_A} R_A \quad (1.12)$$

I_A – rryma elektrike nëpër instrument për devijim të tij të plotë

I_P – rryma elektrike nëpër shpenzues (e fushës së re matëse).

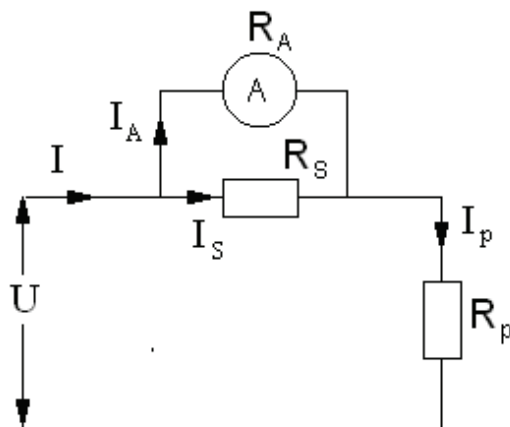


Fig. 1-38. Zgjerimi i fushës matëse

Vlera e shantit duhet të jetë më e vogël se rezistenca e instrumentit R_A . Në praktikë më tepër përdoret ampermetri me shumë fusha matëse. Sa më shumë rritet fusha matëse, aq më shumë zvogëlohet vlera e shantit.

Shembull: Të njehsohen vlerat e rezistorëve (shanteve) të cilat duhet të përdoren për instrumente me tri fusha matëse për matje të intensitetit të rrymës prej 0,6 mA; 6 mA dhe 60 mA. Instrumenti është caktuar për intensitet të rrymës $I_A = 240 \mu\text{A}$, kurse rezistenca e brendshme është $R_A = 500 \Omega$.

$$R_{S1} = R_A \frac{I_A}{I - I_A} = 500 \frac{240}{600 - 240} = 333 \Omega \quad \text{për fushën matëse deri 0,6 mA}$$

$$R_{S2} = 500 \frac{240}{6000 - 240} = 20,8 \Omega \quad \text{për fushën matëse deri 6 mA}$$

$$R_{S3} = 500 \frac{240}{60000 - 240} = 2 \Omega \quad \text{për fushën matëse deri 60 mA}$$

Në fig. 1-39 është njehsuar skema e lidhjes së instrumentit me tri fusha matëse.

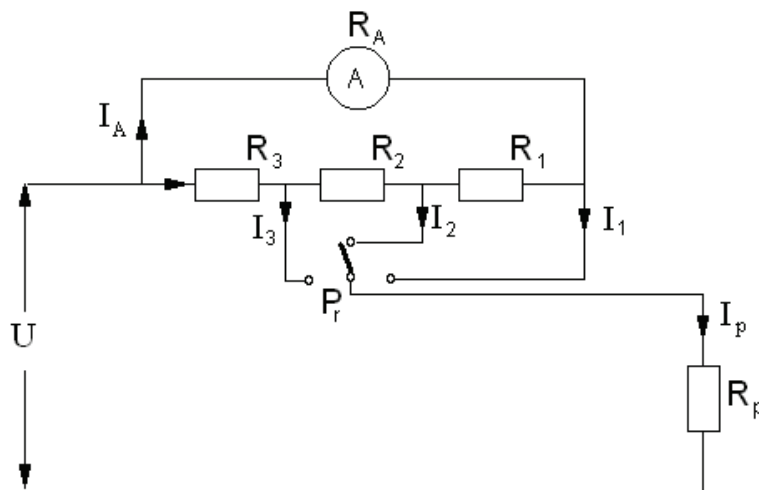


Fig. 1-39. Lidhja e instrumentit me tri fusha

1.6.2. MATJA E TENSIONT ELEKTRIK

Instrumenti elektrik për matje të tensionit quhet **voltmetër**. Voltmetri lidhet paralelisht në dy pikat matëse midis të cilave duam ta masim ndryshimin potencial, me çka qarku nuk duhet të jetë i ndërprerë (fig. 1-40).

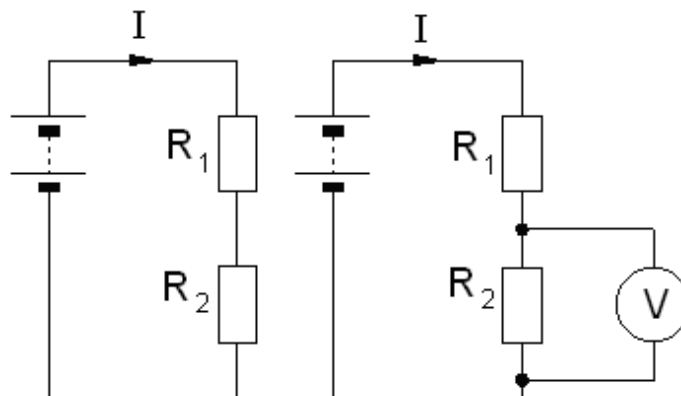


Fig. 1-40. Lidhja e voltmetrit

Rezistenca e voltmetrit duhet të jetë e madhe me qëllim që rryma e cila rrjedh nëpër atë të jetë sa është e mundur më e vogël, me çka rënia e tensionit që e masim do të ndryshojë mjaft. Për matje të tensioneve më të mëdha se fusha matëse e instrumentit duhet bërë zgjerim të fushës matëse. Për zgjerim të fushës matëse sipas rendit me voltmetra lidhet rezistori plotësues - **pararezistenca** (rezistori mbrojtës) - fig. 1-40). Me zgjidhjen e qarkut në fig. 1-41, fitohet barazimi për njehsim të pararezistencës – (1.15).

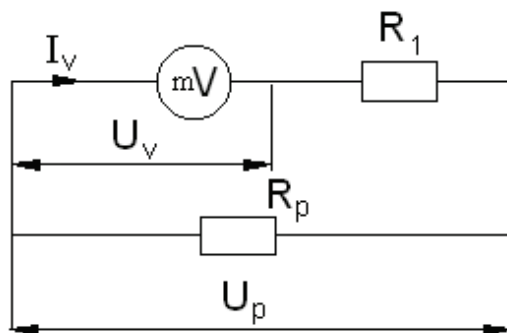


Fig. 1-41. Zgjerimi i fushës matëse të voltmetrit

$$R_1 I_v + U_v = U_p \quad (1.13)$$

Me zgjidhjen e shprehjes (1.13) sipas R_1 fitohet:

$$R_1 = \frac{U_p - U_v}{I_v} \quad (1.14)$$

Nëse në (1.14) zëvendësojmë $I_v = \frac{U_v}{R_v}$, do të fitojmë:

$$R_1 = \frac{R_v}{U_v} (U_p - U_v) \quad (1.15)$$

U_p - tensioni i fushës së re matëse

U_v - tensioni i voltmetrit

I_v - rryma nëpër voltmetër për devijim të saj të plotë

Nëse bëhet fjalë për voltmetër me më tepër fusha matëse, ndryshimi i fushës matëse arrihet me ndryshimin e madhësisë së pararezistencës. Në rast të tillë së pari mblidhet fusha matëse, ruhet polariteti i kyçjes, e pastaj bëhet leximi i zhvendosjes së shigjetës.

Voltmetri me më shumë fusha matëse mund të bëhet në dy mënyra:

- me rezistor të pavarur për çdo fushë – fig. 1-42
- me rezistor të lidhur serik – fig. 1-43.

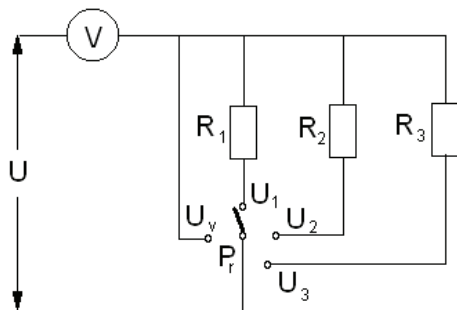


Fig. 1-42. Voltmetri me rezistor të pavarur për çdo fushë

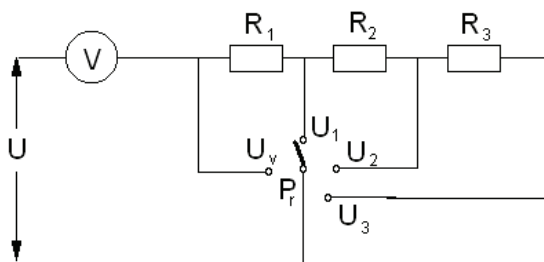


Fig. 1-43. Voltmetri me rezistor të lidhur serik

Shprehjet për njehsim të R_1 , R_2 dhe R_3 për fig. 1-42 janë dhënë me shprehjet (1.16), kurse për fig. 1-43 me shprehjet (1.17):

$$\begin{aligned} R_1 &= \frac{U_1 - U_v}{U_v} \cdot R_v \\ R_2 &= \frac{U_2 - U_v}{U_v} \cdot R_v \\ R_3 &= \frac{U_3 - U_v}{U_v} \cdot R_v \end{aligned} \quad (1.16)$$

$$\begin{aligned} R_1 &= \frac{U_1 - U_v}{U_v} \cdot R_v \\ R_2 &= \frac{U_2 - U_1}{U_v} \cdot R_v \\ R_3 &= \frac{U_3 - U_2}{U_v} \cdot R_v \end{aligned} \quad (1.17)$$

Gjatë matjes së tensioneve njëkahëshe duhet pasur kujdes në polaritetin e skajeve të instrumentit (+ dhe -). Gjatë matjes së madhësive alternative elektrike, rrymës dhe tensionit, lidhja bëhet njësoj si edhe gjatë matjes së madhësive njëkahëshe. Gjatë kësaj shfrytëzohen instrumentet për madhësi alternative dhe të njëjtat i tregojnë vlerat efektive të madhësive alternative.

Shembull: Të njehsohen vlerat e pararezistorëve që dihet të përdoren për instrument me tri fusha matëse për matje të tensionit prej 0,6 V; 6 V dhe 60 V. Instrumenti është paraparë me tension prej $U_v = 60$ mV, kurse rezistenca e brendshme është $R_v = 1000 \Omega$.

$$\begin{aligned} R_1 &= R_v \frac{U_1 - U_v}{U_v} = 1000 \frac{0,6 - 0,06}{0,06} = 9 \text{ k}\Omega && \text{për fushën matëse deri } 0,6 \text{ V} \\ R_2 &= R_v \frac{U_2 - U_1}{U_v} = 1000 \frac{6 - 0,6}{0,06} = 90 \text{ k}\Omega && \text{për fushën matëse deri } 6 \text{ V} \\ R_3 &= R_v \frac{U_3 - U_2}{U_v} = 1000 \frac{60 - 6}{0,06} = 900 \text{ k}\Omega && \text{për fushën matëse deri } 60 \text{ V} \end{aligned}$$

1.6.3. MATJA E REZISTENCËS

Për matje të rezistencës së një elementi ose rezistori mund të përdorim **ommetrin** ose instrumentin universal, me çka instrumenti duhet të kyçet paralelisht në element – fig. 1-44. Që të bëjmë matjen e rezistencës së elementit, elementi sërish duhet shkyçet nga qarku, ose madje njëri skaj i tij të ndërpritet.

Shembull: Nëse duhet të matet rezistenca e rezistorëve R_1 dhe R_2 nga fig. 1-45, atë do ta bëjmë sipas fig. 1-46, e jo sipas fig. 1-47.

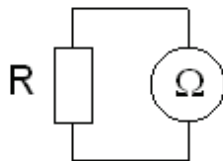


Fig. 1-44. Lidhja e ommetrit

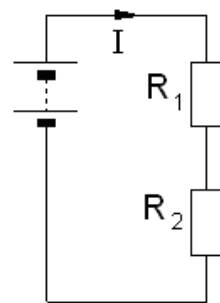


Fig. 1-45. Qarku elektrik

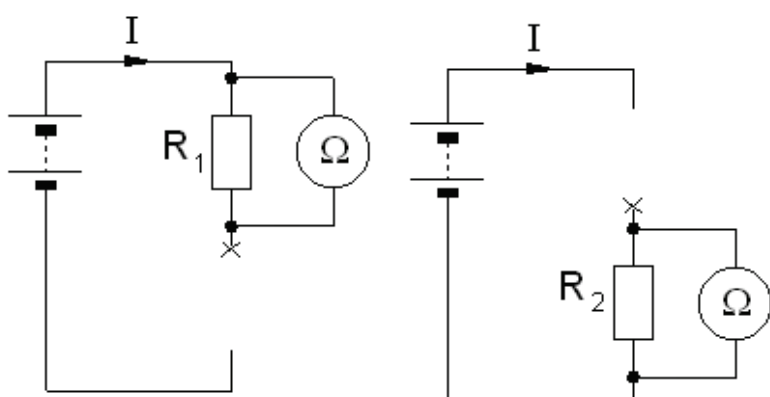


Fig. 1-46. Mënyra e drejtë e matjes së rezistencës

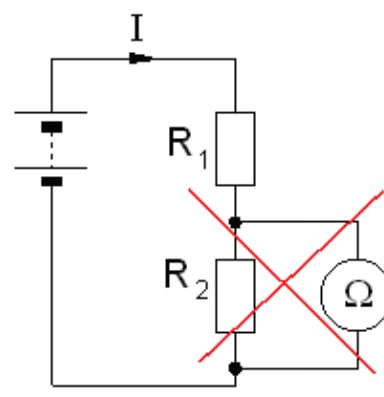


Fig. 1-47. Mënyra jo e drejtë

1.6.4. MATJA E FORCËS ELEKTRIKE

Matja e forcës elektrike mund të matet me:

- instrument për matje direkte të forcës,
- instrument për matje indirekte të forcës nëpërmjet matjes së tensioni dhe rrymës.

Instrumenti me të cilin bëhet matja direkte e forcës quhet **voltmetër**. Me atë mund të matet forca elektrike në qarqe me rrymë njëkahëshe dhe alternative.

Gjatë rrymës njëkahëshe forca është e barabartë me: $P = U \cdot I$

Për sinjalet alternative dallojmë:

- forcë aktive - $P = U I \cos\varphi$ [W], matet me **vatmetër**,
- forcë reaktive - $Q = U I \sin\varphi$ [VA_r], matet me **vatmetër**, dhe
- forcë të dukshme $S = UI = \sqrt{P^2 + Q^2}$ [VA], kjo forcë njehsohet.

Matja e forcës me ndihmën e ampermetrit dhe voltmetrit (U-I metoda) është paraqitur në fig. 1-48, kurse matja me vatmetër në fig. 1-49.

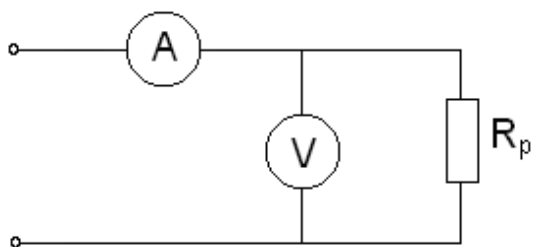


Fig. 1-48. Matja e forcës me U-I metodën

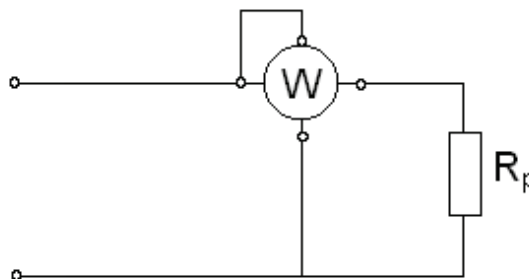


Fig. 1-49. Matja e forcës me vatmetër

1.7. URAT E MATJES

Urat e matjes janë metoda indirekte për matje, sepse vlera e madhësisë matëse (rezistenca) nuk lexohet direkt në instrument, por bëhet krahasimi i saj me rezistencë të njohur. Me këtë rast shfrytëzohet **nul-indikator** (treguesi i zeros). Urat e matjes paraqesin instrument i cili duhet të silllet në pozitën zero, atëherë kur rezistenca matëse barazohet me rezistencën njohur. Ky instrument nuk duhet të jetë aq i saktë, por duhet të jetë shumë i ndjeshëm.

1.7.1. MATJA E REZISTENCËS ME URËN E VITSONIT

Në fig. 1-50 është paraqitur Ura e Vitsonit për matje të rezistencave më të mëdha se 1Ω. Ajo përbëhet prej një rezistori të panjohur $R_x(R_1)$, prej tri opsioneve të njohura: R_2, R_3, R_4 buri- mit **E** dhe galvanometrit **g** i cili e regjistron rrjedhjen e rrymës midis pikave A dhe B.

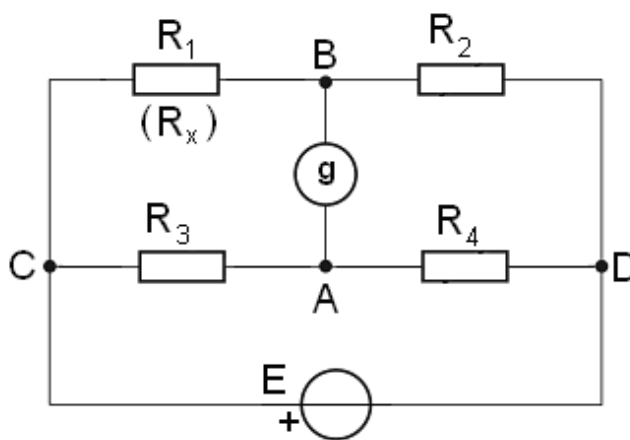


Fig. 1-50. Ura e Vitsonit

Qëllimi i matjes është që ura të silllet në baraspeshë, d.m.th. potenciali i pikave A dhe B të jetë i barabartë, respektivisht midis pikave A dhe B të mos rrjedhë rrymë. Në këtë rast shigjeta e galvanometrit do të jetë në mes dhe do të tregojë zero. Në pozitën ekuilibruese do të vlejë:

$$\frac{R_1}{R_2} = \frac{R_3}{R_4} \tag{1.18}$$

Me zgjidhjen e kushtit sipas $R_1 (R_x)$ do të fitojmë:

$$R_x = R_1 = \frac{R_3}{R_4} \cdot R_2 \quad [\Omega] \quad (1.19)$$

Ura e Vitsonit mund të realizohet edhe:

- Ura e Vitsonit me rezistenca dekade (10,100,1000,10000 Ω)
- Ura e Vitsonit me tel matës

Shembull: Për matje të rezistencës është përdorur Ura e Vitsonit i cili mbushet me burim të rrymës elektrike $E = 10V$. Vlerat e rezistorëve të njohur janë: $R_2 = 1000 \Omega$, $R_4 = 100 \Omega$ a, $R_3 = 0-1000 \Omega$. Ura sillet në ekuilibër me ndihmën e rezistori R_3 , me çka vlera e tij është $R_3 = 75 \Omega$. Rezistorin e panjohur do ta njehsojmë sipas (1.19):

$$R_x = \frac{R_3}{R_4} \cdot R_2 = \frac{75}{100} \cdot 1000 = 750 \Omega .$$

1.7.2. MATJA E INDUKTIVITETIT

Gjatë rrjedhjes së rrymës elektrike nëpër përçuesit, rreth tyre krijohet fluks magnetik, proporcional me forcën e rrymës elektrike. Lidhja ndërmjet forcës së rrymës elektrike dhe fluksit magnetik të krijuar nga ajo quhet **induktivitet** i përçuesit. Induktiviteti shënohet me **L**, kurse njësia e tij themelore është **henri – H**. Përçuesit hasen në forma të ndryshme, por më shpesh ën formë të spirales. Për matje të induktivitetit shpesh përdoret:

- U – I metoda
- Ura e Maksvelit
- Maksvel– Ura e Vinit

1.7.2.1. U-I METODA

Çdo spirale përveç **induktivitetit** ka edhe **rezistencën omike**. Gjatë rrjedhjes së rrymës alternative nëpër spirale, kjo do të karakterizohet me **impedansën** e vet:

$$Z = \sqrt{R^2 + (\omega L)^2} \quad (1.20)$$

Me zgjidhjen e (1.20) sipas L do të fitojmë:

$$L = \frac{\sqrt{Z^2 - R^2}}{\omega} \quad [H] \quad (1.21)$$

Nëse në qarkun me spirale lëshojmë rrymë elektrike ($\omega = 0$), impedansa do të jetë: $Z = R$. Duke e shfrytëzuar atë më lart, me ndihmën e skemës të treguar në fig. 1-51, mund ta masim induktivitetin e spirales pa bërthamë të hekurit. Gjatë pozitës 1 te mbyllësi në qark është kyçur burimi njëkahësh E. Me voltmetër dhe ampermetër i masim tensionin e skajeve të spirales dhe forcën e rrymës elektrike nëpër spirale, prandaj rezistenca e omit të spirales do të jetë:

$$R_x = \frac{U_1}{I_1} \quad [\Omega] \quad (1.22)$$

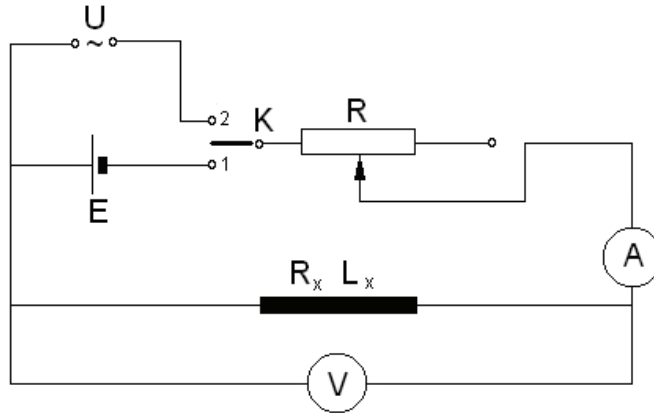


Fig. 1-51. U-I metoda për matje të induktivitetit

Te matja e dytë, mbyllësi K është në pozitën 2 dhe tash spiralja është kyçur në tension alternativ me frekuencën e njohur ($\omega = 2\pi f$). Në qoftë se me voltmetër dhe ampermetër i bëjmë matjet përkatëse, impedansa do të jetë:

$$Z_x = \frac{U_2}{I_2} \text{ [}\Omega\text{]} \tag{1.23}$$

Tash mund ta njehsojmë induktivitetin:

$$L_x = \frac{\sqrt{Z_x^2 - R_x^2}}{\omega} \text{ [H]} \tag{1.24}$$

1.7.2.2. URA E MAKSVELIT

Skema e urës së Maksvelit e treguar në fig. 1-52.

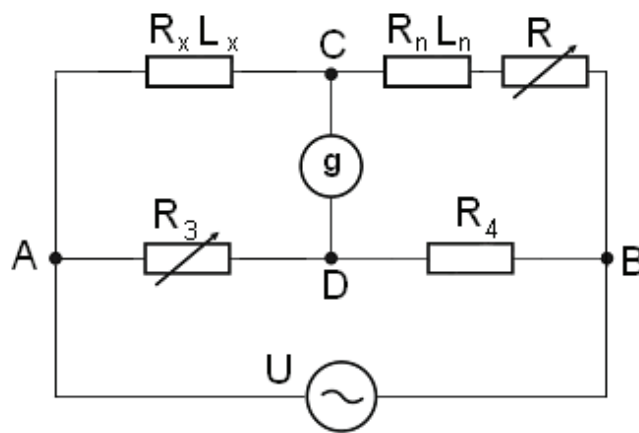


Fig. 1-52. Ura e Maksvelit

Ura vihet në ekuilibër me ndryshim të rezistorëve e ndryshueshëm R dhe R₃ dhe spirales së ndryshueshme R_n dhe L_n. Kur galvanometrën do ta vendosim në pozitën zero, caktohet induktiviteti i panjohur dhe rezistenca e tij sipas shprehjeve:

$$R_x = \frac{R_3(R + R_n)}{R_4} \quad [\Omega] \quad (1.25)$$

$$L_x = L_n \frac{R_3}{R_4} \quad [H] \quad (1.26)$$

Shprehjet (1.25) dhe (1.26) fitohen me zëvendësimin e shprehjes për impedansën e degëve (1.27) në kushtin për ekuilibër të urës:

$$\bar{Z}_1 = R_x + j\omega L_x; \quad \bar{Z}_2 = R_n + j\omega L_n + R; \quad \bar{Z}_3 = R_3; \quad \bar{Z}_4 = R_4 \quad (1.27)$$

$$\frac{\bar{Z}_1}{\bar{Z}_2} = \frac{\bar{Z}_3}{\bar{Z}_4} \quad (1.28)$$

prej ku me zgjidhjen e kushtit për ekuilibër fitohen barazimet për induktivitetin e panjohur (L_x) dhe rezistenca e kalemit (R_x).

Ura e Maksvelit përdoret për matje të induktivitetit prej 10^{-4} H deri 10H, me saktësi 0,3%.

Shembull: Me urën e Maksvelit duhet të matet induktiviteti i kalemit. Gjatë ekuilibrit vlerat e elementeve në qark janë: $R = 100\Omega$, $R_3 = 1000\Omega$, $R_4 = 2000\Omega$, $R_n = 8\Omega$, $L_n = 12\text{mH}$ dhe $f = 1000\text{Hz}$.

$$R_x = \frac{R_3(R + R_n)}{R_4} = \frac{1000 \cdot (100 + 8)}{2000} = 54\Omega$$

$$L_x = L_n \frac{R_3}{R_4} = 8 \frac{1000}{2000} = 5\text{mH}$$

1.7.2.3. URA E MAKSVEL-VINIT

Ura e Maksvel-Vinit e treguar në fig. 1-53 sillet në ekuilibri me rezistorin e ndryshueshëm R_4 dhe kondensatorin e ndryshueshëm C_4 . Kjo urë nuk shfrytëzon spirale të ndryshueshme me vlerën të njohura, sepse kjo kushton shumë shtrenjtë.

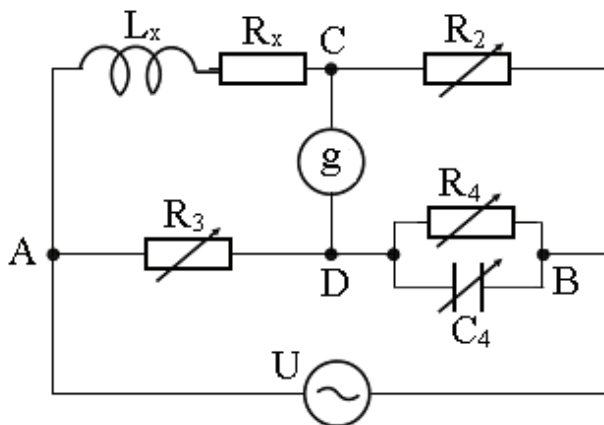


Fig. 1-53. Ura e Maksvel-Vinit

Në pozitë ekuilibruese R_x dhe L_x caktohen sipas barazimeve:

$$R_x = R_2 \frac{R_3}{R_4} \text{ } [\Omega] \tag{1.29}$$

$$L_x = R_2 R_3 C_4 \text{ } [H] \tag{1.30}$$

Kushti për ekuilibër në këtë urë është:

$$\frac{\bar{Z}_1}{\bar{Z}_2} = \frac{\bar{Z}_3}{\bar{Z}_4}$$

$$\text{ku: } \bar{Z}_1 = R_x + j\omega L_x; \bar{Z}_2 = R_2; \bar{Z}_3 = R_3; \bar{Z}_4 = \frac{R_4 \frac{1}{j\omega C}}{R_4 + \frac{1}{j\omega C}}. \tag{1.31}$$

1.7.3. MATJA E KAPACITETIT

Përveç vetisë së çdo kondensatori është **kapaciteti** i tij. Kapaciteti paraqet veti të kondensatorit që të mbledhë një sasi të caktuar të elektricitetit **Q**, i cili varet nga tensioni i elektrodave të kondensatorit **U**.

$$Q = C \cdot U$$

Njësia kryesore për kapacitetin është **faradi** – **F**. Gjatë matjes te kondensatorët, përveç matjes të kapacitetit të tij, duhet pasur kujdes edhe për **faktorin për humbje tg d** që është pasojë e papërsosshmërisë së dielektrodës. Matja e kapacitetit e kondensatorëve shpesh mund të bëhet me:

- U – I metodën dhe
- Urën e Vinit

1.7.3.1. U-I METODA PËR MATJEN E KAPACITETIT

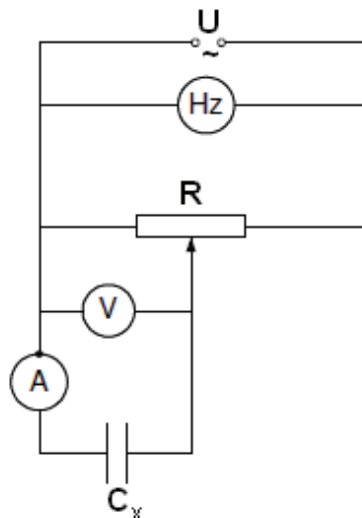


Fig. 1-54. U-I metoda për matjen e kapacitetit

Nëse kondensatori me kapacitet të panjohur C_x lidhet në burim alternativ si në fig. 1-54, me matje të tensioni dhe rrymës, si dhe në frekuencës me ndihmën e frekuenciometrit, mund ta caktojme kapacitetin C sipas shprehjes (1.32):

$$X_C = \frac{1}{\omega C_x}; U = \frac{I}{\omega C_x} \quad (1.32)$$

$$U = I \cdot X_C \quad (1.33)$$

Me zëvendësimin e shprehjes (1.32) në barazimin për tensioni në skajet e kondensatorit (1.33) dhe zgjidhjen e barazimit sipas C_x , fitohet shprehja për njehsim të kapacitetit të kondensatorit:

$$C_x = \frac{I}{\omega U} \quad (1.34)$$

1.7.3.2. URA E VINIT

Me këtë urë (fig. 1-55) përveç asaj se matet kapaciteti i panjohur i kondensatorit C_x matet edhe faktori i humbjeve $\text{tg}\delta$, nëpërmjet matjes së të rezistencës së humbjeve R_x të dielektrodës së kondensatorit.

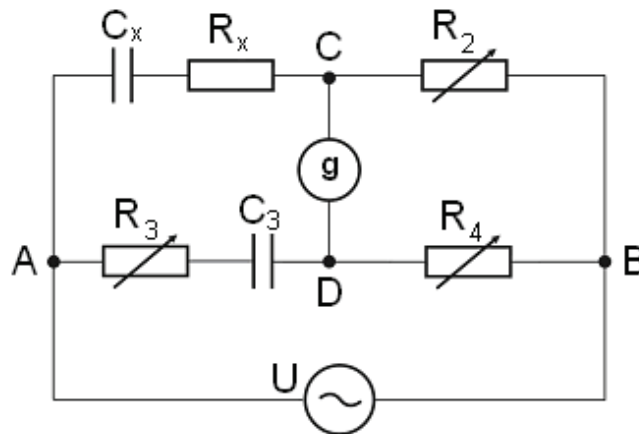


Fig. 1-55. Ura e Vinit

Ngase prodhimi i rezistorëve të ndryshueshëm është më i lirë se prodhimi i kondensatorëve të ndryshueshëm, shpesh të kondensatorit C_3 është konstant, kurse ekuilibri i urës arrihet me kondensatorët e ndryshueshëm: R_2 , R_3 , dhe R_4 .

Në pozitën ekuilibruese vlen: $\frac{\bar{Z}_1}{\bar{Z}_2} = \frac{\bar{Z}_3}{\bar{Z}_4}$ ku:

$$\bar{Z}_1 = R_x + \frac{1}{j\omega C_x}; \quad \bar{Z}_2 = R_2; \quad \bar{Z}_3 = R_3 + \frac{1}{j\omega C_3}; \quad \bar{Z}_4 = R_4. \quad (1.35)$$

Me zgjidhjen e barazimit nga kushti fitohet:

$$R_x = R_2 \frac{R_3}{R_4} [\Omega] \quad (1.36)$$

$$C_x = C_2 \frac{R_4}{R_3} \text{ [F]} \tag{1.37}$$

Faktori i humbjeve $\text{tg}\delta$ të kondensatorit C_x gjatë frekuencës së njohur është:

$$\text{tg}\delta = \omega R_x C_x = \omega R_2 C_2 \tag{1.38}$$

ku $\omega = 2\pi f$

Shembull: Të njehsohet kapaciteti i kondensatorit me ndihmën e urës së Vinit. Në pozitë ekuilibruese elementet në urë janë me vlerën: $R_2 = 600\Omega$, $R_3 = 1,2\text{k}\Omega$, $R_4 = 12,2\Omega$, $C_4 = 0,045 \mu\text{F}$ dhe $f = 1000\text{Hz}$.

$$R_x = \frac{R_2 R_4}{R_3} = \frac{12,2 \cdot 600}{1200} = 6\Omega$$

$$C_x = C_4 \frac{R_3}{R_2} = 0,045 \frac{1200}{600} = 90\text{nF}$$

1.7.4. MATJA E FREKUENCËS – URA E VINIT-ROBINSONIT

Kjo urë shërben për matje të frekuencat prej disa Hz deri 100 Hz. Skema e saj elektrike është njehsuar në fig. 1-56. Rezistorët R_1, R_2 dhe kondensatorët C_3, C_4 janë me vlerën konstante, kurse rezistorët R_3, R_4 janë të ndryshueshëm. Këta rezistorë janë përshtatur ashtu që në të njëjtën kohë kanë vlerë të barabartë. Kjo kontribuon që shkalla e instrumentit të përpunohet ashtu që direkt do të tregojë matje të frekuencës në Hz.

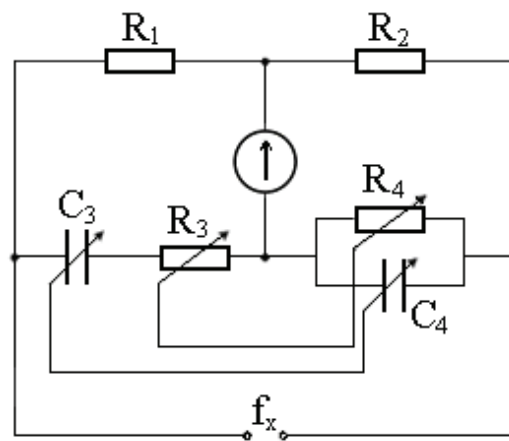


Fig. 1-56. Ura e Vin-Robinsonit

Nëse në kushtin për ekuilibër të urës së Vin-Robinsonit $\frac{\bar{Z}_1}{\bar{Z}_2} = \frac{\bar{Z}_3}{\bar{Z}_4}$ zëvendësohen shprehjet për impedansën në degët e urës:

$$\bar{Z}_1 = R_1; \bar{Z}_2 = R_2; \bar{Z}_3 = R_3 + \frac{1}{j\omega C_3}; \bar{Z}_4 = \frac{R_4 \frac{1}{j\omega C}}{R_4 + \frac{1}{j\omega C}} = \frac{R_4}{1 + j\omega C_4 R_4} \tag{1.39}$$

gjatë kushtit $R_3 = R_4 = R$; $C_3 = C_4 = C$ dhe $R_1 = 2R_2$ do të fitohet:

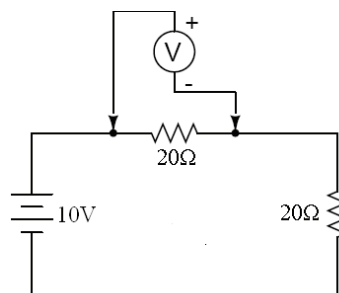
$$f_x = \frac{1}{2\pi RC} \quad (1.39)$$

Shembull: Të njehsohet frekuenca e burimit të kyçur tek ura e Vin-Robinsonit, tek e cila te ekuilibri elementet e urës janë me këto vlera: $R = R_3 = R_4 = 10\text{k}\Omega$, $R_1 = 1000\Omega$, $R_2 = 500\Omega$, $C_3 = C_4 = C = 0,5\text{nF}$.

$$f_x = \frac{1}{2\pi RC} = \frac{1}{2 \cdot 3,14 \cdot 10 \cdot 10^3 \cdot 0,5 \cdot 10^{-9}} = 318,47\text{Hz}$$

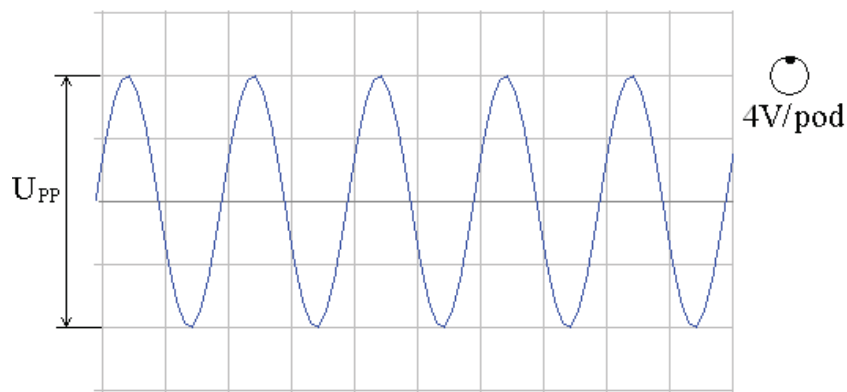
PYETJE DHE DETYRA:

- 1.1. Çka është matja?
- 1.2. Çka është madhësia?
- 1.3. Çka është njësia?
- 1.4. Çfarë njësi matëse ekzistojnë?
- 1.5. Numëroji njësitë kryesore në Sistemin ndërkombëtar të njësive.
- 1.6. Cilat njësi matëse i quajmë të kryera?
- 1.7. Cilat madhësi i quajmë madhësi elektrike?
- 1.8. Shndërroji në njësi kryesore këto njësi decimale:
 - a) 1500kHz; 20kHz; 1800 kHz; 0,5 MHz; 50MHz; 1,2GHz
 - b) 24mV; 540 μ V; 4,4kV; 1,2MV;
 - c) 23,5mA; 45 μ A; 0,25mA; 74,6nA
- 1.9. Shkruaji njësitë vijuese në formë $a10^b$: 0,00036A; 0,027A; 0,250mA;
- 1.10. Shndërroji $\rho_{Cu} = 8,93 \text{ g/cm}^3$ në kg/m^3 .
- 1.11. Cilat instrumente quhen instrumente elektrike matëse?
- 1.12. Si ndahen instrumentet elektrike në pikëpamje të tregimit të madhësisë matëse?
- 1.13. Numëroji parametrat e instrumenteve analoge elektrike!
- 1.14. Pse paraqiten gabime sistematike e pse gabime të rastit gjatë matjes?
- 1.15. Si njehsohet gabimi absolut gjatë matjes?
- 1.16. Si njehsohet gabimi relativ gjatë matjes?
- 1.17. Vizato skemë për matje të rrymës elektrike me ndihmën e ampermetrit!
- 1.18. Me ampermetër me rezistencë të brendshme $R_A =$ prej 240 μ A duhet të matet forca e rrymës elektrike prej 60mA. Të njehsohet vlera e shantit!
- 1.19. Të njehsohet vlera e shantit nga detyra e mëparshme në rastin kur duhet të matet forca e rrymës prej 300 mA.
- 1.20. Vizato skemë për matje të tensionit elektrik me ndihmën e voltmetrit!
- 1.21. Sa vlerë tregon voltmetri nga figura vijuese?

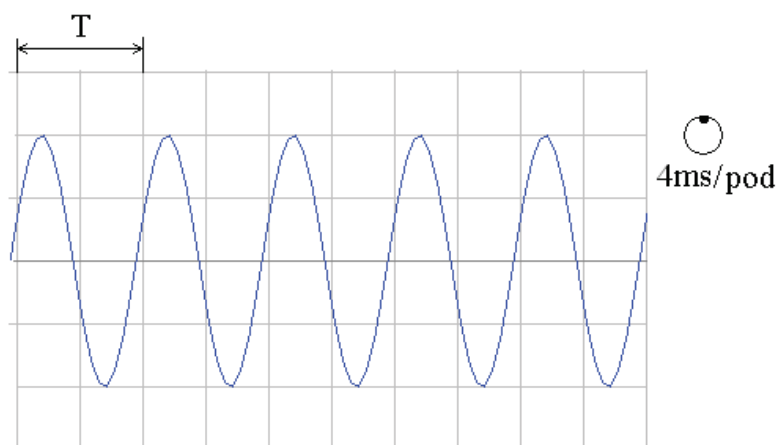


- 1.22. Fusha matëse e voltmetrit është 250V, kurse duhet të matet tensioni prej 380V.
 - a) Cili element duhet të përdoret dhe si i njëjti duhet të lidhet në qarkun e voltmetrit?

- b) Sa është raporti midis atij elementi dhe R_V të voltmetrit?
 c) Në qoftë se $R_V = 10K\Omega$ sa duhet të jetë vlera e elementit të përdorur?
 d) Janë dhënë tre rezistorë: $R_1 = 1,5K\Omega$; $R_2 = 15K\Omega$; $R_3 = 150K\Omega$. Cilët nga këta **mund** të përdoret, cili **nuk guxon** dhe cili është **më adekuat**?
- 1.23. Me vat-metër me klasë të saktësisë 0,5 dhe me tregim maksimal 500 W janë lexuar 150W. Në cilët kufij gjendet vlera e saktë? ($150 \pm 2,5$).
- 1.24. Të caktohet gabimi maksimal gjatë matjes së intensitetit të rrymës prej 1 A me A –metër, me shkalë prej 0÷3A dhe klasë të saktësisë 1,5. ($\pm 0,045$).
- 1.25. Cilat madhësi shpesh mund të maten me multimetër?
 1.26. Si zgjidhet fusha përkatëse matëse te multimetri?
 1.27. Cilat janë përparësitë e instrumenteve digjitale në raport me instrumentet analoge elektronike?
 1.28. Cilat madhësi mund të maten me multimetër digjital?
 1.29. Vizato një bllok skemë të instrumentit digjital.
 1.30. Sa është vlera e njëkohësishme e tensioni të QKM tek instrumentet digjitale, e sa është tek instrumentet analoge?
 1.31. Si ndahen instrumentet digjitale sipas saktësisë së tyre?
 1.32. Cilat madhësi mund të maten me osciloskop?
 1.33. Çka duhet të përshtatet tek osciloskopi nëse tensioni hyrës është më i madh se dhjetëra mV?
 1.34. Pse shërben qarku për sinkronizim tek osciloskopi?
 1.35. Sa është vlera e tensionit matës të ekranit të osciloskopit nga figura?



- 1.36. Sa është frekuencës e sinjalit të ekranit të osciloskopit nga figura?



- 1.37. Vizato skema elektrike të urës së Vitsonit dhe caktoje rezistencën e panjohur R_x !
- 1.38. Vizato skema elektrike të urës së Maksvelit dhe shkruaje barazimin për ekuilibër të urës!
- 1.39. Sipas cilave relacione caktohen R_x dhe L_x me urën e Maksvelit?
- 1.40. Vizato urën e Vins-Maksvelit dhe shkruaji relacionet për caktimin e R_x dhe L_x !
- 1.41. Vizato skemën e urës së Vinit dhe shkruaji relacionet për caktimin e R_x , C_x dhe faktori i humbjeve $\text{tg}\delta$!
- 1.42. Vizaton skemë të urës së Vins-Robinsonit dhe shkruaje relacionin për caktimin e frekuencës f .

2. QARQET OSCILUESE

Qarqet e oscilatorëve quhen edhe qarqe selektive. Qarqe të tilla selektive bëjnë ndarje të sinjaleve me frekuencën të caktuar, kurse i dobësojnë të gjitha sinjalet e tjera të cilat janë pengesë për punë normale të çelësave dhe pajisjeve të ndryshme elektronike. Këto qarqe kanë rëndësi shumë të madhe të pranuesit e radios dhe televizionit, në telegraf, VF telefonin, në pajisje dhe sisteme të ndryshme matëse. Për këtë shkak në temën që vijon do të njihemi me karakteristikat e tyre kryesore.

2.1. QARKU I THJESHTË OSCILUES

Në fig. 2-1 është paraqitur **qarku i thjeshtë oscilues** i përbërë nga kondensatori C dhe kalem L për të cilat supozojmë se janë ideale dhe kanë humbje të energjisë. Në këtë qark paraqiten oscilime të lira. Në qoftë se ndërprerësi P vendoset në pozitën 1, kondensatori C direk është i kyçur në burimin njëkahësh E dhe momentalisht mbushet me sasi elektriciteti $Q = C \cdot E$. Domethënë tensioni në skajet e kondensatorit është i barabartë me E, kurse energjia

e tij është: $W_c = \frac{1}{2} C \cdot E^2$

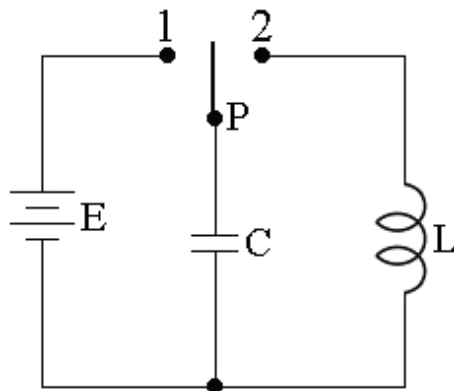


Fig. 2-1. Qarku i thjeshtë oscilues

Në qoftë se ndërprerësi P vihet në pozitën 2, dega me burimin E është kyçur dhe qarku është realizuar vetë në vetë. Në këtë rast kondensatori zbrazet nëpërmjet kalem L. Energjia elektrike e kondensatorit shndërrohet në energji elektromagnetike të kalem L, por edhe e kundërta. Ngase supozojmë se elementet janë ideale, kjo do të thotë se rritet energjia

elektromagnetike e kalemit. Energjia elektromagnetike e kalemit varet proporcionalisht nga katrori i rrymës që rrjet nëpër të. Kur kondensatori do të zbrazet tërësisht, kurse kondensatori përsëri fillon të mbushet, me çka energjia elektromagnetike e kalemit shndërrohet në energji elektrostatiske të kondensatorit. Në rastrin ideal, kur nuk ka humbje, procesi i tillë do të përsëritet dhe do të zgjasë pafund gjatë.

Procesi i shndërrimit të energjisë elektrike në elektromagnetike dhe e kundërta quhet **oscilim elektromagnetik**. Koha T_0 e nevojshme për kryerjen e një oscilimi (koha e një cikli të shndërrimit të enemisë elektrike në energji elektromagnetike dhe e kundërta) quhet **periodë** e oscilimeve. Ngase këtu oscilimet paraqiten për shkak të zbrazjes së kondensatorit nëpër kalem pa kurrfarë ndikimi të jashtëm (burimi E është shkyçur), quhen **oscilime të lira** ose **oscilime vetanake**. Gjatë këtyre oscilimeve nëpër qark rrjedh rryma alternative me forme sinusoide, kurse me formë të tillë është edhe tensioni i kondensatorit (fig. 2-2).

Ngase qarku është pa humbje të energjisë, me kalimin e kohës energjia e cila oscilon prej energjisë elektrostatiske në elektromagnetike dhe e kundërta nuk humbet (nuk shndërrohet në nxehtësi ose lloj tjetër të energjisë), prandaj tensioni dhe rryma në qark nuk i ndryshojnë verat e tyre. Prandaj oscilimet e tilla quhen **oscilime jongulfatëse**.

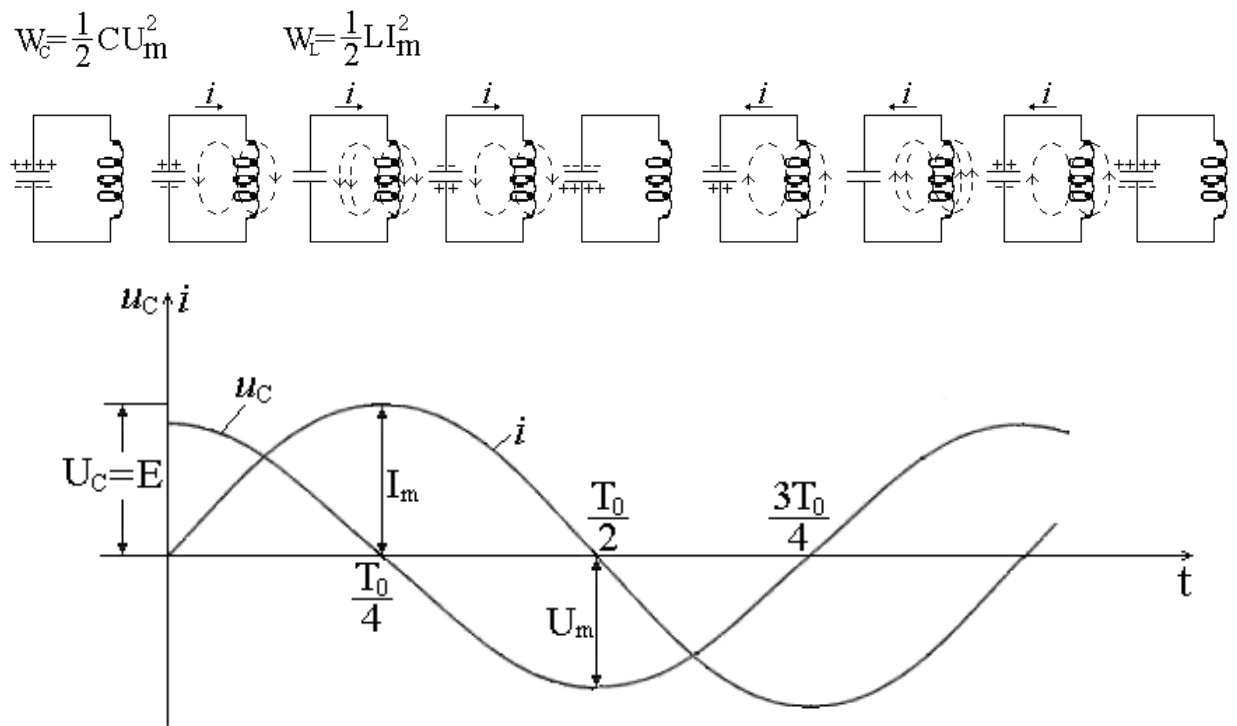


Fig. 2-2. Oscilimet jongulfatëse oscilime

2.1.1. PARAMETRAT E OSCILIMEVE TË LIRA

Nëse në qarkun oscilues nuk ka humbje, atëherë vlera maksimale e energjisë elektrike të kondensatorit është e barabartë me vlerën maksimale e energjisë elektromagnetike i kalemit, respektivisht:

$$W_C = W_L \Rightarrow \frac{1}{2} C \cdot U_m^2 = \frac{1}{2} L \cdot I_m^2 \tag{2.1}$$

Ngase në qark vlen relacioni $U_m = I_m X_L = I_m \omega_0 L$ ku I_m dhe U_m janë amplituda të tensionit dhe rrymës, me zëvendësimin e kësaj shprehje në (2.1) fitohet:

$$\frac{1}{2} C (I_m \omega_0 L)^2 = \frac{1}{2} L I_m^2 \quad (2.2)$$

Me rregullimin e kësaj shprehjeje fitohet relacioni për frekuencën rrethore të rrymës:

$$\omega_0 = 2\pi \cdot f_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (2.3)$$

ω_0 quhet **frekuenca vetanake** e qarkut oscilues. Nga (2.3) del **formula e Tomsonit**:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (2.4)$$

Për periudhën e oscilimeve të lira mund të shkruhet: $T_0 = \frac{1}{f_0} = 2\pi \cdot \sqrt{LC}$ prej ku shihet se me rritjen e kapacitetit dhe induktivitetit rritet perioda e oscilimeve të lira, kurse bie frekuenca e tyre.

Ngase në qark me kalimin e kohës nuk ka humbje të energjisë, d.m.th. amplituda e rrymës dhe tensionit nuk ndryshojnë me kalimin e kohës, atëherë oscilimet e tilla quhen **oscilime jongulfatëse**.

Gjatë oscilimeve të lira në qark definohet **impedansa karakteristike** që paraqet raport të tensionit dhe rrymës. Sipas kësaj impedansa karakteristike në qarkun oscilues do të jetë:

$$Z_c = \frac{U}{I} = \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (2.5)$$

Në qoftë se dy qarqe kanë frekuenca të njëjtë vetanake ω_0 , kurse dallohen sipas raportit të induktivitetit dhe kapacitetit (p.sh. $C_1 < C_2$; $L_1 > L_2$ dhe $L_1 C_1 = L_2 C_2$), atëherë të dy kondensatorët janë mbushur me tension të njëjtë, por në të parin ka sasi më të vogël elektriciteti. Perioda e oscilimeve në të dy qarqet është e njëjtë, por rryma në qark e parë është më e vogël, sepse ai oscilon me sasi më të vogël të energjisë. Qarku i dytë oscilon me energji më të madhe, prandaj edhe rryma në të do të jetë më e madhe. Do të thotë, gjatë tensionit të barabartë në të dy qarqet rryma varet nga raporti i L dhe C. Prej këtui del se impedansa karakteristike e qarkut të parë është më e madhe se impedansa karakteristike e qarkut të dytë.

Shembull: Qarku i thjeshtë oscilues është kyçur në burimin njëkahësh $E = 10V$. Elementet në qarkun oscilues janë me vlerë: $L = 17\mu H$, $C = 27pF$. Të caktohet: impedansa karakteristike e qarkut dhe frekuenca e oscilimeve.

$$Z_c = \sqrt{\frac{L}{C}} = \sqrt{\frac{17 \cdot 10^{-6}}{27 \cdot 10^{-12}}} = 793,5\Omega$$

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} = \frac{1}{2 \cdot 3,14 \cdot \sqrt{17 \cdot 10^{-6} \cdot 27 \cdot 10^{-12}}} = 7,4MHz$$

2.1.2. NGULFATJA E OSCILIMEVE NË QARK

Në mësimin e mëparshëm kemi supozuar se në qarkun oscilues nuk ka humbje të energjisë që nuk është rast te qarku real oscilues. Tek ai gjithmonë ekzistojnë humbje të energjisë (mospërsosje të dielektrodës, rezistencë aktive të kurdisëses, rryma vijore, skin-efekt etj.). Në qarqet osciluese përdoret kondensatori me karakteristika prandaj humbjet në to janë të mëdha në krahasim me ato në kalema. Domethënë për dallim të kalemave, kondensatorët në qarqet osciluese mund të llogariten si ideale. Humbjet e përgjithshme në qarkun oscilues tregohen me rezistor të lidhur në rresht R me kalemin. Në të vërtetë, ato janë humbje të energjisë të cilat shndërrohen në nxehtësi në rezistorin R. Për shkak të këtyre humbjeve amplituda e rrymës gradualisht bie, energjia gradualisht humbet, kurse oscilimet ngulfaten dhe pas një kohe të shkurtë zhduken. Këto oscilime quhen **oscilime të ngulfatura** (fig. 2-3).

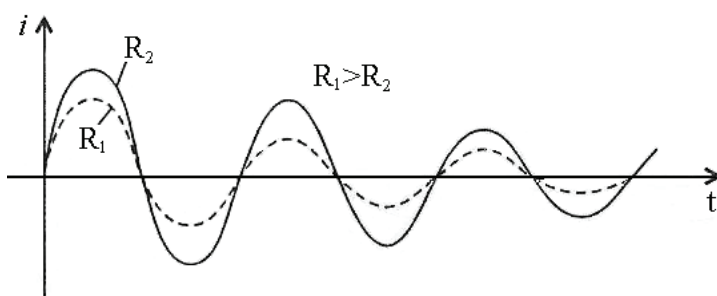


Fig. 2-3. Oscilimet e ngulfatura

Sa do të jetë shkalla e ngulfatjes varet nga cilësia e qarkut që shprehet me **Q-faktorin** e qarkut. Ngase kondensatori thajja është ideal (pa humbje), atëherë Q-faktori i qarkut do të caktohet sipas Q-faktorit të kalemit:

$$Q = Q_L = \frac{\omega_0 L}{R} = \frac{1}{R} \sqrt{\frac{L}{C}} = \frac{Z_C}{R} \quad (2.6)$$

Nga ky relacion shihet se Q-faktori varet në proporcion të kundërt nga rezistenca R, që do të thotë se sa më e madhe kjo rezistencë është më e madhe aq më shpejt energjia në qark do të shndërrohet në nxehtësi. Domethënë, kondensatori do të zbrazet në mënyrë aperiodike.

Q-faktori sillet prej disa dhjetësheve (për qark me cilësi mesatare) dreri 200÷300 për qark me cilësi të lartë.

Që të fitohen oscilime të lira në qark, duhet të plotësohet kushti:

$$R < 2\sqrt{\frac{L}{C}} = 2Z_C. \quad (2.6)$$

Ngase energjia gradualisht humbet, për fitimin e oscilimeve jongulfatëse nevojitet plotësim i vazhdueshëm të energjisë së tillë të humbur në qark. Ky plotësim bëhet me kyçjen e burimit alternativ në qark me veprimin e të cilit paraqiten **oscilime të detyrueshme**. Frekuenca e oscilimeve të tilla të detyruara varet nga frekuenca e vetë burimit.

Varësisht nga mënyra e lidhjes së kondensatorit dhe kalemit me burimin dallojmë **qark rendor** dhe **qark paralel oscilues**.

2.2. QARKU RENDOR OSCILUES

Së pari do ta shqyrtojmë **qarkun rendor oscilues**. Te ky qark në seri janë lidhur kondensatori, kalem i dhe burimi alternativ (fig. 2-4).

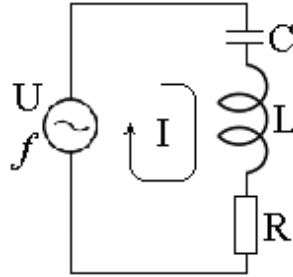


Fig. 2-4. Qarku rendor oscilues

Siç shihet nga figura, në qark shtohet edhe rezistori R i cili i paraqet humbjet e kalem i. Në lidhjen rendore të të tri elementeve C, L dhe R rrjedh rryma alternative me vlerë efektive I e cila është e barabartë me raportin e vlerës efektive të tensionit U dhe modulit të impedansës së qarkut. Impedansa komplekse dhe moduli i saj janë:

$$\bar{Z} = R + j\omega \cdot L + \frac{1}{j\omega \cdot C} ; \quad Z = \sqrt{R^2 + \left(\omega \cdot L - \frac{1}{\omega \cdot C}\right)^2} \quad (2.7)$$

Sipas asaj që u tha më parë, vlera efektive e rrymës do të jetë:

$$I = \frac{U}{Z} = \frac{U}{\sqrt{R^2 + \left(\omega \cdot L - \frac{1}{\omega \cdot C}\right)^2}} \quad (2.8)$$

Nga ky relacion shihet se rryma në qark varet nga elementet R, L dhe C, por edhe nga frekuenca e gjeneratorit (f_g).

Kur frekuenca e gjeneratorit është e barabartë me frekuencën vetanake të qarkut rendor oscilues $\omega_g = \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} = \omega_r$, në qark paraqitet dukuria e quajtur **rezonanca e tensionit**. Frekuenca gjatë së cilës krijohet rezonanca e tensionit quhet **frekuenca rezonante**. Gjatë rezonancës $X_L = X_C$ ashtu që nga relacioni për rrymën I shihet se ajo do të varet vetëm nga rezistenca R dhe tensioni i gjeneratorit. Do të thotë impedansa e përgjithshme në qark do të jetë minimale, kurse rryma është maksimale dhe në fazë me tensionin:

$$X_L = X_C \quad Z = Z_{\min} = R \quad I = I_{\max} = \frac{U}{R} \quad (2.9)$$

Në fig. 2-5 është treguar varësia e modulit të impedansës së qarkut dhe vlera efektive e rrymës varësisht nga frekuenca e gjeneratorit $f_g(\omega_g)$.

- nëse $\omega_g = \omega_r$: $X_L = X_C$; $Z = Z_{\min} = R$; $I = I_{\max} = \frac{U}{R}$

- nëse $\omega_g < \omega_r$: $X_C > X_L$ dhe për $f_g = 0$; $Z = \infty$; $I = 0$ dhe

- nëse $\omega_g > \omega_r$: $X_C < X_L$ dhe për $f_g = \infty$; $Z = \infty$; $I=0$

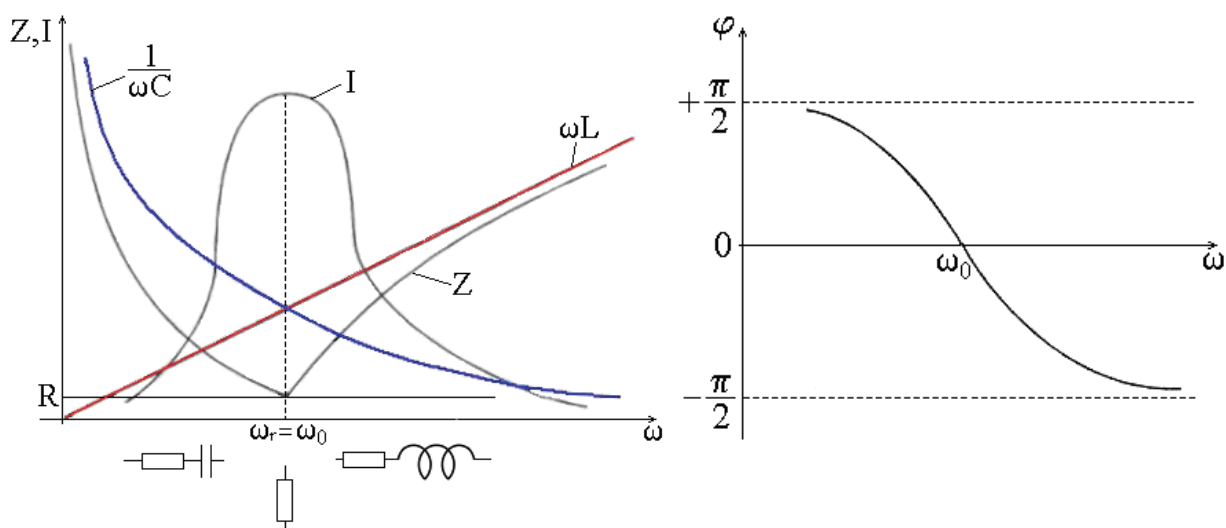


Fig. 2-5. Varësia e impedansës, rrymës dhe ndryshimit fazor të frekuencës së gjeneratorit f_g

Në rastin e dytë, nëse në qark mbisundon rezistencë capacitive, impedansa ka karakter kapacitiv, moduli i impedansës rritet kurse rryma bie. Për $f_g = \infty$, rryma është e barabartë me zero, kurse ndryshimi fazor midis rrymës dhe tensionit është $\frac{\pi}{2}$.

Në rastin e tretë në qarkun mbisundon rezistenca induktive, kurse qarku ka karakter induktiv. Moduli i impedansës sërisht rritet dhe rryma bie, kurse ndryshimi fazor rritet. Kur $f_g = \infty$, rryma është e barabartë me zero dhe ndryshimi fazor midis rrymës dhe tensionit është $-\frac{\pi}{2}$.

2.2.1. LAKORET REZONANTE DHE VËLLIMI LËSHUES I QARKUT RENDOR OSCILUES

Me ndihmën e lakoreve rezonante tregohet varësia e rrymës në qark nga frekuenca e gjeneratorit në rrethinën e frekuencës rezonante. Kështu, lakorja e fituar ka formë që varet nga Q-faktori, d.m.th. nga impedansa karakteristike Z_C dhe rezistenca R e qarkut.

Në qoftë janë të ndryshme qarqet osciluese kanë elemente të njëjta L dhe C , kurse rezistenca e ndryshme R , lakorja do ta ndryshojë formën si në fig. 2-6. Nga kjo figurë shihet se rryma në qark zvogëlohet ose rritet varësisht nga madhësia e rezistencës R . Gjithashtu, nga figura shihet se sa rezistenca R është më e vogël aq rryma është më e madhe, kurse gjatë vlerave të mëdha të rezistencës R lakorja e rezonancës është rrumbullakuar në maksimumin e vet.

Në qoftë se dy qarqet osciluese kanë frekuenca të njëjta vetanake, respektivisht vlen $L_1 C_1 = L_2 C_2$ dhe rezistenca e njëjta aktive $R_1 = R_2$, por pastaj vlen $L_1 > L_2$, $C_1 < C_2 \Rightarrow Z_{C1} > Z_{C2}$ (karakteristika të ndryshme të impedansave), lakoret rezonante do të kenë formën si në fig. 2-7.

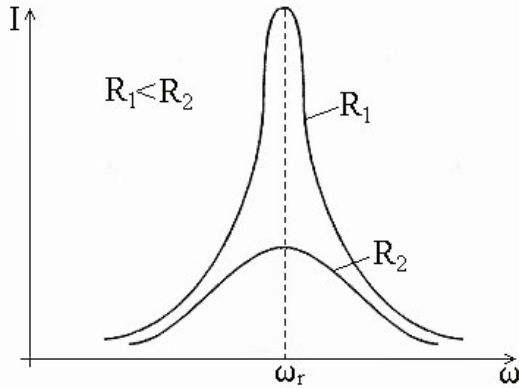


Fig. 2-6. Varësia $I = f(\omega)$

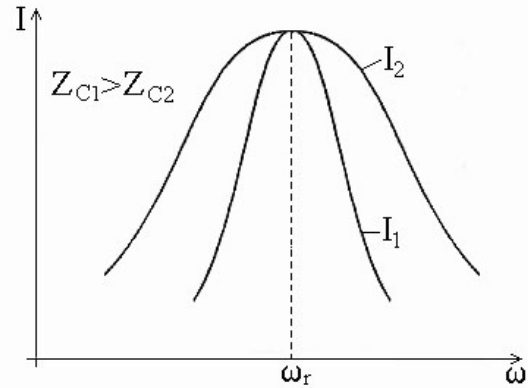


Fig. 2-7. Lakoret rezonante

Këto lakore janë fituar gjatë tensioneve të njëjta të gjeneratorëve në të dy qarqet që do të thotë se rryma gjatë rezonancës është e njëjtë. Ngase qarqet kanë impedansa të ndryshme karakteristike del se forma e lakores rezonance do të varet jo vetëm nga rezistenca aktive, por edhe nga edhe nga impedansa karakteristike. Sa impedansa është më e madhe, aq lakorja rezonance është më e pjerrët. Nga ana tjetër, nga raporti i Z_c dhe R varet faktori i qarkut ($Q = Z_c / R$). Faktor më të madh jep lakorja rezonance më e pjerrët.

Në qoftë se qarku oscilues nuk është i përshtatshëm, atëherë frekuenca e gjeneratorit është e ndryshueshme nga frekuenca vetanake e qarkut. Në këtë rast definohet **devijimi absolut** i frekuencës si devijim i frekuencës së gjeneratorit nga frekuenca vetanake e qarkut. Devijimi absolut është:

$$\Delta\omega = \omega_g - \omega_0 \tag{2.10}$$

Devijimi i frekuencës do të jetë pozitiv kur $\omega_g > \omega_0$, kurse negativ kur $\omega_g < \omega_0$.

Përveç devijimit absolut do të definojmë edhe **devijimin relativ** ose disonancën si raport të devijimit absolut dhe frekuencës vetanake të qarkut:

$$\delta = \frac{\Delta\omega}{\omega_0} = \frac{\Delta f}{f_0} = \frac{f_g - f_0}{f_0} \tag{2.11}$$

2.2.2 VËLLIMI LËSHUES DHE SELEKTIVITETI I QARKUT TË RREGULLT OSCILUES

Në mësimin e mëparshëm kemi supozuar se tensioni U është konstant dhe nuk varet nga rryma në qark. Tensioni nuk do të varet nga rryma vetëm në qoftë se rezistenca e brendshme e gjeneratorit është shumë më e vogël nga rezistenca R . Në këtë rast rryma do të varet vetëm nga frekuenca dhe do të jetë më e madhe gjatë rezonancës në qark. Gjithashtu, rryma do të ketë vlerë shumë të madhe edhe gjatë frekuencave afër frekuencave rezonante. Në praktikë është lejuar zvogëlimi i caktuar i vlerës së rrymës që është definuar me një karakteristikë shumë të rëndësishme të qarkun oscilues, kurse ky është vëllimi i tij lëshues i cili në fig. 2-8 është shënuar me B .

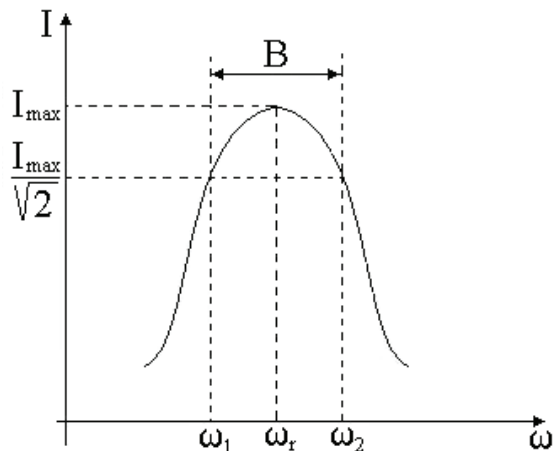


Fig. 2-8. Vëllimi lëshues e qarkut rendor oscilues

Vëllimi lëshues i qarkut rendor oscilues të brezit të frekuencave për të cilat rryma në qark nuk është më e vogël nga $\frac{I_{\max}}{\sqrt{2}}$. Me fjalë të tjera ky është brezi frekuent gjatë të cilit zvogëlimi i rrymës në raport të rrymës gjatë rezonancës është më i vogël ose i barabartë me 3 dB. Me I_{\max} është shënuar rryma gjatë rezonancës.

Nga fig. 2-8 shihet se gjerësia e vëllimit lëshues caktohet si ndryshim të frekuencave

$$B = f_2 - f_1 = \frac{R}{2\pi \cdot L} = \frac{f_r}{Q} \quad (2.12)$$

ku f_1 dhe f_2 janë **frekuenca kufitare** të vëllimit lëshues. Në frekuencat kufitare rryma është $I = \frac{I_{\max}}{\sqrt{2}}$. Duke i pasur parasysh relacionet:

$$I = \frac{U}{\sqrt{R^2 + (\omega \cdot L - \frac{1}{\omega \cdot C})^2}} \quad \text{dhe} \quad I_{\max} = \frac{U}{R} \quad (2.13)$$

te frekuencave kufitare fitohet:

$$\frac{U}{\sqrt{R^2 + (\omega \cdot L - \frac{1}{\omega \cdot C})^2}} = \frac{U}{R} \cdot \frac{1}{\sqrt{2}} \quad (2.14)$$

Me zgjidhjen e barazimit (2.14) fitohen frekuencat kufitare:

$$\omega_1 = -\frac{R}{2L} + \sqrt{\frac{R^2}{4L^2} + \frac{1}{LC}} \quad \text{dhe} \quad \omega_2 = \frac{R}{2L} + \sqrt{\frac{R^2}{4L^2} + \frac{1}{LC}} \quad (2.15)$$

Nëse në relacionin për vëllim lëshues (2.12) merren relacione e mëparshme për frekuenca kufitare, atëherë fitohet:

$$B = \frac{R}{2\pi L} \quad [\text{Hz}] \quad (2.16)$$

Prej këtu shihet se vëllimi lëshues i qarkut varet në proporcion të drejtë nga rezistenca aktive R. Do të thotë, sa është R më e madhe, aq do të jetë më e madhe gjerësia e vëllimit lëshues. Relacioni i fundit mund të modifikohet në mënyrën që vijon:

$$B = \frac{f_r}{Q} \quad (2.17)$$

prej ku shihet se sa faktori Q është më i madh, aq vëllimi lëshues do të jetë më i ngushtë.

Në lidhje me zgjerimin e vëllimit lëshues do të definojmë edhe një term, kurse ky është selektiviteti i qarkut oscilues. **Selektiviteti** është aftësi e qarkut që t'i ndajë rrymat me frekuencën të afërta te rezonanca, respektivisht ato t'i lëshojë me dobësim më të vogël, kurse të gjitha rrymat e tjera mjaft do t'i dobësojë.

Selektiviteti varet me proporcion të drejtë nga Q-faktori, kurse me proporcion të kundërt nga gjerësia vëllimit lëshues. Duke e analizuar selektivitetin e qarkut sipas lakores rezonante mund të shihet se me rritjen e pjerrtësisë selektiviteti i qarkut është më i madh.

Shembull: Për qarkun e rregullt oscilues me kalem me induktivitet $L = 12,3 \mu\text{H}$, kondensator me kapacitet $C = 2,2\text{nF}$ dhe rezistencë të humbjeve ekuivalente $R = 10\Omega$, të caktohet: frekuenca e rezonancës, faktori i Q-qarkut, vëllimi lëshues, impedansa gjatë rezonancës dhe rryma e gjeneratorit gjatë rezonancës. Vlera efektive e tensionit të gjeneratorit është $U = 0,1\text{V}$.

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} = \frac{1}{2 \cdot 3,14 \cdot \sqrt{12,3 \cdot 10^{-6} \cdot 2,2 \cdot 10^{-9}}} = 969\text{kHz}$$

$$Q = \frac{\omega L}{R} = \frac{2\pi \cdot f_r \cdot L}{R} = \frac{2 \cdot 3,14 \cdot 969 \cdot 10^3 \cdot 12,3 \cdot 10^{-6}}{10} = 7,5$$

$$B = \frac{f_r}{Q} = \frac{969 \cdot 10^3}{7,5} = 129,2\text{kHz} ; Z = R = 10\Omega ; I = \frac{U}{R} = \frac{0,1}{10} = 10\text{mA}$$

2.3. QARKU PARALEL OSCILUES

Në qoftë se kalemi dhe kondensatori lidhen paralelisht me gjeneratorin fitohet **qarku paralel oscilues**. Si edhe te qarku rendor oscilues edhe këtu supozojmë se kondensatori është ideal. Humbja te kalemi C është paraqitur me rezistor R të lidhur me ren te kalemi L (fig. 2-9).

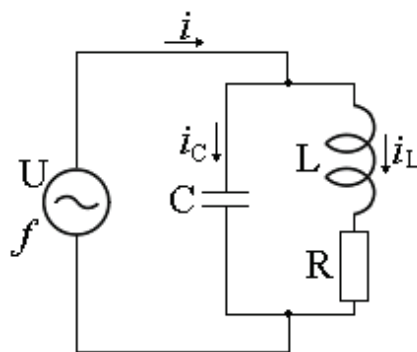


Fig. 2-9. Qarku paralel oscilues

Impedansa në qark pa humbje është:

$$\bar{Z} = \frac{j\omega L \cdot \frac{1}{j\omega C}}{j\omega L + \frac{1}{j\omega C}} = \frac{\frac{L}{C}}{j\omega L + \frac{1}{j\omega C}} = \frac{1}{j\omega C + \frac{1}{j\omega L}} \quad (2.18)$$

kurse moduli i impedansës është:

$$Z = \frac{1}{\omega C - \frac{1}{\omega L}} \quad (2.19)$$

Vlera efektive e rrymës i e cila rrjedh në degë me gjeneratorin është: $I = \frac{U}{Z} = U \left(\omega C - \frac{1}{\omega L} \right)$
Kjo vlen për qarkun ideal tek i cili $R = 0$.

Kur frekuenca e gjeneratorit është e barabartë me frekuencën vetanake të qarkut paralel të oscilatorit:

$$\omega_g = \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} = \omega_r \quad (2.20)$$

atëherë në qarkun krijohet **rezonanca e rrymës** e cila quhet edhe **antirezonanca**. Gjatë antirezonancës moduli i impedansës është $Z = \infty$, kurse rryma është i barabartë me zero: $i = 0$. Nëpër kalem dhe kondensator ende rrjedh rryma $i_L = -i_C \neq 0$. Domethënë ajo është rrymë e njëjtë, por me kahje të kundërt. Ngase supozojmë se qarku është ideal, përfundojmë se oscilimet vazhdojnë edhe më tej pa ndikim të jashtëm.

Në rastin kur kemi qark real, impedansa është:

$$\bar{Z} = \frac{(R + j\omega \cdot L) \cdot \frac{1}{j\omega \cdot C}}{R + j\omega \cdot L + \frac{1}{j\omega \cdot C}} \quad (2.21)$$

me çka mund të llogarisim se humbjet në kalem janë shumë të vogla, ashtu që vlen $R \ll \omega L$ dhe në numëruesin e impedansës rezistenca R mund të neglizhohet.

Sipas kësaj shprehja për impedansën (2.21) do të jetë:

$$\bar{Z} = \frac{j\omega L \frac{1}{j\omega C}}{R + j\omega L \left(1 - \frac{1}{\omega^2 LC} \right)} = \frac{\frac{L}{C}}{R + j\omega L \left[1 - \left(\frac{\omega_r^2}{\omega^2} \right) \right]} = \frac{\frac{L}{RC}}{1 + \frac{j\omega L}{R} \left(1 - \frac{\omega_r^2}{\omega^2} \right)} \quad (2.22)$$

Shprehja te numëruesi në (2.22):

$$R_{d0} = \frac{L}{RC} \quad (2.23)$$

definohet si **rezistencë dinamike** të qarkut oscilues.

Gjatë rezonancës, kur frekuenca e gjeneratorit është e barabartë me frekuencën vetanake të qarkut ($\omega_g = \omega_0$), impedansa e qarkut maksimal dhe është $\bar{Z} = Z_{\max} = R_{d0}$ sepse emëruesi në relacionin për impedansën është i barabartë me 1. Në rast të tillë rryma në qarkun e jashtëm e minimale dhe është në fazën me tensionin:

$$I_{\min} = \frac{U}{Z_{\max}} = \frac{U}{R_{d0}} \quad (2.24)$$

Në fig. 2-10 është paraqitur varësia e rrymës dhe impedansës nga frekuenca e gjeneratorit. Varësia e ndryshimit fazor midis rrymës dhe tensioni nga frekuenca është njehsuar në fig. 2-11.

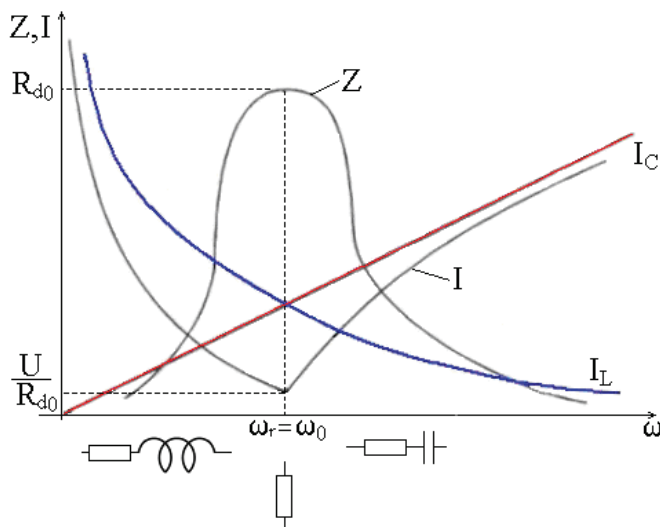


Fig. 2-10. Varësia $Z, I = f(\omega)$

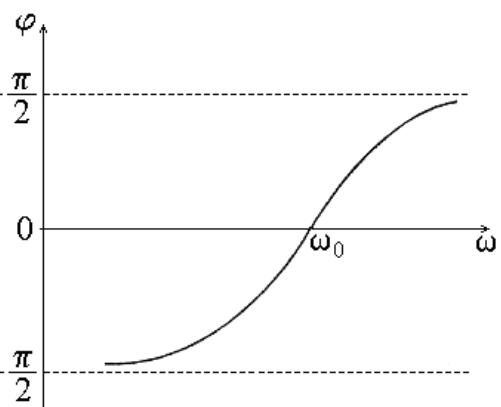


Fig. 2-11. Varësia $\phi = f(\omega)$

Nga fig. 2-10 shihet se gjatë frekuencave të gjeneratorit më të vogla nga rezonanca, qarku ka karakter induktiv, kurse kur frekuenca e gjeneratorit është më e madhe nga frekuenca e rezonancës, qarku ka karakter kapacitiv (mbisundon rryma nëpër kondensator).

Nga fig. 2-11 shihet se me rritjen e ndryshimit midis frekuencës së gjeneratorit dhe frekuencës së rezonancës, rritet ndryshimi midis rrymave i_L dhe i_C . Kjo paraqet rritjen e rrymës edhe në qarkun e jashtëm dhe rrije të ndryshimit fazor midis rrymës dhe tensionit të gjeneratorit.

2.3.1. LAKORET REZONANTE DHE VËLLIMI LËSHUES E QARKUT PARALEL OSCILUES

Në qarkun oscilues paralel, me lakore rezonance tregohet varësia e tensionit në skajet e qarkut në funksion të frekuencës së gjeneratorit në afërsi të frekuencës së rezonancës (fig. 2-12). Në këtë rast rezistenca e gjeneratorit është shumë më e madhe nga rezistenca maksimale e qarkut ($R_g \gg R_{d0}$), kurse qarku zvogëlohet me rrymën konstante ($I = \frac{U_g}{R_g}$). Në fig. 2-13 është dhënë varësia e tensionit në skajet e qarkut në funksion të frekuencës. Nga figura shihet se sa largohemi nga frekuenca e rezonancës, tensioni në skajet e qarkut bie sepse zvogëlohet edhe impedansës e qarkut.

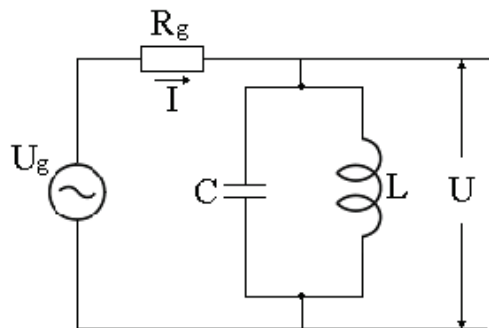
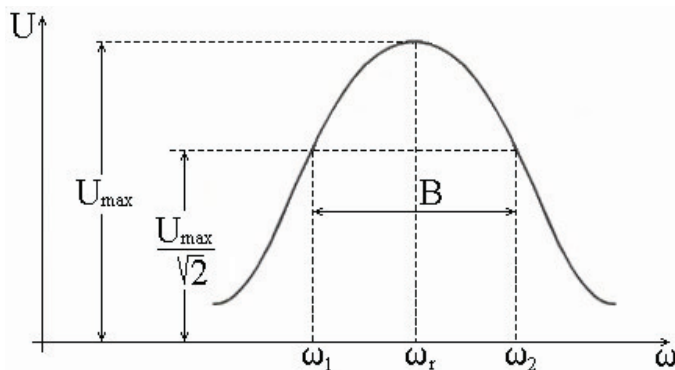


Fig. 2-12. Qarku paralel oscilues

Fig. 2-13. Varësia $U = f(\omega)$

Nga fig. 2-13 do ta definojmë edhe vëllimin lëshues të qarkut oscilues paralel. Në të vërtetë kjo definohet si brez i frekuencave për të cilat tensioni në skajet e qarkut nuk është më i vogël nga $\frac{U_{\max}}{\sqrt{2}}$, ku U_{\max} është tensioni gjatë rezonancës. Gjerësia e vëllimit lëshues të qarkut paralel oscilues do të jetë:

$$B = f_2 - f_1 = \frac{f_r}{Q} \quad (2.25)$$

ku Q është faktor.

Shembull: Qarku paralel oscilues me kalem me induktivitet $L = 17,1 \text{ mH}$, kondensatori me kapacitet $C = 2,2 \text{ nF}$ dhe rezistenca ekuivalente e humbjeve $R = 30 \Omega$, është kyçur në burim me vlera efektive të tensionit $U = 1 \text{ V}$. Të caktohen rrymat nëpër kondensatori, kalem dhe gjeneratori gjatë rezonancës.

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} = \frac{1}{2 \cdot 3,14 \cdot \sqrt{17,1 \cdot 10^{-3} \cdot 2,2 \cdot 10^{-9}}} = 25,9 \text{ kHz}$$

$$X_L = \omega_r L = 2 \cdot 3,14 \cdot 25,9 \cdot 10^3 \cdot 17,1 \cdot 10^{-3} = 2781 \Omega$$

$$X_C = \frac{1}{\omega_r C} = \frac{1}{2 \cdot 3,14 \cdot 25,9 \cdot 10^3 \cdot 2,2 \cdot 10^{-9}} = 2794 \Omega ; X_L \approx X_C$$

$$R_{d0} = \frac{L}{RC} = \frac{17,1 \cdot 10^{-3}}{30 \cdot 2,2 \cdot 10^{-9}} = 259 \text{ k}\Omega$$

$$I_L \approx I_C = \frac{U}{X_L} = \frac{1}{2794} = 0,36 \text{ mA} ; \quad I_g = \frac{U}{R_{d0}} = \frac{1}{259000} = 3,8 \mu\text{A}$$

2.4. QARQET OSCILUESE TË BREZIT

Në fig. 2-14 janë treguar dy **qarqe osciluese të brezit**. Te qarqet e tilla energjia e qarkut të parë bartet në qarkun e dytë. Qarku i parë quhet qarku primar dhe ai është kyçur në burimin e tensionit, kurse qarku i dytë quhet qarku sekondar dhe në të bartet energjia e qarkut primar. Qarqet osciluese të brezit mund të jenë të lidhura në mënyra të ndryshme edhe atë: në mënyrë induktive, kapacitive (konduktive) dhe të përzier. Qarqet osciluese në fig. 2-14 janë në bashkim induktiv.

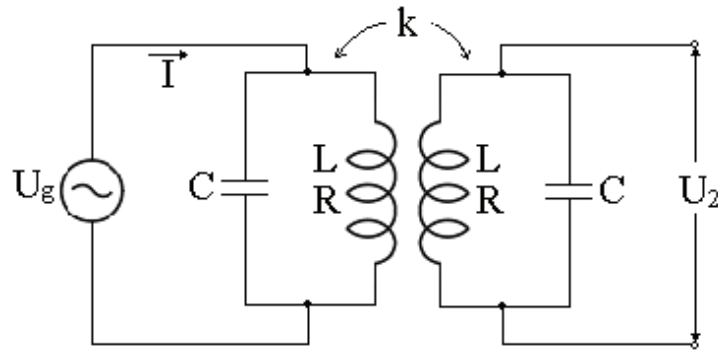


Fig. 2-14. Qarqet osciluese të brezit

Si qarqet osciluese të brezit gati gjithmonë shfrytëzohen qarqe identike, respektivisht qarqe të cilat kanë elemente të barabarta ($L_1 = L_2 = L$; $C_1 = C_2 = C$), kurse me këtë edhe elemente të barabarta: rezistenca dinamike R_{d0} , faktori Q dhe frekuenca e njëjtë rezonante.

Ndikimi reciprok midis primarit dhe sekondarit caktohet me **koeficientin e bashkimit k** i cili ka vlerat prej 0 deri 1 dhe është dhënë me relacionin:

$$K = \frac{X_s}{\sqrt{X_1 X_2}} \quad (2.26)$$

ku: X_s – **rezistenca e elementit për bashkim**

X_1, X_2 – **rezistencat relative** të primarit dhe sekondarit me elemente homogjene për bashkim.

Gjatë bashkimit induktiv rezistenca e elementit për bashkim është $X_s = \omega M$, ku M e **ndër-induktiviteti** i të dy kalemave. Ndër-induktiviteti varet nga ajo si janë të vendosura kalemrat dhe sa është distanca e tyre reciproke. Nëse në relacionin për K janë marrë $X_1 = \omega L_1$; $X_2 = \omega L_2$ do të fitohet:

$$K = \frac{M}{\sqrt{L_1 L_2}} \quad (2.27)$$

Siç treguam më përpara, te bashkimi shfrytëzohen qarqe identike, prandaj atëherë $L_1 = L_2 = L$ dhe koeficienti i bashkimit do të jetë: $K = \frac{M}{L}$

Forca e cila bartet nga qarku primar në qarkun sekondar varet nga prodhimi i koeficientit të bashkimit dhe faktori Q i qarkut. Prodhimi i tillë KQ quhet faktor ose **shkalë e bashkimit** edhe nga vlera e vet varet si do të jetë bashkimi:

- në qoftë se $KQ < 1$ – **bashkim i dobët ose nënkritik**
- në qoftë se $KQ = 1$ – **bashkim kritik** dhe
- në qoftë se $KQ > 1$ – **bashkim i fortë ose mbikritik**

Te bashkimi kritik forca e qarkut primar bartet maksimalisht në qarkun sekondar. Te bashkimi i dobët bartet vetëm një pjesë e dobët nga forca që e jep gjeneratori. Të bashkimi i fortë zvogëlohet forca të cilën sistemi e merr nga gjeneratori, por në qarkun sekondar bartet më shumë se gjysma e forcës së përgjithshme.

Karakteristike për lakoren rezonante të bashkimi i fortë (mbikritik) është ajo se ajo e ndryshon formën e vet dhe kjo quhet lakore rezonante. Lakorja e tillë rezonante ka minimumin e vet të frekuencës së rezonancës e cila zvogëlohet me rritjen e shkallës së bashkimit, kurse maksimumet e lakores gjenden majtas dhe djathtas nga frekuenca e rezonancës (fig. 2-15). Pozitat e maksimumeve të lakores së rezonancës varen nga koeficienti i bashkimit:

$$\omega' = \frac{\omega_r}{\sqrt{1+K}} \quad \omega'' = \frac{\omega_r}{\sqrt{1-K}} \quad (2.28)$$

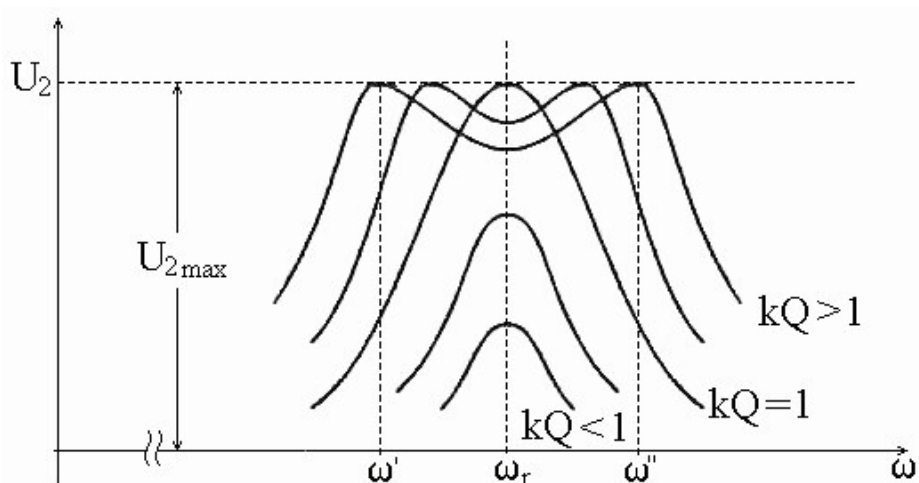


Fig. 2-15. Lakoret rezonante në qarqet osciluese të brezit

Vëllimi lëshues në qarqet osciluese të brezit definohet sikurse të qarku oscilues paralel. Ky do të jetë brezit të frekuencave për të cilat tensioni në skajet e qarkut sekondar është më i madh ose i barabartë me $\frac{U_{2max}}{\sqrt{2}}$.

Vëllimi lëshues varet nga koeficienti i bashkimit.

$$B = \frac{f_r}{Q} \sqrt{(KQ)^2 + 2(KQ) - 1} \quad (2.29)$$

Domethënë me ndryshimin e koeficientit të bashkimit në kufij të gjerë mund të ndryshohet vëllimi lëshues i qarqeve osciluese të brezit.

PYETJE DHE DETYRA:

- 2-1. Çka janë oscilimet e lira të qarku i thjeshtë oscilues? Çka janë oscilimet elektromagnetike?
- 2-2. Çka është perioda e oscilimeve?
- 2-3. Cilat oscilime janë jongulfatëse?
- 2-4. Si caktohet frekuenca e oscilimeve të lira?
- 2-5. Si caktohet perioda e oscilimeve të lira?
- 2-6. Si thotë formula e Tomsonit?
- 2-7. Si caktohet impedansa karakteristike e qarkut oscilues ideal?
- 2-8. Cilat janë shkaqet për humbje të energjisë në qarkun oscilues?
- 2-9. Si definohet cilësia e qarkut oscilues?

- 2-10. Cilat oscilime janë oscilimet detyruara jongulfatëse?
- 2-11. Cilat oscilime quhen jongulfatëse?
- 2-12. Çka nënkuptohet nën qarkun e rregullt oscilues?
- 2-13. Çka është rezonanca e tensionit?
- 2-14. Sa është rryma I dhe impedansës Z gjatë frekuencës rezonante të qarkut rendor oscilues?
- 2-15. Çka nënkuptohet nën lakoren rezonante të qarkut rendor oscilues?
- 2-16. Si definohet gjërësia e vëllimit lëshues të qarkut rendor oscilues?
- 2-17. Shkruaje barazimin për njehsim e vëllimit lëshues të qarkut rendor oscilues.
- 2-18. Çka është selektiviteti i qarkut oscilator?
- 2-19. Çka nënkuptohet nën qarkun paralel oscilues?
- 2-20. Çka është rezonanca e rrymës?
- 2-21. Sa është impedansa dhe rryma gjatë frekuencës rezonante të qarkut paralel oscilues?
- 2-22. Si definohet rezistenca dinamike?
- 2-23. Sa është vëllimi lëshues te qarku paralel oscilues?
- 2-24. Si definohet lakorja rezonante te qarku paralel oscilues?
- 2-25. Çka nënkuptohet nën qarqet osciluese të brezit?
- 2-26. Çfarë lloje të bashkimeve dallojmë?
- 2-27. Çka është koeficienti i bashkimit dhe si njehsohet?
- 2-28. Si definohet faktori ose shkalla i bashkimit?
- 2-29. Sa është faktori i bashkimit te bashkimi i dobët, kritik dhe i fortë?
- 2-30. Te qarku paralel oscilues induktiviteti është $L = 0,4 \text{ mH}$, kurse me ndihmën e kondensatorit të ndryshueshëm frekuenca e rezonancës mund të ndryshohet në kufijtë prej 52 kHz deri 1600 kHz . Në frekuencë prej 1 MHz vëllimi lëshues i qarkut është $7,5 \text{ kHz}$. Sa është kapaciteti minimal dhe maksimal i kondensatorit të ndryshueshëm dhe rezistenca e humbjeve në qarkun? ($C_{\min} = 24,8 \text{ pF}$; $C_{\max} = 23,4 \text{ nF}$ dhe $R = 18,84 \Omega$).
- 2-31. Qarku i rregullt oscilues ka induktivitet $L = 0,614 \text{ mH}$ dhe kapacitet $C = 200 \text{ pF}$. Të caktohet vëllimi lëshues i qarkut, faktori Q i rezistencës ekuivalente të humbjeve ($B = 9 \text{ kHz}$; $Q = 50,5$; $R = 34,6 \Omega$).
- 2-32. Dy qarqet osciluese me kapacitet $C = 230 \text{ pF}$, induktivitet $L = 0,24 \text{ mH}$ dhe rezistencë $R = 7 \Omega$ janë të bashkuara me induktivitet. Në qoftë se $B = 18 \text{ kHz}$ të caktohet koeficienti i bashkimit.
- 2-33. Qarku i rregullt oscilues ka elemente në vlera: $L = 0,3 \text{ mH}$, $C = 230 \text{ pF}$, $B = 15 \text{ kHz}$. Të caktohet: Q dhe Z_{\min} . Sa është Z për frekuencë e cila është për 20 kHz normale nga rezonanca?

3. DYPOLET DHE KATËRPOLET

Dypoli paraqet sistem elektrik i cili ka dy skaje të cilat kyçen te burimi i energjisë elektrike. Në të vërtetë, dypoli e çdo element elektronik me dy skaje. Elemente të tilla elektronik janë: kondensatori, rezistori dhe kalem, dhe ato paraqesin shembuj më të thjeshtë të dypolit. Në qoftë se nga dypolet e tilla (dy ose më tepër), bëhet lidhje paralele ose rendore, do të fitohen shembuj më të thjeshtë të dypolit siç janë qarku oscilues rendor dhe qarku oscilues paralel.

Varësisht nga ajo dypoli në vete a do të përmbajë burim të energjisë elektrike ose jo, ato ndahen në aktive dhe pasive. Në qoftë se dypoli përmban burim të energjisë elektrike atëherë ai është **dypol aktiv**, e në qoftë se nuk përmban burim të energjisë elektrike ai është **dypol pasiv**.

Me ndryshim të frekuencës së burimit ndryshohet impedansa e dypolit. Si do të ndryshohet impedansa varet nga ajo se prej cilave elementet është i përbërë dypoli (kalema, kondensatorë ose rezistorë), dhe si midis tyre janë të lidhura ato elemente. Prej këtu del se për dypole të ndryshme, impedansa ndryshohet në mënyrë të ndryshme me ndryshimin e frekuencës. Në qoftë se impedansave e dy dypoleve \bar{Z}_1 dhe \bar{Z}_2 janë të barabarta me të gjitha frekuencat, dypolet e tilla i quajmë **ekuivalente**. Dypolet të cilat janë ekuivalente midis tyre mund të ndërrohen njëri me tjetrin. Për dallim prej tyre, në qoftë se te dy dypolet këto impedansa \bar{Z}_1 dhe \bar{Z}_2 janë të barabarta në një frekuencë, dypolet e tilla quhen **potenciale ekuivalente**.

Për dy dypole themi se janë **reciproke** në qoftë se prodhimi impedansave të tyre \bar{Z}_1 dhe \bar{Z}_2 në të gjitha frekuencat është konstant. Në qoftë se prodhimi i impedansave $\bar{Z}_1 \cdot \bar{Z}_2 = \text{const.}$ vetëm gjatë kushteve të caktuara, atëherë ato dypole quhen **potenciale reciproke**.

3.1. DYPOLET REAKTIVE

Dypolet të cilat janë të përbëra nga elementet reaktive (kalemat dhe kondensatorët), quhen **dypole reaktive**. Në qoftë se i neglizhojmë humbjet e energjisë edhe kalemat dhe kondensatorët, atëherë me lidhjen e tyre rendore ose paralele fitojmë shembull për dypolin reaktiv, kurse ato janë qarku rendor ideal dhe qarku paralel oscilues. Te këto dy qarqe relacionet për impedansën e tyre janë:

$$\bar{Z}_1 = j\omega \cdot L_1 + \frac{1}{j\omega \cdot C_1} = j\omega \cdot L_1 \left(1 - \frac{\omega_{01}^2}{\omega^2}\right); \quad \omega_{01} = \frac{1}{\sqrt{L_1 C_1}} \quad (3.1)$$

ω_{01} - frekuenca e vetme e dypolit të parë (qarku oscilues rendor) dhe

$$\bar{Z}_2 = \frac{j\omega \cdot L_2 \cdot \frac{1}{j\omega \cdot C_2}}{j\omega \cdot L_2 + \frac{1}{j\omega \cdot C_2}} = \frac{1}{j\omega \cdot C_2} \cdot \frac{1}{\left(1 - \frac{\omega_{02}^2}{\omega^2}\right)}; \quad \omega_{02} = \frac{1}{\sqrt{L_2 C_2}}; \quad (3.2)$$

ω_{02} - frekuenca e vetme e dypolit të dytë (qarku oscilues paralel).

Në qoftë se frekuencave e vetme e dy dypoleve janë të barabarta midis vete $\omega_{01} = \omega_{02}$ atëherë:

$$\bar{Z}_1 \cdot \bar{Z}_2 = \frac{L_1}{C_2} = R^2. \quad (3.3)$$

$$R = \sqrt{\frac{L_1}{C_2}} = \text{const.} \quad (3.4)$$

Nga relacioni (3.4) shihet se R ka vlerë konstante me dimension të rezistencës. Ngase prodhimi i impedansave në të dy qarqet osciluese është konstant, nga definicioni për reciproke dypolet del se këto dypole të frekuencës vetanake janë reciproke (fig. 3-1.).

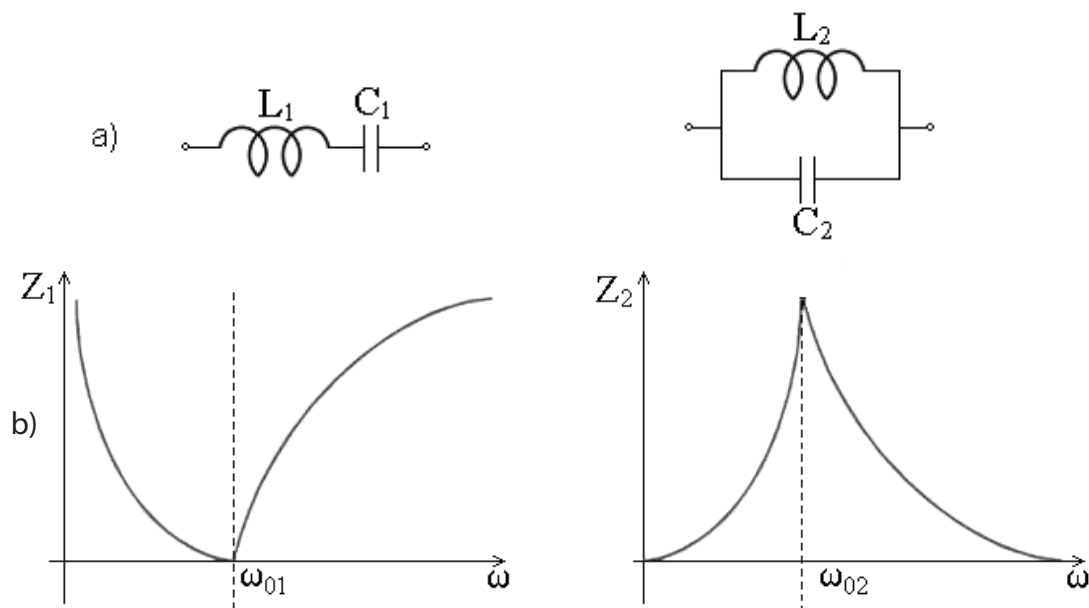


Fig. 3-1. a) Qarku oscilues LC rendor dhe paralel

b) Varësia e impedansave nga frekuenca

Në qoftë se frekuenca e gjeneratorit është e barabartë me frekuencën vetanake të dypolit f_{or} , atëherë në qark paraqitet rryma e tensionit ose rezonancës. Siç mund të vërehet nga fig. 3-1 b), gjatë rezonancës së tensionit të qarku rendor oscilues (në frekuencë ω_{01}), impedansa është e barabartë me zero, kurse gjatë rezonancës së rrymës të qarku oscilues paralel (në frekuencë ω_{02}), impedansa ka vlerë të madhe të pafund.

Dypolet relative të përbëra prej dy elementeve kanë një frekuencë të vetme. Në qoftë se dypolet janë të përbëra nga më shumë elemente reaktive, atëherë do të kenë më tepër freku-

enca të veta. Në rastin e përgjithshëm, në qoftë se dypoli është i përbërë nga n -elementet, atëherë ai do të ketë $n - 1$ frekuenca të veta.

Në qoftë se te dypolet e tilla, të përbëra nga më shumë elementet, frekuenca e gjeneratorit është e barabartë me ndonjë nga frekuencat e veta, në dypol paraqitet tensioni ose rezonanca e rrymës. Rezonancat e tilla ndryshojnë në mënyrë alternative me rritjen e frekuencës së gjeneratorit. Në të vërtetë, nëse në dypol mund të rrjedhë rryma elektrike, atëherë së pari paraqitet rezonanca e rrymës, kurse në qoftë se nuk mund të rrjedhë rryma elektrike, atëherë së pari paraqitet rezonanca e tensionit.

Si ilustrim, në fig. 3-2 janë paraqitur disa dypolet karakteristike reaktive dhe varësia e impedansave të tyre nga frekuenca. Nga figura shihet edhe se dypolet e tilla kanë më tepër frekuenca të veta.

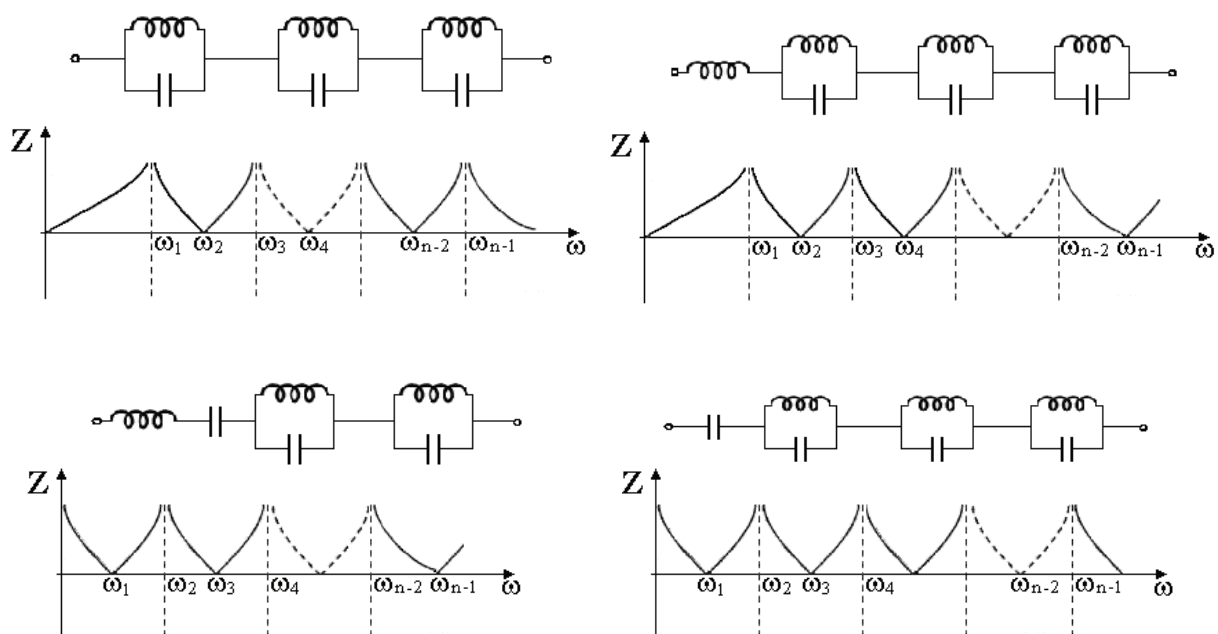


Fig. 3-2. Dypolet reaktive dhe varësia e impedansës nga frekuenca

3.2. KATËRPOLET

Për dallim nga dypoli i cili ka dy skaje, **katërpoli** paraqet sistem elektrik i cili ka katër skaje. Dy nga tri skajet kyçen te burimi i energjisë elektrike, kurse dy skajet e tjera shfrytëzohen për kyçje të harxhuesit. Sipas kësaj, katërpoli mund të jetë transformator, përforcues, dobësues, filtër elektrik, përçues transferues etj. Dallojmë:

- katërpole **aktive** - në qoftë se përmbajnë burim të energjisë elektrike, dhe
- katërpole **pasive** - në qoftë se nuk përmbajnë burim të energjisë elektrike.

Në vazhdim do t'i shqyrtojmë vetëm katërpolet pasive.

Në fig. 3-3 është treguar si paraqitet një katërpol në skemën elektrike. Në të vërtetë, ai është një drejtkëndësh me dy skaje hyrëse **1** dhe **1'** dhe dy skaje dalëse **2** dhe **2'**. Në skajet hyrëse kyçet burimi i energjisë elektrike, kurse në skajet dalëse – harxhuesi.

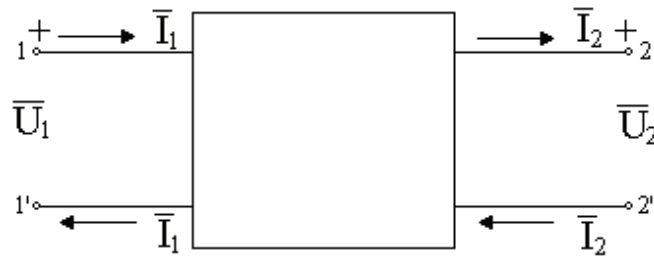


Fig. 3-3. Skema elektrike e katërpolit

Te katërpolit i treguar në këtë mënyrë, rryma në një çift të skajeve (çift hyrës ose dalës) është e barabartë sipas intensitetit, por ka kahje të vete. Do të thotë, rryma I_1 te çifti hyrës i skajeve 1 - 1' ka intensitet të njëjtë por kahje të kundërt. E njëjta vërehet edhe për rrymën I_2 te çifti dalës i skajeve 2 - 2'.

Për katërpolin nga fig. 3-3 definoheh tensioni hyrës dhe rryma U_1, I_1 për skajet hyrëse 1 - 1' dhe tensionin dalës dhe rrymën U_2, I_2 për skajet dalëse 2 - 2'. Duke definuar këto madhësi vijmë te një karakteristikë e katërpolit, kurse kjo është varësia midis madhësive të tij hyrëse dhe dalëse (fig. 3-4).

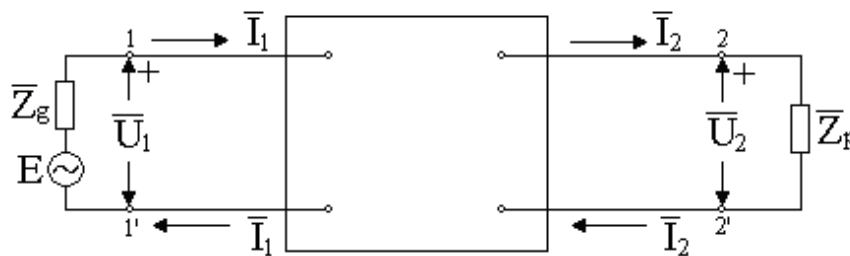


Fig. 3-4. Madhësitë hyrëse dhe dalëse te katërpoli

Me Z_p është shënuar impedansa e harxhuesit të kyçur në skajet dalëse, kurse me Z_g impedansa e brendshme e gjeneratorit. Në qoftë se këto dy impedansa Z_p dhe Z_g nuk varen nga tensionet dhe rrymat, katërpoli është linear dhe në këtë rast varësia midis madhësive hyrëse dhe dalëse paraqitet me këto barazime lineare të cilat quhen **barazime të përgjithshme të katërpolit**:

$$\begin{aligned} \bar{U}_1 &= \bar{A} \cdot \bar{U}_2 + \bar{B} \cdot \bar{I}_2 \\ \bar{I}_1 &= \bar{C} \cdot \bar{U}_2 + \bar{D} \cdot \bar{I}_2 \end{aligned} \quad (3.5)$$

Në barazimet e përgjithshme të një katërpol parametrat \bar{A} , \bar{B} , \bar{C} , dhe \bar{D} , quhen **a-parametra** të katërpolit.

Parametrat \bar{A} , \bar{B} , \bar{C} , \bar{D} , varen nga frekuenca, por për një frekuencë të caktuar ato janë madhësi konstante. Që të kënaqen barazimet e përgjithshme të katërpolit, shihet se a-parametrat duhet të kenë karakter të ndryshëm. Parametrat \bar{A} dhe \bar{D} janë madhësi jodimensionale - \bar{B} kanë natyrë të impedansës, kurse \bar{C} të admitansës. Për parametrat e një katërpol vlen relacioni:

$$\bar{A}\bar{D} - \bar{B}\bar{C} = 1 \quad (3.6)$$

Parametrat e katërpolit mund të caktohen sipas metodës së llogaritjes ose sipas metodës së matjes.

Sipas metodës së matjes procedura është si vijon:

- skajet 2-2' janë të hapura, nëpër to nuk rrjedh rryma ($I_2 = 0$). Me zëvendësimin e këtij kushti në (3.5) fitohen shprehjet për \bar{A} dhe \bar{C} :

$$\bar{U}_1 = \bar{A} \cdot \bar{U}_2 \Rightarrow \bar{A} = \frac{\bar{U}_1}{\bar{U}_2} \quad (3.7)$$

$$\bar{I}_1 = \bar{C} \cdot \bar{U}_2 \Rightarrow \bar{C} = \frac{\bar{I}_1}{\bar{U}_2} \quad (3.8)$$

- skajet 2-2' janë të lidhura shkurt ($\bar{U}_2 = 0$). Me zëvendësimin e këtij kushti në (3.5) fitohen shprehjet për \bar{B} dhe \bar{D} :

$$\bar{U}_1 = \bar{B} \cdot \bar{I}_2 \Rightarrow \bar{B} = \frac{\bar{U}_1}{\bar{I}_2} \quad (3.9)$$

$$\bar{I}_1 = \bar{D} \cdot \bar{I}_2 \Rightarrow \bar{D} = \frac{\bar{I}_1}{\bar{I}_2} \quad (3.10)$$

Duke u nisur nga barazimet e përgjithshme të katërpolit, mund të kryhen barazimet të cilat e japin varësinë e tensionit dalës dhe rrymës nga tensioni hyrës dhe rrymës:

$$\bar{U}_2 = \bar{D} \cdot \bar{U}_1 - \bar{B} \cdot \bar{I}_1 \quad ; \quad \bar{I}_2 = -\bar{C} \cdot \bar{U}_1 + \bar{A} \cdot \bar{I}_1 \quad (3.11)$$

3.2.1. IMPEDANSA HYRËSE DHE FUNKSIONI TRANSMETUES (IMAZH-PARAMETRAT) E KATËRPOLIT

Në qoftë se në skajet dalëse 2-2' në një katërpol vendoset impedansa \bar{Z}_2 , atëherë në skajet hyrëse fitohet impedansa hyrëse \bar{Z}_{VL1} (fig. 3-5).

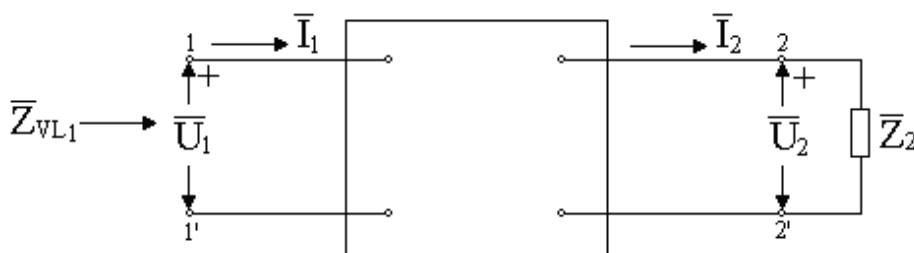


Fig. 3-5. Impedansa hyrëse \bar{Z}_{VL1} te katërpoli

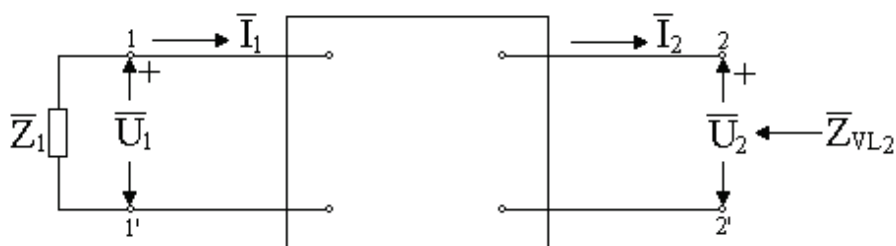


Fig. 3-6. Impedansa hyrëse \bar{Z}_{VL2} te katërpoli

Në qoftë se te çifti hyrës i skajeve 1-1' vendoset impedansa , atëherë në skajet dalëse 2-2' fitohet e ashtuquajtura impedansa hyrëse \overline{Z}_{VL2} (fig. 3-6).

Duke u nisur nga barazimet e përgjithshme të katërpolit dhe barazimet e ligjit të Omit për çiftin hyrës dhe dalës të skajeve ($\overline{U}_1 = -\overline{Z}_1 \cdot \overline{I}_1$); ($\overline{U}_2 = \overline{Z}_2 \cdot \overline{I}_2$), për impedansën hyrëse \overline{Z}_{VL1} dhe \overline{Z}_{VL2} e katërpolit fitohet:

$$\overline{Z}_{VL1} = \frac{\overline{A} \cdot \overline{Z}_2 + \overline{B}}{\overline{C} \cdot \overline{Z}_2 + \overline{D}} \quad \text{dhe} \quad \overline{Z}_{VL2} = \frac{\overline{D} \cdot \overline{Z}_1 + \overline{B}}{\overline{C} \cdot \overline{Z}_1 + \overline{A}} \quad (3.12)$$

Nga këto relacione shihet se impedansat hyrëse midis tyre nuk janë të barabarta dhe varen nga impedansat \overline{Z}_1 dhe \overline{Z}_2 .

Në qoftë se impedansat hyrëse përshtaten me impedansën e burimit dhe impedansën e harxhuesit, katërpoli gjendet në regjim të përshtatur të punës dhe nëpër të bartet forcë maksimale. Në regjim të tillë të përshtatur të punës (fig. 3-7) vlen: $\overline{Z}_{VL1} = \overline{Z}_1 = \overline{Z}_{1im}$ dhe $\overline{Z}_{VL2} = \overline{Z}_2 = \overline{Z}_{2im}$ ku \overline{Z}_{1im} dhe \overline{Z}_{2im} quhen **imazh-impedansat** e katërpolit.

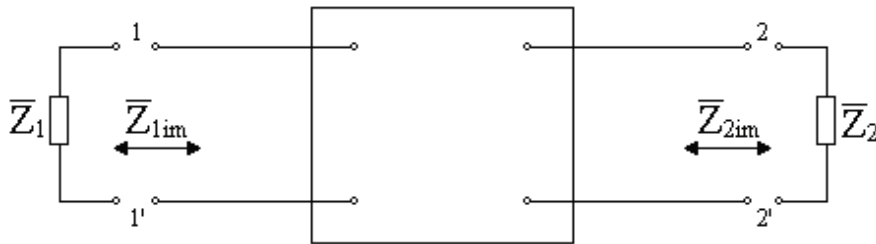


Fig. 3-7. Katërpoli në regjim të përshtatur të punës

Në qoftë se zëvendësojmë në (3.12) fitohet:

$$\overline{Z}_{1im} = \frac{\overline{A} \cdot \overline{Z}_{2im} + \overline{B}}{\overline{C} \cdot \overline{Z}_{2im} + \overline{D}} \quad \overline{Z}_{2im} = \frac{\overline{D} \cdot \overline{Z}_{1im} + \overline{B}}{\overline{C} \cdot \overline{Z}_{1im} + \overline{A}} \quad (3.13)$$

Me zgjidhjen e (3.13) për \overline{Z}_{1im} dhe \overline{Z}_{2im} fitohet:

$$\overline{Z}_{1im} = \sqrt{\frac{\overline{A} \cdot \overline{B}}{\overline{C} \cdot \overline{D}}} \quad \text{dhe} \quad \overline{Z}_{2im} = \sqrt{\frac{\overline{D} \cdot \overline{B}}{\overline{C} \cdot \overline{A}}} \quad (3.14)$$

Përveç imazhit të impedansës, për një katërpol e rëndësishme është edhe madhësia e cila e definojnë dobësimin dhe vonesën fazore të sinjalit dalës në raport me atë hyrës. Këtë madhësi e quajmë **funksion transmetues** të katërpolit dhe e shënojmë me \overline{H} . Funkcioni transmetues në një katërpol caktohet si raport logaritmik të forcës së dukshme të hyrjes dhe forcën e dukshme të daljes së katërpolit. Duke e pasur parasysh relacionin për caktimin e forcës si prodhim i tensionit dhe rrymës për funksionin transmetues të katërpolit fitohet:

$$\overline{H} = \frac{1}{2} \ln \frac{\overline{U}_1 \cdot \overline{I}_1}{\overline{U}_2 \cdot \overline{I}_2} = \frac{1}{2} (\ln \frac{\overline{U}_1}{\overline{U}_2} + \ln \frac{\overline{I}_1}{\overline{I}_2}) = \frac{1}{2} (\overline{H}_U + \overline{H}_I) \quad (3.15)$$

Në relacionin e mëparshëm madhësitë $\bar{H}_U = \ln \frac{\bar{U}_1}{\bar{U}_2}$ dhe $\bar{H}_I = \ln \frac{\bar{I}_1}{\bar{I}_2}$ janë funksione bartëse të tensionit dhe rrymës.

Në qoftë se tensionet komplekse dhe rrymat paraqiten me modelin dhe argumentet e tyre (p.sh. $\bar{U} = U \cdot e^{j\theta}$ dhe $\bar{I} = I \cdot e^{j\psi}$) në shprehjet për \bar{H}_U dhe \bar{H}_I , pjesët reale të shprehjeve të fituara quhen **konstanta të dobësimit**, kurse pjesët imagjinare quhen **konstanta fazore**:

$$\alpha_U = \ln \frac{U_1}{U_2} [N] - \text{konstanta fazore e tensionit} \quad (3.16)$$

$$\alpha_I = \ln \frac{I_1}{I_2} [N] - \text{konstanta fazore e rrymës} \quad (3.17)$$

Konstanta e dobësimit shprehet në neperë (N) në qoftë se logaritmi është natyror, ose në decimale (dB) në qoftë se logaritmi është dekad.

$$\beta_U = \theta_1 - \theta_2 (^\circ) - \text{konstanta fazore e tensionit} \quad (3.18)$$

$$\beta_I = \psi_1 - \psi_2 (^\circ) - \text{konstanta fazore e rrymës} \quad (3.19)$$

Konstantat fazore shprehen në gradë ($^\circ$), ose radiane (rad).

Duke pasur parasysh barazimet e përgjithshme të katërpolit funksionet transmetuese të tensionit dhe rrymës mund të shprehen me ndihmën e a-parametrat:

$$\bar{H}_U = \ln \left(\bar{A} + \frac{\bar{B}}{\bar{Z}_2} \right) \text{ dhe } \bar{H}_I = \ln (\bar{C}\bar{Z}_2 + \bar{D}) \quad (3.20)$$

Kur skajet 2-2' janë të mbyllura me \bar{Z}_{2im} fitohet imazh funksioni transmetues \bar{H}_{im} :

$$\bar{H}_{im} = \alpha_{im} + j\beta_{im} = \ln(\sqrt{\bar{A} \cdot \bar{D}} + \sqrt{\bar{B} \cdot \bar{C}}); \quad (3.21)$$

α_{im} - pjesa reale e imazh funksionit transmetues dhe paraqet **imazh i dobësimit të katërpolit**.

β_{im} - pjesa imagjinare e imazh funksionit transmetues paraqet edhe **imazh të vonësës fazore**.

3.2.2. IMPEDANSA KARAKTERISTIKE DHE FUNKSIONI TRANSMETUES KARAKTERISTIK

Varësisht nga renditja e impedansave në degët e katërpolit, ai mund të jetë:

- **josimetrik** dhe
- **simetrik**

Katërpoli simetrik është ai katërpol tek i cili mund të tërhiqet boshti i simetrisë i cili do ta ndajë katërpolin në dy skaje të barabarta në raport me skajeve hyrëse dhe dalëse. Te katërpolit simetrik impedansat simetrikisht janë të shpërndara në ato dalëse dhe skajet dalëse. Te katërpolit simetrik impedansat janë shpërndarë në mënyrë simetrike në raport të atyre dalëse dhe skajet dalëse. Për dallim nga ato të përgjithshme katërpolit te tek i cili ishin të pavarura

tri nga katër a-parametrat, te katërpolit simetrik vetëm a-parametrat janë të pavarura sepse vlen:

$$\bar{A}\bar{D} - \bar{B}\bar{C} = 1 \text{ dhe } \bar{A} = \bar{D} \quad (3.22)$$

Parametër i rëndësishëm të katërpolit simetrik është **impedansa karakteristike** \bar{Z}_C . Kjo është ajo impedansë me të cilën duhet të mbyllet dalja e katërpolit simetrik që në hyrjen e saj të dëbohet po aq impedansë e tillë (fig. 3-8).

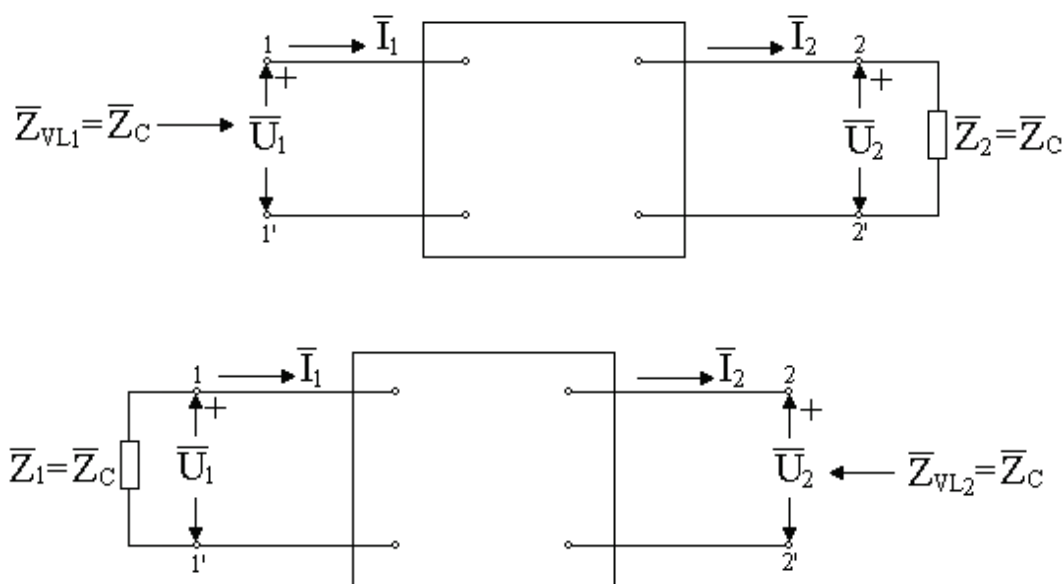


Fig. 3-8. Katërpoli simetrik

Ngase katërpoli është simetrik dhe duke e pasur parasysh definicionin për impedansën karakteristike, mund të shkruhet ky barazim:

$$\bar{Z}_{VL1} = \bar{Z}_1 = \bar{Z}_{1_{im}} = \bar{Z}_{VL2} = \bar{Z}_2 = \bar{Z}_{2_{im}} = \bar{Z}_C . \quad (3.23)$$

Nëse në relacionin (3.12) janë marrë $\bar{Z}_{VL1} = \bar{Z}_2 = \bar{Z}_C$ dhe $\bar{A} = \bar{D}$, për impedansën karakteristike fitohet:

$$\bar{Z}_C = \sqrt{\frac{\bar{B}}{\bar{C}}} \quad (3.24)$$

Funksioni transmetues i katërpolit simetrik i cili është i mbyllur me impedansa karakteristike paraqet **karakteristikë të funksionit transmetues** të katërpolit. Karakteristika e funksionit transmetues të katërpolit simetrik është caktuar me shprehjen:

$$\bar{H}_C = \alpha_C + j\beta_C = \ln(\bar{A} + \sqrt{\bar{B} \cdot \bar{C}}) \quad (3.25)$$

α_C është **dobësimi karakteristik**,

β_C të **dobësimi fazor karakteristik** i katërpolit simetrik.

3.2.3 LLOJET E KATËRPOLEVE

Duke u nisur nga ajo se çdo katërpol është caktuar me tri parametra të pavarura, rrjedh se ai patjetër duhet të përmbajë tri degë. Renditja e degëve mund të jetë në formë të shkronjave T ose Π , prandaj katërpolet e tilla i quajmë **T dhe Π katërpole**. Çdo katërpol tjetër i cili ka shumë degë mund të transformohet në ekuivalent përkatës të katërpolit T ose Π . Në qoftë se dy katërpole kanë parametra të barabarta, atëherë themi se ato janë **ekuivalente**.

Në fig. 3-9 është treguar skema e katërpolit josimetrik **T**, kurse në fig. 3-10 skema e katërpolit simetrik **T**.

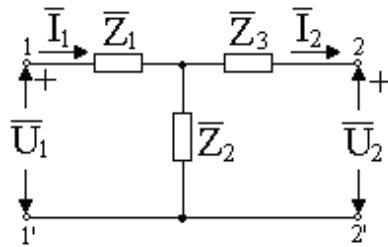


Fig. 3-9. Katërpoli josimetrik T

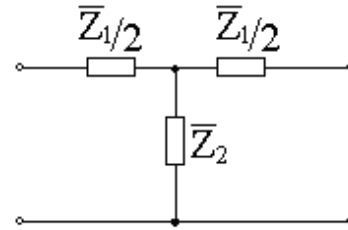


Fig. 3-10. Katërpoli simetrik T

Për katërpolin simetrik nga fig. 3-9 vlejme relacionet:

$$\begin{aligned}\bar{U}_1 &= \bar{Z}_1 \bar{I}_1 + \bar{Z}_3 \bar{I}_2 + \bar{U}_2 \\ \bar{I}_1 &= \bar{I}_2 + \frac{\bar{Z}_3 \bar{I}_2 + \bar{U}_2}{\bar{Z}_2}\end{aligned}\quad (3.26)$$

Me rregullimin e këtyre dy relacioneve fitohen **a-parametrat** e **katërpolit simetrik T**:

$$\bar{A} = 1 + \frac{\bar{Z}_1}{\bar{Z}_2}; \bar{B} = \bar{Z}_1 + \bar{Z}_3 + \frac{\bar{Z}_1 \bar{Z}_3}{\bar{Z}_2}; \bar{C} = \frac{1}{\bar{Z}_2}; \bar{D} = 1 + \frac{\bar{Z}_3}{\bar{Z}_2}\quad (3.27)$$

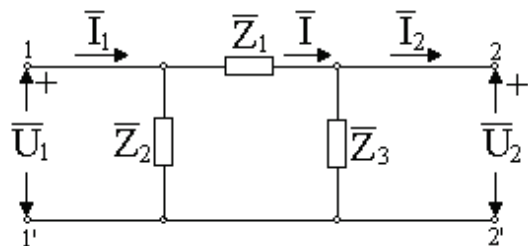
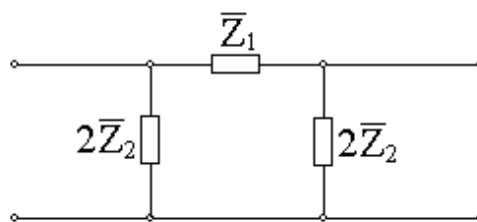
Gjatë analizës së katërpolit të përbërë, në qoftë se janë të njohura **a-parametrat**, atëherë impedansat në degët e katërpolit ekuivalent josimetrik **T** do të jenë:

$$\bar{Z}_1 = \frac{\bar{A} - 1}{\bar{C}}; \bar{Z}_2 = \frac{1}{\bar{C}}; \bar{Z}_3 = \frac{\bar{D} - 1}{\bar{C}}\quad (3.28)$$

Parametrat e katërpolit simetrik T do të caktohen nga barazimet e mëparshme, me atë që në relacionet për **a-parametrat** zëvendësohen impedansat \bar{Z}_1 dhe \bar{Z}_3 me $\frac{\bar{Z}_1}{2}$. Kjo është për atë se te katërpolit simetrik impedansa e përgjithshme në degë të caktuara shënohet me \bar{Z}_1 , prandaj impedansat në disa degë të cilat janë të barabarta midis tyre do të jenë $\frac{\bar{Z}_1}{2}$. Prej këtu për a-parametrat e katërpolit **simetrik T** fitohet:

$$\bar{A} = \bar{D} = 1 + \frac{\bar{Z}_1}{2\bar{Z}_2}; \bar{B} = \bar{Z}_1 \left(1 + \frac{\bar{Z}_1}{4\bar{Z}_2}\right); \bar{C} = \frac{1}{\bar{Z}_2}\quad (3.29)$$

Në fig. 3-11 është treguar skema elektrike e katërpolit josimetrik Π , kurse në fig. 3-12 është treguar skema e katërpolit simetrik Π .

Fig. 3-11. Katërpoli josimetrik Π Fig. 3-12. Katërpoli simetrik Π

Te jokatërpoli simetrik Π vlejme këto relacione:

$$\bar{U}_1 = \bar{Z}_1 \bar{I} + \bar{U}_2; \bar{I}_1 = \bar{I} + \frac{\bar{U}_1}{\bar{Z}_2}; \bar{I} = \bar{I}_2 + \frac{\bar{U}_2}{\bar{Z}_3} \quad (3.30)$$

Me rregullimin e këtyre relacioneve fitohen a-parametrat e jokatërpolit simetrik Π :

$$\bar{A} = 1 + \frac{\bar{Z}_1}{\bar{Z}_3}; \bar{B} = \bar{Z}_1; \bar{C} = \frac{1}{\bar{Z}_2} + \frac{1}{\bar{Z}_3} + \frac{\bar{Z}_1}{\bar{Z}_2 \bar{Z}_3}; \bar{D} = 1 + \frac{\bar{Z}_1}{\bar{Z}_2} \quad (3.31)$$

Nëpërmjet a-parametrave të ndonjë katërpoli të përbërë mund të caktohen impedansat në degët në katërpolin e tij ekuivalent Π :

$$\bar{Z}_1 = \bar{B}; \bar{Z}_2 = \frac{\bar{B}}{\bar{D}-1}; \bar{Z}_3 = \frac{\bar{B}}{\bar{A}-1} \quad (3.32)$$

Në parim të njëjtë si për **T** katërpolet, fitohen edhe barazimet për a-parametrat e katërpolit Π të shprehura nëpërmjet impedansave të degëve. Ngase te katërpolit simetrik impedansa e përgjithshme në degët paralele është $2\bar{Z}_2$ kjo do të thotë se impedansat në degë të veçanta janë $2\bar{Z}_2$. Për këtë shkak për fitimin e a-parametrave të katërpolit simetrik Π , nevojitet që në barazimet për a-parametrat e jokatërpoli simetrik Π të zëvendësohen impedansat \bar{Z}_2 dhe \bar{Z}_3 me $2\bar{Z}_2$. Në këtë mënyrë a-parametrat e fituara të **katërpolit simetrik Π** do të jenë:

$$\bar{A} = \bar{D} = 1 + \frac{\bar{Z}_1}{2\bar{Z}_2}; \bar{B} = \bar{Z}_1; \bar{C} = \frac{1}{2\bar{Z}_2} \left(1 + \frac{\bar{Z}_1}{4\bar{Z}_2} \right) \quad (3.33)$$

Impedansa karakteristike dhe funksioni transmetues i katërpolit Π dhe T caktohen sipas relacionet:

$$\bar{Z}_{\text{CH}} = \sqrt{\frac{\bar{Z}_1 \bar{Z}_2}{1 + \frac{\bar{Z}_1}{4\bar{Z}_2}}}; \bar{Z}_{\text{CT}} = \sqrt{\bar{Z}_1 \bar{Z}_2 \left(1 + \frac{\bar{Z}_1}{4\bar{Z}_2} \right)} \quad (3.34)$$

$$\bar{H}_{\text{CH}} = \bar{H}_{\text{CT}} = 2 \ln \left(\sqrt{1 + \frac{\bar{Z}_1}{4\bar{Z}_2}} + \sqrt{\frac{\bar{Z}_1}{4\bar{Z}_2}} \right) \quad (3.35)$$

Në qoftë se katërpoli simetrik **T ose Π** ndahet në dy pjesë të barabarta fitohet **katërpoli josimetrik L**. Me lidhjen e dy katërpoleve **L** nga skajet hyrëse 1-1' fitohet katërpoli simetrik Π ,

kurse me lidhjen e skajet 2-2' fitohet katërpoli simetrik T. Në fig. 3-13 është treguar skema e katërpolit josimetrik L.

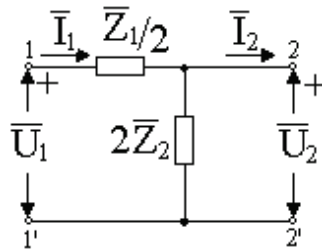


Fig. 3-13. Katërpoli josimetrik L

Në mënyrë të njëjtë si te T dhe Π katërpoli ashtu edhe te ky katërpol caktohen karakteristikat e parametrave.

$$\bar{A} = 1 + \frac{\bar{Z}_1}{4\bar{Z}_2} ; \bar{B} = \frac{\bar{Z}_1}{2} ; \bar{C} = \frac{1}{2\bar{Z}_2} ; \bar{D} = 1 \tag{3.36}$$

Në fig. 3-14 është treguar L katërpoli në skajet dalëse të të cilit është paraqitur impedansa e barabartë me impedansën karakteristike të katërpolit përkatës Π katërpoli.

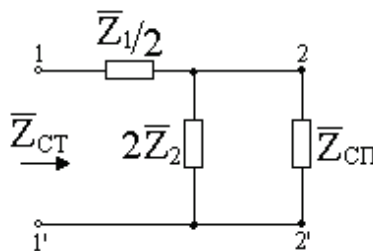


Fig. 3-14. Katërpoli simetrik L me \bar{Z}_{CT}

Në këtë rast impedansa hyrëse e katërpolit L me \bar{Z}_{VL1} do të jetë e barabartë me impedansën karakteristike katërpolit përkatës T. Në qoftë se skajet hyrëse të katërpolit L janë të mbyllura me impedansë të njëjtë impedansa karakteristike të katërpolit përkatës L, impedansa hyrëse \bar{Z}_{VL2} do të jetë e njëjtë me impedansën karakteristike të katërpolit përkatës Π.

Për L katërpolin imazhi i funksionit transmetues do të jetë 1/2 nga imazhi - funksionet transmetuese të katërpoleve përkatëse T dhe Π:

$$\bar{H}_L = \frac{1}{2} \bar{H}_{CT} \tag{3.37}$$

3.2.4. LIDHJA KASKADE E KATËRPOLEVE

Në praktikë shpesh hasen katërpole të përbëra të cilat janë të përbëra nga më shumë katërpole të veçanta. Katërpolet e tilla të veçanta te katërpoli i përbërë mund të jenë të lidhura në rresht, paralele ose kaskade.

Që të caktohen parametrat e katërpolit të tillë të përbërë nevojitet zberthim i tij në shumë katërpole të thjeshta, parametrat e të cilave i caktojmë lehtë.

Në sistemet e përbëra komunikuese, katërpolet e veçanta shpesh janë të lidhura në **lidhje kaskave** siç është treguar në fig. 3-15.

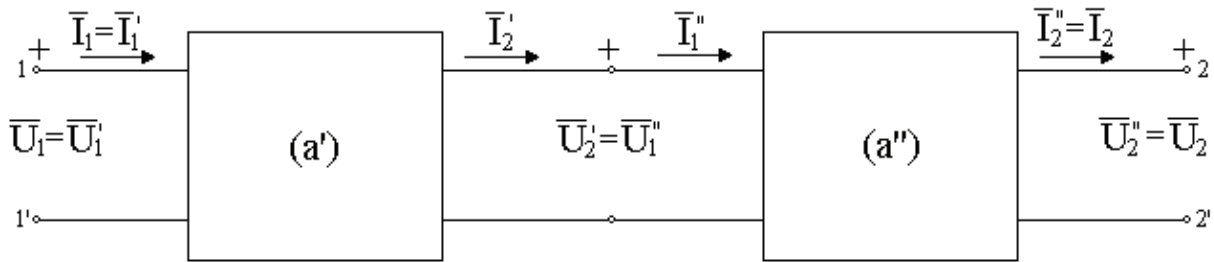


Fig. 3-15. Lidhja kaskade e katërpoleve

Në të vërtetë, te sistemi i tillë i përbërë, hyrja e katërpolit të parë është hyrje e tërë sistemit, dalja e katërpolit të parë edhe hyrje e katërpolit të dyte etj. Në fund dalja e katërpolit të fundit është dalje e sistemit të përbërë.

Në qoftë se n katërpolet janë të lidhura në mënyrë kaskade dhe kanë imazh të funksioneve bartëse që i plotësojnë kushtet: imazh-impedansat në vendin e lidhjes së dy katërpoleve të jenë të barabarta, si dhe kushti katërpoli i fundit më jetë e mbyllur me impedansë të barabartë me imazh-impedansën nga ajo anë, kurse impedansa e brendshme e gjeneratorit të jetë e barabartë me imazh-impedansën në anën hyrëse, mund të konkludohet:

- funksioni imazh i transmetuesit është i barabartë me shumën e funksioneve të imazhit të transmetuesit në katërpolet e veçanta;
- dobësimi i përgjithshëm i imazhit është shuma e imazheve të veçanta të katërpoleve të veçanta, dhe
- vonesa e përgjithshme e imazhit është shuma e vonesave fazore të imazhit të katërpoleve të veçanta.

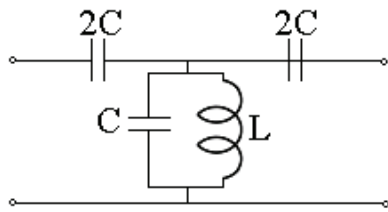
Gjatë lidhjes kaskade të n katërpoleve simetrike dhe identike me impedansa karakteristike \bar{Z}_{C1} dhe me funksion karakteristik transmetues $\bar{\gamma}_{C1}$ kemi:

$$\bar{Z}_C = \bar{Z}_{C1} \quad \text{dhe} \quad \bar{H}_C = n\bar{H}_{C1} \quad (3.38)$$

PYETJE DHE DETYRA:

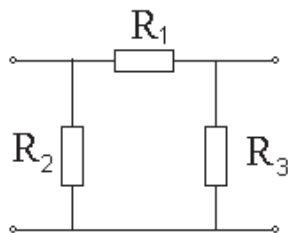
- 3-1. Çka janë dypolet?
- 3-2. Cili është dallimi midis dypoleve aktive dhe pasive?
- 3-3. Cilat dy dypolet janë ekuivalente, e cila potenciale ekuivalente?
- 3-4. Cilat dy dypolet janë reciproke, e cilat potenciale reciproke?
- 3-5. Cilat dypole janë qarqe rendore dhe paralel osciluese në raport me frekuencën e tyre vetanake?
- 3-6. Cili kusht duhet të jetë plotësuar që rezonanca të bëhet e tensionit ose e rrymës te dypoli?
- 3-7. Çka është katërpoli?
- 3-8. Cili është dallimi midis katërpoleve aktive dhe pasive?
- 3-9. Kur themi se katërpoli është linear?

- 3-10. Shkruaji barazimet e përgjithshme për katërpolin linear.
- 3-11. Si caktohen a-parametrat në një katërpol?
- 3-12. Si definohet $\overline{Z_{VL1}}$ te një katërpol?
- 3-13. Si definohet $\overline{Z_{VL2}}$ te një katërpol?
- 3-14. Çka nënkuptohet nën regjim të përshtatshëm të punës?
- 3-15. Çka janë imazhet e impedansave të katërpolit?
- 3-16. Si definohet funksioni transmetues?
- 3-17. Çka është konstanta e dobësimit, si shënohet dhe në cilat njësi matet?
- 3-18. Çka është konstanta fazore, si shënohet dhe në cilat njësi matet?
- 3-19. Si definohet imazhi i funksionit transmetues?
- 3-20. Për cilat katërpole definohet impedansa karakteristike?
- 3-21. Çka nënkuptohet nën katërpolin simetrik?
- 3-22. Si definohet impedansa karakteristike?
- 3-23. Si definohet funksioni karakteristik transmetues?
- 3-24. Cilat dy katërpolet i quajmë ekuivalente?
- 3-25. Cili është dallimi midis katërpolit simetrik dhe josimetrik T?
- 3-26. Si definohet L katërpoli?
- 3-27. Si definohet katërpoli simetrik Π me ndihmën e katërpolit josimetrik L?
- 3-28. Si definohet katërpoli simetrik T me ndihmën e katërpolit josimetrik L?
- 3-29. Çka nënkuptohet nën lidhjen kaskade e katërpolit?
- 3-30. Sa është impedansa karakteristike e lidhjes kaskade nga 9 katërpolet identike?
- 3-31. Për katërpolin Π të caktohen a-parametrat dhe impedansa karakteristike, nëse:
 $\omega = 1000\text{rad/s}$, $L = 20\text{mH}$, $C = 0,1\text{mF}$.
- 3-32. Për katërpolin T të caktohen imazh me parametra nëse: $R_1 = 8\Omega$, $R_2 = 10\Omega$, dhe $R_3 = 6\Omega$.
- 3-33. Për katërpolin T nga figura të caktohen a-parametrat dhe impedansa karakteristike, nëse: $\omega = 1000\text{rad/s}$, $L = 10\text{mH}$, $C = 50\mu\text{F}$.



$$(\overline{A} = \overline{D} = 0,5; \overline{C} = -j0,05\text{S}; \overline{B} = -j15\Omega).$$

- 3-34. Të caktohen parametrat e imazhit për katërpolin në figurë nëse: $R_1 = 10\Omega$, $R_2 = 5\Omega$, dhe $R_3 = 3\Omega$. ($\overline{Z_{iim}} = 3,47$; $\overline{Z_{2im}} = 2,4\Omega$, $\alpha_{im} = 1,956\text{N}$; $\beta_{im} = 0$).



4. FILTRAT ELEKTRIK

Katërpolet të cilat me sinjal me spektër të gjerë të frekuencave i veçojnë vetëm komponentë me frekuenca të caktuara, kurse të tjerat i shtypin quhen **filtra elektrik**.

Ekzistojnë dy ndarje të filtrave elektrik. Ndarja e parë është sipas frekuencave të komponentëve të cilat filtri duhet t'i lëshojë. Sipas kësaj ndarjeje dallojmë katër grupe të filtrave:

- filtër lëshues në frekuenca të ulëta (FLFU),
- filtër lëshues në frekuenca të larta (FLFL),
- filtër lëshues të brezit të frekuencave (FLBF), dhe
- filtër jolëshues të brezit të frekuencave (FJBF).

Ndarja e dytë është sipas parmit të punës dhe sipas saj dallojmë:

- filtra pasivë, dhe
- filtra aktivë.

Te filtrat **pasivë** sinjali i dobishëm lëshohet nëpër filtër me dobësim sa më të madh, kurse komponentët e padëshiruar dobësohen sa më tepër.

Filtrat **aktivë** e forcojnë sinjalin e dobishëm, kurse i dobësojnë komponentët e padëshiruar.

Filtrat pasivë përmbajnë elemente pasive: kalema dhe kondensatorë. Në qoftë se janë të përbërë nga kalemata dhe kondensatorë ata janë të ashtuquajtur LC-filtra, kurse në qoftë se janë të përbëra nga rezistorët dhe kondensatorët ata janë filtra RC-filtra. Të filtrat pasivë bëjnë pjesë edhe filtrat liezo-elektrikë.

4.1. LC-FILTRAT

Vetë shenja e këtyre filtrave tregon se ata janë ndërtuar nga kalemata dhe kondensatorët, kurse lidhja e tyre është në formën e **L** katërpolit, ose **T** simetrike dhe **Π** katërpolet. Katërpolet e tilla quhen **qelitë filtruese**.

Në analizën e mëtejshme do të konstatojmë se dhe kondensatorët në LC-filtrat janë ideale, d.m.th. humbjet në to janë shumë të vogla. Filtrat e tilla LC kanë vëllim lëshues tek ato frekuencat në të cilat dobësimi i filtrit është i barabartë me zero ($\alpha = 0$).

Me analizë të shprehjeve për impedansën karakteristike dhe funksionit karakteristik të transmetues të katërpolit simetrik T dhe Π :

$$\overline{Z}_{CT} = \sqrt{\overline{Z}_1 \overline{Z}_2 \left(1 + \frac{\overline{Z}_1}{4\overline{Z}_2}\right)}; \overline{Z}_{CH} = \sqrt{\frac{\overline{Z}_1 \overline{Z}_2}{1 + \frac{\overline{Z}_1}{4\overline{Z}_2}}} \quad (4.1)$$

$$\overline{H}_{CH} = \overline{H}_{CT} = 2\ln \left(\sqrt{1 + \frac{\overline{Z}_1}{4\overline{Z}_2}} + \sqrt{\frac{\overline{Z}_1}{4\overline{Z}_2}} \right) \quad (4.2)$$

përcaktohen kushtet prej të cilave fitohen frekuencat kufitare. Ato janë:

$$\frac{\overline{Z}_1}{4\overline{Z}_2} = -1 \text{ dhe } \frac{\overline{Z}_1}{4\overline{Z}_2} = 0 \quad (4.3)$$

Mungesa karakteristike e fazës dhe dobësimi në vëllimi lëshues është dhënë me shprehjet:

$$\beta = \arccos\left(1 + \frac{\overline{Z}_1}{2\overline{Z}_2}\right); \alpha = 0 \quad (4.4)$$

Impedansa karakteristike e qelisë së filtrit në vëllimin lëshues është rezistencë e pastër aktive (madhësi reale).

Të gjithë komponentët me frekuenca të cilat e kënaqin kushtin $\frac{\overline{Z}_1}{4\overline{Z}_2} < -1$ do të jenë jashtë nga vëllimi lëshues, d.m.th. do të jenë liruar. Shprehjet për caktimin e vonesë karakteristike fazore dhe dobësimi jashtë vëllimit lëshues janë:

$$\alpha = 2\ln \left(\sqrt{\left| \frac{\overline{Z}_1}{4\overline{Z}_2} \right|} - 1 + \sqrt{\left| \frac{\overline{Z}_1}{4\overline{Z}_2} \right|} \right); \beta = \pm\pi \quad (4.5)$$

Një grup i veçantë i **LC** – filtrave janë k-filtrat. K-filtrat janë ata filtra të cilët prodhimi i impedansave të degëve rëndore dhe paralele është konstant ($\overline{Z}_1 \cdot \overline{Z}_2$) dhe nuk varet nga frekuenca.

4.1.1. K-FILTRI LËSHUES I FREKUENCAVE TË ULËTA

Mënyra në të cilën funksionojnë LC-filtrat bazohet në atë se për frekuenca të ndryshme impedansat degët rëndore dhe paralele të qelitë filtruese kanë vlera të ndryshme. Ato impedansa përbëhen nga kalemrat dhe kondensatorët, prandaj rezistenca e tyre ndryshohet me ndryshimin e frekuencës.

Në fig. 4-1. janë treguar **T** dhe **Π** qelitë filtruese të filtrit lëshues në frekuenca të ulëta

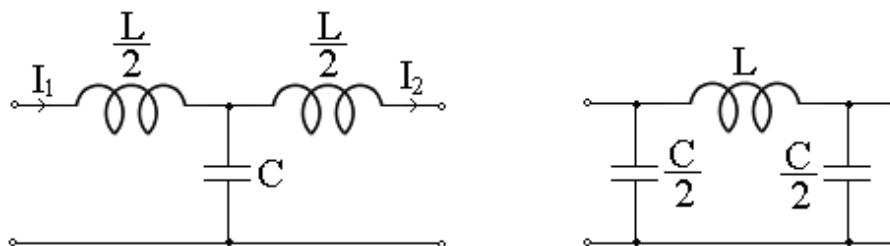


Fig. 4-1. T dhe Π qelia filtruese e k-filtrit lëshues të frekuencave të ulëta

Në degë të caktuara të qelive të tilla filtruese ka kalema, kurse te ato paralele kondensatorë. Kalemata për rrymat me frekuenca të ndryshme paraqesin rezistencë të vogël, sepse rezistenca induktive e kalemata është e drejtë proporcionale me frekuencën ($X_L = 2\pi \cdot f \cdot L$). Prandaj rrymat do të rrjedhin nëpër degët rendore, kurse rrymat nëpër degë paralele do të jenë mjaft të vogla (rezistenca kapacitive e kalemata është e kundërt proporcionale me frekuencën $X_C = \frac{1}{2\pi \cdot f \cdot C}$). Nga kjo del se rrymat hyrëse dhe dalëse janë afërsisht të barabarta $I_1 \approx I_2$ d.m.th. filtri gati tërësisht do ta lëshojë rrymën me frekuencë të ulët prej hyrjes kah dalja.

Për rrymat me frekuenca të larta degët rendore paraqesin rezistencë të madhe dhe rrymat nëpër to janë mjaft të vogla, për ç'arsye rrymat me frekuenca të tilla të vogla do të rrjedhin nëpër degë paralele të cilat tash kanë rezistencë të vogël. Për frekuenca të larta rryma në dalje është shumë më e vogël nga rryma në hyrje, d.m.th. ekziston dobësim ($I_1 > I_2$).

Te **T** dhe **Π** qelitë filtruese induktiviteti i përgjithshëm në degë të caktuara është **L** d.m.th. $\bar{Z}_1 = j\omega \cdot L$, kurse kapaciteti i përgjithshëm në degë paralele është **C** d.m.th. $\bar{Z}_2 = \frac{1}{j\omega \cdot C}$. Prej këtu për prodhimin e impedansave fitohet:

$$\bar{Z}_1 \cdot \bar{Z}_2 = \frac{L}{C} = R^2 = \text{const.} \quad (4.6)$$

Dega e sipërme e frekuencës së vëllimit lëshues caktohet me zgjidhjen e kushtit të parë nga (4.3):

$$\frac{\bar{Z}_1}{4\bar{Z}_2} = \frac{j\omega \cdot L}{4 \frac{1}{j\omega \cdot C}} = -\omega^2 \frac{LC}{4} = -1 \quad (4.7)$$

$$\omega_g = \frac{2}{\sqrt{LC}} \quad \text{ose} \quad \boxed{f_g = \frac{1}{\pi\sqrt{LC}}} \quad (4.8)$$

Nga kushti i dytë i (4.3) $\frac{\bar{Z}_1}{4\bar{Z}_2} = 0$ del se **dega e poshtme** e frekuencës është zero. Filtri në vëllim lëshues ka dobësim të barabartë me zero ($\alpha = 0$), kurse në jovëllim lëshues dobësimi caktohet me shprehjen:

$$\alpha = 2 \ln \left(\sqrt{\left(\frac{\omega}{\omega_g}\right)^2 - 1} + \frac{\omega}{\omega_g} \right) [\text{N}] \quad (4.9)$$

Vonesa karakteristike fazore (β) dhe dobësimi (α) në funksion nga frekuenca është treguar në fig. 4-2. Nga figura shihet se vonesa fazore në jovëllimin lëshues është $\beta = \pi$, kurse në vëllimin lëshues afër nga kufiri i frekuencës është π , kurse sa afrohem kah zero bie dhe tenton kah zero.

Nëse në shprehjet për impedansën karakteristike të **T** simetrik dhe **Π** katërpolit (3.34) i zëvendësojmë vlerat për Z_1 dhe Z_2 , do t'i fitojmë shprehjet për impedansën karakteristike për **T** dhe **Π** qelinë filtruese:

$$\overline{Z_{CT}} = R \sqrt{1 - \left(\frac{\omega}{\omega_g}\right)^2} \text{ dhe } \overline{Z_{CH}} = \frac{R}{\sqrt{1 - \left(\frac{\omega}{\omega_g}\right)^2}} \quad (4.10)$$

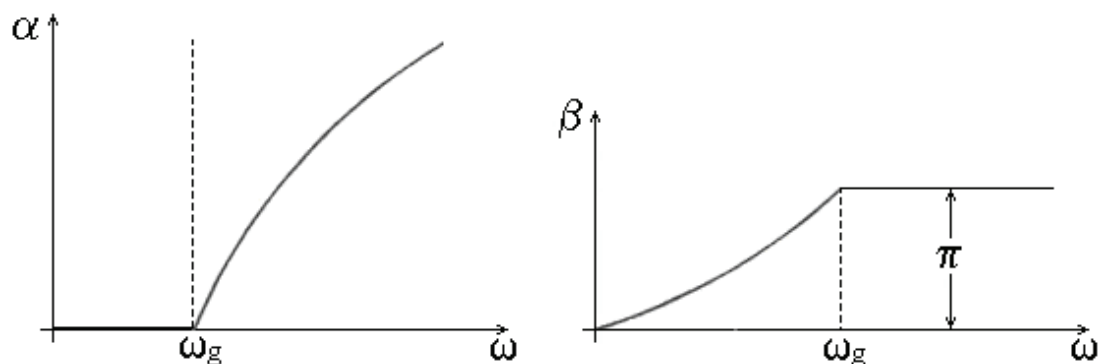


Fig. 4-2. Varësia e dobësimit dhe vonesa karakteristike fazore nga frekuenca

Në kuadër të vëllimit lëshues këto impedansat janë rezistenca aktive, kurse në jovëllimin lëshues janë rezistenca reaktive edhe atë $\overline{Z_{CT}}$ ka karakter induktiv, kurse $\overline{Z_{CH}}$ ka karakter kapacitiv. Varësia e tyre nga frekuenca është dhënë në fig. 4-3:

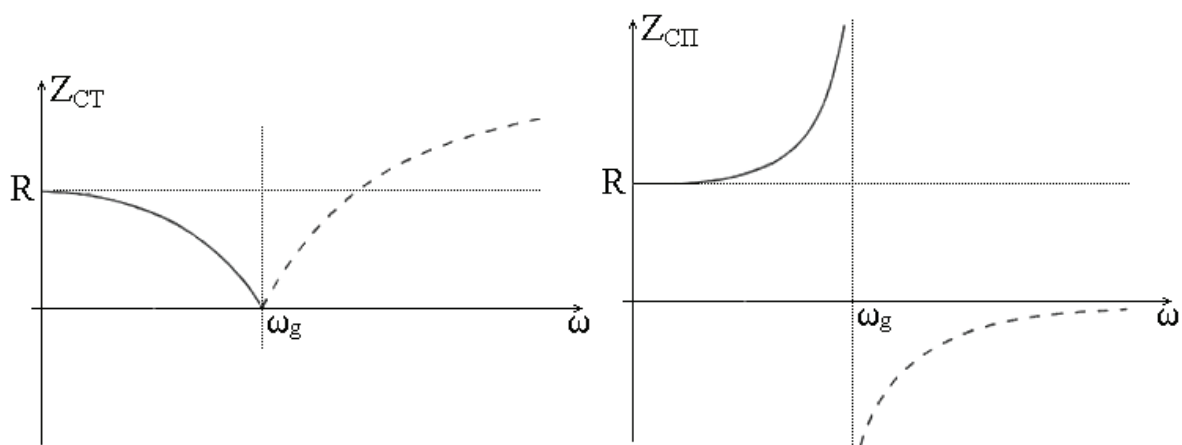


Fig. 4-3. Varësia e Z_{CT} dhe Z_{CH} nga frekuenca

Nga diagramet mund të konkludohet se:

- për $f = 0 \Rightarrow Z_{CT} = Z_{CH} = R$ dhe
- për $f = f_g \Rightarrow Z_{CT} = 0; Z_{CH} = \infty$

Ngase varësia e tillë e impedansës karakteristike nga frekuenca është problematike për konstruktimin e filtrit, në praktikë konsiderohet se:

$\overline{Z_{CT}} = \overline{Z_{CH}} \approx R = \sqrt{\frac{L}{C}}$ çka është e saktë për 70% nga vëllimi lëshues të filtrit. Me zgjidhjen e shprehjeve për R dhe f_g (4.6) dhe (4.8) sipas R dhe L fitohet:

$$L = \frac{R}{\pi f_g} \text{ dhe } C = \frac{1}{\pi f_g R} \quad (4.11)$$

Shembull: k – filtri FLFU ka frekuencë kufitare $f_g = 4 \text{ KHz}$ dhe $R = 600\Omega$. Të njehsohen vlerat të induktivitetit i kalemit dhe kapaciteti i kondensatorit.

$$L = \frac{R}{\pi f_g} = \frac{600}{3,14 \cdot 4 \cdot 10^3} = 47,7 \text{mH} \quad C = \frac{1}{\pi f_g R} = \frac{1}{3,14 \cdot 4 \cdot 10^3 \cdot 600} = 133 \text{nF}$$

4.1.2. K-FILTRI LËSHUES I FREKUENCAVE TË LARTA

Vetë emri i këtij filtri tregon se ai i lëshon vetëm rrymat me frekuencë të ulët, kurse i dobëson rrymat me frekuenca të ndryshueshme.

Në fig. 4-4. janë treguar **T** dhe **Π** qelitë filtruese për filtër lëshues në frekuenca të larta.

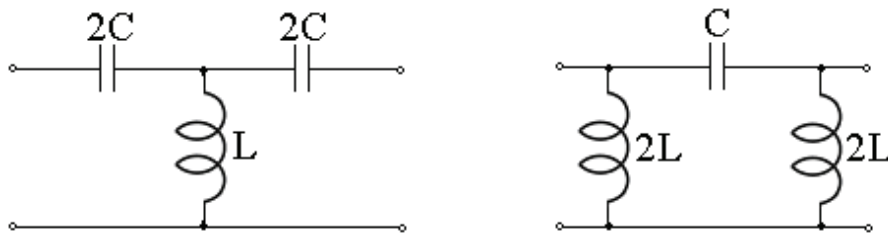


Fig. 4-4. T dhe Π qelitë e k-filtrit lëshues të frekuencave të larta

Degët rendore të qelive përmbajnë kondensatorë me kapacitet të përgjithshëm **C** dhe impedansë $\bar{Z}_1 = \frac{1}{j\omega \cdot C}$, kurse degë paralele përmbajnë kalemata me kapacitet të përgjithshëm **L** dhe impedansë $\bar{Z}_2 = j\omega \cdot L$ Më rezistencë të tyre të madhe, degët rendore paraqesin pengesë për rrjedhën e rrymave me frekuenca të ndryshme. Ato rrymat do të rrjedhin nëpër degë paralele dhe atëherë do të vlejë $I_2 \ll I_1$. Për rryma me frekuencë të ulët rezistenca e degëve rendore është e vogël, kurse e degëve paralele është e madhe. Rrymat me frekuencë të ulët do të rrjedhin nëpër degët rendore, ashtu që filtri do ta lëshojë gati tërë hyrjen e rrymës kah dalja $I_2 \approx I_1$. Domethënë, në këtë rast rrymat me frekuenca të ndryshme do të jenë mjaft të dobësuar, kurse rrymat me frekuencë të lartë do të rrjedhin pa dobësim.

Varësia e dobësimit karakteristik α dhe vonesës karakteristike fazore β nga frekuenca janë dhënë në fig. 4-5.

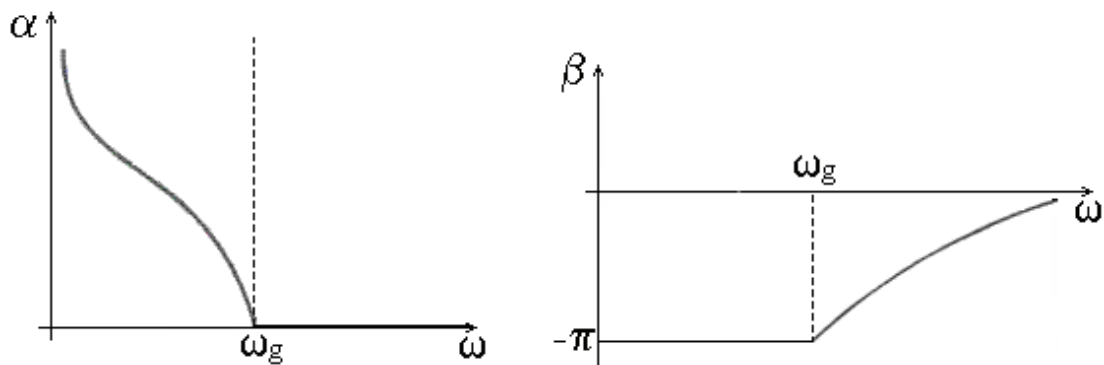


Fig. 4-5. Varësia e dobësimit α dhe vonesa karakteristike fazore β nga frekuenca

Nga figura shihet se vonesa fazore në javëllimin lëshues është $\beta = -\pi$, kurse në vëllimin lëshues me rritje të frekuencës kah pafundësia tenton kah zero. Dobësimi karakteristik në vëllimin lëshues është:

$$\alpha = 0 \quad (4.12)$$

kurse jashtë nga vëllimi lëshues njehsohet sipas relacionit:

$$\alpha = 2 \ln \left(\sqrt{\left(\frac{\omega_g}{\omega}\right)^2 - 1} + \frac{\omega_g}{\omega} \right) [\text{N}] \quad (4.13)$$

Në fig. 4-6 janë treguar varësitë e impedansave karakteristike nga frekuenca.

Nga diagramet mund të konkludohet se:

- për $f = \infty \Rightarrow Z_{CT} = Z_{CH} = R$ dhe
- për $f = f_g \Rightarrow Z_{CT} = 0; Z_{CH} = \infty$

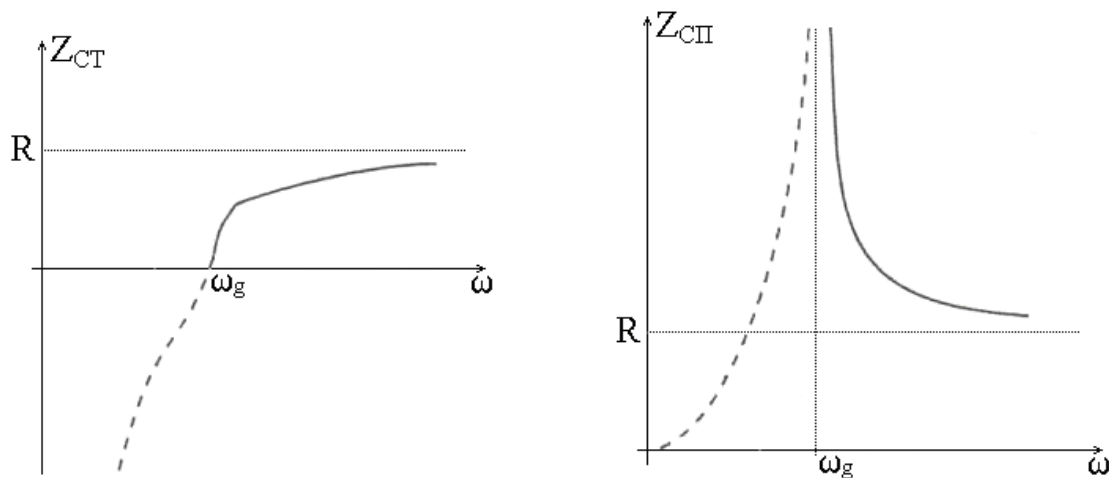


Fig. 4-6. Varësia e impedansave karakteristike nga frekuenca

Kufiri i frekuencës për këtë filtër, induktiviteti dhe kapaciteti i elementeve caktohen me shprehjet:

$$\boxed{f_g = \frac{1}{4\pi\sqrt{LC}}} ; L = \frac{R}{4 \cdot \pi \cdot f_g} ; C = \frac{1}{4 \cdot \pi \cdot f_g R} \quad (4.14)$$

Shembull: Për k – filtër FLFL të caktohet kufiri i frekuencës në qoftë se janë të njohura vlerat e elementeve: $L = 9,95 \text{ mH}$, $C = 9,95 \text{ nF}$ dhe $R = 1 \text{ k}\Omega$.

$$f_g = \frac{1}{4\pi\sqrt{LC}} = \frac{1}{4 \cdot 3,14 \sqrt{9,95 \cdot 10^{-3} \cdot 9,95 \cdot 10^{-9}}} = 8 \text{ kHz}$$

4.1.3. K-FILTRI LËSHUES I FREKUENCAVE TË BREZIT

Nëse në ndonjë sistem komunikues ekziston sinjal i përbërë me frekuencë të ndryshme atëherë filtri lëshues i brezit të frekuencave i lëshon vetëm disa komponentët frekuencat e të cilit gjenden në ndonjë brez të frekuencave. Ai brezi i frekuencave e ëshët caktuar me dy frekuenca kufitare ω_{g1} dhe ω_{g2} . Komponentët nga ky sinjal i përbërë frekuencat e të cilit janë

jashtë nga ai brez filtri i dobëson. **T** dhe **Π** qelitë filtruese të filtrit lëshues të brezit të frekuencave janë treguar në fig. 4-7.

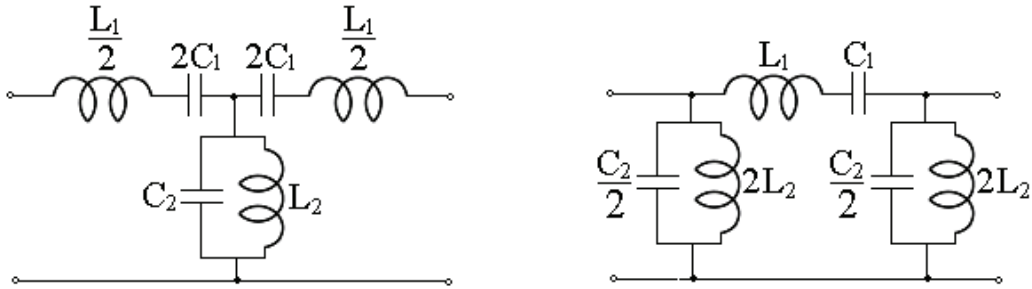


Fig. 4-7. T dhe Π qelitë filtruese i k-filtrit lëshues i frekuencave të brezit

Nga figura shihet se në degë të caktuara gjenden qarqet rendore osciluese, kurse në degët paralele qarqet paralele osciluese. Në rast të rezonancave, qarku rendor oscilues ka impedansë shumë të vogël, kurse qarku oscilues paralel ka impedansë shumë të madh. Në qoftë se largohemi nga frekuenca e rezonancës situata diametralisht ndryshohet në të kundërt: impedansa e qarkut rendor oscilues rritet menjëherë, kurse e qarkut oscilues paralel bie menjëherë. Nga kjo mund të konkludohet se filtri i tillë sinjalet me frekuenca të njëjta ose të afërta të frekuencës së rezonancës do t’i lëshojë, kurse sinjalet e tjera do t’i dobësojë. Frekuencat rezonante të qarqeve renditësh dhe paralele osciluese duhet të jenë të barabarta dhe frekuenca e tillë quhet **frekuencë mesatare**:

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{\frac{L_1}{2} \cdot 2C_1}} = \frac{1}{\sqrt{2L_2 \cdot \frac{C_2}{2}}} \tag{4.15}$$

Që të jetë i kënaqur barazimi i mëparshëm, për qarkun rendor dhe oscilues paralel duhet të vlejë: $L_1 C_1 = L_2 C_2$.

Impedansa e përgjithshme e degëve rendore të qelive filtruese është:

$$\bar{Z}_1 = j\omega \cdot L_1 \left[1 - \left(\frac{\omega_0}{\omega} \right)^2 \right] \tag{4.16}$$

kurse impedansa e degës paralele është:

$$\bar{Z}_2 = \frac{1}{j\omega \cdot C_2} \cdot \frac{1}{1 - \left(\frac{\omega_0}{\omega} \right)^2} \tag{4.17}$$

Në qoftë se barazimet për impedansën (4.16) dhe (4.17) i zëvendësojmë në shprehjet për caktimin e frekuencave kufitare të LC filtrit (4.3) dhe barazime e fituara i zgjidhim, fitohen barazimet për frekuencat kufitare:

$$\omega_{g1} = \omega_0 \cdot \left(\sqrt{1 + \frac{L_2}{L_1}} - \sqrt{\frac{L_2}{L_1}} \right) \text{ dhe } \omega_{g2} = \omega_0 \cdot \left(\sqrt{1 + \frac{L_2}{L_1}} + \sqrt{\frac{L_2}{L_1}} \right) \tag{4.18}$$

Nga këto barazime mund të tregohet se $\omega_0 = \sqrt{\omega_{g1} \omega_{g2}}$.

Ngase më parë e caktuam kufirin e poshtëm dhe të sipërm frekuenca, gjerësia e vëllimit lëshues do të jetë e barabartë me:

$$B = f_{g2} - f_{g1} = 2f_0 \sqrt{\frac{L_2}{L_1}} \quad (4.19)$$

Dobësimi i k-filtrit FLBF në vëllimin lëshues është $\alpha = 0$, kurse në pjesën lëshuese është:

$$\alpha = 2 \ln \left[\sqrt{\left(\frac{\omega^2 - \omega_0^2}{\omega(\omega_{g2} - \omega_{g1})} \right)^2 - 1} + \left| \frac{\omega^2 - \omega_0^2}{\omega(\omega_{g2} - \omega_{g1})} \right| \right] \text{ [N]} \quad (4.20)$$

Varësia e dobësimit karakteristik dhe vonesa fazore nga frekuenca për filtrin lëshues të brezit të frekuencave është treguar në fig. 4-8.

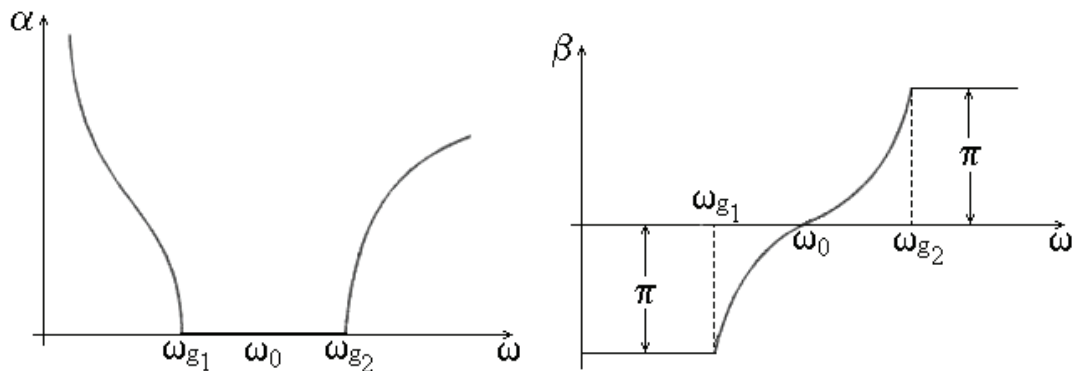
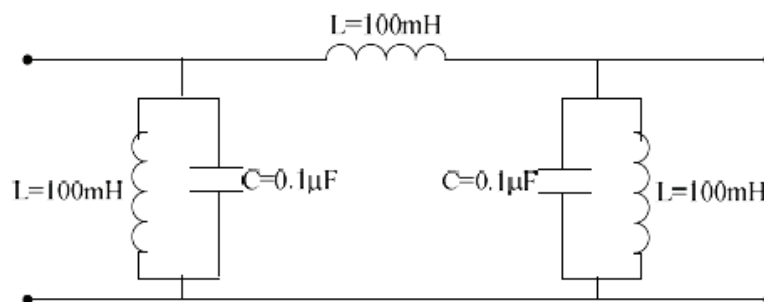


Fig. 4-8. Varësia e dobësimit dhe vonesa fazore e frekuencës

Shembull: Të caktohet lloji i filtrit nga figura dhe frekuencat e tij kufizuese.



Impedansat në degët janë:

$$\bar{Z}_1 = j\omega L \quad ; \quad 2\bar{Z}_2 = \frac{j\omega L \cdot \frac{1}{j\omega C}}{j\omega L + \frac{1}{j\omega C}} = \frac{j\omega L}{1 - \omega^2 LC}$$

Nga kushti për vëllimin lëshues të filtrit fitohet:

$$-1 \leq \frac{\bar{Z}_1}{4\bar{Z}_2} \leq 0 \Rightarrow -1 \leq \frac{j\omega L}{2 \cdot \frac{j\omega L}{1 - \omega^2 LC}} \leq 0 \Rightarrow -1 \leq \frac{1 - \omega^2 LC}{2} \leq 0$$

Me zgjidhjen e barazimit rrjedh:

$$1 - \omega^2 LC \geq -2 \quad \text{dhe} \quad \omega^2 LC \leq 0$$

$$\omega^2 LC \leq 3 \quad \text{dhe} \quad \omega^2 LC \geq 1$$

$$\omega \leq \sqrt{\frac{3}{LC}} \quad \text{dhe} \quad \omega \geq \sqrt{\frac{1}{LC}} \quad \text{respektivisht,} \quad \sqrt{\frac{1}{LC}} \leq \omega \leq \sqrt{\frac{3}{LC}}$$

Prej këtu konkludohet se bëhet fjalë për FLBF me frekuencat kufizuese:

$$f_{g1} = \frac{1}{2 \cdot \pi \sqrt{LC}} = \frac{1}{2 \cdot 6,28 \cdot \sqrt{100 \cdot 10^{-3} \cdot 0,1 \cdot 10^{-6}}} = 159 \text{ Hz}$$

$$f_{g2} = \frac{\sqrt{3}}{2 \cdot \pi \sqrt{LC}} = \frac{\sqrt{3}}{2 \cdot 6,28 \cdot \sqrt{100 \cdot 10^{-3} \cdot 0,1 \cdot 10^{-6}}} = 276 \text{ Hz}$$

4.1.4. K-FILTRI JOLËSHUES I FREKUENCAVE TË BREZIT

Ky filtër në kundërshtim me k-filtrin FLBF, i dobëson të gjithë komponentët nga sinjali i përbërë, frekuencat e të cilit gjenden në ndonjë brez i frekuencave i kufizuar me frekuenca kufitare ω_{g1} dhe ω_{g2} , kurse të gjithë komponentët e tjerë jashtë nga ai brez i lëshon pa dobësim. **T** dhe **Π** qelitë filtruese në degë të caktuara përmbajnë qarqe paralele osciluese, kurse në degët rendore paralele qarqet osciluese. Edhe këtu duhet të jetë i kënaqur kushti që frekuencat rezonante në qarqet paralele dhe osciluese të jenë të barabarta, respektivisht frekuenca mesatare do të jetë dhënë me relacioni:

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_1 C_1}} = \frac{1}{\sqrt{L_2 C_2}} \tag{4.21}$$

Në fig. 4-9 janë treguar **T** dhe **Π** qelitë filtruese për filtër jolëshues të brezit të frekuencave.

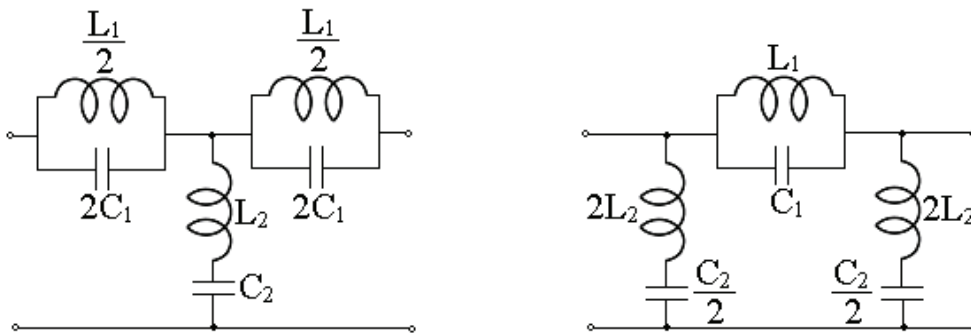


Fig. 4-9. T dhe Π qelitë filtruese të k-filtrit jolëshues të brezit të frekuencave

Gjerësia e vëllimit lëshues për këtë filtër është e barabartë me:

$$B = f_{g2} - f_{g1} = \frac{f_0}{2} \sqrt{\frac{L_2}{L_1}} \tag{4.22}$$

kurse frekuencat kufitare janë caktuar me këto shprehje:

$$f_{g1} = f_0 \cdot \left(\sqrt{1 + \frac{L_1}{16L_2}} - \sqrt{\frac{L_1}{16L_2}} \right) \quad \text{dhe} \quad f_{g2} = f_0 \cdot \left(\sqrt{1 + \frac{L_1}{16L_2}} + \sqrt{\frac{L_1}{16L_2}} \right) \tag{4.23}$$

Te k-filtri FJBF si edhe te k-filtrat e tjerë në dobësimin e vëllimi lëshues është $\alpha = 0$. Varësia e dobësimit karakteristik dhe vonesa karakteristike fazore në funksion nga frekuenca janë treguar në fig. 4-10.

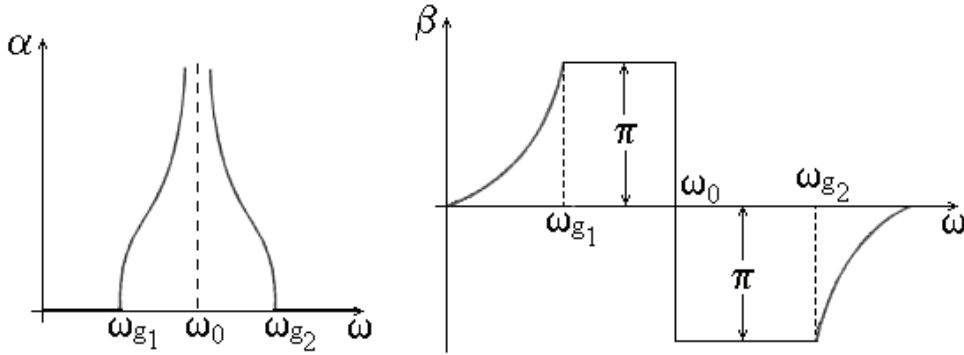


Fig. 4-10. Varësia e dobësimit dhe vonesa fazore nga frekuenca të FJBF

Në bllok skemat të katër llojet e filtrave i shënojmë me këto simbole:

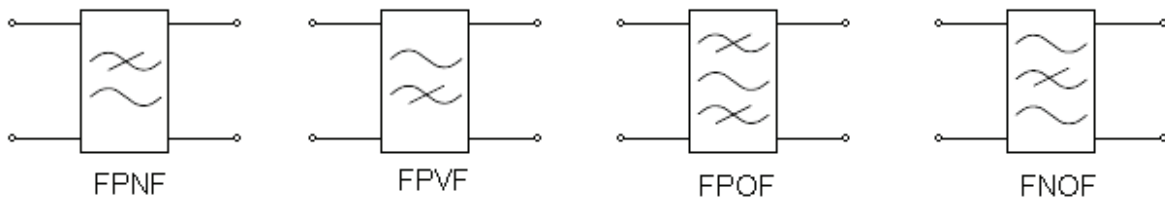


Fig. 4-11. Simboli i filtrave në bllok skemat

4.2. LC FILTRAT E ZBATUAR (M-FILTRAT)

Mangësitë të cilat i kanë *k*-filtrat janë mënjeluar me *m*-filtrat. Ato mangësi janë:

- vëllimi lëshues nuk është mjaft ashpër i realizuar nga jovëllimi lëshues dhe
- impedansa karakteristike Z_c varet nga frekuenca f në vëllimin lëshues B.

Përmirësimi i karakteristikave të *m*-filtrave në raport me *k*-filtrat zbatohet me dhënien e kalemit ose kondensatori në rreshtat ose degët paralele të *k*-filtrave.

Forma e T dhe Π qelisë së filtrit të zbatuar lëshues në frekuenca të ulëta është treguar në fig. 4-12.

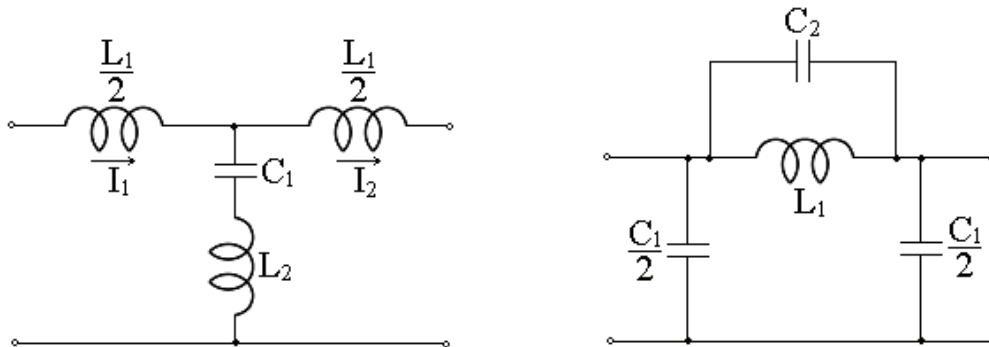


Fig. 4-12. T dhe Π qelia filtruese e m-filtrit lëshues në frekuenca të ulëta

Nga figura shihet se kjo në të vërtetë është T qelia e *k*-filtrit lëshues të frekuencave të ulëta (FLFU) në të cilën është shtuar kalemi L_2 rendor i kondensatorit C_1 , ose Π qelia e *k*-filtrit FLFU në të cilën është shtuar kondensatori C_2 paralelisht me kalemin L_1 .

Në rastin e parë kalemi L_2 dhe kondensatori C_1 formojnë qark të rregullt oscilues me frekuenca rezonante $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_2 C_1}}$, prandaj rryma dalëse do të jetë zero, respektivisht dobësimi është pafund i madh për rrymat, frekuencat e të cilave janë të barabarta me ω_0 . Në rastin e dytë kalemi L_1 dhe kondensatori C_2 formojnë qark paralel oscilues me frekuenca rezonante $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_1 C_2}}$, kurse rryma e daljes do të jetë zero dhe dobësimi pafund i madh për rryma dalëse me frekuencë të barabartë me ω_0 .

Forma e përgjithshme e T-qelizave të filtrit të zbatuar është treguar në fig. 4-13.a).

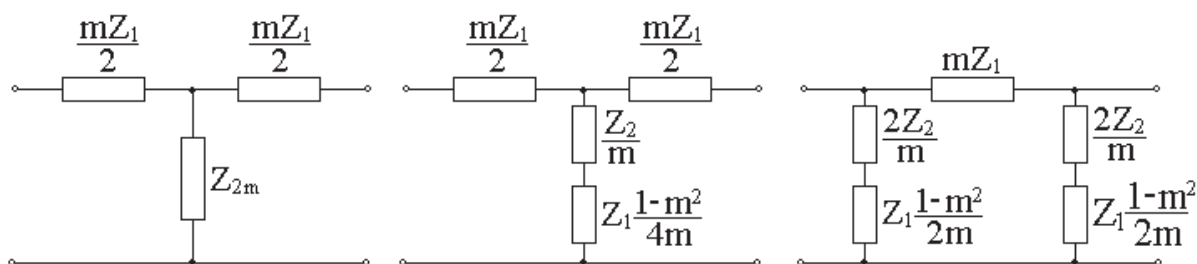


Fig. 4-13. Forma e përgjithshme e T dhe Π qelizave të *m*-filtrit

Impedansa në degën rendore të *k*-filtrit $Z_1/2$ është zëvendësuar me $mZ_1/2$. Që *m*-filtri të mund të përdoret në lidhje kaskade me *k*-filtër përkatës (të shpeshtë), frekuencat kufitare patjetër të jenë të barabarta. Gjithashtu *m*-filtri dhe *k*-filtri duhet të jenë edhe të përshtatura d.m.th. të kenë karakteristika të barabarta të impedansave. Nga këto kushte fitojmë:

$$\bar{Z}_{2m} = \frac{\bar{Z}_2}{m} + \bar{Z}_1 \frac{1-m^2}{4m} \tag{4.24}$$

që paraqet dy impedansa të lidhura të renditura (fig. 4-13.b).

Në mënyrë të ngjashme fitohet edhe Π qelia të *m*-filtrit (fig. 4-13.c).

Për *m*-qelinë e FLFU impedansave në degë janë:

$$\bar{Z}_{1m} = m\bar{Z}_1 = m \cdot j\omega \cdot L \quad \text{и} \quad \bar{Z}_{2m} = \frac{\bar{Z}_2}{m} + \bar{Z}_1 \frac{1-m^2}{4m} = \frac{1}{m \cdot j\omega \cdot C} + j\omega \frac{1-m^2}{4m} L \tag{4.25}$$

Frekuenca gjatë të cilës dobësimi është pafund i madh ω_0 fitohet me zgjidhjen e barazimit:

$$\bar{Z}_{2m} = 0 \Rightarrow \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \frac{1}{\sqrt{1-m^2}} = \frac{\omega_g}{\sqrt{1-m^2}} \tag{4.26}$$

Shpesh faktori $m = 0,6$ (atë e cakton konstruktori i filtrit), dhe atëherë $\omega_0 = 1,25\omega_g$. Përndryshe m mbahet prej 0 deri 1, me çka nëse:

$$m=0 \Rightarrow \omega_0 = \omega_g \quad (4.27)$$

$$m=1 \Rightarrow \omega_0 = \infty$$

Për $m \neq 0,6$ përdoret barazimi $m = \sqrt{1 - \left(\frac{\omega_g}{\omega_\infty}\right)^2}$. Gjatë njehsimit të m -filtrit lëshues të NF shfrytëzohen barazimet:

$$L = \frac{R}{\pi f_g}; C = \frac{1}{\pi R f_g}; f_g = \frac{1}{\pi \sqrt{LC}}; f_o = \frac{f_g}{\sqrt{1-m^2}} \quad (4.28)$$

Ekzistojnë edhe m -filtra të lëshuara në frekuenca të larta, filtër lëshues të brezit të frekuencave dhe filtër jolëshues të brezit të frekuencave.

Varësia e dobësisimit të m -filtrit lëshues në frekuenca të ulëta nga frekuenca është treguar në fig. 4-14, kurse varësia e Z_{CTm} nga frekuenca e filtrit lëshues në frekuenca të ulëta për vlera të ndryshme të m është treguar në fig. 4-15.

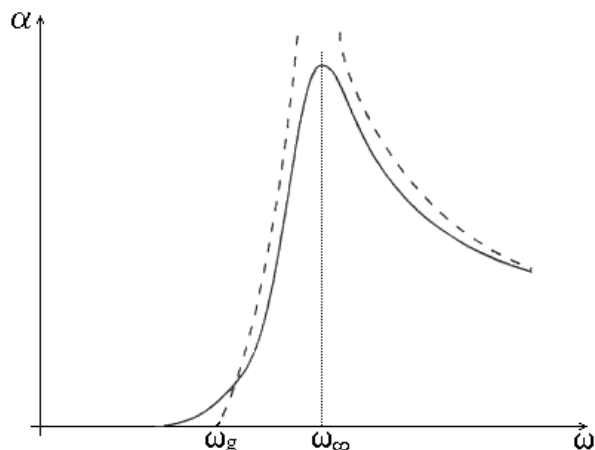


Fig. 4-14. Varësia e dobësisimit të m -filtrit lëshues të frekuencave të ndryshme

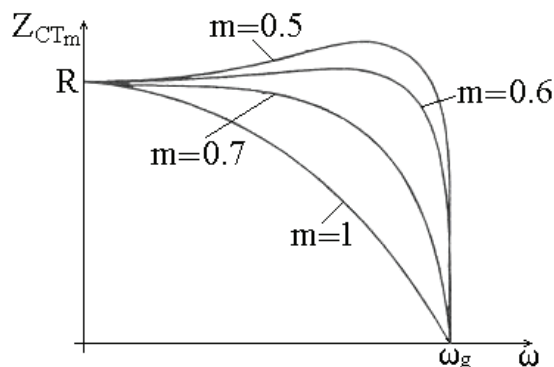


Fig. 4-15. Varësia e Z_{CTm} nga ω

Nga fig. 4-14 shihet se gjatë $\omega = \omega_0$ kemi kalim të ashpër prej vëllimit jolëshues në atë lëshues, për frekuencat prej 0 deri ω_g ka dobësi të vogël të sinjalit, kurse për ω_0 dobësimi përfundimisht është i vogël.

Nga fig. 4-15 shihet se për $m = 0,6$ impedansa karakteristike është $Z_{cm} = \text{const}$ për 90% nga gjerësia e vëllimit lëshues. Në të vërtetë, ky është shkaku pse gjithmonë te m -filtrat përdoret $m = 0,6$.

4.3. FILTRAT REALË

Në prezantimin e deritashëm kemi konstatuar se të gjitha LC filtrat janë ideale, pa humbje respektivisht se janë të përbëra nga kalemata dhe kondensatorë idealë. Ky ka qenë shkaku se dobësimi karakteristik në vëllimin lëshues ishte konstant dhe i barabartë me zero.

Në praktikë, kalemat dhe kondensatorët se LC filtrit realë nuk janë idealë, prandaj edhe dobësimi karakteristik nuk do të jetë zero. Problem shtues është ai se dobësimi i tillë do të varet nga frekuenca (fig. 4-16).

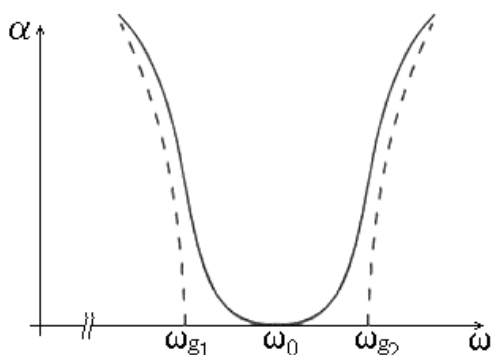


Fig. 4-16. Varësia e dobësimit nga frekuenca te filtri real

Nga figura shihet ndryshimi në karakteristikën e idealizuar të filtrit lëshues të brezit të frekuencave (vija e ndërprerë) dhe karakteristika e njëjtë te filtri real nga lloji i njëjtë (vija e plotë). Komponentët më afër se ω_0 do të jenë më pak të dobësuar në raport me komponentët më afër se frekuencat kufitare të filtrit ideal ω_{g1} dhe ω_{g2} .

Filtrat realë futin formësimet amplitude dhe fazore. Formësimet amplitude dhe fazore gjithmonë ekzistojnë, por në praktikë ato tolerohen në qoftë se nuk tejkalojnë një kufi të caktuar dhe nuk pengojnë në punë të sistemit, pjesa përbërëse e të cilit është filtri.

4.4. FILTRAT E PËRBËRË

Filtrat e përbërë paraqesin lidhje kaskade të dy ose më tepër qeli filtruese me qëllim që të arrihet dobësim i veçantë të komponentëve të padëshiruar nga sinjali i përbërë. Gjatë konstruktimit i filtrit të tillë të përbërë duhet mbajtur llogari për vendin e lidhjes së dy qelive, karakteristikat impedansat të jenë të përshtatura, d.m.th. të barabarta, por gjithashtu duhet të jenë të barabarta edhe frekuencat kufitare f_g . Sa qeli kaskade do të lidhen, varet nga rasti konkret i problemit i cili zgjidhet.

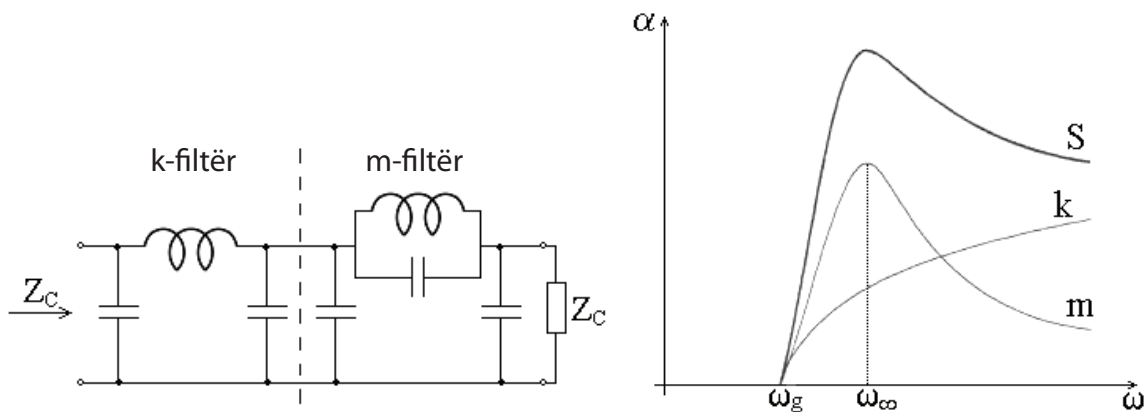


Fig. 4-17. Filtri i përbërë dhe dobësimi i tij i përgjithshëm

Në fig. 4-17 janë paraqitur filtri i përbërë prej një k -qeli dhe një m -qeli dhe dobësimi i përgjithshëm i filtri të përbërë që është i barabartë me shumën dobësimeve të k -qelisë dhe m -qelisë

Ngase dobësimi i k -filtrit për sinjale të larguara nga frekuencat kufitare është i madh, kurse te m -filtrat dobësimi i sinjaleve të afërta te frekuencat kufitare është i madh (fig. 4-17), shfrytëzohen këto kombinime:

- lidhja kaskade e dy ose më tepër qelive filtruese nga k -lloji gjatë frekuencave të komponentëve të padëshiruar nga sinjali mjaft të mëdha ose më të vogla nga f_g ,
- lidhja kaskade e qelisë nga m -lloji gjatë frekuencave shumë të afërta me f_g dhe
- lidhja kaskade nga k -qelitë filtruese dhe m -qelitë filtruese gjatë frekuencave të komponentëve të padëshirueshëm të afërta nga f_g dhe më të largëta nga f_g .

Mund të konkludojmë se te filtrat e përbërë vëllimi lëshues (C) është rreptësisht i ndarë nga vëllimi jolëshues, kurse dobësimi për të gjithë komponentët jashtë nga vëllimi lëshues B është mjaft i madh.

4.5. PIEZOFILTRAT ELEKTRIK

Ngase përpunimi i kalemave për **frekuenca shumë të larta** është i rëndë ose i para realizueshëm, filtrat për frekuenca shumë të larta nuk përpunohen si LC filtra, por si **piezofiltra elektrik**. Këta filtra përpunohen në formë të katërpoleve T dhe Π ku si elementet shfrytëzohen rezonatorët piezoelektrikë ose rezonatorët piezoelektrikë dhe kondensatorë.

Karakteristikat e filtrave piezoelektrik janë:

- dimensione të vogla,
- dobësim të vogël në jovëllimin lëshues, dhe
- ndarje të ashpër të vëllimit lëshues nga ai jolëshues.

Rezonatori piezoelektrik është i përbërë nga pllaka e kristalit (kuarci, turmalini etj.), në sipërfaqen e së cilës janë futur elektroda të holla metalike. Simboli grafik i rezonatorit piezoelektrik është treguar në fig. 4-18, kurse në fig. 4-19. skema e tij ekuivalente elektrike. Grafiku i varësisë së impedansës nga frekuenca është treguar në fig. 4-20.

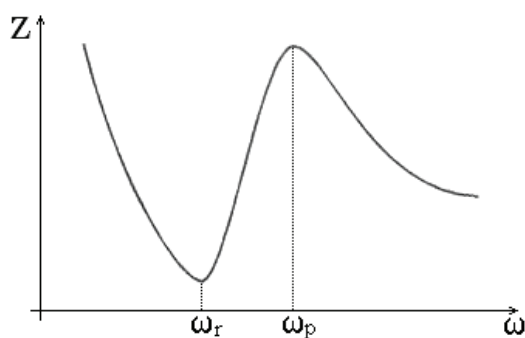
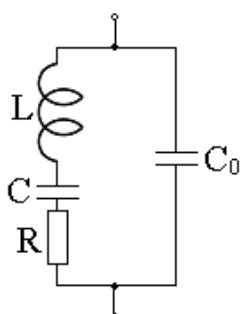
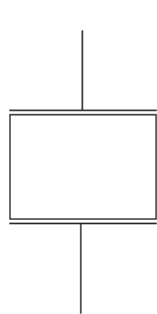


Fig. 4-18. Simboli Fig. 4-19. Skema ekuivalente Fig. 4-20. Varësia e impedansës Z nga ω

Te filtrat e tillë pllaka kristalore sillet si qark i rregullt oscilues, kurse në të njëjtën kohë paraqet dielektrik midis elektrodave të kondensatorit me kapacitet C_0 .

Nga fig. 4-20 shihet se për frekuencat më të vogla nga ω_r qarku ka karakter kapacitiv. Siç afrohemi te ω_r impedansa e qarkut bie ashtu që në frekuencën ω_r krijohet rezonanca e tensionit. Në brezin prej ω_r deri ω_p qarku ka karakter induktiv dhe impedansa rritet. Në frekuencë ω_p në qark krijohet rezonanca e rrymës, kurse pastaj me rritje të frekuencës impedanse përsëri bie dhe ka karakter kapacitiv.

Brezi i frekuencave ($f_r - f_p$) lëviz prej disa Hz deri disa qindra Hz. Në brez të tillë të frekuencës induktiviteti ndryshohet mjaft dhe kjo në të vërtetë është fushë punuese të rezonatorit. Në të vërtetë, ndryshimi i tillë i impedansës në interval relativisht të shkurtër të frekuencës mundëson ndarje të ashpër të vëllimit jolëshues nga ai lëshues.

Filtrat piezoelektrike janë shumë të ndjeshëm ndaj lagështisë dhe ndryshimit të temperaturës. Lagështia e zvogëlon pjerrtësinë e dobësimit në afërsi të frekuencës kufitare e rrit dobësimin në vëllimin lëshues. Prandaj qelitë filtruese janë mbyllur hermetikisht, kurse temperatura në to mbahet konstante.

4.6. FILTRAT OPTIKË-KAPACITIVË (RC DHE CR)

RC filtrat përbëhen nga R dhe C elementet dhe shfrytëzohen gjatë frekuencave të ndryshme. Te rezistori i RC filtrave paraqiten humbje dhe për këtë shkak nuk ekziston vëllimi lëshues gjatë të cilit dobësimi është zero (si te LC filtrat). Ky është shkak se vëllimi lëshues dhe frekuenca kufitare te filtrat e tillë definoen në mënyrë tjetër.

Vëllimi lëshues i RC filtrit të brezit të frekuencave në tensionin dalës U_2 është më i madh ose i barabartë me $\frac{U_1}{\sqrt{2}}$; ($U_2 \geq \frac{U_1}{\sqrt{2}}$) d.m.th. $\alpha < 3\text{dB}$.

Në fig. 4-21 është dhënë RC filtër lëshues në frekuenca të ulëta.

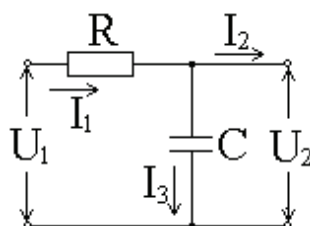


Fig. 4-21. RC filtër lëshues në frekuenca të ulëta

Në qoftë se rezistenca e harxhuesit në dalje është shumë e madhe, atëherë $I_2 \ll I_3$, dhe $I_1 \approx I_3 = I$. Në këtë rast:

$$\bar{U}_1 = \left(R + \frac{1}{j\omega \cdot C} \right) \bar{I} \Rightarrow \bar{I} = \frac{\bar{U}_1}{R + \frac{1}{j\omega \cdot C}} \tag{4.29}$$

kurse moduli i rrymës dhe tensionit dalës është:

$$I = \frac{U_1}{\sqrt{R^2 + \left(\frac{1}{\omega \cdot C}\right)^2}} \quad ; \quad U_2 = X_c I = \frac{1}{\omega C} \frac{U_1}{\sqrt{R^2 + \left(\frac{1}{\omega \cdot C}\right)^2}} \quad (4.30)$$

Nga reaksioni i mëparshëm për modulën e tensionit shihet se tensioni dalës bie, respektivisht se dobësimi i filtrit rritet me rritjen e frekuencës.

Kufiri i frekuencës të RC filtri lëshues në frekuenca të ulëta fitohet nga kushti:

$$U_2 = \frac{U_1}{\sqrt{2}}. \quad (4.31)$$

Nëse në (4.31) zëvendësojmë për U_2 (4.30) fitohet:

$$\omega_g = \frac{1}{RC}, \text{ ose } \boxed{f_g = \frac{1}{2\pi \cdot RC}} \quad (4.32)$$

Dobësimi i shprehur në dB njehsohet sipas shprehjes:

$$\alpha = 20 \log \frac{U_1}{U_2} = 10 \log(1 + (\omega \cdot RC)^2) \quad (4.33)$$

Varësia e dobësimit të RC filtrit lëshues në frekuenca të ulëta është treguar në fig. 4-22.

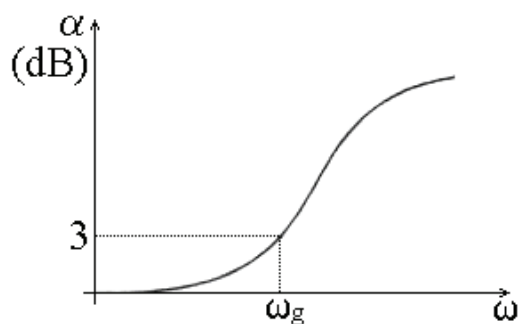


Fig. 4-22 Varësia e dobësimit nga frekuenca të RC filtri FLFU

Me zëvendësimin e vendeve të kondensatorit dhe rezistorit nga fig. 4-21 fitohet CR filtër lëshues në frekuenca të larta. CR filtri FLFL është treguar në fig. 4-23, kurse karakteristika e tij e dobësimit është treguar në fig. 4-24.

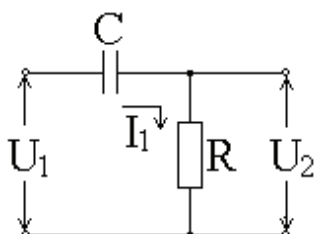


Fig. 4-23. CR filtri FLFL

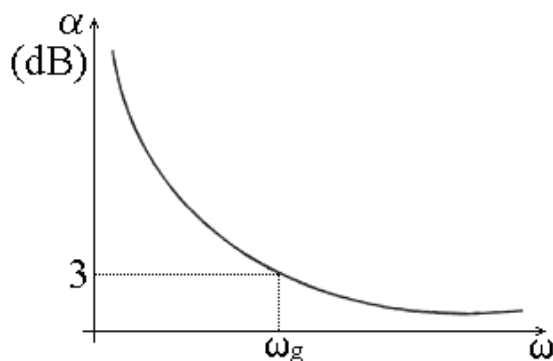


Fig. 4-24. Karakteristika e dobësimit të CR filtrit

Në qoftë se bëhet lidhja kaskade e CR-filtrit lëshues në frekuenca të larta dhe RC-filtrit lëshues në frekuenca të ulëta do të fitohet RC filtër lëshues i brezit të frekuencave i cili është treguar në fig. 4-25. Te filtri i tillë në qoftë se vlen $\omega_{g2} > 10 \cdot \omega_{g1}$, atëherë kufiri i poshtëm i frekuencës është i barabartë me kufirin e frekuencës së filtrit lëshues i frekuencave të larta. Kufiri i sipërm i frekuencës është i barabartë me kufirin e sipërm të frekuencës së filtrit lëshues të frekuencës së ndryshme.

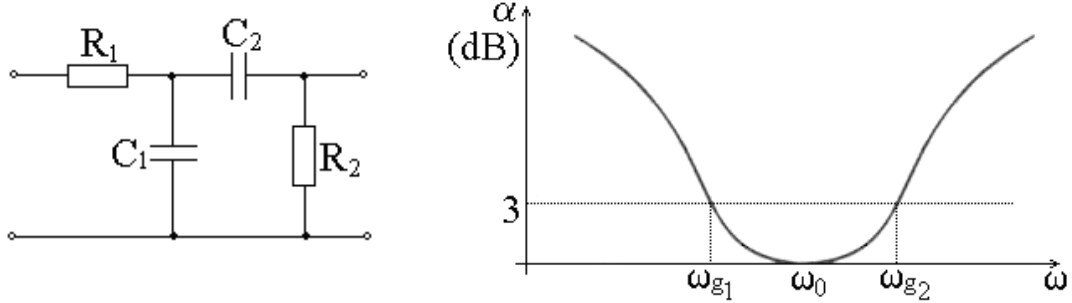


Fig. 4-25. RC filtër lëshues të brezit të frekuencave

Shembull: Për RC filtër lëshues në frekuenca të ulëta të njehsohet kapaciteti i kondensatorit në qoftë se $f_g = 300 \text{ Hz}$, $R = 50 \Omega$.

$$f_g = \frac{1}{2\pi \cdot RC} \Rightarrow C = \frac{1}{2\pi \cdot R \cdot f_g} = \frac{1}{2 \cdot 3,14 \cdot 50 \cdot 300} = 10 \mu\text{F}$$

4.7. FILTRAT AKTIVË

Mangësitë të LC filtrat (kalemat për frekuenca të ndryshme kanë dimensione dhe humbje të mëdha) dhe të RC filtrat (rezistorët kanë dimensione më të vogla, por futin humbje), mund të mënjanohen të ashtuquajturit filtra aktivë.

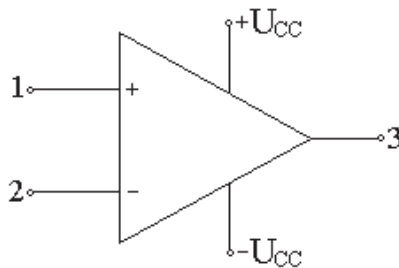


Fig. 4-26. Simboli i përforcuesit operacional

Te filtrat aktivë përdoren përforcues operacional si elemente aktive për plotësim të humbjeve, kurse selektiviteti i filtrave të tillë arrihet me kondensatorë dhe rezistorë. Simboli i përforcuesit operacional është dhënë në fig. 4-26.

Në raste ideale përforcimi dhe rezistenca hyrëse të përforcuesit operacional janë pafund të mëdha, kurse rezistenca dalëse është e barabartë me zero: $R_{VL} = \infty$, $R_{IZ} = 0$, $A = \infty$. Prej këtu del rezistenca e madhe hyrëse dhe rezistencë e vogël hyrëse të filtrat aktivë, që mundëson zbatim të këtyre filtrave të ndryshme. Shembull, përforcuesi operacional 741 pa lidhje të kthyeshme, për sinjal njëkahësh ka përforcim A nga 200.000. Me rritjen e përforcimit të frekuencës përforcimi A bie edhe gjatë $f = 1\text{kHz}$, $A = 1000$.

Filtrat aktivë sipas pjerrtësisë me të cilën amplituda karakteristike bie sipas frekuencës kufitare ndahen në:

- filtra aktivë të rendit të parë,
- filtra aktivë të rendit të dytë,
- filtra aktivë të rendit të tretë etj.

Në fig. 4.27 është paraqitur amplituda karakteristike e filtrit të Batervorit FLFU të rendit të parë, të dytë, të katërt dhe të dhjetë, kurse në fig. 4.28, fig. 4.29 dhe fig. 4.30 janë paraqitur skemat elektrike të FLFU filtrit të rendit të parë, të dytë dhe të katërt.

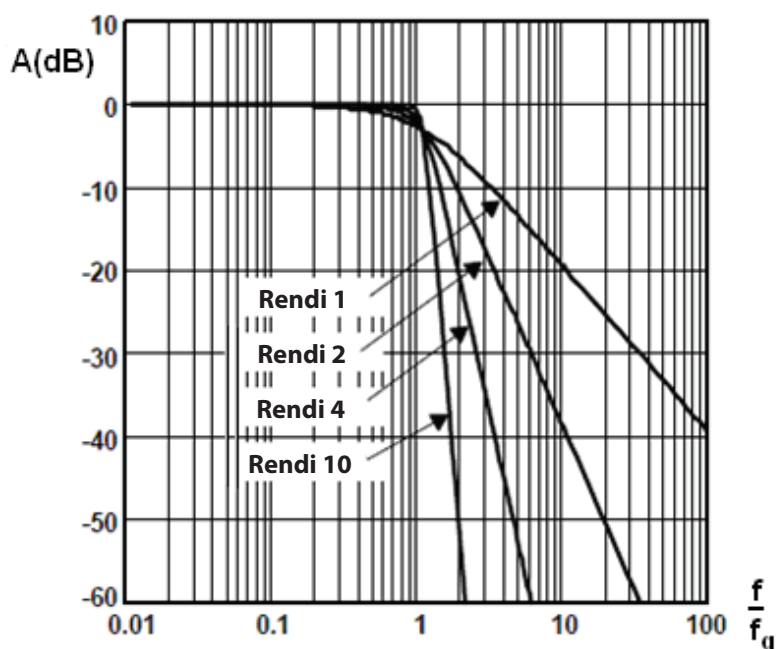


Fig. 4-27. Amplituda karakteristike filtrit të Batervorit nga rendi i ndryshëm

Varësisht nga ajo si janë konstruktuar, filtrat aktivë nga i njëjti lloj sipas parmit të punës, vëllimit lëshues dhe pjerrtësisë mund të kenë karakteristika të ndryshme. Filtrat më të përdoruar aktivë janë: filtrat aktivë të Veselovit, Batervorit dhe Çebishevit.

Te filtrat aktivë të **Veselovit** amplituda karakteristike është maksimalisht e rrafshët në vëllimin lëshues me kalim të butë kah vëllimi lëshues. Ata kanë frekuencë karakteristike gati ideale të frekuencës dhe prandaj formësimet tek ata janë minimale (Iakorja A në fig. 4-28).

Filtrat aktivë të **Batervorit** kanë amplituda të rrafshëta karakteristike në vëllimin lëshues, por kanë kalim më të ashpër në jovëllimin lëshues. Karakteristika e frekuencës është gati lineare (nuk është si te filtrat aktivë të Veselovit, por megjithatë është mjaft lineare), prandaj edhe formësimet janë të vogla (Iakorja - C).

Kalim më të ashpër nga vëllimi lëshues në jovëllimin lëshues kanë filtrat aktivë të **Çebishevit**, por prandaj në vëllimin lëshues paraqitet jolinearitet i caktuar. Gjithashtu edhe karakteristika e frekuencës nuk është lineare, prandaj këta filtra në krahasim me të mëparshmit kanë formësime më të mëdha (Iakorja - C).

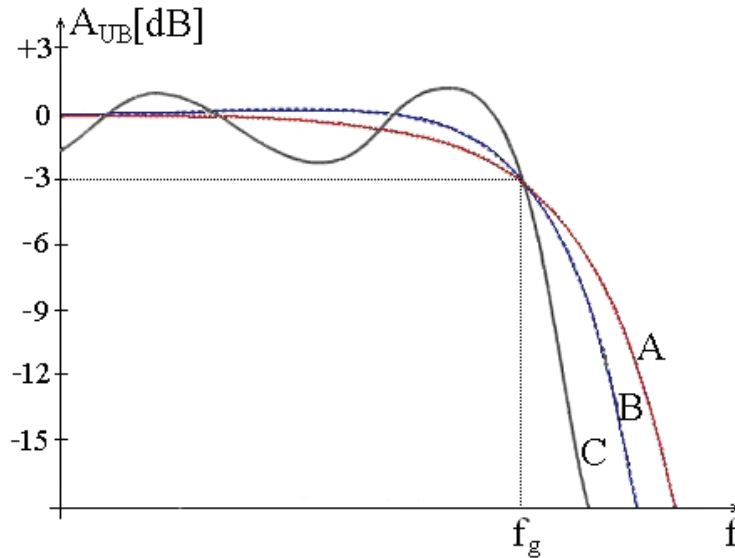


Fig. 4-28. Karakteristikat e filtrave aktivë

4.7.1. FILTRI AKTIV ME LËSHUESHMËRI TË FREKUENCAVE TË ULËTA

Filtri aktiv me lëshueshmëri të frekuencave të ulëta është treguar në fig. 4-29. Nga figura shohim me ky filtër përbëhet nga një RC filtër lëshues pasiv në frekuenca të ulëta dhe një përforcues.

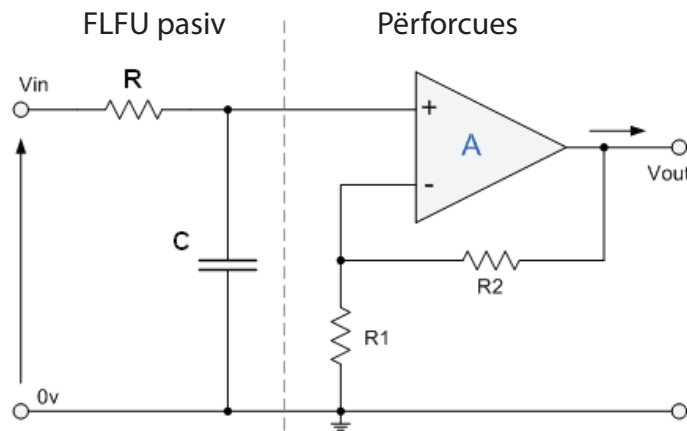


Fig. 4-29. Filtri aktiv FLFU nga rendi I

Kufiri i frekuencës caktohet me shprehjen:

$$f_g = \frac{1}{2\pi \cdot RC} \tag{4.34}$$

Shembull: Në qoftë se komponentët janë me vlerë: $R = 10 \text{ k}\Omega$, $C = 100 \text{ nF}$, $R1 = 1 \text{ k}\Omega$, $R2 = 9 \text{ k}\Omega$, përforcimi dhe kufiri i frekuencës do të jenë:

$$A = 1 + R2/R1 = 10; \quad f_g = 159 \text{ Hz}$$

Në fig. 4-30 është treguar filtri aktiv me lëshueshmëri të frekuencave të ulëta nga rendi II, kurse në fig. 4-31 nga rendi IV.

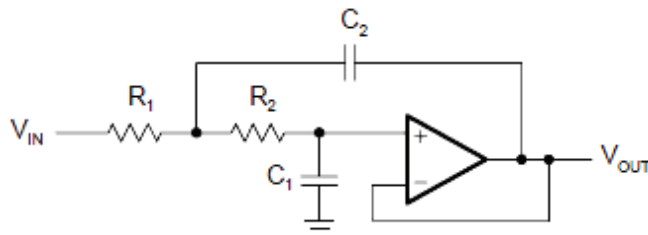


Fig. 4-30. Filtri aktiv FLFU nga rendi II

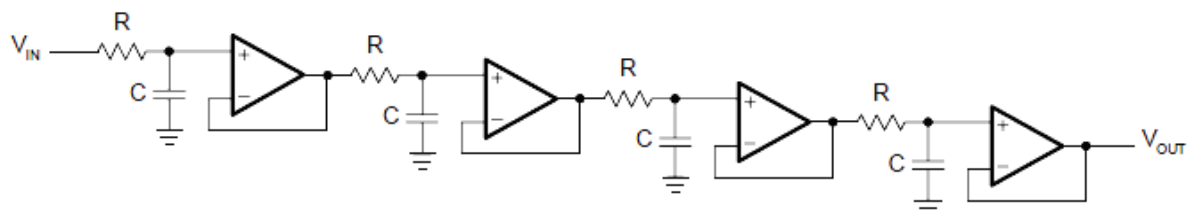


Fig. 4-31. Filtri aktiv FLFU nga rendi IV

4.7.2. FILTRI AKTIV ME LËSHUESHMËRI TË FREKUENCAVE TË LARTA

Nëse në filtrin aktiv lëshues në frekuenca të ulëta i zëvendësojmë vendet e kondensatorit dhe rezistorit, do të fitojmë filtër aktiv me lëshueshmëri të frekuencave të larta fig. 4-32.

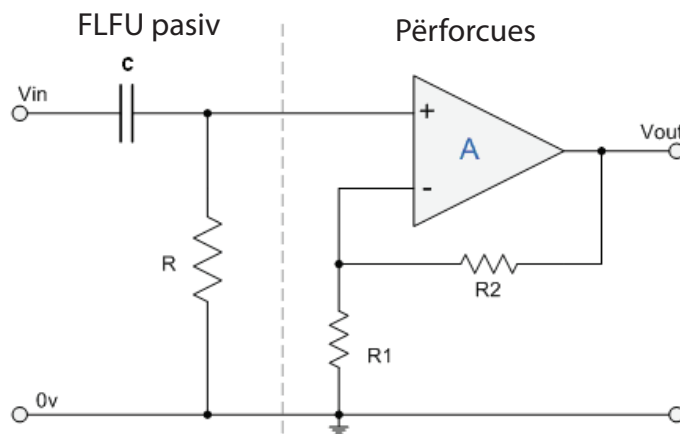


Fig. 4-32. Filtri aktiv FLFL nga rendi I

Shprehja për caktimin e kufirit të frekuencës është e njëjtë si dhe për filtrin aktiv FLFU. Në qoftë se në fig. 4-30. i zëvendësojmë vendet e kondensatorëve dhe rezistorëve do të fitojmë filtër aktiv FLFL nga rendi II.

4.7.3. FILTRI AKTIV ME LËSHUESHMËRI TË BREZIT TË FREKUENCAVE

Filtri aktiv me lëshueshmëri të brezit të frekuencave mund të fitohet me kombinim të filtrave pasivë: FLFU dhe FLFL, dhe përforcuesit si në fig. 4-33.

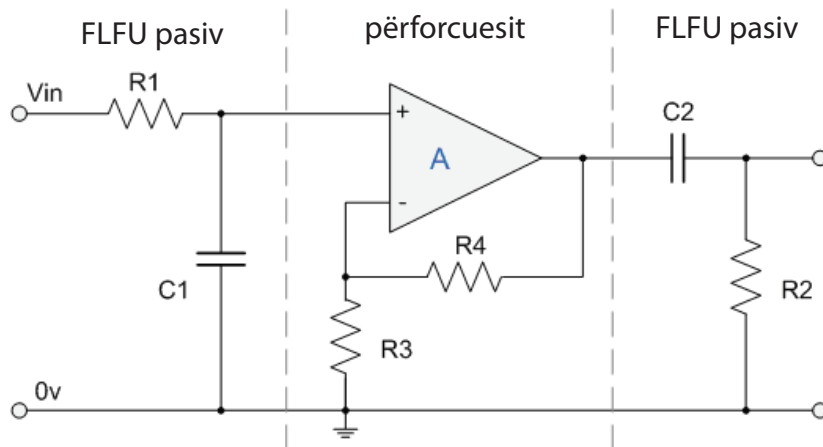


Fig. 4-33. Filtri aktiv FLBF

Mënyrë tjetër është me lidhjen kaskade të filtri aktiv FLFU dhe filtrit aktiv FLFL – fig. 4-34.

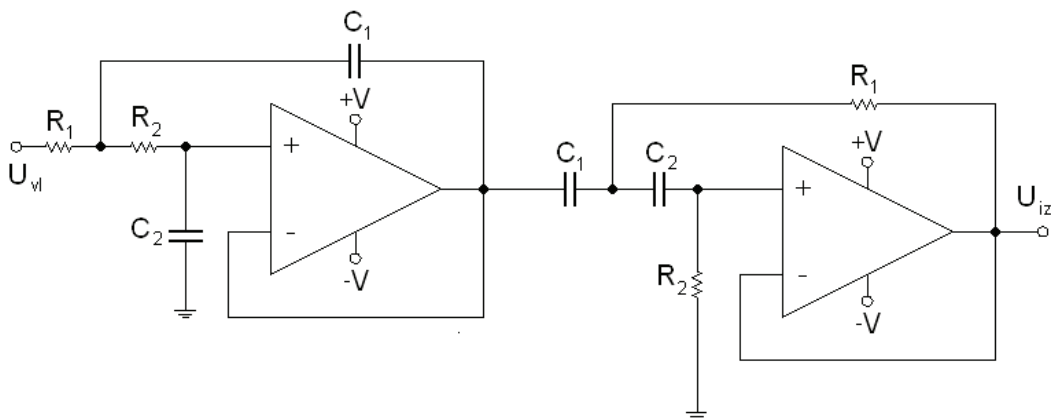


Fig. 4-34. Filtri aktiv FLBF i realizuar me lidhje kaskade

4.7.4 FILTRI AKTIV ME PALËSHUESHMËRI TË BREZIT TË FREKUENCAVE

Filtri aktiv jolëshues i brezit të frekuencave mund të përpunohet me lidhje paralele dhe kaskade të filtrit lëshues në frekuenca të ulëta dhe filtrit lëshues në frekuenca të larta. Gjatë kësaj duhet pasur kujdes që kufiri i sipërm i frekuencës së FLFU të fitojë frekuencë më të vogël nga frekuenca e poshtme kufizuese FLFL. Mënyra tjetër është me ndihmën e filtrit lëshues të brezit të frekuencave të lidhura sipas skemës në fig. 4-35.

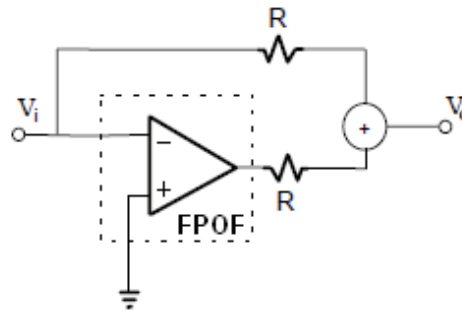


Fig. 4-35 Filtri aktiv me palëshueshmëri të brezit të frekuencave

PYETJE DHE DETYRA:

- 4.1. Çka janë filtrat elektrik?
- 4.2. Çfarë filtra elektrik dallojmë sipas brezit që duhet të lëshohet?
- 4.3. Sipas parmit të punës sa grupe të filtrave dallojmë?
- 4.4. Cili është dallimi midis filtrave aktivë dhe pasivë?
- 4.5. Cilët filtrat quhen LC filtra?
- 4.6. Nga cili kusht caktohen frekuencat kufitare të vëllimit lëshues?
- 4.7. Sa është dobësimi karakteristik dhe vonesa karakteristike fazore në vëllimin lëshues?
- 4.8. Cilët filtrat i quajmë k-filtra?
- 4.9. Çfarë ka në degët rendore dhe paralele të FLFU?
- 4.10. Çfarë rezistenca janë degët rendore për frekuenca të ndryshme dhe frekuenca të larta?
- 4.11. Shpjegoje varësinë e dobësimit nga frekuenca e FLFU?
- 4.12. Në çka është e barabartë impedansa karakteristike T dhe Π qelive të në pjesën më të madhe të vëllimit lëshues?
- 4.13. Me cilin barazim njehsohet kufiri i frekuencës?
- 4.14. Cilat elementet gjenden në degët rendore dhe paralele të FLFL?
- 4.15. Çfarë rezistenca janë degët rendore për frekuenca të ulëta, dhe për frekuenca të larta?
- 4.16. Shkruaje barazimin për njehsimin e kufirit të frekuencës!
- 4.17. Cilat qarqe gjenden në degët rendore dhe paralele të FLBF?
- 4.18. Gjatë cilave kushte impedansa në degë të caktuara të FLBF ka vlerë më të vogël?
- 4.19. Si njehsohet gjerësia e vëllimit lëshues të FLBF?
- 4.20. Si definohet FJBF?
- 4.21. Çfarë ka në degët rendore dhe paralele të FJBF?
- 4.22. Si definohet dhe njehsohet frekuenca mesatare e FJBF?
- 4.23. Si njehsohet gjerësia e vëllimit lëshues të FJBF?
- 4.24. Cilat janë mangësitë e k-filtrave?
- 4.25. Si realizohen LC filtrat e zbatuara (m-filtrat)?
- 4.26. Çka është frekuenca ω_0 ?
- 4.27. Vizato T dhe Π qelia të filtrit të realizuar lëshues në frekuenca të ulëta.
- 4.28. Cili është dallimi midis filtrave realë dhe idealë?

- 4.29. Çka janë filtrat e përbërë?
- 4.30. Cilat kushte duhet të kënaqen në vendin e lidhjes së dy qelive filtruese?
- 4.31. Çka arrihet me përdorimin e filtrit të përbërë?
- 4.32. Pse përdoren filtrat piezoelektrik?
- 4.33. Çka është rezonatori piezoelektrik?
- 4.34. Vizato simbolin grafik dhe skemën ekuivalente të rezonatorit piezoelektrik.
- 4.35. Në çka është e barabartë edhe nga cili kusht caktohet kufiri i frekuencës së RC filtrit FLFU?
- 4.36. Vizato skemën e RC-filtrit lëshues në frekuenca të larta.
- 4.37. Vizato skemën e RC-filtrit lëshues në frekuenca të ulëta.
- 4.38. Çka janë filtrat aktivë?
- 4.39. Cilat elementet i përmbajnë filtrat aktivë?
- 4.40. Cilat janë karakteristikat e filtrave aktivë?
- 4.41. Numëroji filtrat aktivë të cilët përdoren më shpesh.
- 4.42. Vizato skemën e FLFU aktiv nga rendi II?
- 4.43. Vizato skemën e FLFL aktiv nga rendi II?
- 4.44. Në çfarë mënyre realizohen FLBF aktive?
- 4.45. Në qoftë se për RC filtër FLFL është e njohur: $R = 50\Omega$, $f_g = 4\text{kHz}$ të njehsohet C.
- 4.46. Për k-filtrin FLFU është e njohur: $f_g = 400\text{Hz}$ dhe $R = 20\Omega$. Të caktohen vlerat e L dhe C.
- 4.47. Për k-filtrin FLFL është e njohur: $f_g = 4\text{kHz}$ dhe $R = 8\Omega$. Të caktohen vlerat e L dhe C.

5. QARQET PËR FORMËSIM TË SINJALEVE ELEKTRIKE

Me zhvillimin e sistemeve elektronike u paraqitën sisteme të cilat punojnë me sinjale të shkëputura elektrike të cilat paraqitet ndryshimi kërcyese (momental, i papritur) i amplitudës. Në shumicën e rasteve bëhet fjalë për sinjale me formë dhe kohëzgjatje të ndryshme të cilat shkurt quhen *impulse*. Sipas kësaj, mund të konkludohet se *elektronika impulsive i studion ato qarqe elektronike të cilat përdoren në manipulimin dhe përpunimin e sinjaleve të karakterit impuls*. Në kuptimin më të gjerë të fjalës, këtu përfshihen sinjalet të cilat nuk kanë formë të thjeshtë periodike, kurse shumë prej tyre paraqesin funksione kohore me ndërprerje dhe ndryshime kërcyese të vlerave momentale.

Studimi i qarqeve impulsive përfshin analizën si të gjendjeve periodike, ashtu edhe të gjendjeve stacionare të qarkut, me çka me rëndësitë veçantë është sjellja e qarkut mu në kohën e regjimit kalimtar të punës.

5.1. FORMAT VALORE TË SINJALEVE IMPULSIVE

Në paraqitjen e mëtejshme do të analizojmë sinjalet elektrike të cilat më shpesh do të paraqesin forma valore të tensioneve. Në vazhdim do t'i përshkruajmë opsionet e formave më të përdorura të valëve të tensioneve.

Impulsi i tensionit të Hevisajdit, ose siç quhet ndryshe tensioni kërcyese, ka ndryshim momental të amplitudës në momentin $t = 0$, kurse pastaj vlera e tij është konstant. Diagrami kohor i treguar në tensioni e Hevisajdit është paraqitur në fig. 5-1. Ndryshimi i nivelit të tensionit është mjaft i shpejtë, ashtu që ekzistimi i kulmit anësor është momental.

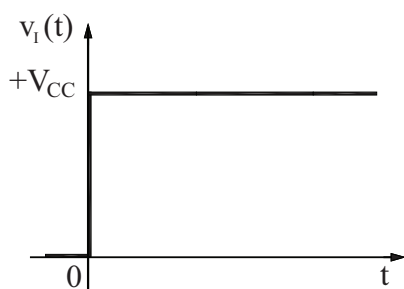


Fig. 5-1. Impulsi i tensionit të Hevisajdit

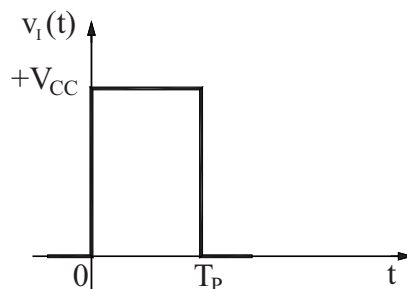


Fig. 5-2. Impulsi kënddrejtë

Impulsi drejtkëndor ka kohëzgjatje përfundimtare T_p dhe amplitudë konstante V_r , sipas fig. 5-2. Impuls të tillë mund të fitohet nëse funksioni i Hevisajdit i cili paraqitet në momen-

tin $t = 0$, mblidhet me funksionin tjetër të Hevisajdit me amplitudë të njëjtë dhe me shenjë të kundërt, edhe atë i vonuar për kohën T_p në raport me të parin. Nëse impulsjet e veçanta drejtkëndore periodikisht përsëriten, atëherë fitohet vargu i impulseve, d.m.th. tensioni drejtkëndor periodik i cili është paraqitur në fig. 5-3 a) dhe 5-3 b).

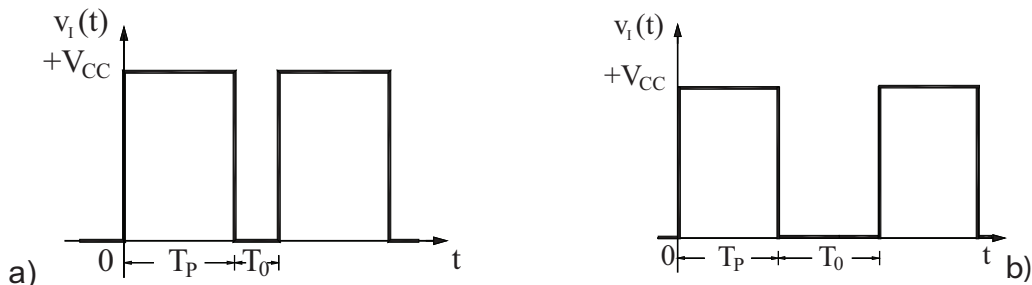


Fig. 5-3. Tensioni drejtkëndor dhe katror periodik

Karakteristika kryesore e tensionit linear është ajo se niveli i tij linearisht ndryshon me kalimin e kohës, d.m.th. paraqet vijë të drejtë rritëse, për ç’shkak thjeshtë quhet edhe “portë”. Nëse pas një kohe të caktuar T_p amplituda e tij bie përnjëherë në zero, atëherë fitohet impulsi sharror i paraqitur në fig. 5-4 a). Nëpër vijën e impulsit sharror kohëzgjatja paraqet tension sharror periodik i cili është paraqitur në fig. 5-4 b).

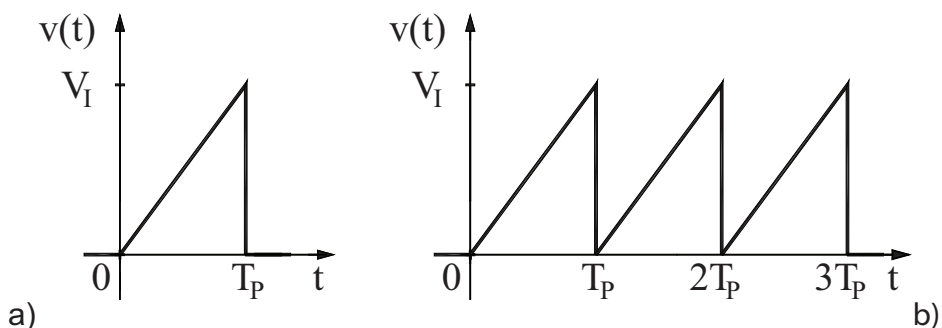


Fig. 5-4. Impulsi i tensionit sharror (linear) dhe impulsi linear periodik

Nëse për formën rritëse lineare lidhet forma rënëse lineare me pjerrtësitë (koeficiente) të njëjtë, fitohet impulsi trekëndor linear i cili kur përsëritet paraqet tension trekëndor periodik. Format valore të këtyre dy impulseve karakteristike janë dhënë në fig. 5-5 a) dhe fig. 5-5 b).

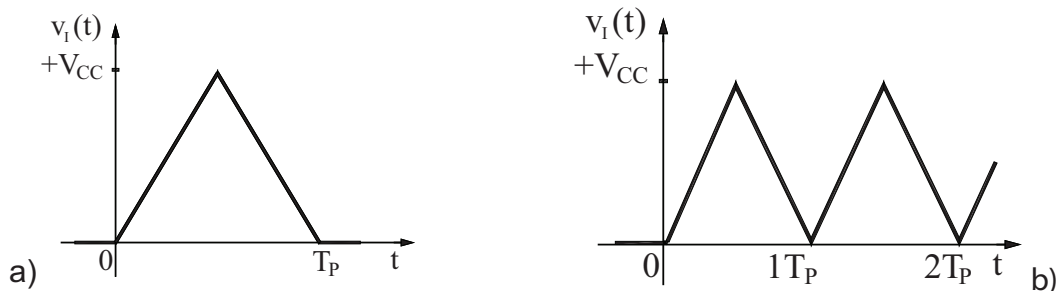


Fig. 5-5 a) b) Impulsi trekëndor linear dhe tensioni trekëndor periodik

Nëse të dy tensionet lineare me koeficient pozitiv dhe negativ me kohë janë ndarë, fitohet tension trapezoid, diagrami kohor i të cilit është treguar në fig. 5-6 a) dhe fig. 5-6 b). Ky

impuls ka dy segmente lineare, një rritës dhe një rënës, ose e kundërta, edhe një segment në të cilin niveli i tij i tensionit është konstant.

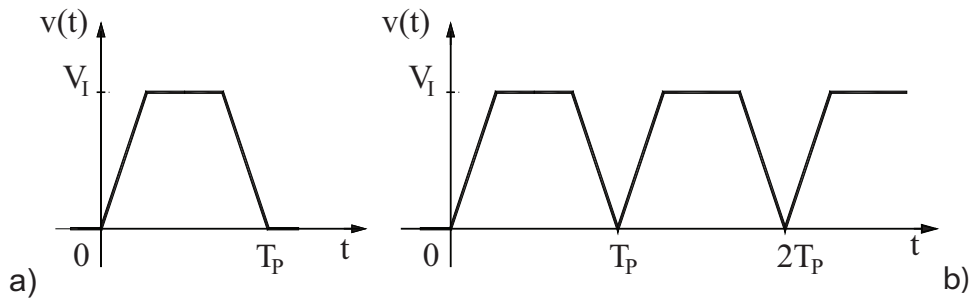


Fig. 5-6. Impulsi trapezoid tensionit dhe tensioni trapezoid periodik

Formë tjetër karakteristike, dhe në elektronikën impulsive formë shumë e rëndësishme është tensioni me varësi eksponenciale, valët e të cilit janë treguar në fig. 5-7 a).

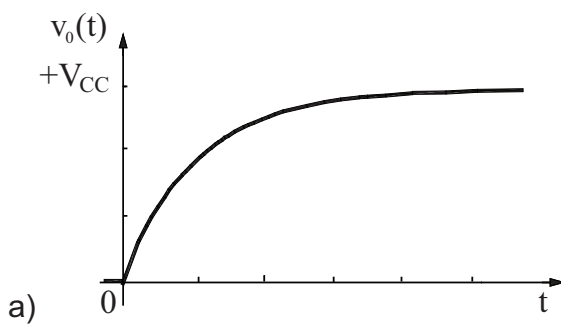


Fig. 5-7 a) Tensioni eksponencial.

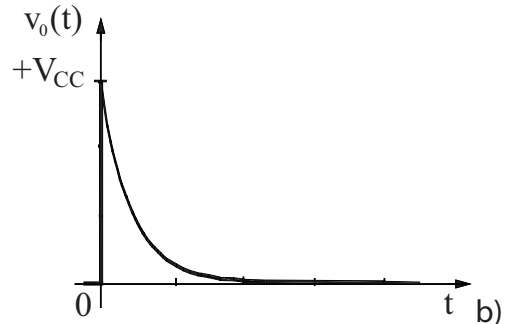


Fig. 5-7 b) Impulsi kunjor i tensionit.

Impulsi kunjor i cili është paraqitur në fig. 5-7 b) është formë e veçantë e formës valore eksponenciale. Impulsi i tillë ka skaj të saktë të përpamë të definuar, amplitudë mjaft të madhe dhe kohëzgjatje të shkurtë, për ç'arsye përdoret si impuls ndërprerës (drejtues) (ang. triggering).

Nga të gjitha impulsset e tensionit të përmendura deri tash, në elektronikë impulsive rëndësi më të madhe kanë impulsset drejtkëndore. Forma ideale e impulsit drejtkëndor ishte dhënë në fig. 5-2, por për fat të keq impulsi i tillë është vetëm teorikisht. Forma e tillë valore nuk mund të realizohet te qarqet reale elektronike nga shkak i thjeshtë që në të gjitha elementet e ndërprerësit iu duhet kohë përfundimtare që të kyçen ose shkyçen. Për këtë shkak, nuk mund të formohen skajet

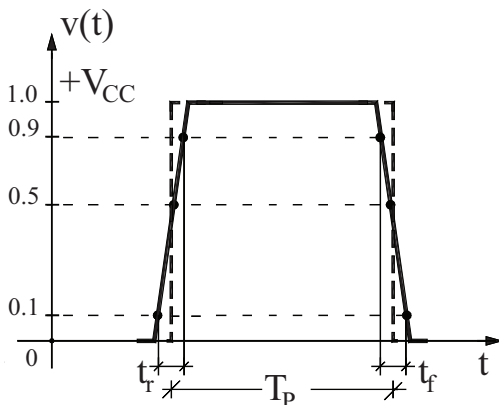


Fig. 5-8. Impulsi real drejtkëndor

anësore në intervalin e paskajshëm të shkurtë kohor (kohëzgjatja barazi me zero). Në të vërtetë, çdo ndryshim i dikontuinar i tensionit, sa të jetë i shpejtë, ndodh në interval kohor me zgjatje përfundimtare.

Forma reale e impulsit drejtkëndor të tensionit është treguar në fig. 5-8. Kjo, në të vërtetë, paraqet një lloj sinjali trapezoid, i ngjashëm me atë nga fig. 5-6 a), por me kënde shumë të pjerrëta. Përveç kësaj, në momentin e kalimit të skajit të përpamë dhe arritjes së nivelit të skajshëm, shpesh paraqitet tendenca e oscilimit të tensionit para qetësimit të tij përfundimtar.

5.2. HYRJA NË QARK PËR FORMËSIM

Në elektronikën impulsive një numër i caktuar i tensioneve josinusoidale, si për shembull tensionet drejtkëndore dhe lineare, drejtpërdrejt fitohen me gjeneratorë përkatës. Format e tjera të tensioneve josinusoidale fitohen me ndryshimin e formës së ndonjë tensioni shumë ekzistues, i cili shpesh është me formë të thjeshtë periodike. *Të gjitha transformimet e tensioneve që shihen në ndryshimin e formës dhe/ose të nivelit, si dhe lidhja për ndonjë nivel të caktuar të thjeshtë të tensionit, bëhen me ndihmën e qarqeve për formësim.*

Gjatë zbatimit të disa qarqeve formësuese përdoren vetëm elementet lineare: rezistorët, kondensatorët dhe kalemata. Në qarqe të tjera për formësim rol të rëndësishëm kanë komponentët gjysmëpërçues edhe atë në rend të parë diodat, transistorët dhe përforcuesit operacional, të cilët punojnë në regjim ndërprerës. Prej këtu del edhe nevoja e *qarqeve lineare për formësim dhe joqarqeve lineare për formësim.*

Në grupin e qarkut linear për formësim më të rëndësishme janë rrjetat e përbëra nga rezistorët dhe kondensatorët (qarqet kapacitative). Në grupin qarqeve jolineare për formësim më të njohur janë kufizuesit e nivelit (limiterët), qarqet për vendosje të nivelit njëkahësh (fiksatorët) dhe selektorët kohorë ose siç quhen ndryshe ndërprerësit analog (porta bilaterale, transmisionare).

I. QARQET LINEARE PËR FORMËSIM

Qarqet të cilat janë të përbëra prej elementeve pasive relative: kondensatorë dhe(ose) kalemata dhe rezistorë, tregojnë veçori të linearitetit dhe prandaj quhen *qarqe ose rrjeta lineare për formësim*. Këto qarqe quhen edhe *rrjeta akumuluese*, sepse elementet relative kanë veçori që të akumulojnë energji: elektrostatische në kondensatorë, kurse elektromagnetike në kalem. Duke iu falënderuar kësaj energjie akumuluese gjendja energjetike e rrjetave akumuluese momentalisht nuk mund të ndryshohet. Prej këtu del se këto rrjeta tregojnë inertitet të caktuar, ashtu që ndryshimi i gjendjes të këto qarqe kërkon një periudhë të caktuar kohore. Domethënë, rrjetat akumuluese në të vërtetë janë rrjeta kohore dhe si të tilla paraqiten në të gjitha qarqet elektronike për reagim të impulseve të tensionit me kohëzgjatje të caktuar.

Nëse ndonjë rrjetë akumuluese janë impulse me sinjal të thjeshtë periodik elektronik me frekuencë të caktuar, në dale të qarkut do të fitohet sinjal me formë dhe frekuencë të njëjtë sikurse sinjali hyrës, vetëm me amplitudë të ndryshme dhe ndonjë zhvendosje fazore. Kjo do të thotë se sinjalet sinusoidale nuk e ndryshojnë formën e tyre gjatë lakimit nëpër rrjetën lineare kohore.

Megjithatë, kur sinjalet josinusoidale lëshohen nëpër ndonjë rrjetë akumuluese, ato pësojnë ndryshime jo vetëm në amplitudë, por edhe në formë. Kjo del nga fakti se rrjeta akumuluese nuk vepron njësoj në të gjithë komponentët harmonik që hyjnë në përbërje të spektrit frekuentues të sinjalit të zgjuar josinusoid. Kësaj veçorie, në të vërtetë, i bazohet mundësia për zbatim të rrjetave lineare akumuluese si qarqe për formësim të tensioneve.

Te rrjetat akumuluese si element relativ shumë më shpesh paraqitet kondensatori, e më pak kalem. Kjo ka të bëjë në përpunimin e thjeshtë të kondensatorit qoftë në teknikën diskrete ose të integruar, në dimensionet e vogla dhe çmimin e ulët. Nga këto shkaqe do të ndalemi për shembull në rrjetat kapacitive të cilat elementi akumulues është kondensatori. Gjendja e tij energjike varet nga rryma e cila rrjedh nëpër të, sepse ndryshimi i tensionit në skajet e tij $u_c(t)$ është proporcional me integralin e rrymës $i_c(t)$.

Për ndryshim të gjendjes energjetike të kondensatorit, qoftë ai të mbushet ose të zbrazet, nevojitet ndonjë kohë përfundimtare. Nga kjo del se nuk ekziston mundësia që tensioni i kondensatorit momentalisht të ndryshohet që matematikisht mund të përshkruhet me barazimin $u_c(t_0^-) = u_c(t_0^+)$, ku t_0 është cilido qoftë moment i boshtit kohor t . Në barazimin me $u_c(t_0^-)$ është shënuar tensioni i kondensatorit drejtpërdrejt para momentit të shqyrtimit t_0 për të cilin në përgjithësi merret 0 ($t_0 = 0$), kurse $u_c(t_0^+)$ e shënon tensionin e kondensatorit drejtpërdrejt pas atij momenti. Sipas kësaj, tensioni i kondensatorit mund të ndryshohet vetë më mënyrë të kontinuar, që do të thotë se ndryshimi i menjëhershëm eventual i potencialit nga njëra anë e kondensatorit patjetër duhet ta përcjellë të njëjtin atë ndryshim momental të potencialit të anës tjetër. Kërcimi i potencialit prej njërit skaj të kondensatorit tërësisht bartet në skajin tjetër, ashtu që tensioni në atë mbetet i pandryshuar dhe ai në momentin e dhënë sillet si lidhje e shkurtë.

Rezistori R është element i dytë pasiv i cili paraqitet në rrjetën kapacitive. Varësia ndërmjet skajeve të tensionit $u_R(t)$ dhe rrymës $i_R(t)$ që rrjedh nëpër të është linear dhe proporcional me rezistencën R , sipas ligjit të Omit $u_R(t) = Ri_R(t)$.

Qarqet më të thjeshta kapacitive për formësim realizohen me zbatim të një rezistori (R) dhe një kondensatori (C). Ekzistojnë dy mundësi për lidhjen e tyre të. Te të ashtuquajtura. RC qarqe, tensioni më i zgjuar $v_1(t)$ bartet nëpërmjet rezistorit R , kurse tensioni dalës $v_0(t)$ merret nga kondensatori C . Nga ana tjetër, te CR qarku hyrja vjen nëpërmjet kondensatorit C , kurse pjesëmarrja merret nga rezistori R . Në praktikë edhe për të dy konfigurimet përdoret termi RC qarqe, kurse sjellja e rrjetës do të varet nga mënyra konkrete e lidhjes, respektivisht nga elementi nga i cili merret tensioni dalës.

5.2.1. RC QARKU

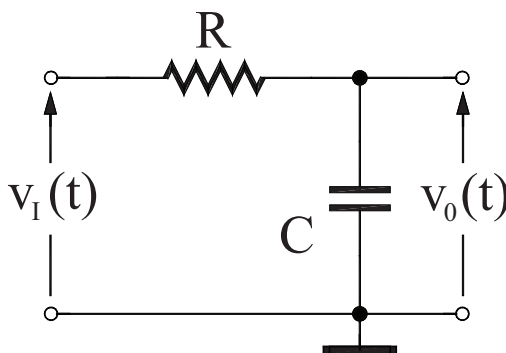


Fig. 5-9. RC qarku

Sjelljen e RC qarkut do ta analizojmë duke e aplikuar skemën e tij elektrike në fig. 5-9, me sjellje të formave të ndryshme karakteristike të tensionit në hyrje të tij.

5.2.1.1. PJESËMARRJA E QARKUT RC NË TENSIONIN E THJESHTË PERIODIK

Kur bëhet fjalë për nxitje të thjeshtë periodike, tensioni hyrës $v_1(t)$ mund të jetë me formë sinusoide ose kosinusoide dhe është dhënë me barazimin vijues:

$$v_1(t) = V_{im} \sin \omega t = V_{im} \sin 2\pi f t \quad (5.1)$$

Tensioni dalës $v_o(t)$, gjithashtu do të jetë me formë sinusoide, por me amplitudë të ndryshme dhe qëndrim tjetër fazor:

$$v_o(t) = V_{om} \sin(\omega t + \varphi_0) = V_{om} \sin(2\pi f t + \varphi_0). \quad (5.2)$$

Amplituda V_{om} dhe faza φ_0 njehsohen sipas barazimeve:

$$V_{om} = \frac{V_{im2}}{\sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_g}\right)^2}}, \quad (5.3)$$

$$\varphi_0 = -\arctg\left(\frac{f}{f_g}\right), \quad (5.4)$$

$$f_g = \frac{1}{2\pi\tau} = \frac{1}{2\pi RC}. \quad (5.5)$$

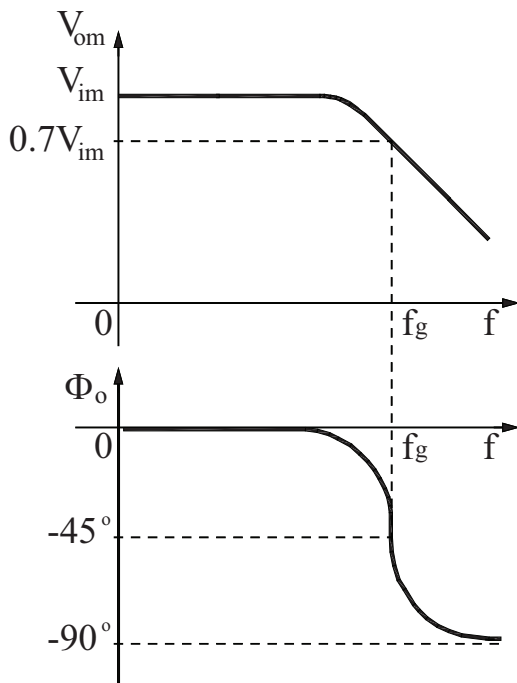


Fig. 5-10 a) b) Karakteristika amplitude-frekuente dhe fazore e RC qarkut

Varësia e amplitudës të tensionit dalës nga frekuenca $V_{om} = V_{om}(f)$ është treguar në fig. 5-10 a). Nga figura shihet se për frekuencat e ulëta amplituda dalëse afërsisht është e njëjtë me amplitudën dalëse $V_{om} = V_{im}$, për frekuencën $f = f_g$ bëhet rënia e saj për $\sqrt{2}$ -herë, d.m.th. në nivel $V_{om}(f_g) \approx 0.707V_{om} \approx 0.707V_{im}$. Për frekuencat f më të larta se f_g amplituda dalëse zvogëlohet gjithnjë e më tepër. Nga këto shkaqe mund të llogaritet se RC qarku sillet si NF filtër i thjeshtë kufiri i sipërm i frekuencës është shënuar me f_g .

Në fig. 5-10 b) është treguar karakteristika fazore $\varphi_0 = \varphi_0(f)$ e RC qarkut. Nga figura shihet se për frekuencat e ulëta thuaja se nuk ka ndryshim të qëndrimit fazor në raport me frekuencat hyrëse. Për $f = f_g$ dalja është zhvendosur për $\frac{\pi}{4}$ rad = 45° , kurse për frekuencat e larta zhvendosja rritet kah $\frac{\pi}{2}$ rad = 90° .

5.2.1.2. PJESËMARRJA E RC QARKUT NË FUNKSIONIN KËRCYES

Nxitja e tensionit të Hevisajdit ose funksion kërcyes me të cilin nxitet RC qarku njëkohësisht mund të realizohet me burimin e thjeshtë të tensionit $+V_{CC}$ dhe ndërprerësit S siç është treguar në fig. 5-11. Duke e ditur karakteristikën amplitude-frekuentuese të RC qarkut, mund të konkludojmë se në dalje do të paraqitet forma e ndryshuar e tensionit hyrës, të cilës do t'i mungojnë komponentët spektralë me frekuenca të larta.

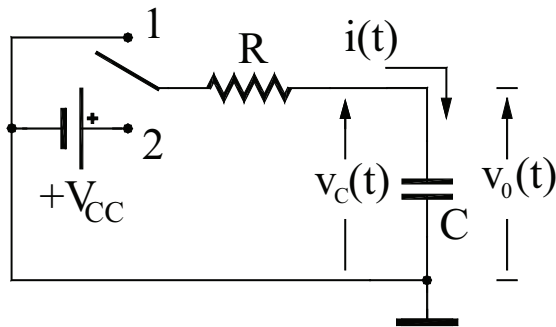


Fig. 5-11. Nxitja e qarkut RC me tension të Hevisajdit

Para se të fillojmë me shpjegimin e parimit të punës së qarkut, do të supozojmë se deri në momentin e shqyrtimit $t = 0$ ndërprerësi gjendet në pozitën 1 ($S = 1$) dhe kondensatori është i zbrazur.

Në momentin $t = 0$ ndërprerësi momentalisht e ndryshon pozitën dhe nga $S = 1$ hidhet në $S = 2$. Në hyrje paraqitet nxitja kërcyese me nivel të lartë $+V_{CC}$ dhe kondensatori fillon të mbushet.

Tensioni në skajet e tij $u_C(t)$ në të vërtetë është tensioni dalës ($u_C(t) = v_0(t)$), prandaj në dalje fitohet funksion kohor eksponencial, shprehja analitike e të cilit është dhënë në barazimin (5.6):

$$v_0 = v_0(\infty) - [v_0(\infty) - v_0(0+)] \cdot e^{-\frac{t}{\tau}} \tag{5.6}$$

Koha e nevojshme që të mbushet kondensatori paraqet gjendje periodike që zgjat gjithmonë, periudhë shumë e shkurtë kohore. Pas përfundimit të periudhës kalimtare qarku qetësohet dhe hyn në gjendjen stacionare kur nëpër atë më tepër nuk rrjedh rrymë. Ngase kondensatori do të mbushet, ai do të mund të bëhet ekuivalent me qark të ndërprerë.

Në barazimin (5-8) figurojnë tri konstanta, $v_0(0+)$, τ dhe $v_0(\infty)$ nga vlerat e të cilave varet forma konkrete valore të diagramit kohor të pjesëmarrjes.

1. Konstanta $v_0(0+)$ e paraqet vlerën fillestare të tensionit dalës, e me atë edhe të tensionit të kondensatorit. Ai e cakton vlerën e tensionit në momentin fillestar $t = 0$ drejtpërdrejt nga ndryshimi i menjëhershëm i tensionit hyrës. Për caktimin e $v_0(0+)$, së pari duhet të njehsohet tensioni i skajeve të tij $u_C(t)$ deri në momentin drejtpërdrejt para kërcimit ($t = 0^-$), $u_C(0^-)$. Ky tension do të jetë 0 sepse kondensatori ishte i zbrazët, prej ku qartë shihet se në $t = 0^-$, dalja do të jetë $v_0(0^-) = 0$. Në momentin $t = 0$, ndërprerësi ndryshohet nga pozita $S = 1$ në $S = 2$, prandaj hyrja në mënyrë kërcyese do të ndryshohet prej 0 në $+V_{CC}$, por tensioni i kondensatorit në mënyrë kërcyese nuk mund të ndryshohet, ashtu që edhe në momentin drejtpërdrejt pas kërcimit $t = 0+$ tensioni i skajeve të tij $u_C(t)$ do të mbetet barazi me tensionin drejtpërdrejt pas kërcimit i cili ishte zero, prandaj $u_C(0+) = u_C(0^-) = 0$. Kjo vlerë vlen dhe për daljen v_0 , $v_0(0+) = 0$.

2. Konstanta $v_0(\infty)$ e paraqet vlerën përfundimtare të tensionit dalës, e me atë edhe të tensionit të kondensatorit, i cili ka të bëjë me paraqitjen e gjendjes stacionare. Teorikisht, kjo është vlera e tensionit pas kohës së pafund të gjatë $t \rightarrow \infty$. Atëherë nëpër kondensatorin më tepër nuk rrjedh rrymë, ai u mbush, dhe i njëjti bëhet ekuivalent me qark të ndërprerë: $i_C(\infty) = 0$. Pasojë e kësaj është edhe fakti që në $t \rightarrow \infty$ rryma nuk do të rrjedhë dhe nëpër rezistorin R, tensioni i anëve të tij do të jetë zero [$u_R(\infty) = 0$], prandaj tensioni i kondensatorit, d.m.th. tensioni dalës do të jetë $u_C(\infty) = v_0(\infty) = +V_{CC}$. Praktikisht, pjesëmarrja e kësaj gjendjeje stacionare varet nga kohëzgjatja e procesit kalimtar, e cila nga ana e vet është caktuar me vlerën e konstantës kohore të qarkut τ .

3. Vlera τ e paraqet konstantën kohore të qarkut i cili njehsohet ashtu që së pari anulohet veprimi i gjeneratorëve të pavarur, kurse pastaj caktohet rezistenca ekuivalente dhe kapaciteti ekuivalent të qarkut që midis vete duhet të shumëzohen. Në shembullin e përmendur për τ do të vlejë shprehja $\tau = RC$ e cila në mënyrë indirekte e tregon shtegun e mbushjes së kondensatorit. Nëse rezistenca është dhënë në $[\Omega]$, kapaciteti në $[F]$, njësia për konstantën kohore do të jetë $[s]$.

Të mendojmë: në momentin $t = 0+$ kyçet tensioni hyrës $+V_{CC}$ dhe në qark fillon të rrjedhë rryma nëpërmjet rezistorit R i cili e mbush kondensatorin C. Kjo është gjendje kalimtare e qarkut dhe kondensatori mbushet me konstantën kohore $\tau = RC$. Konstanta kohore caktohet ashtu që gjeneratori i tensionit $+V_{CC}$ bëhet ekuivalent me lidhje të shkurtë, dhe formohet prodhim nga rezistenca dhe kapaciteti i qarkut.

Kohëzgjatja e gjendjes kalimtare, sipas barazimit (5.6) teorikisht zgjat pafund gjatë, por praktikisht varet nga vlera e konstantës kohore τ . Në të vërtetë, sa më e madhe është vlera e τ , aq më tepër zgjat procesi periodik i mbushjes dhe e kundërta. Në tabelën vijuese tab. 5-1 është treguar niveli i tensionit dalës sipas kohëzgjatjes prej 1, 2, 3, 4 dhe 5 konstantave kohore.

$t [\tau]$	1	2	3	4	5
$v_0(t) [V_{CC}]$	63%	86%	95%	98%	99%

Tab. 5-1. Niveli dalës i tensionit të kondensatorit te RC qarku varësisht nga koha

Nga tab. 5-1 vërehet se nga aspekti praktik mbushja e kondensatorit mbaron për tri deri pesë konstanta kohore, e jo në $t \rightarrow \infty$. Në lidhje me këtë definohet *koha e qetësimit* të qarkut t_{SM} dhe paraqet kohë të nevojshme që të veprojë gjendja stacionare, d.m.th. të mbushet kondensatori. Zakonisht, për kohën e qetësimit të qarkut merret intervali kohor prej 3τ ose për saktësi më të madhe 5τ .

Me zëvendësim të vlerave të fituara për $v_0(0+)$, τ , $v_0(\infty)$ në barazimin (5.6) do ta fitojmë shprehjen analitike të tensionit dalës:

$$v_0(t) = V_{CC} \cdot \left[1 - e^{-\frac{t}{\tau}} \right]. \quad (5.7)$$

Diagrami kohor i tensionit dalës paraqet funksion rritës eksponencial i cili është treguar në fig. 5-13 për të cilin vlen $V_1 = +V_{CC}$.

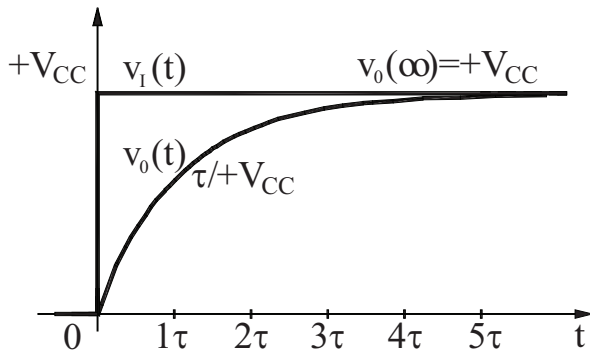


Fig. 5-12. Diagrami kohor i tensionit te RC qarku i nxitur nga Funkzioni i Hevisajdit

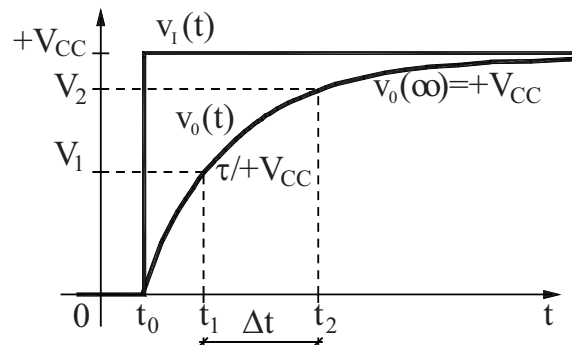


Fig. 5-13. Ndryshimi kohor midis dy niveleve të tensionit te RC qarku nxitur me funksionin e Hevisajdit

Në praktikë shumë shpesh paraqitet nevoja për caktimin e distancës kohore (Δt) midis dy niveleve prej përpara të njohura të tensionit (V_1 dhe V_2) për funksionit eksponencial sipas të cilit mbushet kondensatori te RC qarku. Barazimi i cili cakton periodën Δt zbatohet duke u nisur nga barazimi (5.6), ashtu që për ndryshimin kohor Δt fitohet shprehja:

$$\Delta t = \tau \cdot \ln \frac{|v_0(\infty) - V_1|}{|v_0(\infty) - V_2|} \tag{5.8}$$

Barazimi (5.8) është mjaft i rëndësishëm dhe mund të zbatohet në rast të përgjithshëm te cilido qoftë qark RC ose RC me një rezistor dhe një kondensator. Kjo vlen si për mbushjen, ashtu edhe për mbushjen e kondensatorit, por dhe për tensionin e rezistorit. $V_1, V_2, v_0(\infty)$ të reja mund të jenë pozitive ose negative, me çka vlerat e tyre konkrete zëvendësohen në barazimin duke përfshirë edhe shenjën.

Shembull: Të supozojmë se është dhënë qarku RC i përbërë nga rezistori $R = 47 \text{ K}\Omega$ dhe kondensatori $C = 1 \mu\text{F}$ i cili është i nxitur me funksionin e Hevisajdit që ka amplitudë $V_{CC} = 12 \text{ V}$ dhe se duhet të caktojmë: (a) për sa kohë do të mbushet kondensatori; (b) sa kohë duhet të kalojë për tensionin dalës (1) të arrijë nivel të barabartë me dy të tretat e mbushjes; (2) të kalojë nga niveli i cili është një e treta nga mbushja deri dy të tretat nga mbushja.

Zgjidhje:

- (a) Këtu praktikisht duhet të caktohet koha e qetësimit të RC qarkut të dhënë i cili është tri deri pesë konstanta kohore (3τ deri 5τ). Ngase zakonisht merret 5τ fitojmë:
 $t_{SM} = 5\tau = 5 \times R \times C = 5 \times 47 \text{ K}\Omega \times 1 \mu\text{F} = 5 \times 47 \times 10^3 \times 1 \times 10^{-6} [\text{sec}] \approx 5 \times 50 \times 1 \times 10^{-3} [\text{sec}] = 250 [\text{msec}]$.
- (b) Tash duhet të zbatohet barazimi (5.8)
 - (b1) Me zëvendësimin e vlerave $\tau = R \times C \approx 50 [\text{msec}]$, $V_1 = 0\text{V}$, $V_2 = 8\text{V}$ dhe $V_0(\infty) = 12\text{V}$ fitohet se $\Delta T_1 = \tau \times \ln 3 \approx 1.1 \times RC = 55 [\text{msec}]$;
 - (b2) Me zëvendësimin e vlerave $\tau = R \times C \approx 50 [\text{msec}]$, $V_1 = 4\text{V}$, $V_2 = 8\text{V}$ dhe $V_0(\infty) = 12\text{V}$ fitohet se $\Delta T_2 = \tau \times \ln 2 \approx 0.7 \times RC = 35 [\text{msec}]$;

5.2.1.3. PJESËMARRJA E RC QARKUT NË IMPULSIN DREJTKËNDOR TË TENSIONIT

Për formën valore të impulsit drejtkëndor me të cilin nxitet RC qarku do të njehsojmë se ka amplitudë $+V_{CC}$ dhe kohëzgjatje T_p , kurse paraqitet në momentin $t = 0$. E njëjta me zbatim të qarkut të treguar në fig. 5-11. Gjatë analizës supozojmë se para ardhjes së kulmit të përpamë (rritës, pozitiv) të impulsit, d.m.th. deri në momentin $t = 0^-$, ndërprerësi është në pozitën $S = 1$ kur tensioni hyrës është zero, kurse kondensatori është i zbrazur dhe tensioni dalës është zero [$v_0(0^-) = 0$].

Kulmi i përpamë i impulsit paraqitet në $t = 0$, sepse ndërprerësi shkon në pozitën $S = 2$ kur në hyrje paraqitet niveli njëkahësh $+V_{CC}$. Tash kondensatori fillon të mbushet prej vlerës fillestare 0 kah vlera e skajshme $+V_{CC}$ me konstantën kohore $\tau = RC$. Kjo zgjat deri në momentin $t = T_p$ kur ndërprerësi sërish kthehet në pozitën $S = 1$. Tash tensioni hyrës sërish bie në zero që rezulton me paraqitjen e kulmit të pasëm (rënës, negativ) të impulsit. Tash kondensatori zbrazet nëpërmjet rezistorit R dhe e liron energjinë e akumuluar elektrostatische. Tensionin fillon të bjerë prej vlerës fillestare $v_0(T_p)$ (vlerë e cila ishte arritur gjatë mbushjes në momentin $t = (T_p)$, me konstantën kohore $\tau = RC$ kah vlera e skajshme zero, $v_0(\infty) = 0V$.

Niveli nga i cili do të fillojë zbrazja varet nga raporti i kohëzgjatjes së impulsit T_p dhe konstantës kohore τ . Kjo më mirë shihet prej diagrameve kohore të tensionit dalës $v_0(t)$ që janë vizatuar në fig. 5-14 a), b) dhe c). Në figurat janë treguar format dalëse valore për konstantën të ndryshme kohore, krahasuar me kohëzgjatjen e impulsit T_p . Për formën valore nga fig. 5-14 a) është supozuar se $T_p \approx 5\tau$, për fig. 5-14 b) vlen $T_p \approx 2\tau$, kurse për fig. 5-14 c) është plotësuar kushti $T_p \gg \tau$.

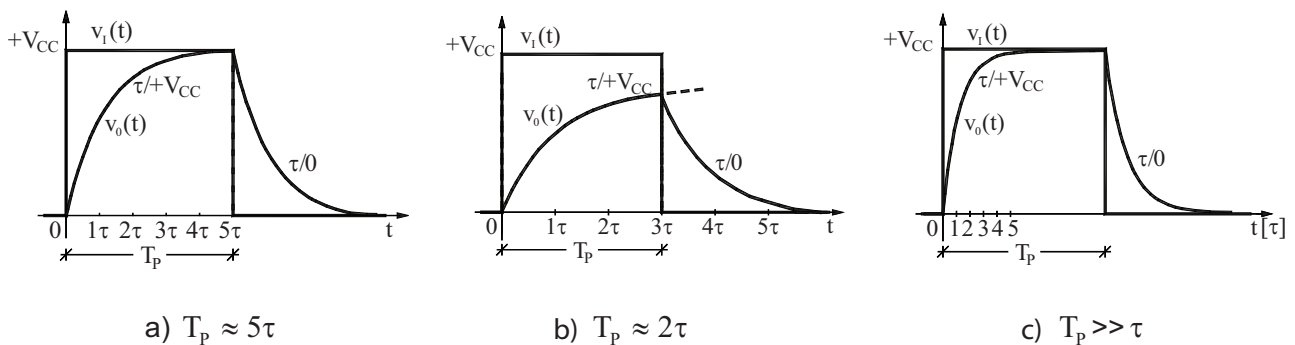


Fig. 5-14. Diagrami kohor i impulsit hyrës drejtkëndor të tensionit dhe formave dalëse të valëve të RC qarku për konstantën të ndryshme kohore

5.2.1.4. PJESËMARRJA E RC QARKUT NË TENSIONIN DREJTKËNDOR PERIODIK

Procesioni periodik i impulseve drejtkëndore të tensionit që vjen në hyrje të RC qarkut ka amplitudë $+V_{CC}$, kohëzgjatja e impulseve është T_p , kurse ekzistimi i pauzave është T_0 , ashtu që sinjali ka periodën $T = T_p + T_0$.

Format valore e tensionit hyrës $v_i(t)$ dhe dalës $v_o(t)$ janë treguar në fig. 5-15 a). Tensioni dalës fitohet me zbatimin e analizës tashmë të kryer për zbatim të qarkut RC të impulsit drejtkëndor me çka është marrë se $T_p \approx 5\tau$. Në të vërtetë, për kohën e veprimit të impulsit T_p kondensatori mbushet me konstantën kohore $\tau = RC$, ashtu që tensioni dalës rritet kah niveli $+V_{CC}$. Për kohën e pauzës T_0 kondensatori zbrazet me të njëjtën konstantë kohore dhe niveli dalës bie kah zero. Vlerat fillestare gjatë mbushjes, respektivisht zbrazjes varen prej asaj se si është raporti i kohëve T_p dhe T_0 në raport me konstantën kohore τ , sepse nga kjo varet kondensatori a do të ketë kohë të mbushet ose zbrazet.

Në fig. 5-15 b) është treguar edhe një shembull për formën dalëse të tensionit me konstantën kohore τ për të cilën është supozuar se $T_p, T_0 \approx 2\tau$. Në fig. 5-15 c) është paraqitur forma dalëse e tensionit me konstantën kohore për të cilën është supozuar se $T_p, T_0 \gg \tau$.

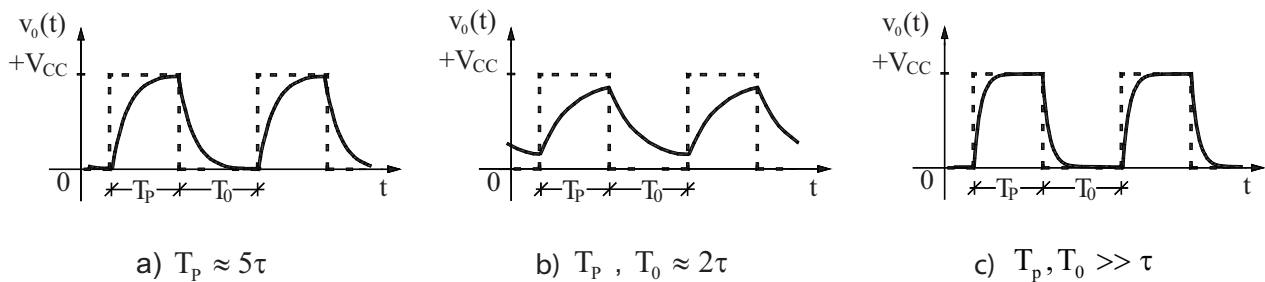
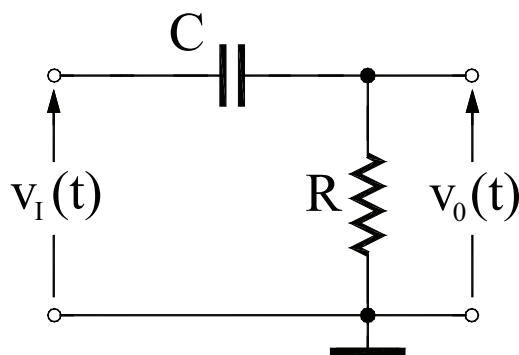


Fig. 5-15. Format dalëse valore te RC qarku nxitur me sinjal drejtkëndor periodik për konstantën të ndryshme kohore

5.2.2. CR QARKU



Parimin e punës së CR qarkut do ta analizojmë me sjelljen e formave të ndryshme dhe karakteristike të tensionit në hyrjen e tij, me çka do ta analizojmë skemën elektrike që është treguar në fig. 5-16.

Fig. 5-16. RC qarku

5.2.2.1. PJESËMARRJA E CR QARKUT NË TENSIONIN E THJESHTË PERIODIK

Kur bëhet fjalë për sjelljen e CR qarkut në nxitjen e thjeshtë periodike (sinusoide ose kosinusoide), do të njehsojmë se tensioni hyrës $v_1(t)$ është dhënë në barazimin:

$$v_1(t) = V_{im} \sin \omega t = V_{im} \sin 2\pi f t . \quad (5.9)$$

Tensioni dalës $v_0(t)$, gjithashtu do të jetë me formë sinusoide, por me amplitudë të ndryshme dhe qëndrim tjetër fazor:

$$v_0(t) = V_{om} \sin(\omega t + \varphi_0) = V_{om} \sin(2\pi f t + \varphi_0) . \quad (5.10)$$

Amplituda V_{om} dhe këndi fazor φ_0 njehsohen sipas barazimeve:

$$V_{om} = \frac{V_{im2}}{\sqrt{1 + \left(\frac{f_d}{f}\right)^2}} , \quad (5.11)$$

$$\varphi_0 = \arctg\left(\frac{f_d}{f}\right) , \quad (5.12)$$

$$f_d = \frac{1}{2\pi\tau} = \frac{1}{2\pi RC} \quad (5.13)$$

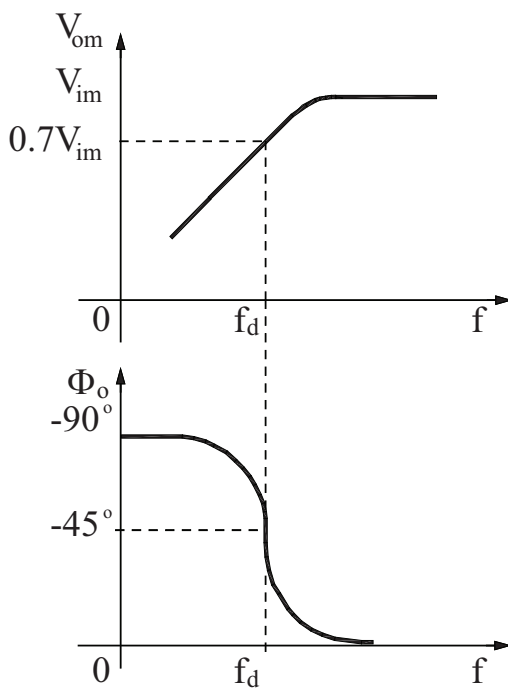


Fig. 5-17 a, b) Karakteristika amplitude-frekuentuese dhe fazore e CR qarkut

Varësia e amplitudës së tensionit dalës nga frekuenca $V_{om} = V_{om}(f)$ është treguar në fig. 5-17 a). Nga figura shihet se frekuenca e ulëta bartet e zbehtë, kurse amplituda dalëse është gati e njëjtë me atë dalëse për frekuencat e larta të cilat barten pa u dobësuar, $V_{om} = V_{im}$. Në frekuencën e poshtme kufizuese $f = f_d$ amplituda dalëse V_{om} bie për $\sqrt{2}$ -herë, d.m.th. në vlerën $V_{om}(f_d) \approx 0.707V_{om}$. Për frekuencat f më të ulëta nga frekuenca f_d amplituda e daljes zvogëlohet gjithnjë e më tepër, që gjatë $f = 0$ dalja është zero, që do të thotë se CR qarku nuk lëshon komponentë të thjeshtë.

Nga këto shkaqe mund të konstatohet se CR qarku sillet si filtër i vetëm VF frekuenca e poshtme kufitare e të cilës është shënuar me f_d .

Në fig. 5-17 b) është treguar karakteristika fazore $\varphi_0 = \varphi_0(f)$ e CR qarkut. Nga figura shihet se për frekuenca të njëjta ndryshimi i qëndrimit fazor në raport me atë hyrës është më i madh dhe është

$\frac{\pi}{2} \text{ rad} = 90^\circ$. Për $f = f_d$ dalja është zhvendosur për $\frac{\pi}{4} \text{ rad} = 45^\circ$, kurse për frekuencat e larta zhvendosja zvogëlohet, ashtu që për $f \rightarrow \infty$ kjo është zero dhe tensioni dalës është në fazën me atë dalës.

5.2.2.2. PJESËMARRJA E CR QARKUT NË TENSIONIN E HEVISAJDIT

Pjesëmarrja e tensionit të Hevisajdit me të cilin përmirësohet CR qarku thjesht mund të realizohet me gjenerator të thjeshtë të tensionit $+V_{CC}$ dhe ndërprerësin S , siç është treguar në fig. 5-18.

Para se të fillojmë me analizën e punës së qarkut, do të njehsojmë se deri në momentin $t = 0$ ndërprerësi gjendet në pozitë $S = 1$, tensioni nxitës është zero dhe kondensatori është i zbratur. Kështu tensioni në skajet e tij $u_C(t)$ deri në momentin drejtpërdrejt para kërcimit $t = 0^-$, $u_C(0^-)$ do të jetë 0. Ngase tensioni dalës $v_0(t)$ merret nga rezistori R nëpër të cilin rrjedh rryma, në $t = 0^-$ edhe niveli dalës do të jetë $v_0(0^-) = 0$.

Në momentin $t = 0$ ndërprerësi momentalisht e ndryshon pozitën dhe kalon në $S = 2$, ashtu që në hyrje paraqitet ndryshimi kërcyes pozitiv me amplitudë V_{CC} . Gjendja energjetike e kondensatorit momentalisht nuk mund të ndryshojë, ashtu që edhe në momentin drejtpërdrejt pas kërcimit $t = 0+$ tensioni i skajeve të tij $u_C(t)$ do të mbetet në zero, $v_0(0+) = 0$. Kjo është e mundur nëse në dalje vendoset niveli $+V_{CC}$, ashtu që në momentin $t = 0+$ dalja $v_0(t)$ do të jetë $v_0(0+) = +V_{CC}$. Domethënë në momentin e ndryshimit të kërcimit të tensionit hyrës ($t = 0$) kondensatori sillet si lidhje e shkurtë, sepse ndryshimi momental i potenciali të njërit skaj të kondensatorit tërësisht bartet në skajin e tij tjetër.

Pas momentit $t = 0+$ fillon regjimi kalimtar kur në qark fillon të rrjedhë rryma nëpër kondensatorin C dhe rezistorin R . Tash kondensatori fillon të mbushet, por ngase dalja merret nga rezistori, $v_0(t) = u_R(t)$, me rritjen e tensionit të kondensatorit $u_C(t)$ bie tensioni dalës, $v_0(t) = v_i(t) - u_C(t)$. Në këtë gjendje kalimtare kondensatori mbushet me konstantën kohore $\tau = RC$ e cila caktohet me lidhje të shkurtë të gjeneratorit të tensionit $+V_{CC}$.

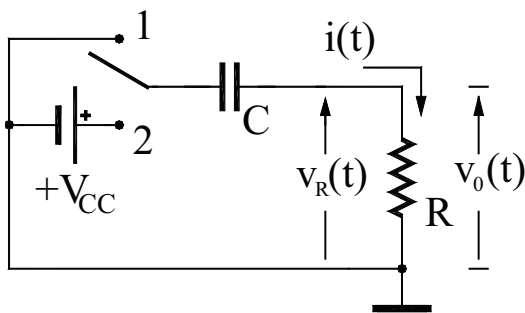


Fig. 5-18. Pjesëmarrja e qarkut CR me tension kërcyes (hevisajd)

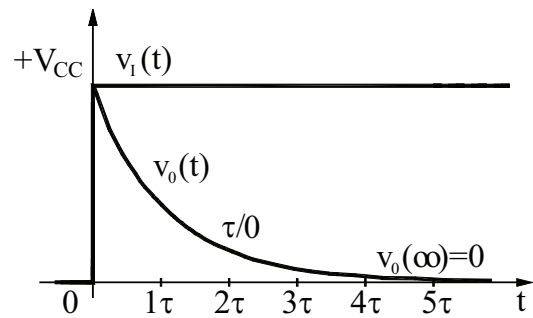


Fig. 5-19. Format valore të tensionit hyrës dhe dalës

Vlera përfundimtare e tensionit dalës do të caktohet me pjesëmarrjen e gjendjes stacionare, teorikisht në momentin $t \rightarrow \infty$. Atëherë rryma nëpër kondensator do të jetë zero [$i_C(\infty) = 0$] dhe ajo mund të bëhet ekuivalente me qarkun e ndërprerë. Domethënë, në $t \rightarrow \infty$ rryma nuk do të rrjedhë edhe nëpër rezistorin R . Tensioni në skajet e veta do të jetë $u_R(\infty) = 0$, por ngase $u_R(t) = v_0(t)$ për cilindo t , është e qartë se edhe tensioni dalës do të jetë $v_0(\infty) = 0$. Shikuar praktikisht, mbushja e kondensatorit përfundon për kohën 3 deri 5τ , e jo në $t \rightarrow \infty$.

Shprehja analitike e tensionit dalës në këtë rast do të jetë:

$$v_o(t) = V_{CC} \cdot e^{-\frac{t}{\tau}} \quad (5-14)$$

Diagrami kohor që e tregon formën valore të tensionit hyrës dhe dalës është paraqitur në fig. 5-19.

5.2.2.3. PJESËMARRJA E CR QARKUT NË IMPULSIN DREJTKËNDOR TË TENSIONIT

Gjatë analizës supozojmë se para veprimit të impulsit kondensatori ishte i zbrazët. Kështu, para ardhjes së kulmit rritës të impulsit, deri te $t = 0^-$, ndërprerësi është në pozitën $S = 1$, prandaj nëpër trupin nuk rrjedh rryma, për ç'arsye tensioni i rezistorit R , e me atë edhe i daljes është zero.

Në momentin $t = 0$ ndërprerësi kalon në pozitën $S = 2$ dhe paraqitet kulmi rritës i impulsit. Ngase në këtë moment kondensatori mund të bëhet ekuivalent me lidhje të shkurtë, i tërë kërcimi pozitiv i tensionit $+V_{CC}$ do të paraqitet në dalje.

Pas momentit $t = 0+$ kondensatori C fillon të mbushet prej 0 kah vlera e skajshme $+V_{CC}$ me konstantën kohore $\tau = RC$, ashtu që dalja bie kah zero. Kjo zgjat deri në momentin $t = T_p$ kur kapaku sërish kthehet në pozitën $S = 1$. Me këtë rast, tensioni hyrës sërish bie në 0 dhe potenciali i skajit të majtë i kondensatorit momentalisht do të zvogëlohet. Ky potencial do të kërcejë prej 0 në $-V_{CC}$, d.m.th. në kahjen negative për vlerën $\Delta V = 0 - V_{CC}$ dhe do të arrijë nivelin prej $-V_{CC}$. Ngase ngarkesa elektrostatische e kondensatorit momentalisht nuk mund të ndryshojë, ky kërcim negativ do të paraqitet në dalje. Me kohë $t = T_p$ në qark fillon të rrjedhë rryma e zbrazjes. Tensionin e kondensatorit fillon të bjerë duke liruar energjinë e akumuluar elektrostatische, me çka dalja rritet me konstantën kohore $\tau = RC$ kah vlera e skajshme zero.

Në fig. 5-20 a), b) dhe c) janë vizatuar disa shembuj të diagramit kohor të tensionit dalës për konstantën të ndryshme kohore në raport me ekzistimin e impulsit T_p . Nga figurat shihet

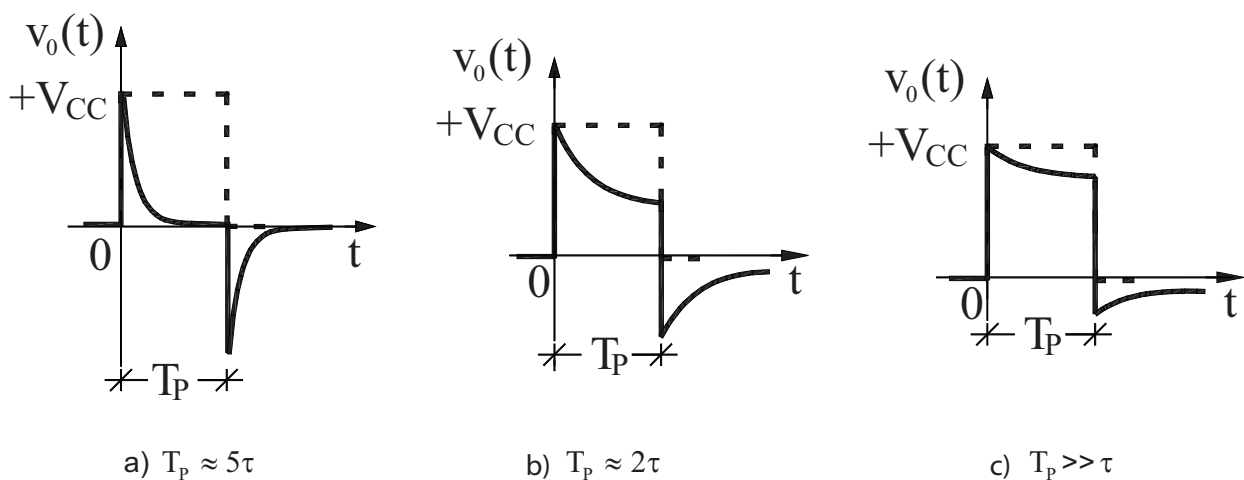


Fig. 5-20. Shembuj të diagramit kohor të tensionit dalës te CR qarku i nxitur me impuls drejtkëndor për konstantën të ndryshme kohore

se CR qarku tërësisht te ndryshon formën e tensionit hyrës. Në të vërtetë, nëse vlen $\tau \ll T_p$, impulsi drejtkëndor transformohet në dy impulse thumbore: një impuls pozitiv në momentin $t = 0$, dhe një impuls negativ në momentin $t = T_p$. Nga ana tjetër, kur $\tau > T_p$, më pak ose më shumë mbahet si formë e formësuar të tensionit hyrës, kurse për $\tau \gg T_p$ thuaja edhe nuk has në ndryshim të formës hyrëse.

Ngase CR qarku nuk e përshkruan komponentin e thjeshtë të tensionit, gjithmonë sipërfaqja që është përfshirë nga forma dalëse valore mbi boshtin kohor t patjetër duhet të jetë e njëjtë me atë të formës nën boshtin t .

5.2.2.4. PJESËMARRJA E CR QARKUT NË TENSIONIN DREJTKËNDOR PERIODIK

Procesioni periodik i impulseve drejtkëndore të tensionit që vjen në hyrjen e CR qarkut ka amplitudë të impulseve V_{CC} dhe kohëzgjatjes T_p , kurse koha e çdo pauze është T_0 , ashtu që sinjali ka $T = T_p + T_0$ periodike. Forma valore e daljes është treguar në fig. 5-21 a) dhe b) dhe ajo fitohet me zbatimin e analizës së kryer për pjesëmarrje të CR qarkut të impulsit drejtkëndor.

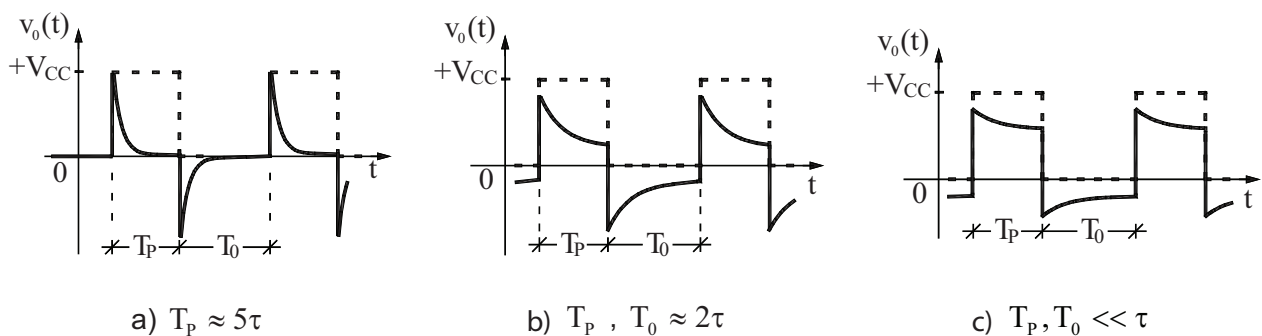


Fig. 5-21. Forma valore e daljes së CR qarkut në tensionin drejtkëndor periodik

Në të vërtetë, çdo kërcim, qoftë ai të jetë pozitiv ose negativ, bartet në daljen e CR qarkut. Për kohën e veprimit të impulsit T_p kondensatori mbushet me konstantën kohore $\tau = RC$, ashtu që dalja bie kah zero. Për kohën e pazës kondensatori zbrazet me të njëjtën konstantë kohore dhe niveli dalës rritet kah zero. Vlerat fillestare gjatë mbushjes dhe zbrazjes varen prej asaj se si është raporti i kohëve T_p dhe T_0 në raport me konstantën kohore τ , sepse nga kjo varet kondensatori a do të ketë kohë që të mbushet, respektivisht të zbrazet.

Në fig. 5-21 a) dhe b) janë treguar dy shembuj të formave dalëse të tensionit me konstantë të ndryshme kohore. Për formën valore nga fig. 5-21 a) vlen se $T_0 \approx 5\tau$, kurse për fig. 5-21 b) është marrë $T_p, T_0 \approx 2\tau$. Ngase CR qarku nuk lëshon konstantë të thjeshtë, tensioni dalës do të ketë vlerë mesatare të barabartë me zero, prandaj kështu sërish sipërfaqet e përfshira nga tensioni dalës nën dhe mbi boshtin kohor t , do të jenë të barabarta.

5.3. GJENERIMI I TENSIONIT SHARROR ME RC QARKUN

Në teknikën impulsive shumë shpesh hasen qarqe të cilat në dalje gjenerojnë impulse lineare të tensionit me formë sharrorë, sipas fig. 5-4 a), b). Sinjalet e tilla mund të fitohen nëse sigurohet mbushja e kondensatorit me rrymë konstante. Kjo mund të bëhet nëse në barazimin për rrymë nëpër kondensatorin $i_C(t)$ janë marrë rrymë e cila ka forcë konstante I_C , me çka fitohet barazim të drejtëzës me pjerrtësi pozitive (drejtëza rritëse):

$$u_C(t) = u_C(0_+) + \frac{I_C}{C} t, \quad (5-15)$$

ku $u_C(0_+)$ e tregon nivelin e tensionit të kondensatorit nëse ai prej fillimit është i mbushur. Megjithatë, nëse kondensatori prej fillimit ka qenë i zbrazët barazimi i mëparshëm thjeshtohet dhe fitohet shprehja:

$$u_C(t) = \frac{I_C}{C} t. \quad (5-16)$$

Skema parimore elektrike sipas të cilës mund të fitohet gjenerator me tension linear (sharror) bazohet në RC qarkun për mbushje të kondensatorit të dhënë në fig. 5-22, tek i cili rezistori është zëvendësuar me zgjedhje të rrymës konstante të shënuar me I_0 . Në këtë mënyrë fitohet qarku kryesor për gjenerim të impulsit sharror të treguar në fig. 5-23 a). Në momentin fillestar ndërprerësi është i mbyllur, kondensatori është i zbrazur dhe tensioni dalës është zero. Me hapjen e ndërprerësit kondensatori C fillon të mbushet me rrymë konstante nga burimi I_0 , me çka tensioni i tij fillon të rritet në mënyrë lineare sipas barazimit (5-18) dhe në dalje gjenerohet impulsi sharror. Amplituda e tij fillon të rritet më tepër duke arritur nivelin e mbushjes $+V_{CC}$ por me atë do të vinte te kufizimi i tij, prandaj ndërprerësi mbyllet para se të ndodhë. Me mbylljen e tij kondensatori lidhet me "masën" dhe nëpërmjet lidhjes së shkurtë menjëherë zbrazet. Diagrami kohor në formën e valës dalëse është treguar në fig. 5-23 b).

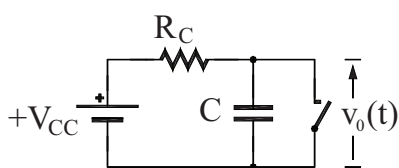
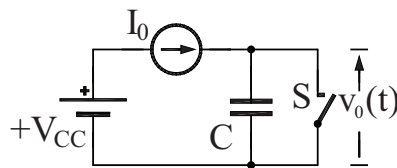
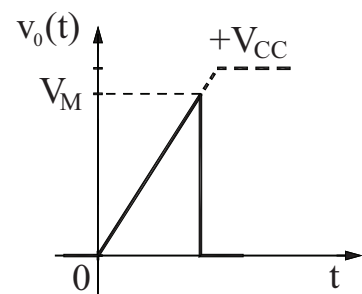


Fig. 5-22. RC qarku



a) Skema elektrike



b) Tensioni dalës

Fig. 5-23. a) b) Gjeneratori parimor i tensionit linear

Realizimet praktike të gjeneratorit sharror midis vete dallohen në raport me mënyrën sipas të cilës zbatohet burimi I_0 i cili e siguron mbushjen e kondensatorit me rrymë konstante.

Një realizim shumë shpesh i dobishëm është gjeneratori i Milerit për tensionin sharror i cili ende është i njohur edhe si qark i Milerit ose indikator i Milerit. Skema e tij parimore elektri-

ke është paraqitur në fig. 5-24a). Bëhet fjalë për përforcues operacional te i cili është zbatuar zhvillimi kthyes negativ nëpërmjet kondensatorit C. Te ky qark, për shkak të paraqitjes së “masës virtuale” në hyrje të përforcuesit operacional, rryma e mbushjes së kondensatorit do të jetë konstante dhe do të jetë $I_C = \frac{V_{CC}}{R}$. Duke pasur parasysh barazimin (5-16), tensioni i kondensatorit do të jetë $u_c(t) = \frac{I_C}{C} t = \frac{V_{CC}}{RC} t$. Ngase te përforcuesi operacional është futur reaksioni negativ nëpërmjet kondensatorit C dhe ekziston “masa virtuale”, tensioni dalës $v_o(t)$ është barazi me tensionin e kondensatorit me shenjë të kundërt (ai është invertuar), ashtu që vlen $v_o(t) = -v_c(t)$ me çka fitohet impulsi (negativ) rënës linear (fig. 5-24 b).

$$u_c(t) = -\frac{V_{CC}}{RC} t. \tag{5-17}$$

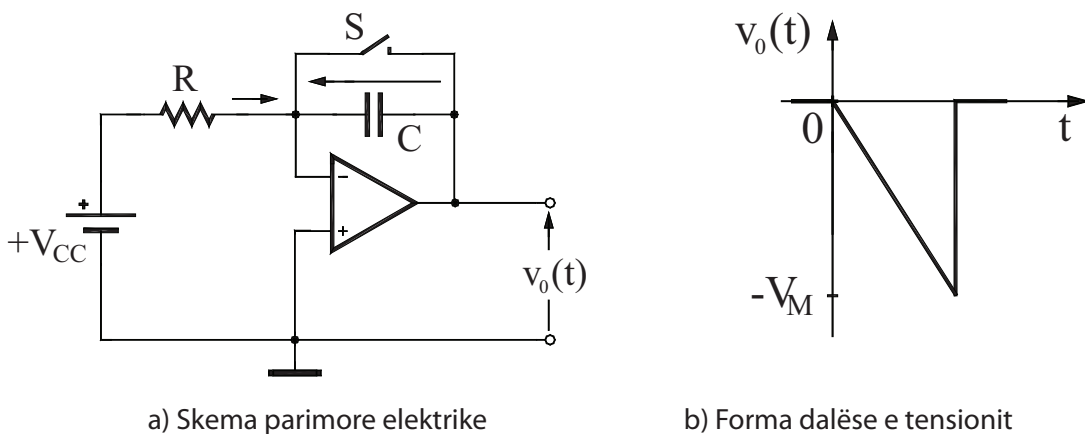


Fig. 5-24. Gjeneratori i Milerit

5.4. INTEGRIMI DHE DIFERENCIMI I QARKUT RC

Në fillim të kësaj teme kemi përmendur se varësia e tensionit nga rryma te kondensatori është dhënë nëpërmjet integralit, kurse rrymës nga tensioni varet nëpërmjet diferencialit, domethënë se rryma paraqet rezultat të parë nga tensioni. Kjo jep mundësi që operacionet integrale matematikore të realizohen me përdorim të RC, respektivisht RC qarku, një pas një.

Integrimi me RC qarkun: Duke e njohur varësinë e tensionit nga rryma te kondensatori që ka efekt integrues, mund të tregohet se RC qarkut nga fig. 5-9 mund të shfrytëzohet edhe si qark i thjeshtë për integrimi. Saktësia e integrimit mund të rritet nëse rritet vlera e konstantës kohore $\tau = RC$, që nga ana tjetër do të shkaktojë zvogëlim të amplitudës dalëse. Ky problem në praktikë shmangët me përdorim të qarqeve të veçanta të njohura nën emrin integratorë.

Integratori, në të vërtetë, paraqet një konfiguracion të përforcuesit investues operacional me bashkim kthyes kapacitativ negativ. Qarku i Milerit i treguar në fig. 5-24 është një modifikim i integratorit tek i cili tensioni hyrës $u_i(t)$ është burim i tensionit njëkahësh $+V_{CC}$.

Diferencimi me RC qarkun: Ngase varësia e rrymës nëpër kondensator është proporcionale me diferencialin nga tensioni në skajet e veta, mund të tregohet se në kushte të caktuara qarku CR elementar nga fig. 5-16, mund të shfrytëzohet edhe si qark i vetëm për diferencim. Saktësia e diferencimit mund të rritet nëse zvogëlohet vlera e konstantës kohore $\tau = RC$, por do të shkaktojë zvogëlim edhe të niveli i tensionit dalës, që nuk është e dëshirueshme. Ky problem praktikisht zgjidhet me përdorim të qarqeve speciale të njohura nën emrin diferenciatorë.

Diferenciatori paraqet një konfiguracion të përforsuesit investues operacional me reaktion negativ dhe rezistor në degën e bashkimit thyes, të kundërt me raportin e integrorit, sepse tensioni nxitës sillet nëpërmjet kondensatorit në hyrje të qarkut.

5.5. NDARËSI KOMPENSUES I TENSIONIT

Përveç RC dhe CR qarqeve elementare rezistore-kapacitive, në praktikë shpesh hasen qarqe kapacitative me arkitekturë më të ndërlikuar. Kështu, për shembull, gjatë realizimit të bashkuesve impulsivë zakonisht paraqiten RC anëtarë të padëshiruar për shkak të pranisë së caktuar kapacitative parazite. RC qarku i ngadalëson ndryshimet e shpejta kërcyese të tensionit për shkak të efektit të tij integrues, që sjell zvogëlim të shpejtësisë së punës te këto qarqe. Me qëllim që të zbutet ky problem, ndërmerren masa të veçanta me të cilat përmirësohet puna e ndarësit rezistues gjatë ndryshimeve kërcyese të tensionit.

Si shembull do ta shqyrtojmë ndarësin e tensionit që paraqitet si pjesë përbërëse e shumë qarqeve impulsive. Skema e tij është dhënë në fig. 5-25. Ndarësin e tregojnë rezistorët R_1 dhe R_2 , kurse kondensatori C_1 e paraqet kapacitetin e dalësit të ndarësit, që në të vërtetë paraqet kapacitet parazit hyrës të ndonjë elementi ndërprerës, për shembull transistorit. Do të njehsojmë se kondensatori C_2 ende është i kyçur, kurse për shkak të analizës më të thjeshtë, se vlera e rezistencës R_1 është mjaft e madhe, ashtu që ajo nuk mund të njehsohet se është shkyçur nga qarku. Kështu fitohet integrori i RC qarkut i përbërë nga rezistori R_2 dhe kondensatori C_1 .

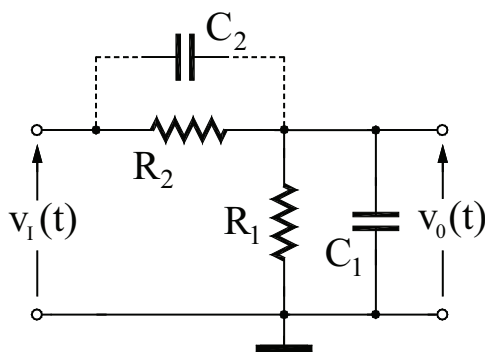


Fig. 5-25. Ndarësi i kompensuar i tensionit

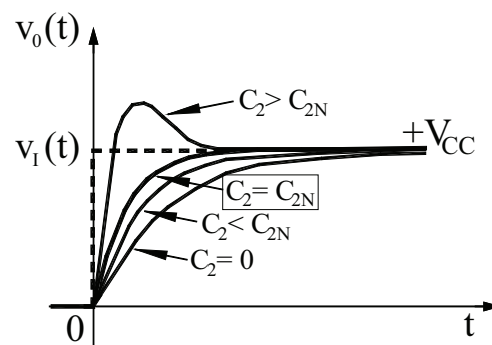


Fig. 5-26. Tensioni dalës për C_2 të ndryshme

Nëse në hyrje të qarkut sjellim nxitje të Havisajdit me amplitudë $+V_{CC}$, atëherë tensioni dalës do të vendoset sipas formës valore që është vizatuar në fig. 5-26 për $C_2 = 0$. Është e qartë se dalja pothuajse vonohet varësisht nga koha e qetësimit të qarkut ($t_{SM} = 5\tau = 5R_2C_1$).

Nëse vlera e rezistorit R_1 nuk është aq e madhe, atëherë konstanta kohore τ do të caktohet ashtu që hyrja $+V_{CC}$ lidhet shkurt dhe formohet prodhim me rezistencë ekuivalente dhe kapacitet ekuivalent të qarkut. Në këtë rast rezistorët R_1 dhe R_2 janë të lidhur paralelisht $R_e = (R_1 \parallel R_2) = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}$, kapaciteti ekuivalent do të jetë kondensatori $C_e = C_1$, ashtu që për konstantën kohore fitohet barazimi:

$$\tau = R_e C_e = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} C_1. \quad (5-18)$$

Për përmirësim të formës dalëse valore, është e nevojshme që të eliminohet efekti integrues i cili rrjedh nga kondensatori C_1 . Kjo mund të bëhet me kompensim të ndarësit, duke kyçur kondensatorin C_2 siç është treguar në fig. 5-25 me vija të ndërprera. Tash ndarësi është formuar nga elementet R_1, R_2, C_1, C_2 .

Në momentin $t = 0$, në hyrje vepron tensioni dalës i cili momentalisht e arrin nivelin $+V_{CC}$. Në këtë moment kondensatorët C_1 dhe C_2 paraqesin lidhje të shkurtë, më saktë rezistencë shumë më të vogël në raport me rezistorët R_1 dhe R_2 . Prandaj rezistorët mund të mënjanohen, respektivisht të bëhen ekuivalent me ndërprerje në qark, me çka fitohet ndarës i pastër kapacitativ i tensionit. Niveli i tensionit dalës $v_0(0+)$ në momentin $t = 0+$ fitohet nga sasia rrjedhëse e elektricitetit q në qarkun në atë moment, kur do ta ndajmë me kapacitetin e kondensatorit C_1 , me çka do ta fitojmë vlerën e tensionit dalës $v_0(0+)$:

$$v_0(0+) = \frac{q}{C_1} = \frac{C_2}{C_1 + C_2} V_{CC}. \quad (5-19)$$

Konstanta kohore e qarkut, me të cilën do të mbushen kondensatorët caktohet me lidhje të shkurtë të hyrjes, me çka do të fitohet:

$$\tau = (R_1 \parallel R_2)(C_1 \parallel C_2) = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} (C_1 + C_2) = \frac{R_1 R_2 (C_1 + C_2)}{R_1 + R_2}. \quad (5-20)$$

Vlera përfundimtare të tensionit dalës në $t \rightarrow \infty$ do të caktohet nga ndarësi rezistues R_1, R_2 , sepse atëherë dhe të dy kondensatorët do të jenë të mbushur, procesi kalimtar do të jetë kryer, dhe nëpër ato nuk do të rrjedhë rrymë. Në këtë rast kondensatorët do të kenë rezistencë të madhe të pafund në raport me rezistorët, prandaj të njëjtët mund të bëhen ekuivalent me qarkun e ndërprerë. Tensioni dalës në $t \rightarrow \infty$, do të jetë caktuar, ashtu që së pari do të njehsohet rryma $i(\infty)$ që rrjedh në qark dhe do të shumëzohet me rezistorin R_1 .

$$v_0(\infty) = R_1 \cdot i(\infty) = \frac{R_1}{R_1 + R_2} V_{CC}. \quad (5-21)$$

Ndarësi do të jetë kompensuar atëherë kur tensioni dalës në momentin fillestar do të jetë barazi me tensionin dalës në momentin përfundimtar, d.m.th. nëse plotësohet kushti $v_0(0+) = v_0(\infty)$. Me zëvendësim të shprehjeve të mëparshme të caktuara (5-20) dhe (5-22), e fitojmë kushtin: $R_1, C_1 = R_2, C_2$, prej ku del vlera nominale C_{2n} i kondensatorit C_2 :

$$C_{2n} = \frac{R_1 C_1}{R_2}. \quad (5-22)$$

Në fig. 5-26 janë vizatuar shumë forma valore të tensionit dalës për vlera të ndryshme të kapacitetit të kondensatorit C_2 , në raport me vlerën nominale C_{2n} .

II. JOQARQET LINEARE PËR FORMËSIM

Në ekspozimin e deritashëm u bë fjalë për ndryshimin e formës së tensioneve jo sinusoidale me qarqet impulsive të përbëra vetëm nga komponentët linearë me karakter akumulues. Për dallim nga ato, qarqet për formësim me komponentë jolinearë, kryesisht, nuk përmbajnë elemente të akumulimit. Edhe më tepër, prania e kapaciteteve parazite vetëm mund t'i përkeqësojë karakteristikat formësuese të këtyre qarqeve.

Llojet e ndryshme të diodave janë elemente kryesore dhe shumë të shfrytëzuara jolineare në klasën e joqarqeve lineare për formësim, topologjia e të cilave shpesh kyç edhe përforcues operacional. Roli kryesor i diodave në këto qarqe është që të kryejnë kufizim të amplitudave të tensionit nga cilado qoftë formë, d.m.th. të mos lejojnë riprodhim në nivel të caktuar nga tensioni hyrës i daljes nga qarku. Për shkak të karakteristikave të veta të mira të ndërprerësit, përforcuesi operacional si komponentë aktive gjysmëpërçuese është elementi i dytë i cili shumë shpesh haste te qarqet jolineare për formësim të tensionit.

Elementet e mëparshme të numëruara gjysmëpërçuese funksionojnë në regjim ndërprerës d.m.th. në regjim jolinear të punës. Për ato është karakteristike ajo se karakteristika rrymë-tension ka varësi jolineare, sepse për ndryshime të vogla të tensionit në afërsi të pikës së caktuar kritike fitohen ndryshime të ndryshme dhe shpesh të mëdha të rrymës. Te elementet e tilla bëhet ndryshimi i shpejtë, thuaja momental i regjimit të punës edhe atë prej mospërçimit në përçimit, ose e kundërta. Mu sjellja e tillë e diodës paraqet bazë për parimin sipas të cilit mund të ndryshohet forma e tensionit te qarqet që në përbërjen e saj përmbajnë dioda.

Sa ka të bëjë me diodën ideale, varësisht nga tensioni i cili është sjellë në skajet e tyre, kjo mund të zbatohet dhe të sillet si lidhje e shkurtë me rezistencë të vogël përfundimtare, ose të jetë frenuar dhe të sillet si qark i mbuluar me rezistencë të madhe përfundimtare. Prej këtu del se dioda mund të bëhet ekuivalent me ndërprerës mekanik i cili mund të hapet ose të mbyllet, sipas skemës së dhënë në fig. 5-27.

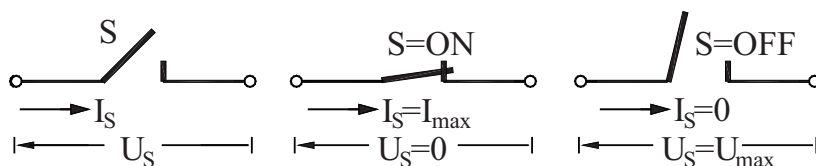


Fig. 5-27. Shenja simbolike i ndërprerësit të mbyllur dhe të hapur mekanik

Dioda përçon nëse është polarizuar direkt që ndodh kur tensioni U_{AKV} i sjellë në skajet e tij është i barabartë ose ka tendencë të jetë më i madh nga tensioni i përçimit U_δ . Kur dioda

është kyçur, tensioni U_{AK} është i pandryshuar dhe i barabartë me U_{δ} ($U_{AK} = U_{\delta}$), kurse rryma që rrjedh nëpër të prej A kah K është e madhe sepse ajo sillet si lidhje e shkurtë. Forca e saj caktohet direkt nëpërmjet pjesës tjetër të qarkut në të cilin është kryer.

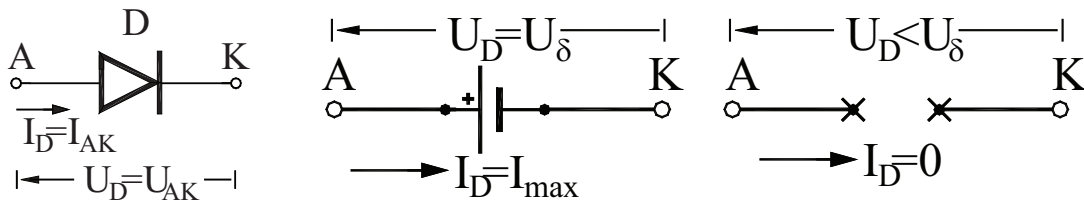


Fig. 5-28. Shenja simbolike e diodës dhe skemat e saj ekuivalente

Dioda nuk do të përçojë (ajo është frenuar, bllokuar, shkyçur) nëse është polarizuar në mënyrë inverse (jolëshuese). Kjo ndodh kur tensioni U_{AK} i sjellë në skajet e tij është më i madh nga tensioni i përçimit U_{δ} . Për diodat e silicit ai prag sillet rreth 0.65 V (prej 0.6 deri 0.7 V), kurse për diodat (LED) të dritës U_{δ} është rreth 2 V (varësisht nga ngjyra e dritës të cilën LED dioda e rrezaton këtë tension mund të jetë edhe më i madh). Kur dioda është frenuar, nëpër atë nuk rrjedh rrymë ($I_d = 0$) me çka tensioni në skajet e saj duhet të caktohet indirekt nëpërmjet pjesës tjetër të qarkut dhe patjetër të vlejë $U_{AK} < U_{\delta}$.

Në fig. 5-28 është paraqitur karakteristika lineare rrymë-tension e diodës e cila i përgjigjet dhe në mënyrë plotësuese e shpjegon sqarimin e mëparshëm të karakteristikave të diodave reale duhet të shënohet se gjatë polarizimi invers bëhet dëmtimi i diodës nëse tensioni invers e arrin tensionin kritik të depërtimit të definuar nga ana e prodhuesit të diodës që shënohet me $-U_{BR}$.

5.6. VENDOSËSI I NIVELIT

Nganjëherë është e nevojshme të formohen tensione impulsive me vlerë të caktuar të dhënë më parë, respektivisht me vlerë të definuar të nivelit njëkahësh. Problemi i tillë zgjidhet më shfrytëzim të qarkut i cili quhet *themelor* ose *fiksator i nivelit njëkahësh*.

Themeluesit e nivelit janë rrjeta jolineare akumuluese, sepse në konstruksionin e tyre, përveç rezistorit dhe kondensatorit, përdorin edhe element jolinear pasiv - diodë. Një rrjetë e tillë është treguar në fig. 5-29. Ky qark dallohet nga qarku CR i zakonshëm nga ajo se paralelisht edhe rezistori R është kyçur në diodën D. Për shkak të konfiguracionit të tillë të qarkut, ndryshimi i nivelit njëkahësh bëhet ashtu që konstanta kohore e qarkut është e ndryshme gjatë dy proceseve që ndodhin në të kundër ndryshohet gjendja energjetike e elementit akumulues – kondensatorit. Mënyra e punës së qarkut është ilustruar me diagramet kohore të tensioneve në hyrjen $v_1(t)$ dhe daljen nga qarku, $v_0(t)$, të treguara në fig. 5-30 a), b). Gjatë analizës do të njehsojmë se ndryshimet e tensionit hyrës janë momentale dhe se para ardhjes së nxitjes kondensatori ishte i zbrazët. Gjithashtu do të njehsojmë se dioda D është ideale, domethënë se tensioni i saj në prag të përçimit është $U_{AK} = U_{\delta} \approx 0$, se gjatë polarizimit direkt mund të merren ($R_{Dir} \approx 0$), kurse gjatë polarizimi invers ai është në ndërprerje ($R_{Dinv} \rightarrow \infty$).

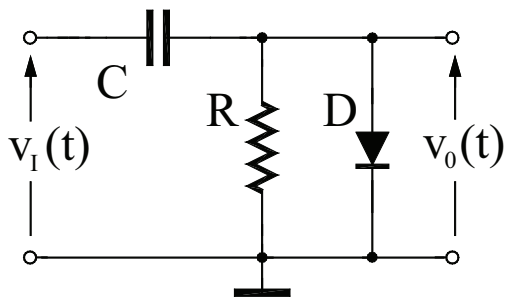


Fig. 5-29. Skema parimore elektrike e vendosësit të nivelit

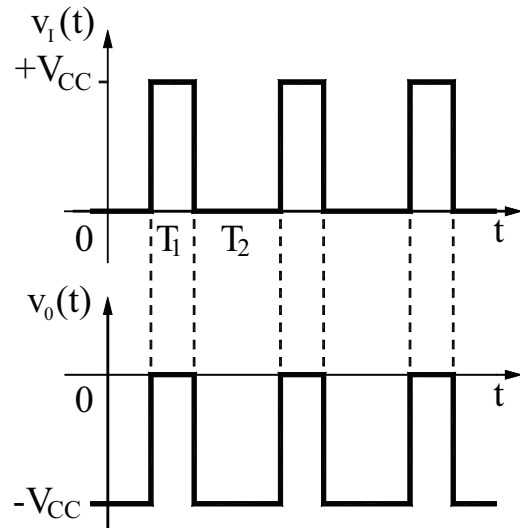


Fig. 5-30. Diagrami kohor tensionit hyrës dhe dalës

Сколот $+V_{CC}$ në hyrje të momentit $t = 0$, tërësisht bartet nëpërmjet kondensatorit C dhe direkt e polarizon diodën D. Kështu konstanta kohore e qarkut do të jetë $\tau = (R \parallel R_{Ddir}) \cdot C$, por ngase supozojmë se dioda është ideale, domethënë se rezistenca e saj gjatë polarizimit direkt është zero, fitohet $R \parallel R_{Ddir} \approx 0$, respektivisht $t \approx 0$. Prandaj bëhet mbushja e shpejtë, thuaja momentale e kondensatorit C. Kështu, në fund të procesit të mbushjes së kondensatorit C në momentin $t = T_p$, rryma në qark ndalon të rrjedhë dhe tensioni dalës do të jetë i barabartë me zero. Në momentin $t = T_p$ tensioni hyrës bie shpejt në zero duke shkaktuar një ndryshim të tillë të njëjtë të diodës nga qarku. Ngase tensioni hyrës tanimë ishte zero, ky kërcim negativ në mënyrë inverse e polarizon diodën D e cila bëhet jopërçuese dhe kondensatori zbrazet me konstantën kohore $\tau = (R \parallel R_{Ddiv}) \cdot C$. Nga supozimi se dioda është ideale, është e qartë se $R_{Ddiv} \rightarrow \infty$, ashtu që konstanta kohore e qarkut më tepër do të varet nga zgjedhja e rezistorit R. Nëse ai zgjidhet ashtu që τ do të ketë vlerë më të madhe, kondensatori C do të zbrazet mjaft në periudhën e ekzistimit të impulsit T_p . Në përputhje me këtë, edhe rritja e tensionit të daljes nga qarku, kah zero, është shumë e vogël.

Në momentin $(T_p + T_0)$ bëhet kërcim i sërishëm pozitiv i hyrjes i cili bartet në daljen e qarkut. Tensioni dalës tash do të fitojë nivel shumë të vogël pozitiv që direkt e polarizon diodën D dhe me këtë mundësohet mbushja e shpejtë e kondensatorit C i cili nga fabrika ishte i zbrazur mjaft. Për këtë shkak, në dalje nga qarku paraqiten pika afatshkurta pozitive të tensionit me amplitudë shumë të vogël, por praktikisht vlera maksimale e tensionit dalës fiksohet në nivelin zero.

Vendosja e tensionit hyrës për nivelimin njëkohësh ndryshe nga zero mund të realizohet në atë mënyrë që skema nga fig. 5-29 manifestohet me plotësim të burimit referent të tensionit V_R . Ky burim duhet të lidhet me polin pozitiv të katodës nëse nevojitet niveli pozitiv për fiksimit të tensionit hyrës, respektivisht me pol negativ nëse tensioni hyrës duhet të fiksohet në nivel negativ.

5.7. KUFIZUESIT

Kufizuesit e tensioneve ose siç quhen ndryshe *limituesit*, janë joqarqet e vetme lineare për formësim. Këto qarqe si element jolinear i shfrytëzojnë diodat, e thjeshta ose të Zenerit, kurse pranë saj në qark paraqiten rezistorët dhe gjeneratorët e thjeshtë të tensionit të cilët kanë rolin e burimeve të tensioneve referente. Qarqet e përbëra kufizuese përmbajnë edhe elemente aktive gjysmëpërçuese siç janë, për shembull, *ato operacionale*, *përforcuese* ose *transistore*.

Këto qarqe bëjnë kufizim të amplitudës të tensionit hyrës nga ana polare, nga ana e sipërme, ose nga të dy anët, ashtu që në dalje lëshojnë vetëm nivele të selektuara të tensionit nën ose mbi nivelin e caktuar referent V_R . Prandaj, kufizuesit quhen edhe *selektorë amplitudë*.

Në vazhdim do të fokusohemi ndaj parimit të ndryshimit të formës së tensionit të qarqet kufizuese të diodave që më pastaj të ndalemi të kufizuesit me përforcues operacionale.

5.7.1. KUFIZUESIT E NJËKAHSHËM ME DIODA

Kufizuesit e njëkahshëm të cilët këtu do të analizohen janë realizuar me lidhje rendore të një rezistori R dhe diodës D , me çka elementi kufizues (dioda) gjendet në degën e cila është paralele me tensionin dalës. Për këtë shkak, limituesit me topologji të tillë quhen *kufizues paralelë*.

Mënyra e funksionimit të kufizuesit më mirë mund të kuptohet nëse njihet karakteristika e tij e transmetimit që e paraqet varësinë grafike të tensionit dalës në funksion nga tensioni hyrës: $V_0 = V_0(V_1)$. Gjatë analizës do të njehsojmë se dioda e përdorur është ideale, domethënë se tensioni i pragut është $U_\delta \approx 0$, kurse rezistenca e saj gjatë polarizimit direkt është minimale [$R_{Dir} \rightarrow 0$] dhe se rezistenca e saj gjatë polarizimit invers është paskajshëm e madhe [$R_{Div} \rightarrow \infty$].

Gjatë caktimit të karakteristikës transmetuese, për shkak të kuptimit më të lehtë, do të njehsojmë se tensioni hyrës ka vlerë "shumë" negative dhe se gradualisht rritet kah vlera "shumë" e madhe pozitive. Termat "shumë e madhe" ose "shumë e vogël" në të vërtetë e paraqesin nivelin më të ulët dhe më të lartë të mundshëm në qarkun e shqyrtuar. Për ato shpesh merret vlera e mbushjes dhe niveli zero ose pozitiv dhe vlera negative e mbushjes nëse ai është simetrik: $+V_{CC}$ dhe $-V_{CC}$. Gjatë kësaj do ta përcjellim sjelljen e elementeve ndërprerëse, në këtë rast dioda D dhe të njëjtën do ta bëjmë ekuivalente me modelin përkatës, varësisht nga ajo se në cilin regjim ndërprerës të punës gjendet.

Kufizuesi nga lart: Skema e thjeshtë elektrike në këtë shembull është treguar në fig. 5-31 a). Caktimin e formës së karakteristikës transmetuese që është treguar në fig. 5-31 b) do ta bëjmë me supozimin e parë se tensioni hyrës V_1 ka "shumë" vlerë negative, për shembull $-V_{CC}$. Ajo e shkakton diodën që të jetë e frenuar, kurse dalja V_0 do të jetë lidhur me atë hyrëse nëpërmjet rezistorit R . Ngase dalja nuk është e ngarkuar, nëpër rezistorin R nuk rrjedh rrymë, tensioni në të do të jetë zero dhe dalja do të jetë identike me hyrjen, $V_0 = V_1$. Dioda do të jetë bllokuar deri në momentin kur tensioni hyrës do të arrijë nivelin

V_R , me çka do të gjendet në kufirin e përçimit. Për tensione dalëse më të mëdha se V_R dioda do të përçojë dhe mund të bëhet ekuivalente me lidhje të shkurtë. Në këtë mënyrë dalja V_0 direkt do të lidhet me burimin referent V_R dhe me atë do të kufizohet në nivelin e tij ($V_0 = V_R$).

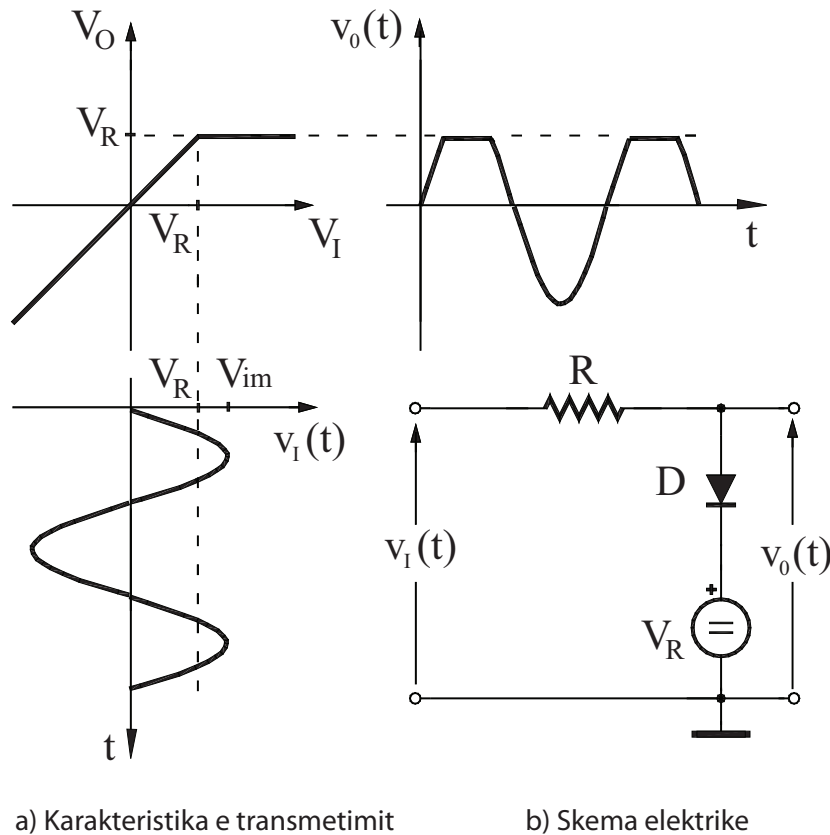


Fig. 5-31. Kufizuesi paralel nga lartë

Nga analiza e bërë vihet në konkludim se ky qark bën seleksionim të nivelit, d.m.th. amplitudave të tensionit hyrës, respektivisht bëhet fjalë për kufizues nga lart. Në të vërtetë, për vlerat e daljes $V_I < V_R$ dalja është barazi me hyrjen, ndërsa për tensionet më të vogla hyrëse $V_I \geq V_R$ dalja është limituar në V_R , $V_0 = V_R$.

Kufizuesi nga poshtë: Pjesa e seleksionuar nga amplituda e tensionit mund të ndryshohet nëse dioda nga qarku i mëparshëm lidhet në kahje të kundërt, siç është treguar në fig. 5-32 a) me çka dioda silltet në raport të kundërt me analizën e mëparshme. Me këtë ndryshim niveli kufizues do të mbetet i njëjtë (V_R), por do të fitohet limitues nga poshtë, sepse qarku do t'i lëshojë vetëm ato nivele të sinjaleve hyrëse të cilat janë më të mëdha nga niveli referent V_R , kurse nivelet e tensionit të cilat janë më të vogla se V_R nuk lëshohen në dalje nga qarku. Gjatë vizatimit të skemës nga fig. 5-32 a) është marrë burimi negativ referent i tensionit, ashtu që karakteristika transmetuese e ka formën e dhënë në fig. 5-32 b).

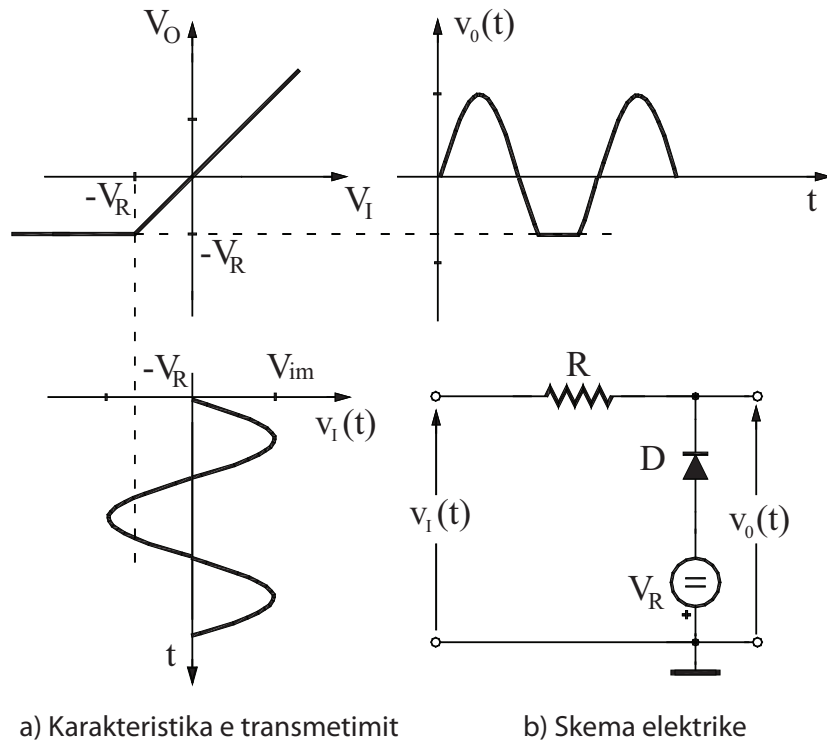


Fig. 5-32. Kufizuesi paralel nga poshtë

5.7.2. KUFIZUESI DYANËSH ME DIODA

Nëse në qarkun paralel për formësim të tensione përdoren dy dioda D_1, D_2 dhe dy burime referente të tensionit V_{R1}, V_{R2} , atëherë do të fitohet kufizues nga të dy anën, d.m.th. në dy nivele. Skema elektrike negative është treguar në fig. 5-33 a), me çka është supozuar se diodat e përdorura janë ideale. Karakteristika transmetuese $V_0 = V_0(V_1)$ që është treguar në fig. 5-33 b) është e përbërë nga tri segmente:

1. Derisa hyrja është në nivel më të ulët nga burimi referent $-V_{R2}$, d.m.th. për $V_1 < -V_{R2}$, është sjellë vetëm dioda D_2 dhe ajo e kufizon nivelin negativ të tensionit dalës V_0 në vlerë $-V_{R2}$;
2. Kur amplitudat hyrëse gjenden midis vlerave $-V_{R2}, +V_{R1}$, d.m.th. për $-V_{R2} < V_1 < +V_{R1}$, të dy diodat janë të frenuara. Tensioni hyrës nëpërmjet rezistorit R silet i pandryshuar në dalje, $V_0 = V_1$;
3. Nëse tensioni hyrës është më i madh se $+V_{R1}$, dioda D_1 bëhet përçuese dhe e kufizon nivelin dalës V_0 në $+V_{R1}$.

Në këtë mënyrë fitohet forma e tensionit e cila është e kufizuar nga të dyja anët e amplitudës $-V_{R2}$ deri te amplituda $+V_{R1}$.

Në fig. 5-33 b) është treguar edhe përcjellja e hyrjes sinusoidale të tensionit, nga i cili vërehet se me kufizuesin dyanësh mund të konvertohet tensioni i thjeshtë periodik në trapezoid.

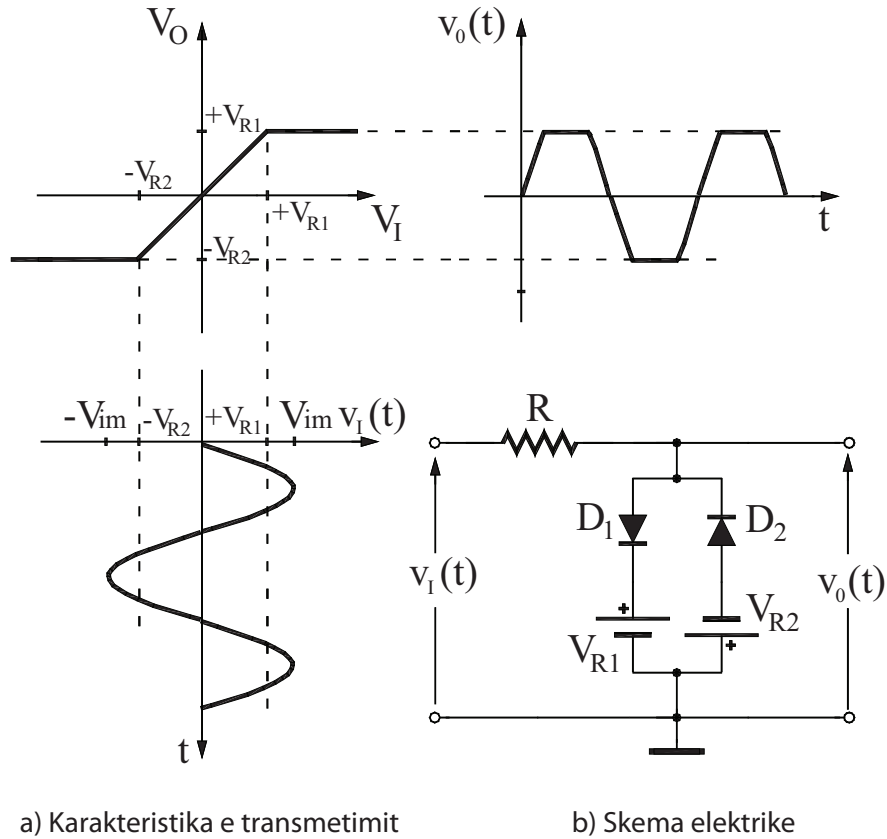


Fig. 5-33. Kufizuesi dyanësh me dioda

5.7.3. KUFIZUESI DYANËSH ME ZENER DIODA

Në praktikë shumë shpesh si element kufizues zbatohet dioda Zener sepse me atë shmanget përdorimi i burimit të veçantë të thjeshtë njëkahësh referent. Para se të analizojmë qarqet kryesore kufizuese me dioda Zener, shkurtimisht të përkujtohem për sjelljen e Zener diodës, shenja simbolike e të cilës është dhënë në fig. 5-34 a), kurse skemat e saja ekuivalente kur janë përçuese, respektivisht jopërçuese, janë treguar në fig. 5-34 b).

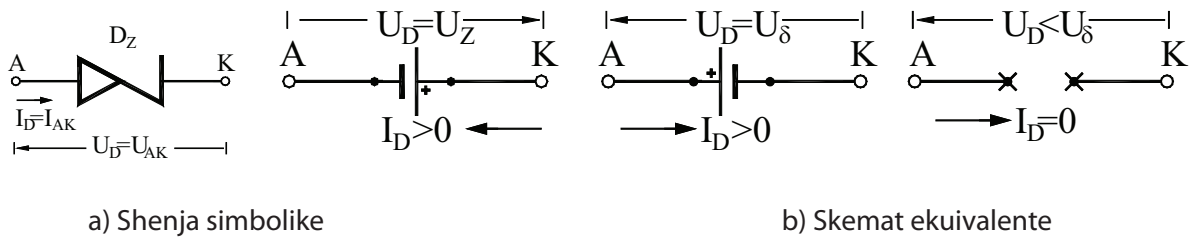


Fig. 5-34 a) b) Zener dioda

Nga I-U karakteristika shihet se gjatë polarizimit direkt Zener dioda sillet si diodë e thjeshtë, për ç'arsye skema e saj ekuivalente për rast të tillë është identike me atë të diodës përçuese që paraqiste lidhje të shkurtë.

Dallimi në sjellje të diodave paraqitet gjatë polarizimi invers. Në të vërtetë, në rastin ideal, gjatë tensioneve inverse dioda e thjeshtë nuk përçon, kurse Zener dioda nuk përçon vetëm në tension të caktuar të thjeshtë që quhet tension Zener të depërtimit dhe vlera e të cilit varet nga prodhuesi i diodës. Kur polarizimi invers e arrin këtë tension dhe ka tendencë që ta tejka-

lojë, dioda përçon edhe pse është polarizuar në mënyrë inverse, me çka tensioni i skajeve të veta mbetet i fiksuar në tensionin Zener, kurse rryma rrjedhe prej katodës kah anoda sipas fig. 5-34 a, b, dhe c. Mu sjellja e tillë e Zener diodës shumë shpesh përdoret në praktikë.

Qarku më i thjeshtë për kufizim më dyanshëm mund të bëhet sipas skemës parimore elektrike të treguar në fig. 5-35.

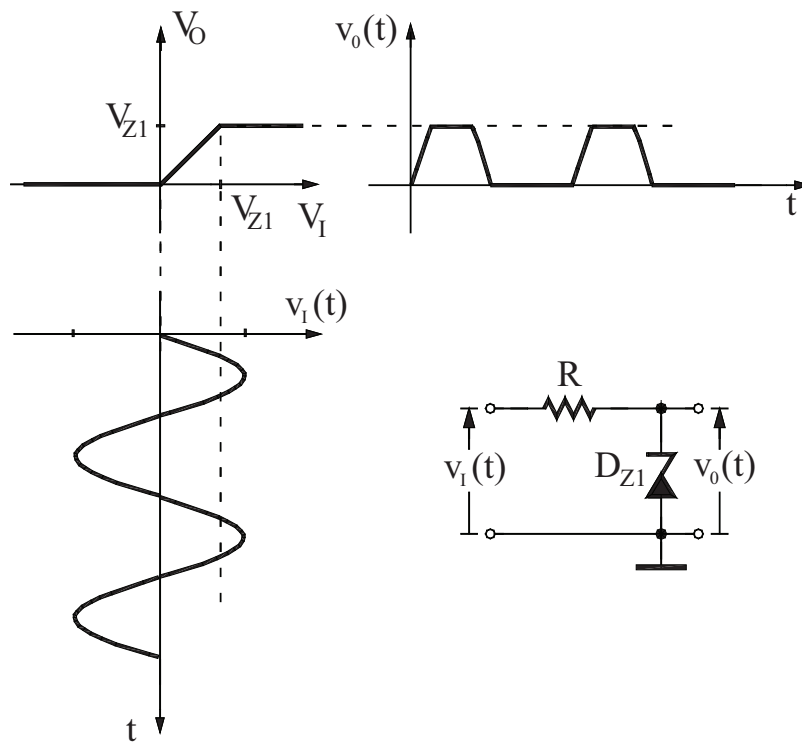


Fig. 5-36. Karakteristika e transmetimit

Fig. 5-35. Skema elektrike

Kufizues dyanësh me Zener diodë i cili lëshon dhe kufizon vetëm tensione pozitive.

Parimi i punës të qarkut do ta shpjegojmë me analizën vijuese:

– nëse tensioni hyrës është pozitiv, ai e polarizon Zener diodën në fushën inverse, ashtu që nëse niveli i tij sipas vlerës absolute është më i madh nga tensioni Zener në depërtim, dioda përçon në fushën inverse dhe në dalje fitohet tensioni fiks i barabartë me V_Z ;

– nëse tensioni hyrës pozitiv, sipas vlerës absolute bie nën tensionin Zener, dioda ende është polarizuar në mënyrë inverse, por tash do të frenohet. Në këtë rast nëpër të nuk do të rrjedhë rrymë, kurse me atë nuk do të rrjedhë rrymë edhe nëpër rezistorin, prandaj tensioni dalës në të cilin nuk është lidhur shpenzuesi do ta përcjellës atë hyrës, dhe

– për tensione hyrëse të cilat kanë amplituda negative më të vogla se 0V, Zener dioda bëhet direkt e polarizuar dhe sërish do të përçojë. Përçimi tash është në kahje direkte dhe dioda mund të merret me lidhje të shkurtë, me çka potenciali dalës direkt është lidhur shkurt me masën dhe fitohet tensioni dalës i kufizuar në nivelin zero të tensionit.

Në bazë të shpjegimit të mëparshëm, mund të vizatohet karakteristika transmetuese e qarkut të paraqitur në fig. 5-36. Nga figura qartë shihet se bëhet fjalë për kufizues në dy nivele. Njëri nivel është nivel zero (nivel i tokës, masës), kurse niveli tjetër është pozitiv dhe sipas vlerës absolute i barabartë me tensionin referent të diodës Zener ($V_{R1} = |V_{Z1}|$).

Nëse Zener diodën nga skema e mëparshme e lidhim nga ana e kundërt, ajo do të jetë direkt e polarizuar për tensionin pozitiv, kurse invers për polin negativ (fig. 5-37). Në këtë mënyrë sërish do të fitojmë kufizues dypalësh te tek i cili njëri nivel është zero. Dallimi do të jetë në atë që tash qarku i tillë do të punojë në mënyrë inverse në raport me të përparshmin. Ai do t'i lëshojë vetëm gjysmë periodat negative të sinjalit hyrës dhe njëkohësisht do t'i kufizojë në nivelin $-V_{Z1}$ (fig. 5-38).

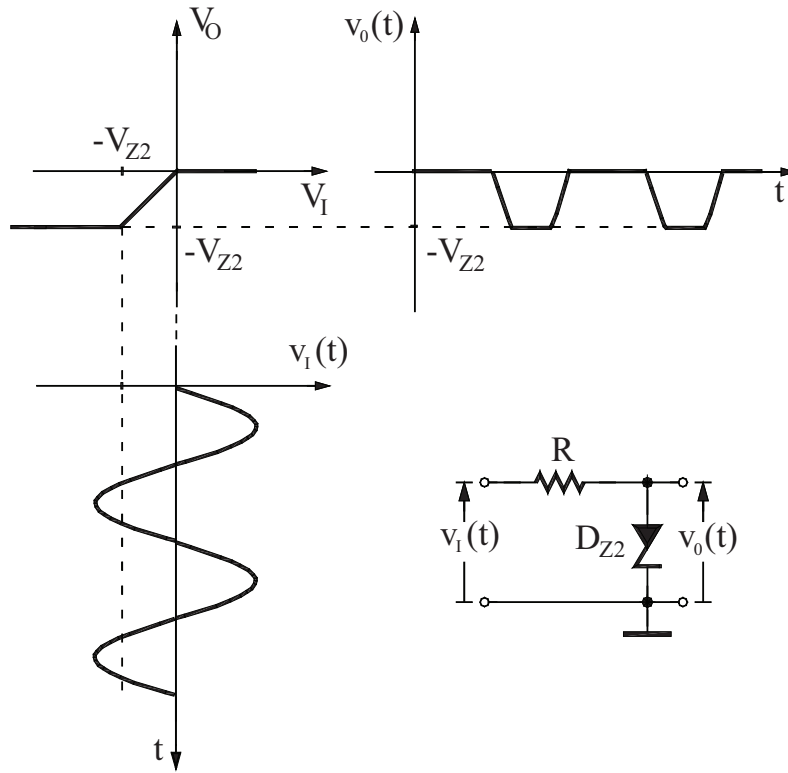


Fig. 5-38. Karakteristika e transmetimit Fig. 5-37. Skema elektrike

Kufizuesi dypalësh me diodë Zener që lëshon dhe kufizon vetëm tensione negative

Me zbatim të dy Zener diodave të cilat në mënyrë serike mund të ndërlidhen në një rezistor sipas fig. 5-39 a), fitohet kufizues i thjeshtë për *formësim të dyanshëm* në dy nivele që janë të barabarta me tensionet e depërtimit Zener të Zener diodave të përdorura.

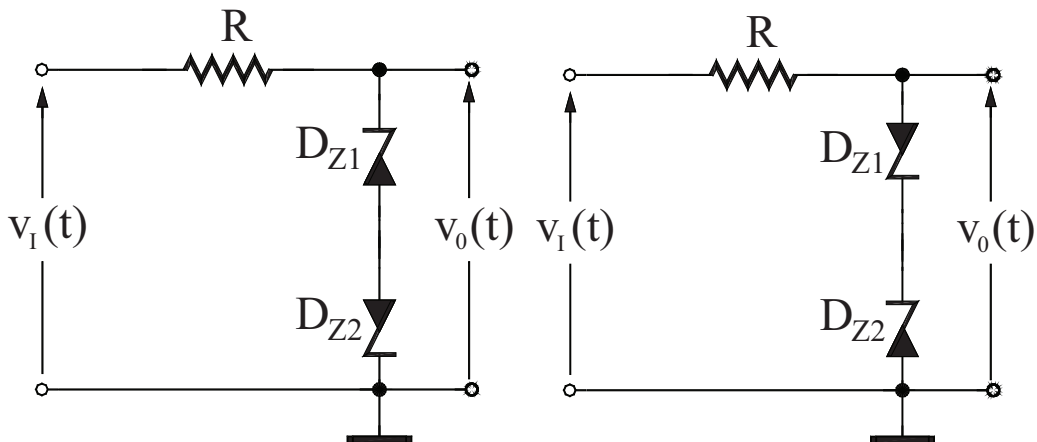


Fig. 5-39 a) b) Skema elektrike e kufizuesit dypalësh me dy Zener dioda

Karakteristika transmetuese e këtij qarku është njësoj si ajo në fig. 5-33, vetëm se tash nivelet referente të tensioneve caktohen me vlerat e Zener tensioneve U_{Z1} , U_{Z2} në ndonjërin nga diodat D_{Z1} , D_{Z2} . Ngase gjendja kalimtare e diodave është mundësuar vetëm nëse njëra diodë çon në polarizimin direkt, kurse tjetra në fushën e polarizimit invers edhe atë rreth Zener depërtimit është e qartë se tensioni referent do të jetë shuma e tensioneve përkatëse të përçimit të të dy diodave. Kështu, nëse supozojmë se rënia e tensionit të diodës përçuese sillet 0, tensioni referent pozitiv do të jetë $V_{R1} = U_{Z1}$, kurse ai negativ $V_{R2} = U_{Z2}$. Është e qartë se ana e mirë e këtij kufizuesi është ajo se nuk ka nevojë nga burimet e tensionit referent. Megjithatë, kapacitetet e mëdha të Zener diodave dhe vlerat e vogla të rrymave të tyre maksimalisht të lejuara e kufizojnë zbatimin më të gjerë të kufizuesit të tillë dypalësh. Në fund të përmendim se qarku nga fig. 5-39 a) do të sillet në mënyrë të njëjtë edhe pse diodat lidhen me katodat, kurse jo me anodat, sipas fig. 5-39 b).

5.7.4. KUFIZUESI DYANËSH ME PËRFORCUES OPERACIONAL

Konfiguracionet pozitive invertuese dhe joinvertuese të përforcuesve të realizuara me përforcues operacional nga elektronika lineare (analoge), të paraqitura në fig. 5-40 dhe fig. 5-41 mjaft thjeshtë manifestohen në qarqe për kufizim dhe si të tilla gjejnë zbatim të gjerë praktik. Për tensionin dalës te përforcuesit invertues skema parimore është treguar në fig. 5-40 dhe për përforcues joinvertues skema kryesore e të cilit është dhënë në fig. 5-41, mund të shkruhet një pas një:

$$\frac{U_0}{U_i} = A_u = -\frac{R_F}{R} \tag{5-23}$$

$$\frac{U_0}{U_i} = A_u = 1 + \frac{R_F}{R} \tag{5-24}$$

Nga këto relacione konkludohet se me zgjedhje përkatëse të vlerës së rezistorit në lidhjen kthyesë negative në raport me rezistorët hyrës, lehtë fitohet qarku invers, respektivisht qarku jo invers për kufizim. Nevojitet vetëm të fshihet përshtatja ashtu që përforcimi i tensionit do të fitojë vlerë të vetme, me çka do të arrihet ndërmjet tensionit dalës dhe atij hyrës.

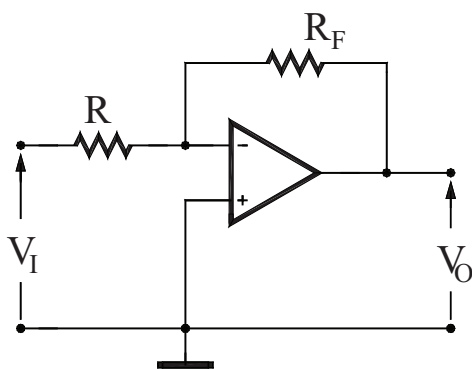


Fig. 5-40. Invertuesi kufizues

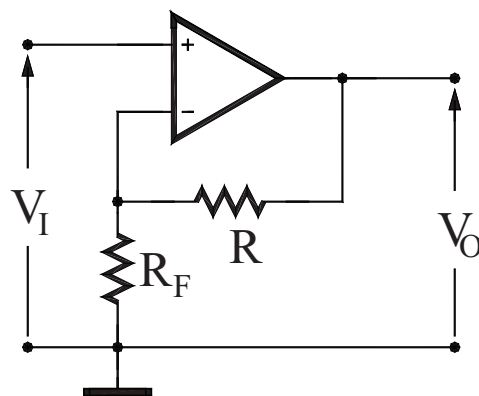


Fig. 5-41. Invertuesi jokufizues

Qarqe për limitim me konfiguracione të përforcuesve kryesorë me përforcues operacional.

Kështu, për shembull, nëse në barazimin për përforcimin e tensionit të përforcuesit invertues (5-23) zgjedhim $R_f = R$ rrjedh se $A_v = -1$ sepse

$$\frac{U_0}{U_i} = A_u = -\frac{R}{R} = -1, \text{ d.m.th. } U_0 = -U_i \quad (5-25)$$

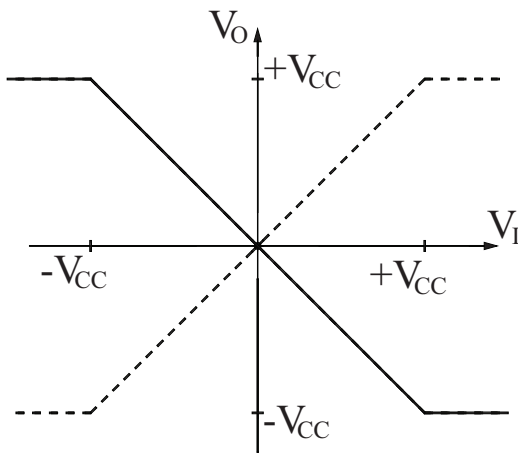


Fig. 5-42. Karakteristika e transmetimit të kufizuesit me OPZ

Kjo do të thotë se tensioni dalës do ta përcjellë pjerrësinë hyrëse me atë njëfish negative derisa nuk arrihen nivelet e mbushjes që njëkohësisht janë edhe kufizuese. Ndërkaq, tensioni dalës është i barabartë dhe invertuar në raport me atë dalës: sa hyrja rritet, aq edhe dalja do të bjerë, dhe e kundërta, sipas karakteristikës transmetuese të qarkut që është treguar në fig. 5-42 me vijë të plotë. Është e qartë se ndryshimet e amplitudave hyrëse që janë më të vogla nga mbushjet tërësisht do të barten në dalje, por të invertuara.

Tensionet nivelet e të cilave janë më të mëdha se sa mbushjet e përforcuesit operacional do të limitohen në $\pm V_{CC}$.

Ngjashëm me këtë, nëse te përforcuesi joinvertues në barazimin për përforcuesin e tensionit (5-24) zgjedhim një nga tri varianteve vijuese:

- $R \rightarrow \infty$, d.m.th. qarku i ndërprerë sipas fig. 5-43 a),
- $R_f = 0$, d.m.th. lidhja e shkurtë, si në fig. 5-43 b), ose
- njëkohësisht vlen $R_f = 0$ dhe $R \rightarrow \infty$, fig. 5-43 c), që shpesh edhe zbatohet, rrjedh se do të fitojmë $A_v = +1$ sepse:

$$\frac{U_0}{U_i} = A_u = 1 + 0 = 1, \text{ d.m.th. } U_0 = +U_i \quad (5-26)$$

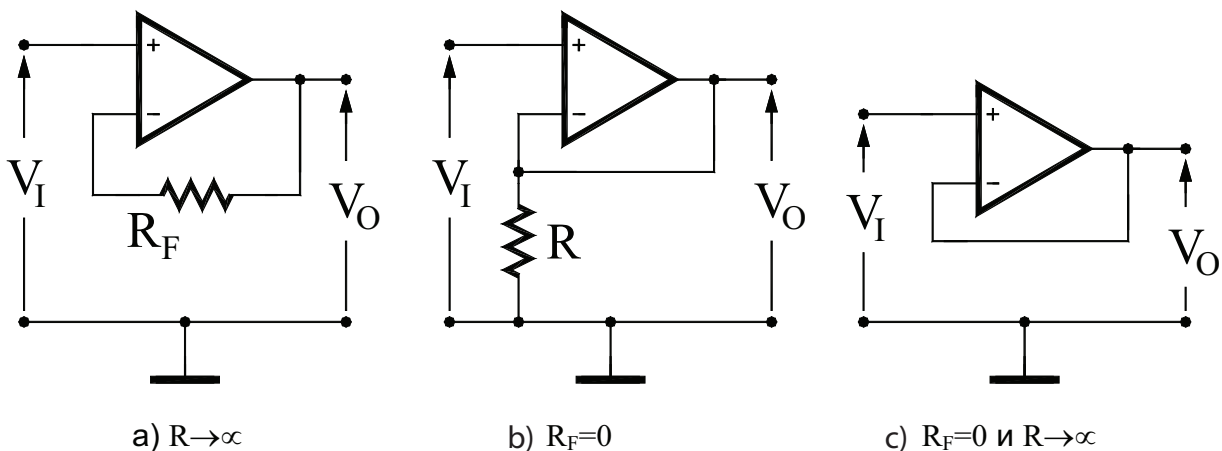


Fig. 5-43. Konfiguracionet kufizuese me përforcues joinvertues operacional

Potenciali në dalje do ta përcjellë nxitjen hyrëse njësoj si më parë me njësi pjerrtësie e cila tash do të jetë pozitive derisa nuk arrihen nivelet e mbushjes të cilat dhe në këtë rast janë faktori kufizues. Me këtë rast, tensioni dalës tërësisht e përcjell atë hyrës: nëse potenciali hyrës rritet, edhe ai hyrës do të rritet gjithashtu, e nëse ai hyrës bie, edhe ai dalës do të bjerë. Karakteristika transmetuese e limiterit joinvertues është treguar në fig. 5-42 me vijë të plotë. Edhe në këtë rast tensionet dalëse janë të kufizuara në përforcuesin më të mbushur operacional, d.m.th. në nivel $\pm V_{CC}$.

Nëse ka nevojë të kufizimit të niveleve më të vogla ose të kufizimit josimetrik, në daljen e përforcuesve operacional mund të kyçen të dy Zener diodat nga kufizuesi dyanësor i kufizues treguar në fig. 5-39 a) b) me Zener tensione të barabarta $V_{Z1} = V_{Z2} = V_Z$. Tash tensioni dalës sërish do të jetë simetrisht i kufizuar por të $\pm V_Z$, kurse jo të $\pm V_{CC}$.

5.8. KOMPATORËT

Nevoja e zbatimit të tensioneve paraqitet shumë shpesh në praktikë. Kjo posaçërisht është shprehur në sistemet për konversion analog-digjital dhe në qarqet për formësim jolinear të sinjaleve, më saktë për fitimin e impulseve periodike drejtkëndore nga tensionet me formë të thjeshtë periodike.

Komparatori është qark elektronik me veti të tillë që të mund të krahasojë dy nivele të tensionit. Detyra e tij kryesore është që sa më përpiktë ta detektojë momentin e barazimit të të dy tensioneve. Tensionet të cilat komparojnë sillen në të dy hyrjet e qarkut komparativ të treguar në fig. 5-44 a) b). Në njërën nga hyrjet kuçet burimi referent V_R , kurse në hyrjen tjetër sillen tensioni i dytë $v_I(t)$ i cili ka formë dhe amplitudë të dukshme dhe krahasohet me atë referent.

Momenti i barazimit sinjalizohet nëpërmjet ndryshimit kërcyes të tensionit dalës. Ky mund të jetë ndryshim i përnjëhershëm i nivelit dalës të tensionit $v_O(t)$ prej të ultës në të lartën ose e kundërta, siç është treguar në fig. 5-45 a) b). Dallimi qenësor midis komparatorit dhe qarkut për formësim është në atë se komparatorit sa është e mundur duhet ta regjistrojë sa më saktë vetëm momentin e komparimit d.m.th. kalimi i nivelit referent nga ana e sinjalit hyrës. Riprodukimi i një pjese të formës së sinjalit hyrës nga dalja, siç ishte rasti të limituesit, këtu aspak nuk është i rëndësishëm.

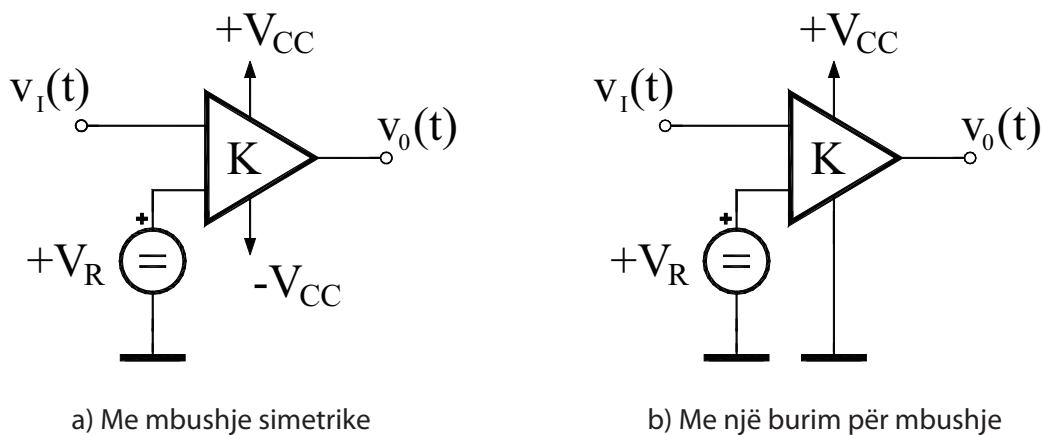


Fig. 5-44. Qarqet komparatore

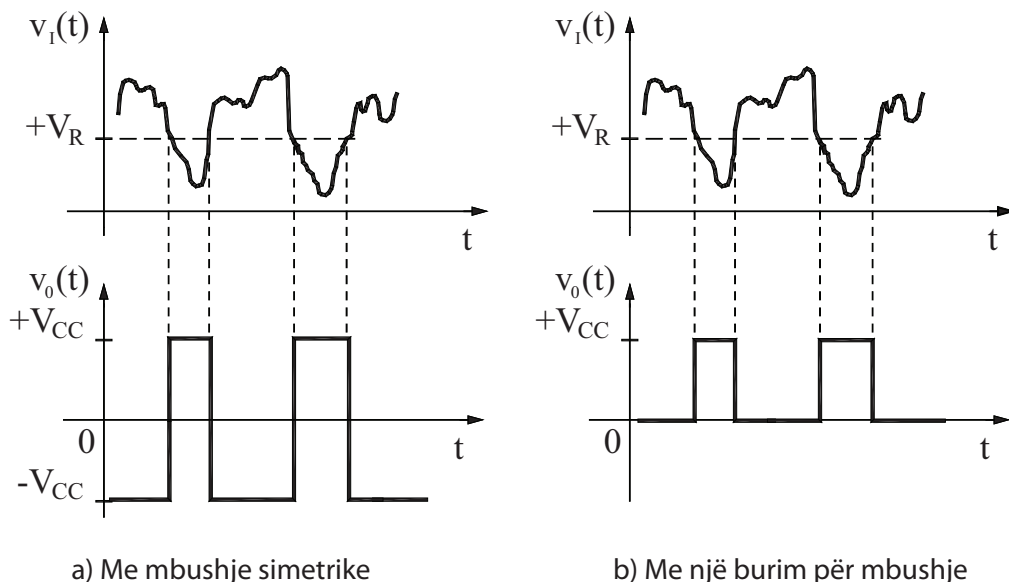


Fig. 5-45. Diagrami kohor i tensionit hyrës dhe dalës te komparatorët

Analiza e qarqeve komparative përfshin përcaktimin e karakteristikave të tyre transferuese $V_0 = V_0(V_1)$, që duhet të karakterizohet me çka është e mundur me kalim më të pjerrët nga një nivel kah niveli tjetër dalës, kurse në rastin ideal kalimi duhet të jetë kërcyes. Në këtë kontekst definohet edhe ndjeshmëria e komparatorit. Nën *ndjeshmëri* nënkuptohet ndryshimi më i vogël i tensionit hyrës në rrethinën e tensionit referent V_{Rr} që ai nuk mund ta regjistrojë. *Tensioni i ndjeshmërisë* shënohet me $\frac{+}{-} \Delta V$. Te komparatorët definohet edhe *tensioni i rezolucionit* të komparatorit, i cili quhet edhe *tensioni i kalimit*. Vlera e tij është $2\Delta V$ dhe ky tension e tregon këtë ndryshim të tensionit hyrës që shkakton ndryshim të tërësishëm të gjendjes së komparatorit. Marrë në mënyrë ideale ai është momenti i ndryshimit kërcyes në dalje. Sa më i ndjeshëm është qarku, aq janë më të vogla vlerat e tensionit të ndjeshmërisë, e me këtë edhe të tensionit të *rezolucionit*, e nëse është më e madhe saktësia e tij gjatë punës. Te komparatorët idealë, të cilët do t'i shqyrtojmë në vazhdim, tensioni i ndjeshmërisë dhe tensioni i kalimit është zero.

Shpesh komparatorët bëhen me zbatim të përforsuesve operacionalë, sepse bëhet fjalë për qark të integruar me dimensione të vogla, çmim të ulët të kostos dhe punë të sigurt. Këto janë përparësitë për shkak të të cilave kjo komponentë shumë shpesh zbatohet gjatë realizimit praktik të qarqeve impulsive. Në qarqet komparative përforsuesi operacional (PO) punon në regjim jolinear kur në varësi të tensionit diferencial që është i pranishëm midis hyrjes së tij invertuese dhe joinvertuese në dalje nga përforsuesi operacional mund të fitohet nivel i lartë ose i ulët i barabartë me vlerën e mbushjes së tij. Para se të fillojmë me analizën, për shkak të thjeshtëmit, do të vlerësojmë se do të punojmë me përforsues operacional ideal me këto parametra: përforsim pafundësisht të madh kryesor (diferencial) të tensionit ($A_0 \rightarrow \infty$, $A_d \rightarrow \infty$), rezistencë pafundësisht të lartë dalje ($R_i \rightarrow \infty$) dhe rezistencë pafundësisht të vogël të rezistencës ($R_0 \rightarrow \infty$). Për shkak se $R_i \rightarrow \infty$ përforsuesi operacional në hyrjen e tij sillet si qark i ndërprerë, d.m.th. në lidhësit e tij hyrës rrjedh rrymë, $I_D = 0$ (as te invertuesi, as te joinvertuesi hyrës nuk hyn dhe nuk del rrymë).

Në kushte kur në PO nuk është zbatuar lidhja kthyesë, ose është zbatuar reaksioni pozitiv me çka një pjesë e sinjalit dalës kthehet në hyrjen joinvertuese, përforcim pafundësisht i madh i saj primar nuk është i kufizuar ($A_{D0} \rightarrow \infty$). Mu për shkak të këtij fakti, nëse potenciali i hyrjes joinvertuese bëhet madje më i madh se potenciali i hyrjes joinvertuese, në dalje nga PO do të paraqitet niveli i lartë, më saktë niveli i mbushjes së tij ($+V_{CC}$). Nëse nga ana tjetër potenciali i hyrjes joinvertuese madje është më i madh se potenciali i hyrjes joinvertuese, në dalje do të paraqitet niveli i ulët i tensionit. Niveli i ulët mund të jetë vlera e mbushjes negative ($-V_{CC}$) kur PO paraqitet simetrikisht nga të dy burimet e mbushjes (pozitiv, $+V_{CC}$ dhe negativ, $-V_{CC}$), ose $0V$, d.m.th. niveli i tokës (masës) nëse është lidhur ndërmjet burimit pozitiv të tensionit ($+V_{CC}$) dhe masës. Sipas kësaj, përforcuesi operacional mund të merret me skema ekuivalente të dhënë në fig. 5-46 a) dhe karakteristika të transmetimit në fig. 5-46 b). Duke e parë karakteristikën e idealizuar të transmetimit $V_o = V_o(U_D)$ në PO të treguar në 5-46 b) për të cilën është karakteristike ndryshimi kërcyes të tensionit dalës madje edhe për ndryshime më të vogla të hyrjes diferenciale $U_D = V_+ - V_-$ në rrethinën e zeros, mund të konstatohet se përforcuesi operacional mund të përdoret si komparator, në rast të drejtpërdrejtë me zëvendësim të bllokut për komparim (K) nga fig. 5-44 me përforcues operacional.

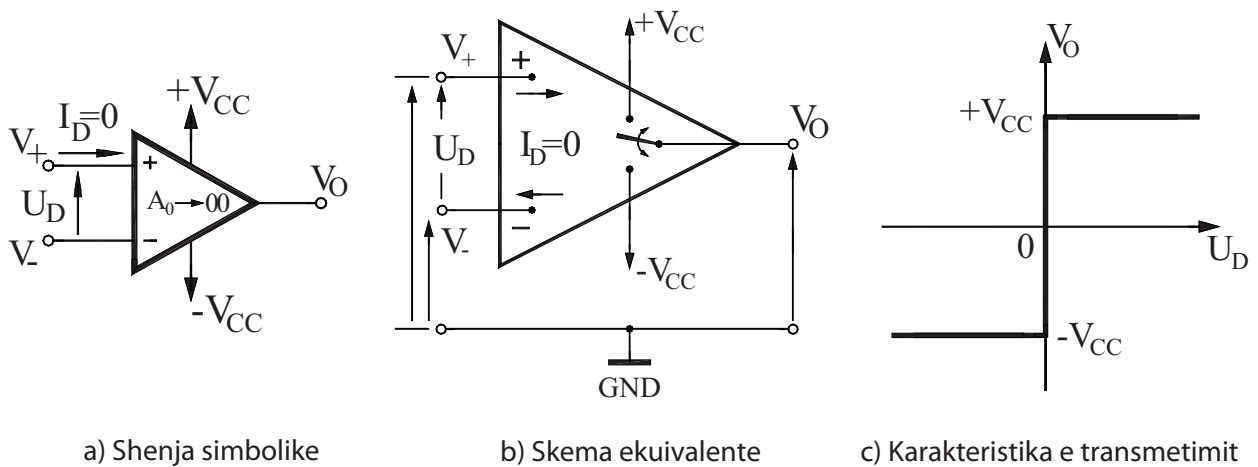


Fig. 5-46. Përforcuesi operacional

5.8.1. QARKU I INVENTUAR KOMPARATIV

Një nga mënyrat në të cilën mund të realizohet qarku invertor me përforcues operacional është ilustruar me skemën kryesore të treguar në fig. 5-47 a). Nga figura shihet se tensioni hyrës i cili do të zbatohet, bartet te hyrja invertuese, kurse ai referent te hyrja joinvertuese. Karakteristika transmetuese $V_o = V_o(V_i)$ të komparatorit invertues është dhënë në fig. 5-47 b). Gjatë vizatimit të tij janë shqyrtuar tri vlera të ndryshme për nivelin e burimit referent: negativ ($V_R < 0$), zero ($V_R = 0$) dhe pozitiv ($V_R > 0$).

Fitimi i karakteristikave transmetuese nga fig. 5-47 b) mund të shpjegohet në mënyrë të thjeshtë. Në të vërtetë, ngase përforcuesi operacional ka përforcim shumë të madh të tensionit $A_o \rightarrow \infty$, për cilindo qoftë tensioni niveli i të cilit madje është pak i ndryshëm nga ai referent V_{Rv} ai do të punojë në regjim jolinear. Dalja e tij V_o do të shkojë në fushën e ngopjes, me çka me kërcim do të pranojë vlera të barabarta me tensionet e mbushjes. Gjatë kësaj, nëse

tensioni i ndryshueshëm hyrës është pak më i madh nga ai referent, sepse potenciali i hyrjes joinvertuese është më i madh se ai joinvertues, në dalje fitohet tensioni negativ i mbushjes $-V_{CC}$. Nëse niveli hyrës i tensionit është madje pak më i vogël nga ai referent, atëherë potenciali i hyrjes joinvertuese është më i vogël se ai joinvertues, prandaj në dalje fitohet vlera e mbushjes pozitive $+V_{CC}$.

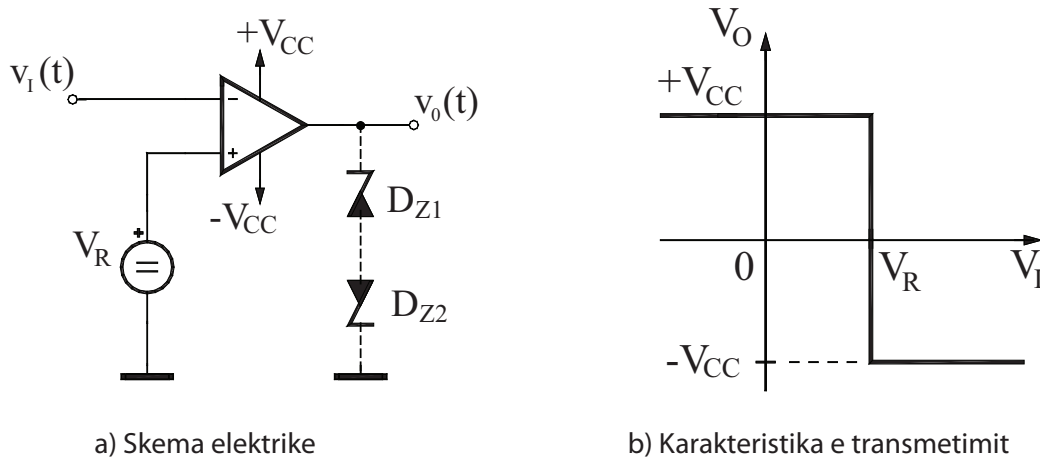


Fig. 5-47. Qarku invertor komparativ me përforsues operacional

Konkludimi për sjelljen e komparatorit nga fig. 5-47 a) imponohet nga karakteristika e tij e transmetimit të treguar në fig. 5-47 b). Për tensione dalje V_I më të mëdha se V_R ($V_I > V_R$), dalja është $V_O = -V_{CC}$, kurse për tensione dalje më të vogla se V_R ($V_I < V_R$) niveli zvogëlohet mjaft dhe fiton vlerën $V_O = +V_{CC}$.

5.8.2. JOQARKU I INVENTUAR KOMPATIV

Mënyra e dytë e realizimit të komparatorit është paraqitur me skemë negative primore elektrike të treguar në fig. 5-48 a). Nga skema shihet se në raport me qarkun e nevojshëm nxitja është e kundërt, sepse tensioni hyrës transferohet në hyrjen joinvertuese. Në këtë rast, karakteristika transmetuese $V_O = V_O(V_I)$ e komparatorit do të ketë formën e treguar në fig. 5-48 b) me çka edhe tash janë supozuar tri vlera të ndryshme të tensionit referent: negative ($V_R < 0$), $V_R = 0$ dhe pozitive ($V_R > 0$).

Duke e krahasuar karakteristikën e dhënë të transmetimit të komparatorit joinvertues fig. 5-47 b) me atë të invertuesit nga fig. 5-48 b), menjëherë mund të konkludohet se sjellja e komparatorit joinvertues është e kundërt. Tensioni i ndryshueshëm hyrës tash transferohet në hyrjen joinvertuese, kurse tensioni referent është kyçur te invertuesi. Për cilëndo dalje të tensionit hyrës që është madje pak më e madhe nga ajo referente V_R , dalja nga përforsuesi operacional V_O momentalisht do të shkojë në ngopje dhe do ta pranohë vlerën e mbushjes pozitive $+V_{CC}$. Megjithatë, nëse tensioni hyrës madje është pak më i vogël nga ai referent V_R , atëherë në dalje nga komparatori me kërcim do të fitohet tensioni negativ i mbushjes $-V_{CC}$.

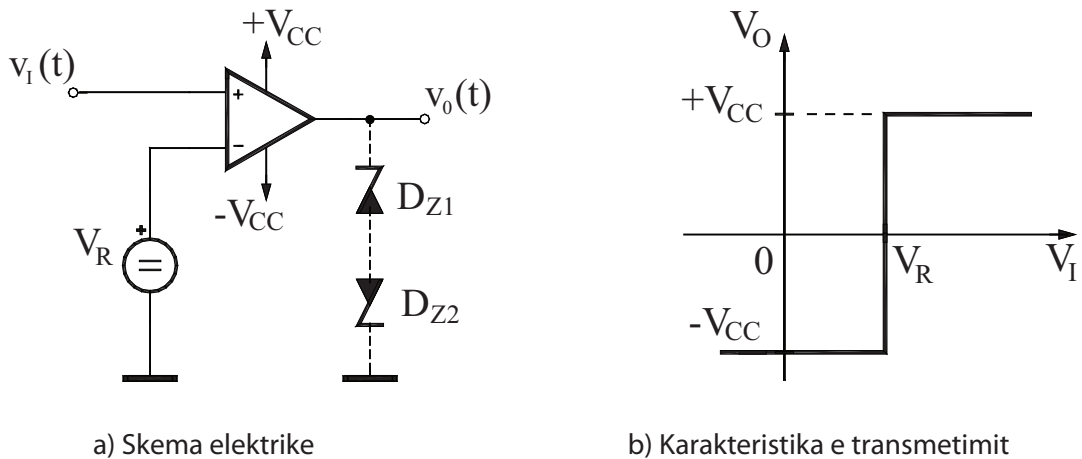


Fig. 5-48. Qarku joinvertor komparativ me përforcues operacional

Nga karakteristika transmetuese e qarkut joinvertor komparativ të treguar në fig. 5-48 b), mund të konkludohet se për tensione dalëse V_I më të mëdha se V_R dalja është $V_O = +V_{CC}$, kurse për tensione dalëse V_I më të vogla se V_R , niveli i daljes ndryshohet mjaft në $V_O = -V_{CC}$.

Për shkak të shpjegimit të parimit të punës së qarqeve të shqyrtuara më parë të komparatorëve nga fig. 5-47 dhe fig. 5-48, fig. 5-49 dhe fig. 5-50 është dhënë një shembull. Bëhet fjalë për të njëjtin sinjal të ndryshueshëm hyrës $v_i(t)$ i cili transferohet në hyrje të çdo komparatorëve e dytë. Në fig. 5-49 b) është paraqitur nxitja $v_o(t)$ të komparatorit invertues, kurse në fig. 5-50 b) është treguar forma dalëse valore $v_o(t)$ të komparatorit joinvertues. Për të dy komparatorët është supozuar se janë detektorë të zeros, d.m.th. komparatorë me nivel referent zero (referent të pragut të tensionit $V_R = 0$).

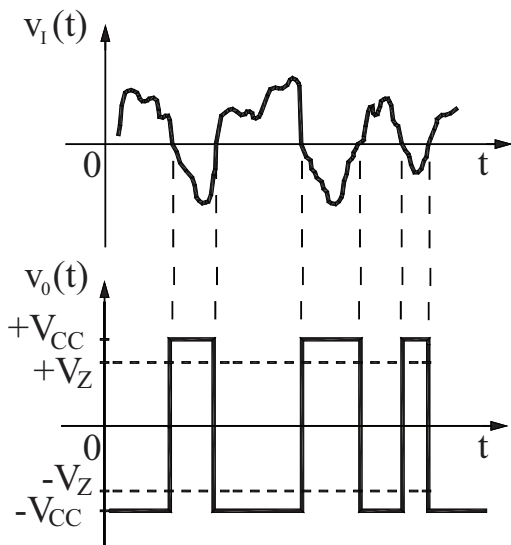


Fig. 5-49. Komparatori invertues

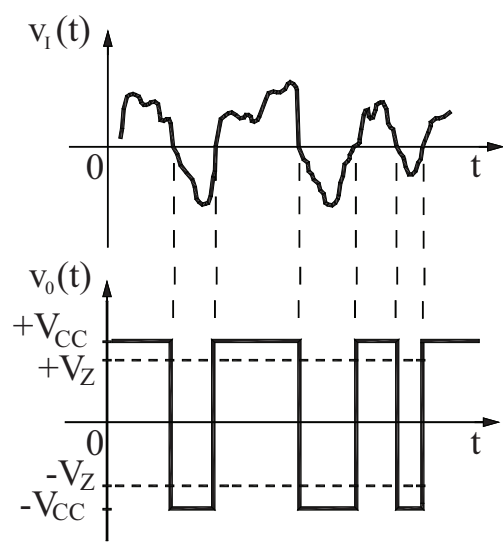


Fig. 5-50. Komparatori joinvertues

Shembuj të sinjalit dalës dhe hyrës të tensionit të komparatorët – detektorë në zero

Në praktikë, shpesh herë në dalje nga komparatorët kyçet lidhja serike e dy Zener diodeve identike D_{Z1} , D_{Z2} me tensione referente $U_{Z1} = U_{Z2} = U_Z$, siç është bërë në fig. 5-47 a) dhe fig. 5-48 a) me vijë të ndërprerë. Kjo bëhet për shkak të kufizimit të nivelit dalës të tensionit U_0 në vlerë $+/-U_Z$, e cila është më e vogël nga mbushja $+/-V_{CC}$ ($|U_Z| < |V_{CC}|$). Nëse ky kombinim merret parasysh gjatë vizatimit në fig. 5-49 dhe fig. 5-50, atëherë do të bëhet ndryshimi më i madh të formave dalëse të valëve siç është treguar me vijë të ndërprerë.

Në fund të përfundojmë edhe atë se të dy lloje të prezantuara të komparatorëve janë raste ideale për ç'arsye tensioni i tyre i ndryshueshmërisë dhe tensioni i rezolucionit janë të barabarta me zero.

5.8.3. KOMPARATORI I SHMITIT

Për qarqet komparatorë të cilat më parë i analizuar supozojmë se kanë karakteristika identike. Megjithatë qarqet tilla komparatorë të realizuara me përforcues realë operacionale do të kishin mangësi. Në të vërtetë, nëse tensioni ngadalë ndryshohet, shpejtësia e ndryshimit të tensionit dalës do të jetë gjithashtu më e ngadalshme. Kjo del nga ajo se përforcuesi real operacionale ka fuqizim mjaft të madh $A_0 \gg 1$, për dallim nga ai ideal për të cilin vlerë $A_0 \rightarrow \infty$.

Mangësia e tillë mund të mënjanohet nëse të komparatorit i thjeshtë realizohet lidhja e sërishme pozitive. Në të vërtetë, me reaksionin e realizuar pozitiv fitohet qarku ndërprerës regjenerues, prandaj koha e nevojshme që të kryhet ndryshimi i një niveli dalës në tjetrin është shumë i shkurtër dhe praktikisht i pavarur nga pjerrtësia e sinjalit hyrës. Me këtë fitohet reagimi më i mirë dhe tension më i ngadalshëm i ndryshueshmërisë hyrës, që nuk është rast të komparatorit i thjeshtë.

Karakteristika transferuese $V_0 = V_0(V_I)$ e komparatorit me reaksion pozitiv i cili quhet edhe ndërprerës i Shmitit ose trigeri i Shmitit, është treguar në fig. 5-51. Në fig. 5-51 a) është paraqitur konfiguracioni invertues, kurse në fig. 5-51 b) joinvertues. Shenjat e tyre simbolike janë treguar në fig. 5-51 c) dhe d), të njëpasnjëshme. Nga fig. 5-51 shihet se karakteristikat transferuese detale të komparatorit të Shmitit dallohen nga ato të zakonshme, sipas asaj se tash paraqitet forma histerike. Në lidhje me këtë, nga fig. 5-51 shihet se Qarku ndërprerës i Shmitit ka dy nivele referente të hedhjes, respektivisht pragje ndërprerësisë V_{T1} ose V_{THIGH} dhe V_{T2} ose V_{TLOW} .

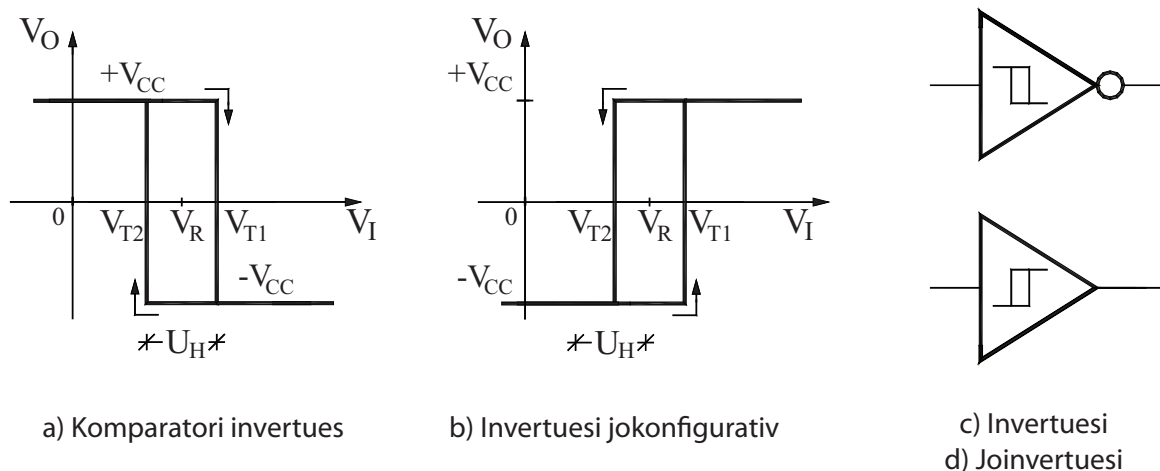


Fig. 5-51. Karakteristikat transferuese dhe shenjat simbolike të qarkut të Shmitit

Siç mund të shihet nga fig. 5-51 a) karakteristika histerike e transmetimit të qarkut invertues mund të përshkruhet në këtë mënyrë të qarkut invertues:

- dalja V_0 me kërcim ndryshohet prej $+V_{CC}$ në $-V_{CC}$ gjatë kalimit të qarkut hyrës të tensionit njëjtë me pragun e sipërmin (të parin) të ndërprerësit (kërcyesit) V_{T1} , kur sinjali hyrës rritet, kurse
- ndryshimi me kërcim në dalje V_0 prej $-V_{CC}$ në $+V_{CC}$ do të ndodhë gjatë kalimit të pragut të poshtëm (të dytë) të ndërprerësit (kërcyesit) V_{T2} , nëse niveli i tensionit hyrës V_1 bie.

Tensioni i U_H në mënyrë histerioze definohet si ndryshim midis dy pragjeve të ndërprerësve V_{T1} dhe V_{T2} :

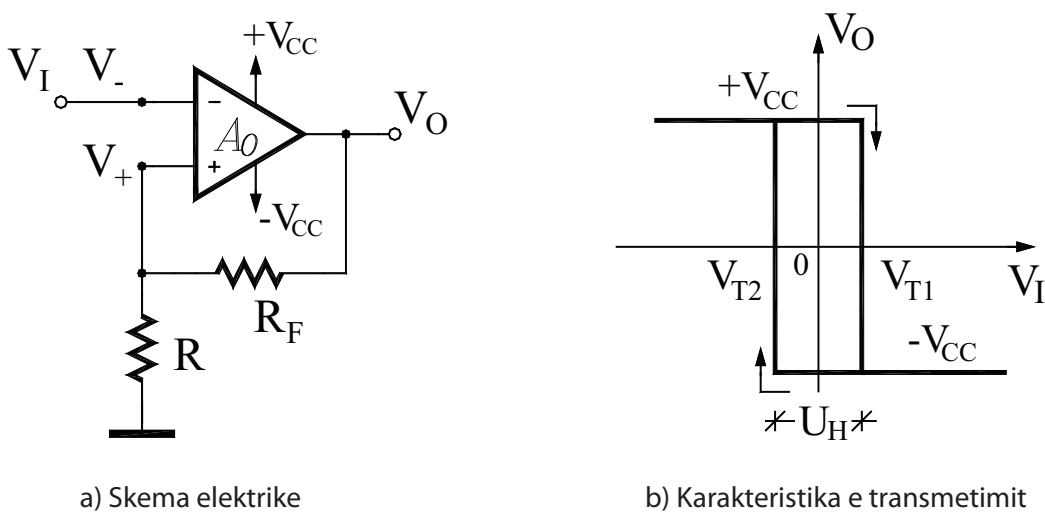
$$U_H = V_{T2} - V_{T1} \tag{5-27}$$

Duke e krahasuar karakteristikën transmetuese të komparatorit joinvertues të Shmitit nga fig. 5-51 b) me atë të invertuesit të treguar në fig. 5-51 a), imponohet konkluzioni se sjellja e tyre do të jetë e kundërt.

5.8.3.1. KOMPparatorI I SHMITIT ME PËRFORCUES OPERACIONAL

Në vazhdim do të analizojmë dy komparatorë të Shmitit të realizuar me përforcues ideal operacional.

Komparatori invertues i Shmitit: Skema elektrike e qarkut është treguar në fig. 5-52 a). Bëhet fjalë për një provë me përforcues operacional te e cila reaksioni pozitiv bëhet nëpërmjet rezistorit R_F . Nëpërmjet këtij rezistori mund të definohet niveli referent i komparacionit në hyrjen joinvertuese, kurse me atë praktikisht edhe të dy pragjet transferuese, është potenciali i hyrjes joinvertuese $v_i(t) = v_-(t)$, kurse tensioni dalës $v_0(t)$ merret nga dalja e përforcuesit operacional.



a) Skema elektrike

b) Karakteristika e transmetimit

Fig. 5-52. Komparatori i Shmitit në konfiguracionin invertues

Gjatë analizës, gjithashtu edhe në shembujt e mëparshëm, do të marrim se përforcuesi i përdorur operacional është identik. Që t'i njehsojmë vlerat e pragjeve transferuese duhet ta caktojmë potencialin e hyrjes joinvertuese V_+ , sepse ky nivel do të vendosë se kur do të bëhet ndryshimi i tensionit dalës.

Për atë qëllim, së pari të njehsojmë se tensioni hyrës prej nivelit negativ në atë pozitiv. Për shumë tensione negative hyrëse rreth $-V_{CC}$, të cilat sillen te hyrja invertuese, sigurisht do të jetë plotësuar kushti potencial i hyrjes joinvertuese që të është më i madh se invertuesi, për ç'arsye në dalje fitohet nivel i lartë $+V_{CC}$. Duke ditur se ne në kyçësit hyrës nuk rrjedh rrymë, mund t'i zbatojmë barazimet për ndarësin e tensionit. Në të vërtetë, potenciali V_+ varet nga tensioni dalës V_0 nëpërmjet ndarësit të tensionit i formuar nga rezistorët R dhe R_F . Potenciali V_+ në të vërtetë është barazi me tensionin e rezistorit R :

$$V_+ = \frac{R}{R + R_F} V_0 = \frac{R}{R + R_F} V_{CC} = \beta \cdot V_{CC} = V_{T1} \text{ ose } (V_{\text{THIGH}}), \quad (5-28)$$

$$\text{ku} \quad \beta = \frac{R}{R + R_F}.$$

Nga vlera e fituar është e qartë se rritja e hyrjes V_i , ndryshimi në dalje prej $+V_{CC}$ në $-V_{CC}$, do të ndodhë atëherë kur do të arrihet niveli referent në hyrjen joinvertuese i cili është $V_+ = \beta V_{CC}$, që faktikisht e paraqet nivelin e pragut të parë të ndërprerësit V_{T1} . Shpjegimi në mënyrë figurative është paraqitur me karakteristika transmetuese të qarkut të paraqitur në fig. 5-52 b).

Gjatë përcaktimi të pjesës së dytë të karakteristikës transmetuese do të njehsojmë se tensioni hyrës V_i , e me atë edhe potenciali i hyrjes joinvertuese, bie. Kur tensioni hyrës V_i bie prej $+V_{CC}$ deri $-V_{CC}$, ai rezistor është shumë pozitiv (rreth $+V_{CC}$), ashtu që potenciali i hyrjes joinvertuese është më i lartë se potenciali joinvertues, prandaj në dalje të përforcuesit operacional do të paraqitet $-V_{CC}$, kurse potenciali i hyrjes joinvertuese do të jetë:

$$V_+ = \frac{R}{R + R_F} V_0 = \frac{R}{R + R_F} (-V_{CC}) = -\beta \cdot V_{CC} = V_{T2} \text{ ose } (V_{\text{TLOW}}). \quad (5-29)$$

Kjo tregon se ndryshimi i gjendjes në dalje V_0 do të bëhet atëherë kur hyrja V_i do të bjerë në nivelin e dytë referent, d.m.th. në pragun e dytë referent V_{T2} , në hyrjen joinvertuese ky tash ka vlerën $V_+ = -\beta V_{CC}$.

Kur janë të njohura pragjet ndërprerëse mund të caktohet tensioni i histerisë U_H sipas barazimit (5-27). Me zëvendësimin e vlerave të pragjeve të caktuara prej më parë në barazimin për U_H fitohet:

$$U_H = \beta V_{CC} - (-\beta V_{CC}) = 2\beta V_{CC} = \beta \cdot 2V_{CC} = \beta \cdot \Delta V_0, \quad (5-30)$$

ku ΔV_0 e shënon ndryshimin e tensionit dalës prej $+V_{CC}$ në $-V_{CC}$, ose e kundërta.

Te qarku nga fig. 5-52 a) në mënyrë serike edhe rezistorit R kah masa të kyçet burimi referent V_{REF} me çka e tërë karakteristika e transmetimit nga fig. 5-52 b) do të zhvendoset në boshtin e apcisë në të djathtë ose në të majtë, varësisht nga ajo burimi referent a është pozitiv ose negativ.

Jokomparatori invertues i Shmitit: Në praktikë për realizim të ndërprerës joinvertues të Shmitit zbatohen zgjidhja me përforcues operacional, siç është për shembull skema parimore e dhënë në fig. 5-53.

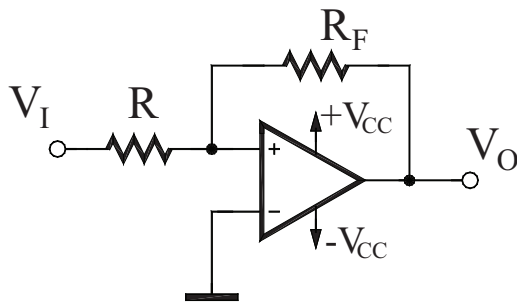


Fig. 5-53. Trigeri joinvertues i Shmitit

Nivelet e pragjeve ndërprerëse referente caktohen nga kushti kufizues, kurse ky është momenti tensionet invertuese dhe hyrja joinvertuese midis tyre do të barazohen: $V_+ = V_-$. Nëse hyrja invertues është tokëzuar, kurse me atë vlen $V_- = 0$, nisët nga kushti $V_+ = 0$.

Nga figura shihet se potenciali i hyrjes joinvertuese varet edhe nga tensioni hyrës edhe nga tensioni dalës dhe prandaj mund të zbatohet parimi i superpozicionit prej ku fitohet se

$$V_+ = 0 = \frac{R_F}{R + R_F} V_I + \frac{R}{R + R_F} V_O, \tag{5-31}$$

që do të jetë plotësuar nëse

$$V_I = -\frac{R}{R_F} V_O. \tag{5-32}$$

Nga barazimi i fundit konkludohet se kur nxitje hyrëse rritet, pragu i parë i ndërprerësit do të jetë $V_{T1} = -\frac{R}{R_F} V_{CC}$, kurse kur sinjali hyrës i tensioni bie, reagimi i komparatorit do të ndodhë në prapun e dytë komparativ, e ky është niveli $V_{T2} = -\frac{R}{R_F} V_{CC}$.

Në fig. 5-54 a) dhe b) është treguar shembulli i një sinjali hyrës $v_I(t)$, si dhe zbatimi i tij $v_O(t)$ për trigerin e Shmitit nga fig. 5-52 dhe fig. 5-53.

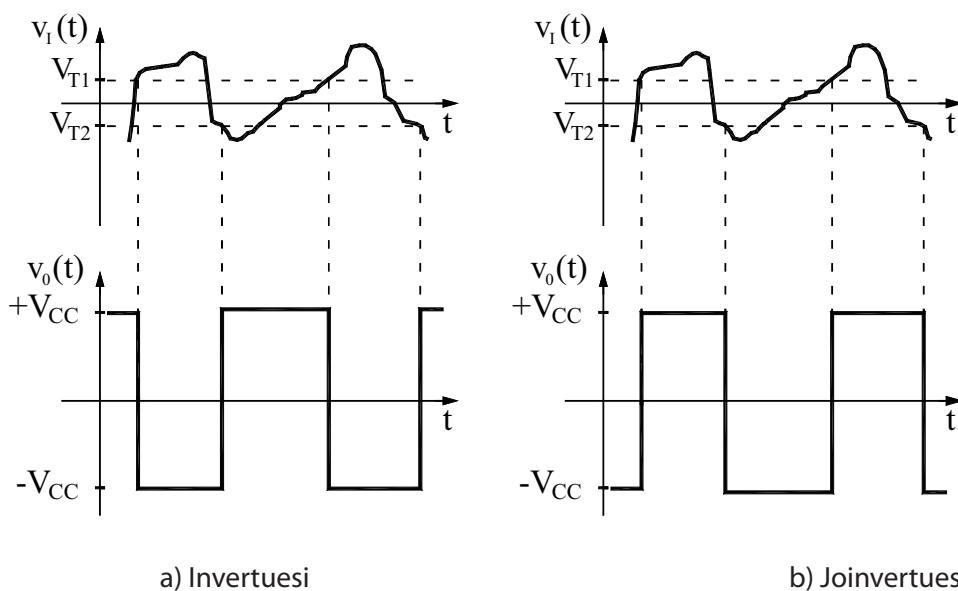


Fig. 5-54 a) b) Format valore të hyrjes dhe daljes te komparatori i Shmitit

5.8.3.2. KOMPARATORI DIFERENCIAL

Në teknikën diskrete, komparatori me karakteristika hysterike të transmetimit mund të realizohet me dy transistorë të shoqëruar emiterë NPN sipas skemës parimore elektrike të dhënë në fig. 5-55 a). Bëhet fjalë për një modifikim të qarkut të përforcuesit diferencial t elektronikës analoge që ka nivel fiks V_R në bazën e transistorit të dytë. Komparatori diferencial, për dallim nga ai i mëparshëm i Shmitit ndërprerës ka karakteristikë joinvertuese të transmetimit që fitohet nga analogjia e cila është dhënë në vazhdim.

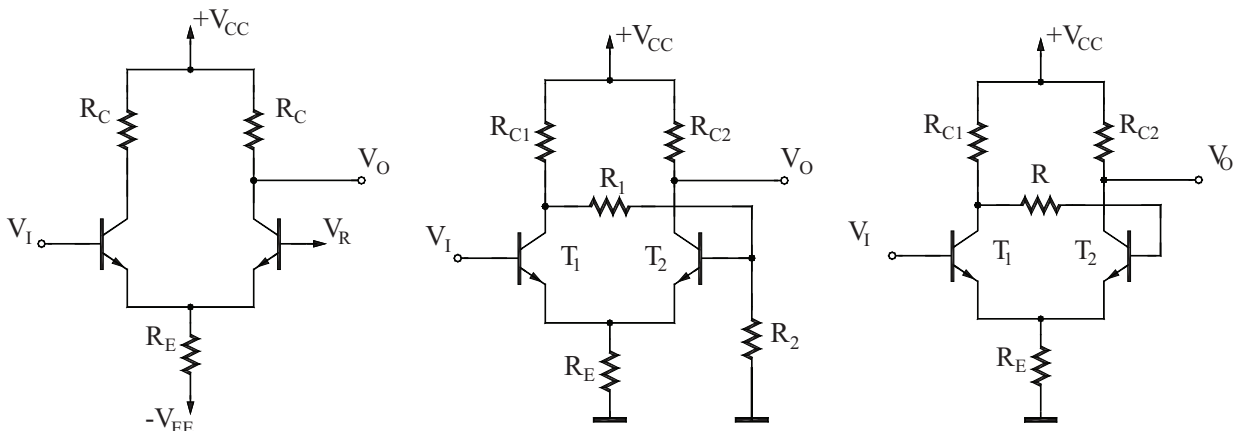


Fig. 5-55 a) b) c) Paraqitje të ndryshme të komparatorit diferencial

Në qoftë se supozojmë se tensioni në hyrje rritet prej nivelit negativ kah ai pozitiv transistori hyrës T_1 është frenuar, kurse T_2 përçon për ç'arsye tensioni në dalje është i ulët. Potenciali i emiterit është caktuar nga transistori transmetues T_2 dhe ai e paraqet nivelin e pragut të parë të ndërprerësit V_{T1} .

Në qoftë se supozojmë se tensioni hyrje bie prej nivelit shumë pozitiv, atëherë transistori i parë T_1 është kalimtar, kurse T_2 është bllokuar. Në këtë rast dalja është e lartë dhe sërish potenciali i emiterit është caktuar nga transistori transmetues, por tash ky nivel është determinuar nga T_1 . Kjo vlerë e tregon pragun e dytë transferues V_{T2} që dallohet nga V_{T1} .

5.9. NDËRRIMI I FORMËS SË TRANSISTORIT VALOR NE QARQET TË TRANSISTORIT

Kur përpunohet problematika e formësimit të tensioneve pashmangshëm duhet të analizohet edhe roli i transistorëve si elemente kryesore gjysmëpërçues që funksionojnë në regjimin jolinear dhe ndërprerës të punës. Këtu vendin e vet e zënë edhe transistorët bipolarë prej llojit NPN dhe PNP, si dhe N-kanalit dhe P-kanalit MOSFETe nga transistorët unipolarë. Për dallim nga ata, FET-të nuk shfrytëzohen si elemente ndërprerëse.

Qarqet themelore formësuese të transistorëve në elektronikën impulsive dhe digjitale janë invertorët. Në hyrje të inventarit mund të paraqiten dy nivele të ndryshme: të larta [V_H , V_{HIGH} , $V(1)$] ose të ulëta [V_L , V_{LOW} , $V(0)$]. Niveli i lartë shënohet me V_{HIGH} , V_H ose $V(1)$ dhe zakonisht ai është niveli i mbushjes së qarkut, $+V_{CC}$ ose $+V_{DD}$, kurse niveli i ulët i tensionit shënohet

me V_{LOW}, V_L , ose $V(0)$ edhe atë shpesh është niveli zero (potenciali i tokëzimit të "masës"). Detyra e inventarit është shumë e thjeshtë: nëse në hyrjen e tij shtohet niveli i ulët i tensionit, në hyrjen e tij duhet të paraqitet niveli i lartë, dhe e kundërta: nëse inventari janë impulse me nivel të lartë, në dalje duhet të paraqitet niveli i ulët.

Në fig. 5-56-a),b),c) janë treguar simbolet e cilitdo qark invertor, tabela e tij funksionale dhe karakteristika e idealizuar e transmetimit nga të cilat në mënyrë të thjeshtë shihet parimi i punës së tij.

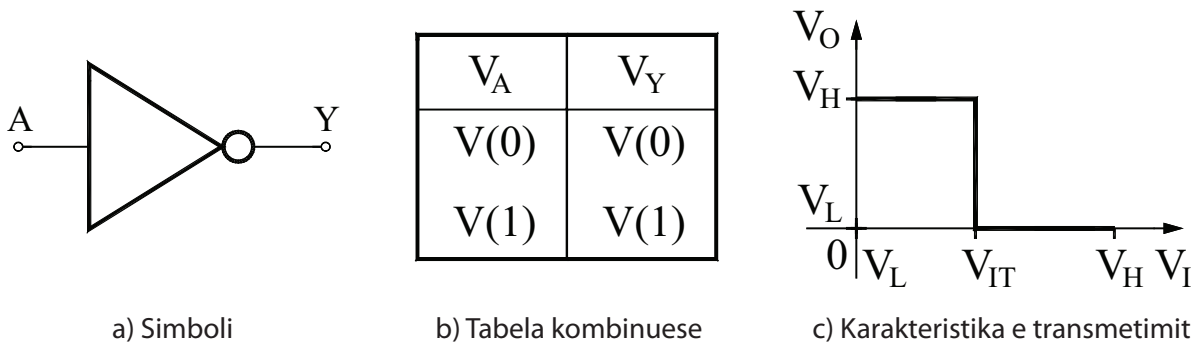
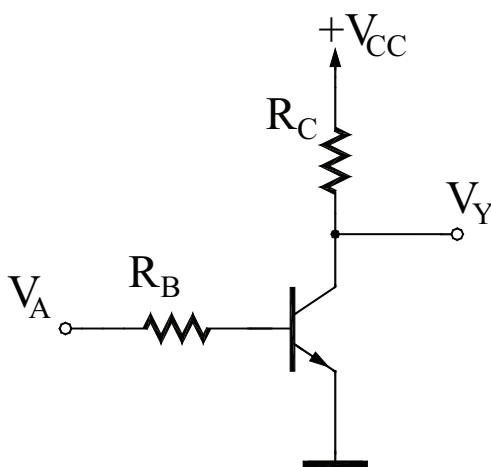


Fig. 5-56. Qarku invertues

Në vazhdim, për shkak të thjeshtimit dhe kuptimit më të lehtë të sjelljes së qarqeve invertuese do të shqyrtojmë raste ideale, ashtu që sjellja e elementeve ndërprerëse do ta analizojmë me modelet e tyre më të thjeshta ekuivalente të cilat vlejné për regjim ndërprerës të punës.

5.9.1. INVERTORI ME TRANSISTOR NPN BIPOLAR

Realizimi i qarkut të thjeshtë invertor me transistor NPN bipolar është treguar në fig. 5-57, nga e cila shihet se transistori është i lidhur me bashkim me emiterin e përbashkët. Tensioni hyrës V_A silltet nëpërmjet rezistorit R_B deri te baza e transistorit, kurse dalja merret nga kolektori, ashtu që $V_Y = U_{CE}$ me çka vlejné këto barazime:



$$V_{CC} = U_{CE} + U_{Rc} \text{ d.m.th.}$$

$$V_Y = V_{CC} - U_{RC} \tag{5-33}$$

Analiza e parimit të punës së inventarit silltet me caktimin e tensionit dalës si funksion i atij hyrës, me çka për atë dalës do të njehsojmë se nuk është i ngarkuar, domethënë se në të është kyçur ndonjë harxhues R_L me rezistencë të madhe të pafund $R_L \rightarrow \infty$.

Mënyrën e funksionimit të invertorit lehtë do ta caktojmë nëse së pari përkujtohem në sjelljen e transistori si ndërprerës.

Fig. 5-57. Invertori me transistor NPN

Dalja $V_Y = U_{CE}$ duhet të jetë në nivel të ulët $V(0)$ atëherë kur në hyrje të inverterit V_A silltet nivel i lartë $V_A V(1) = +V_{CC}$. Në këtë rast transistori duhet të jetë i ngopur, sepse vetëm atëherë tensioni U_{CE} , që është dhe tensioni dalës V_Y , do të jetë në nivel të ulët $V(0)$. Në të vërtetë, U_{CE} atëherë do të ketë vlerë më të lartë e cila silltet $U_{CES} \approx 0.2V \approx 0V$. Ngopja e transistorit mund të realizohet vetëm nëse është plotësuar kushti $h_{FE}I_B > I_{Cmax}$. Kjo do të vlejë atëherë kur raporti ndërmjet rezistorëve R_B, R_C është $h_{FE}R_C > R_B$ dhe at patjetër duhet të jetë i plotësuar që transistori të jetë i ngopur, atëherë kur tensioni hyrës është i lartë $V_A = V(1) = +V_{CC}$. Tensioni i rezistorit të kolektorit R_C, U_{Rc} do të jetë maksimal dhe do të jetë $V_{CC} - U_{CES}$, për ç'arsye nëpër atë rrjedh rrymë maksimale, e cila faktikisht është edhe rrymë e kolektorit I_C edhe e transistorit, sepse harxhuesi $R_L \rightarrow \infty$, prandaj nëpër të nuk rrjedh rrymë ($I_L = 0$).

Në dalje nga inverteri $V_Y = U_{CE}$ duhet të fitohet nivel i lartë $V(1)$ atëherë kur në hyrjen e tij V_A është sjellë nivel i ulët $V(0) = U_{CES}$. Në të vërtetë, tensioni $U_{CES} \approx 0.2V$ ka vlerë më të vogël nga tensioni i pragut të transmetimit e transistorit $U_{BE} = U_Y \approx 0.65V$, ($U_{CES} < U_Y$) prandaj në këtë rast transistori do të jetë i frenuar. Tash rryma e kolektorit është mjaft e vogël $I_C \approx 0$, tensioni i RC është minimal $U_{Rc} \approx 0$, prandaj i tërë tensioni do të bjerë te kolektori, dhe dalja V_Y do të ketë vlerë më të madhe, do të jetë $+V_{CC}$ ($V_Y \approx +V_{CC}$).

5.9.2. INVERTORI ME TRANSISTOR MOFEST UNIPOLAR N-KANAL

Qarku kryesor logjik në teknologjinë unipolare është inverteri i realizuar me transistor MOSFET. Në parim, inverteri me MOSFET paraqet konfiguracion të njëjtë si edhe inverteri me transistor bipolar, sepse ka burim tokëzues. Realizimi i një inverteri të tillë të thjeshtë me N-kanal MOSFET i cili ka kanal të indikuar është treguar në fig. 5-58. Tensioni hyrës V_A silltet në gejt, ashtu që $V_A = U_{GS}$, kurse dalja merret nga drejtni, ashtu që vlen $V_Y = U_{DS}$.

Nga figura shihet se $V_{DD} = U_{Rd} + U_{DS} = U_{Rd} + V_Y$, prej ku vijon

$$V_Y = V_{DD} - U_{Rd} \quad (5-34)$$

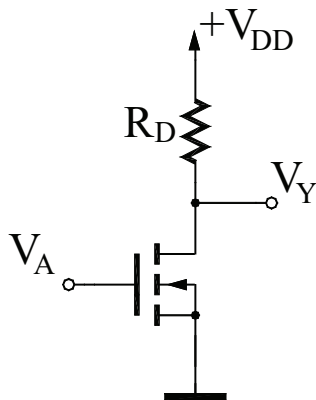


Fig. 5-58. Invertori me N-kanal të MOSFET transistorit

Që të bëhet analiza e këtij qarku do të duhet të përkujtohem në sjelljen e N kanaleve MOSFET si ndërprerës. Gjatë kësaj, për shkak të thjeshtësisë të analizës, do të njehsojmë se dalja është e pakthyeshme ($R_L \rightarrow \infty$).

Dalja V_Y duhet të jetë në nivel të ulët $V(0) \approx 0V$ atëherë kur në hyrjen e saj V_A silltet nivel i lartë $V(1) = +V_{DD}$. Kjo do të jetë plotësuar nëse transistori gjendet në fushën e omit të punës, sepse atëherë rezistenca midis dejnit dhe sorsit është minimale.

Vlera e saj mund të njehsohet nga barazimi vijues:

$$R_{Dson} \approx \frac{1}{\beta(U_{GS} - U_{GST})}, \quad (5-35)$$

ku me $\beta [mA/V^2]$ është shënuar konstanta karakteristike e MOSFET, kurse me $U_{GST}(U_T)$ tensioni i rezistencës (të pragut të përçimit). Ngase supozuam tension të lartë në hyrjen $V_A = U_{GS} = +V_{DD}$ për R_{SDon} do të kemi:

$$R_{DSon} \approx \frac{1}{\beta(V_{DD} - U_{GST})}. \quad (5-36)$$

Vlera e R_{DSon} zakonisht lëviz në kufirin e disa 100-dra $[\Omega]$ deri rreth 1 $[k\Omega]$. Duke e marrë parasysh këtë, tensioni dalës V_Y do të njehsohet si tension i rezistorit R_{DSon} nga ndarësi rezistues i formuar me rezistorët R_{DSon} , R_D në të cilët është kyçur mbushja $+V_{DD}$. Ngase vlen $R_{DSon} \ll R_D$, kurse dalja V_Y merret nga rezistori R_{DSon} , është e qartë se tensioni dalës do të lëvizë në kufijtë prej disa dhjetëra pjesëve të voltit deri më tepër se një volt. Kështu është e sigurt se $U_{Rd} \gg V_Y$, ashtu që do të jetë plotësuar kushti për fushën omike: $U_{DS} < (U_{GS} - U_{GST})$, d.m.th. do të vlejë $V_Y < V_{DD} - U_{GST}$, prandaj MOSFET-i me të vërtetë do të gjendet në fushën omike të punës. Domethënë, atëherë kur $V_A = U_{GS} = V(1) = +V_{DD}$ tensioni i daljes $V_Y = U_{DS}$ është pozitiv por minimal, afër zeros, dhe është $0V \leq V(0) < U_{GST}$. Tensioni U_{Rd} është maksimal dhe nëpër rezistorin R_D do të rrjedhë rrymë më e madhe, e cila faktikisht është edhe rrymë e drejnit I_D të MOSFET-it.

Në dalje nga invertori $V_Y = U_{DS}$ duhet të fitohet niveli i lartë $V(1) \approx V_{DD}$ atëherë kur në hyrje të tij $V_A = U_{GS}$ sillet $U(0) \approx 0V$ (nivel i ulët). Në të vërtetë, niveli $V(0) < U_{GST}$, prandaj në këtë rast MOSFET-i do të jetë në fushën ndaluese. Tash rryma e drejnit I_D është minimale $I_D \approx 0$, tensioni i rezistorit R_D , U_{Rd} afërsisht është zero, prandaj i tërë tensioni do të bjerë te drejti, dhe dalja V_Y do të jetë në vlerë maksimale, afërsisht $+V_{DD}$.

5.9.3. INVERTORI NË MOS TEKNIKËN KOMPLEMENTARE (CMOS INVERTOR)

Qarku elementar i cili ka zbatim të madh praktik, është invertor skema elektrike e të cilit është dhënë në fig. 5-59. Bëhet fjalë për invertor të përbërë prej dy MOSFET-e komplementare: një N-kanal dhe një P-kanal MOSFET, për ç'arsye quhet edhe *CMOS invertor*. Edhe të dy transistorët kanë vlera të njëjta të parametrave U_{GST} (tensioni i pragut të përçimit, tensioni i prekjes) dhe faktori β (konstantë karakteristike), por me shenjë të vet. Sorsi i P-kanalit të sipërm MOSFET mbushet me bateri $+V_{DD}$, kurse sorsi i N-kanalit të poshtëm MOSFET i cili është shënuar me V_{SS} është lidhur me masën. Sorsi i këtij transistori mund të jetë lidhur edhe me burim negativ të mbushjes me qëllim të bëhen simetrike edhe tensionet hyrëse dhe dalëse në raport me potencialin zero - masën, por në këtë rast do të nevojiten dy burime për mbushje. Në vazhdim do ta analizojmë sjelljen e CMOS invertorit.

Nëse potenciali i hyrjes, që do të thotë edhe i gejtit nga Q_n (N-kanali MOSFET) është në nivel të ulët $V(0) \approx 0V$, atëherë ky transistor do të jetë në fushën ndaluese, kurse P-kanali MOSFET do të jetë polarizuar në fushën omike dhe i njëjti mund të bëhet ekuivalent me rezistencë të papërfillshme R_{DSon} e cila e lidh daljen direkte të mbushjes $+V_{DD}$. Ngase N-kanali MOSFET është bllokuar dhe nëpër të nuk rrjedh rrymë, dalja do të jetë në nivel të lartë $V(1) = +V_{DD}$.

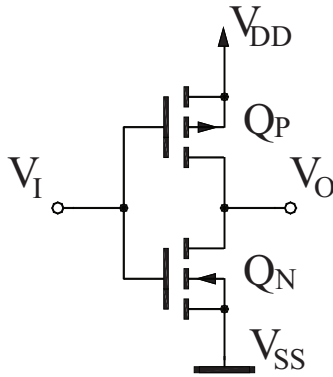


Fig. 5-59. CMOS invertori

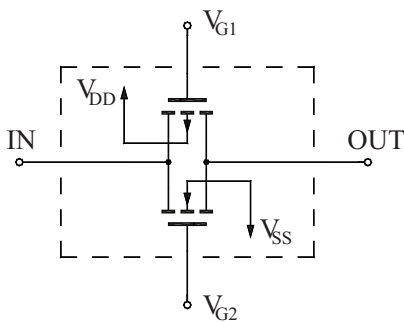
Nga ana tjetër, nëse në hyrje sjellim nivel të lartë $V(1) = +V_{DD}$, atëherë N-kanali MOSFET do të jetë në fushën omike, dhe tash ai mund të merren me lidhje të shkurtë (R_{Dson}), kurse P-kanali MOSFET do të jetë në fushën ndaluese. Në këtë rast dalja nëpërmjet Q_n është lidhur drejtpërdrejt me masën dhe ajo do të gjendet në nivel të ulët $V(0) \geq 0V \approx 0V$.

Ana e mirë e inventorit të tillë është fakti se në çfarëdo qoftë gjendje stacionare të daljes (nivel të lartë ose të ulët), një prej dy MOSFET transistorëve është në ndërprerje, për ç'arsye shpenzimi i rrymës, e me atë edhe të forcës, është minimal. Përveç kësaj, gjatë transferimit prej një në tjetrën gjendje logjike edhe të dy transistorët përçojnë, me çka shpejtohet kalimi prej nivelit të ulët në nivel të lartë dhe e kundërta.

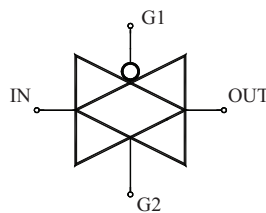
5.10. SELEKTORI KOHOR

Me interes të veçantë në praktikë është qarku ndërprerës elektrik i cili mundëson lidhjen ndërmjet hyrjes dhe daljes së kontrolluar dhe kohë pas kohe të ndërpritet. Në këtë mënyrë në interval të caktuar kohor bëhet zgjedhja e pjesës së sinjalit hyrës i cili duhet të transferohet nga dalja, kurse jashtë nga ai interval potenciali dalës është zero. Qarku i tillë quhet selektori kohor, kurse haset edhe si ndërprerës analog (portë bilaterale ose transmise).

Ndërprerës analog: Një nga paraqitjet e veta shpesh të realizuar është COSMOS teknika sipas skemës elektrike të treguar në fig. 5-60 a). Shenja simbolike e qarkut është dhënë në fig. 5-60 b), kurse tabela funksionale nga e cila shihet parimi i punës dhe funksioni i tij është prezantuar në fig. 5- 60 c).



a) Skema elektrike



b) Simboli

Kyçur	Shkyçur
Lidhja e shkurtër midis asaj hyrëse dhe dalëse	Qarku i ndërprerë midis atij hyrës dhe dalës

c) Tabela funksionale

Fig. 5-60. Porta transmise (bilaterale) ose ndërprerësi analog

Porta transmise kyçet kur në hyrjen kontrolluese G_1 sillet nivel të ulët $V(0) = V_{SS} = 0$, kurse në të dytën në hyrjen e dytë kontrolluese G_2 nivel të lartë $V(1) = +V_{DD}$. Në të vërtetë, edhe të dy transistorët janë të transferuar në fushën omike ashtu që ata mund të jenë ekuivalent me rezistorët R_{Dson} të cilët janë të lidhur paralelisht. Në këtë gjendje lidhja ndërmjet hyrjes dhe daljes realizohet nëpërmjet rezistencës shumë të vogël, praktikisht nëpërmjet lidhjes së shkurtë. Në këtë mënyrë ndryshimet e tensionit prej hyrjes transferohen në dalje të portës pa

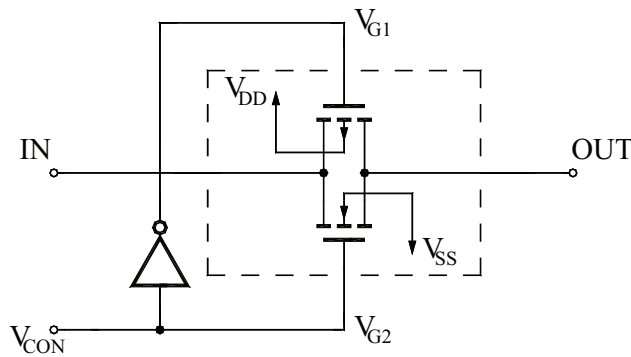


Fig. 5-61. Porta transimione me një vijë kontrolluese

dhe është në gjendje të rezistencës së madhe të pafund, në të ashtuquajturën gjendje të tretë.

Që të mundësohet kontrolli i punës së ndërprerësit bilateral vetëm nëpërmjet një sinjali kontrollues, do të duhet të ndryshohet CMOS invertori siç është të treguar në fig. 5-61.

Në fig. 5-62 është treguar skema ekuivalente e ndërprerësit bilateral i cili në të vërtetë paraqet ndërprerës të jashtëm kontrollues.

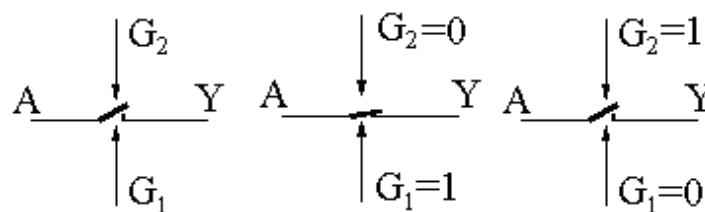


Fig. 5-62. Skema ekuivalente e ndërprerësit analog (porta bilaterale)

Selektori kohor me dioda: Rrjeta ndërprerëse me katër dioda e cila është treguar në fig. 5-63 gjithashtu mund të shërbejë si selektori kohor sepse sjellja e saj është identike me parimin e punës së ndërprerësit analog.

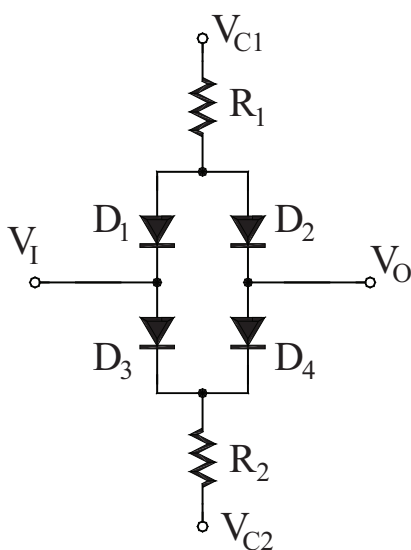


Fig. 5-63. Selektori kohor me dioda

dobësim edhe atë në interval kohor derisa është plotësuar dalja e reprodutimit të tensionit në hyrje të tij.

Porta transimione shkyçet me sjellje në nivel të lartë $V(1) = +V_{DD}$ të hyrjes drejtuese G_1 , kurse niveli i ulët $V(0) = V_{SS} = 0$ në G_2 . Tash edhe të dy MOSFET-at janë në fushën ndërprerëse, ashtu që lidhja midis hyrjes dhe daljes nuk mund të realizohet. Në këtë mënyrë dalja praktikisht është në ndërprerje (e shkyçur) nga hyrja

Në të vërtetë, nëse në hyrjen kontrolluese C_1 sjellim nivel të lartë ($V_{C1} = +V_{CC}$), kurse njëkohësisht në hyrjen e dytë kontrolluese C_2 nivel të ulët ($V_{C2} = -V_{CC}$), atëherë të gjitha katër diodat janë direkt të polarizuara dhe të transmetuara që do të thotë se midis hyrjes dhe daljes praktikisht do të ekzistojë lidhja e shkurtë, d.m.th. transmetim të tensionit hyrës nga dalja.

Nga ana tjetër, nëse në hyrjet kontrolluese sjellim polarizim të kundërt dhe C_1 e impulsojmë me nivel të ulët, kurse C_2 me nivel të lartë, të gjitha katër diodat do të jenë polarizuara në mënyrë inverse dhe transmetuese. Me këtë rast lidhja midis hyrjes dhe daljes praktikisht do të jetë në ndërprerje nëpërmjet rezistencës së madhe të pafund dhe tensioni dalës do të jetë zero.

Diagramet kohore të tensioneve në pikat karakteristike në qark me të cilat në mënyrë plotësuese shpjegohet parimi i punës së qarkut, janë treguar në fig. 5-64 a), b), c) dhe d).

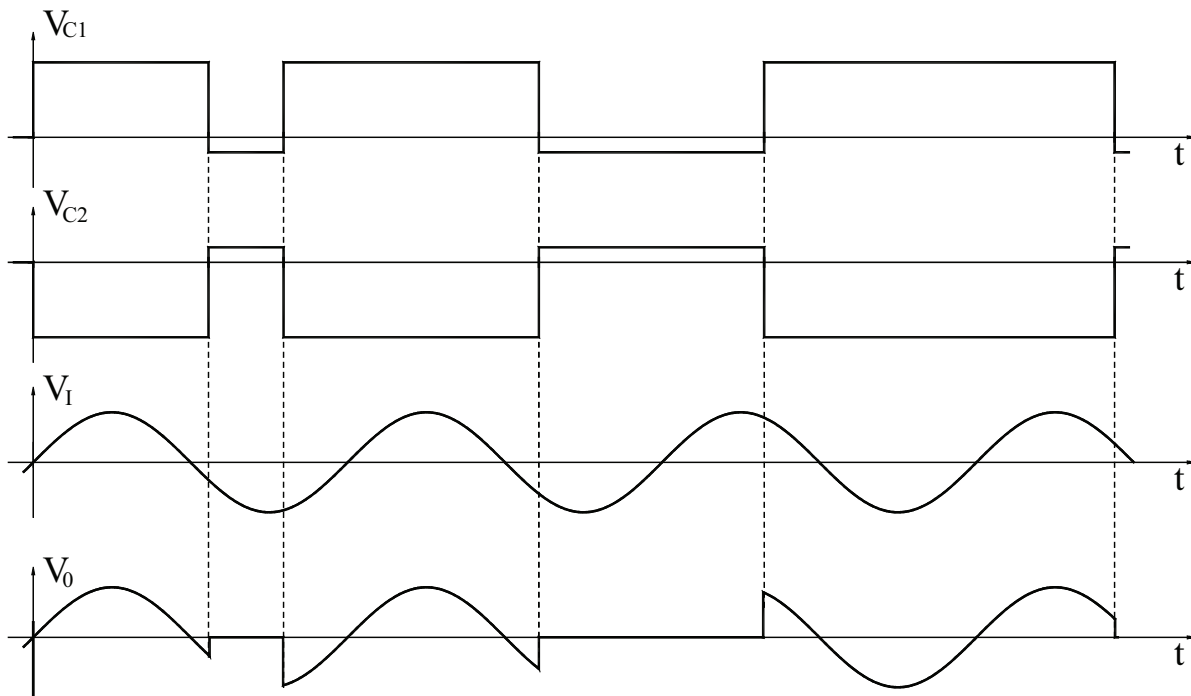


Fig. 5-64. Diagrami kohor i tensioneve të selektori kohor

PYETJE DHE DETYRA:

- 5.1 Vizati forma valore të a) një segmenti pozitiv dhe të një negativ të funksionit të Havisajdit me nivel të tensionit prej 9V, b) impuls drejtkëndor të tensionit me nivel +12V dhe kohëzgjatje 10 μ s, c) impuls sharror me amplitudë +5V dhe kohëzgjatje 1 ms, d) impuls trekëndor me amplitudë +10V dhe kohëzgjatje 4 ms.
- 5.2 Detyra kryesore e qarkut për formësim të tensioneve është...
- 5.3 Sipas elementeve të përdorura të cilat përdoren për realizim të nivelit, qarqet për formësim ndahen në...
- 5.4 Ndryshimi i tensionit të kulmeve nga kondensatori $u_C(t)$ mund të jetë...
- 5.5 Le të jetë dhënë qarku elementar rezistor-kapacitativ me rezistorë $R = 10\text{K}\Omega$ dhe një kondensator $C = 10\text{nF}$ i cili zgjohet me nxitje të Havisajdit (segmentit) të tensionit $v_i(t)$ me amplitudë $v_i = 12\text{V}$. Që të caktohet forma valore e jehonës të qarkut $v_o(t)$, duhet të caktohen vlerat e tri konstantave vijuese: $v_o(t)$, τ , $v_o(\infty)$. a) Shpjego çka shënohet me çdonjërin prej tyre; b) Si caktohen vlerat e tyre? c) Njehsoji për rastin konkret.
- 5.6 Shkruaji shprehjet me të cilat njehsohet ndryshimi kohor $\Delta t = t_2 - t_1$ midis dy niveleve të dhëna U_2 dhe U_1 të tensionit eksponencial $u(t)$ në qoftë se janë të njohura $u(0+)$, τ dhe $u(\infty)$.

- 5.7 Caktoje kohën Δt për fig. 5-13 në qoftë se janë të njohura niveli $V_1 = 9V$ dhe konstanta kohore $\tau = 3 \mu s$. Supozo se $V_1 = 3V$ dhe $V_2 = 6V$.
- 5.8 Në fig. 5-65 (a), (b), (c), (d), dhe (e) janë vizatuar disa forma të ndryshme të tensioneve $v_i(t)$ të cilat sillen në hyrje të elementares (a) RC qarku nga fig. 5-9, (b) qarku CR nga fig. 5-17. Për çdo hyrje veçmas vizatoje formën valore të tensionit dalës $v_o(t)$ duke supozuar se në momentin fillestar t_0 kondensatori ka qenë i zbrazët.

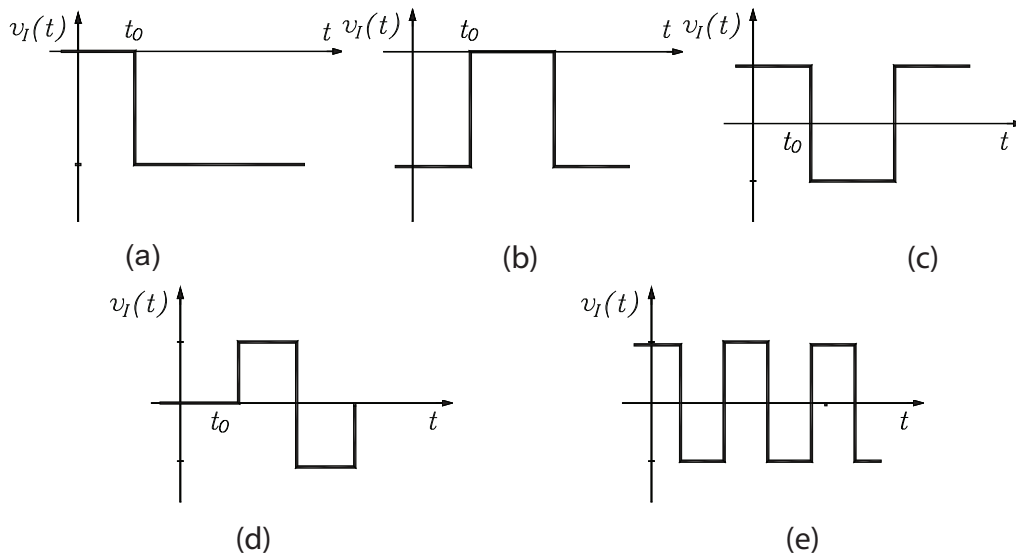


Fig. 5-64. Sinjale nxitëse për RC dhe CR qarkun. Figura për pyetjen 5-8

- 5.9 Në fig. 5-66 është treguar RC qarku me rezistorë $R = 10K\Omega$, kondensator $C = 1\mu F$, mbushje a) $V_{CC} = +10V$ b) $V_{CC} = -10V$ dhe një ndërprerës S , me çka mund të zhvendoset kondensatori. Vizatoji format valore të tensioneve të kondensatorit $u_C(t)$ dhe rezistorit $u_R(t)$ nëse janë te momenti t_0 ndërprerësi S ka qenë i mbyllur, në t_0 hapet dhe mbetet e hapur perioda e T_p (a) $T_p = 0.1 \tau$, (b) $T_p = 2 \tau$, (c) $T_p = 5 \tau$, (d) $T_p = 15 \tau$, kurse pastaj në momentin $t_1 = t_0 + T_p$ ai sërish mbyllet.

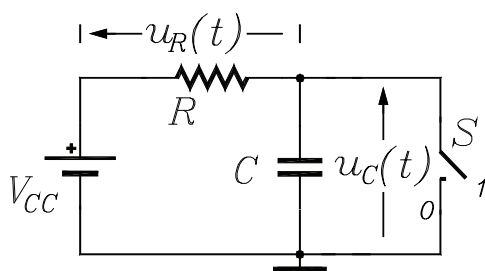


Fig. 5-66
RC qarku me ndërprerës.
Figura për pyetjen 5-9

- 5.10 Në lidhje me skemën parimore të gjeneratorit të tensionit linear e cila është treguar në fig. 5-23, caktoje në formë analitike, kurse pastaj vizatoje tensionin dalës të formës valore nëse mbushja është $+V_{CC} = 9V$, $R = 4,7K\Omega$, $C = 10nF$, kurse rryma e burimit I_0 ka forcë konstante prej 10 mA . Supozo se ndërprerësi ka qenë i mbyllur deri në momentin $t_0 = 0$, kurse pastaj hapet dhe mbyllet sipas kohës T_p . Sa kohë më gjatë ndërprerësi mund të jetë i hapur që të mos bëhet kufizimi i tensionit dalës linear?

- 5.11 Për integratorin e Milerit të treguar në fig. 5-24, njehsoje, kurse pastaj vizatoje formën dalëse valore nga gjeneratori nëse përforsuesi i përdorur operacional është ideal dhe se mbushet prej $+V_{CC} = 12V$, kurse $R = 10K\Omega$ dhe $C = 10nF$. Supozo se ndërprerësi ishte i mbyllur nga momenti $t = 0$, kurse pastaj hapet dhe mbetet në atë pozitë. A ekziston kufizim në pikëpamje të kohës kur duhet të hapet ndërprerësi që në dalje të fitojë sinjal sharror?
- 5.12 Kushti i cili duhet të jetë i mbushur ndarësi i tensioni rezistor-kapacitiv i formuar nga fig. 5-25 të jetë kompensuar, është... Nga cili shkak dhe në çka bëhet kompensimi?
- 5.13 Detyra kryesore e qarkut për vendosje të nivelit (fiksatorit) është...
- 5.14 Në hyrje të qarkut për vendosje të nivelit nga fig. 5-29 vjen tensioni $v_I(t)$ me formë valore të treguar në fig. 5-67 me nivel $V_{CC} = 2V$. Vizatoje formën valore të tensionit dalës $v_O(t)$ nëse tensioni referent i fiksatorit është (a) $V_R = -1V$, (b) $V_R = 0V$, (c) $V_R = +1V$.

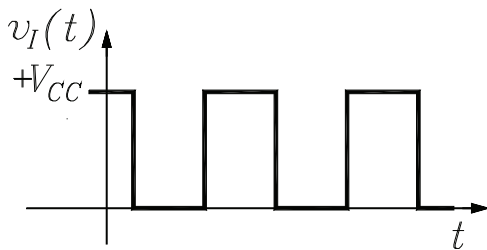


Fig. 5-67
Sinjali nxitës i fiksatorit.
Figura për pyetjen 5-14

- 5.15 Detyra kryesore e qarqeve kufizuese është të...
- 5.16 Kufizuesi (limiteri) nga lart i lëshon...
- 5.17 Kufizuesi (limiteri) nga poshtë i lëshon...
- 5.18 Kufizuesi në dy nivele i lëshon...
- 5.19 Caktoje karakteristikën transmetuese $V_O = V_O(V_I)$ të kufizuesit paralel nga fig. 5-31 nëse dioda e përdorur është ideale dhe e kthyer me a) anodë b) katodë kah lart, kurse tensioni referent V_R ka vlera (a) $V_R = -6V$, (b) $V_R = 0V$, (c) $V_R = +5V$. A)
- 5.20 Caktoje karakteristikën transmetuese $V_O = V_O(V_I)$ të kufizuesit në dy nivele me Zener dioda D_{Z1}, D_{Z2} të cilat janë të lidhura paralelisht në dalje sipas a) fig. 5-35 b) fig. 5-37, c) fig. 5-39. Supozo se diodat janë ideale, kurse karakteristikën transmetuese shpjegoje veçanërisht për çdo nga tri rastet vijuese: (a) $U_{Z1} = 5V$ dhe $U_{Z2} = 7V$, (b) $U_{Z1} = 7V$ dhe $U_{Z2} = 5V$, (c) $U_{Z1} = U_{Z2} = U_Z = 5V$.
- 5.21 Vizato skemë të dyanshme a) invertues b) invertues jokufizues me përforsues ideal operacional dhe përforsues të vetëm të tensionit ($A_V = +/-1$).
- 5.22 Caktoje karakteristikën transmetuese $V_O = V_O(V_I)$ të kufizuesit në dy nivele me përforsues ideal operacional nga a) fig. 5-40 dhe $A_V = -1$ b) fig. 5-41 dhe $A_V = +1$ nëse mbushja është $+V_{CC} = 12V$.
- 5.23 Detyra kryesore e komparatorit është...

- 5.24 Në fig. 5-68 është treguar forma valore e sinjalit hyrës sigurues $v_I(t)$ me amplitudë 10V që sillet si nxitje e (a) invertuesit, (b) komparatorit joinvertues me përforcues operacional nga fig. 5-44 dhe fig. 5-45. Vizatoji format valore në dalje nëse (a) $V_R = -5V$, (b) $V_R = +5V$
- 5.25 Në hyrje të (a) invertuesit, (b) detektorit joinvertues të zeros me përforcues ideal operacional dhe mbushje $\frac{+}{-} V_{CC} = 9V$ bëhet forma e tensionit valor sipas fig. 5-68 me amplitudë prej 5V dhe frekuencë $f_0 = 1KHz$. Vizatoje formën valore në dalje nga qarku.
- 5.26 Në hyrje nga komparatori i Shmitit bëhet forma valore e tensionit të thjeshtë periodik nga fig. 5-68 me amplitudë prej 9V. Vizatoje formën valore të tensionit dalës a) nga qarku invertues komparativ të treguar në fig. 5-49, b) nga ndërprerësi joinvertues i Shmitit me supozim se ai ka mbushje simetrike $\frac{+}{-} V_{CC} = 12V$ dhe pragje transmetuese $V_{T1} = 1V$ dhe $V_{T2} = 1V$.

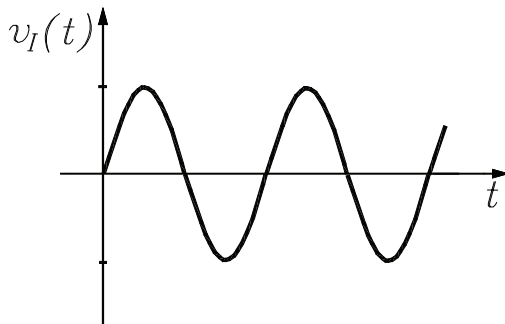


Fig. 5-68. Sinjali i thjeshtë hyrës periodik. Figura për pyetjen 5-24,25,26

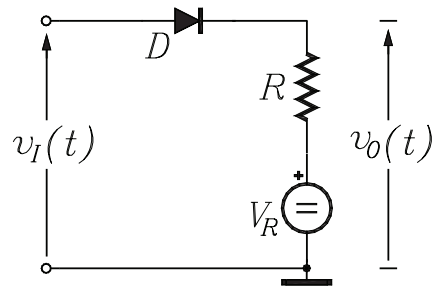


Fig. 5-69. Qarku jolinear për formësim të sinjaleve. Figura për pyetjen 6-27

- 5.27 Në fig. 5-69 është treguar qarku jolinear për formësim me zbatim të diodës ideale e cila ëshët e lidhur a) me anodë b) me katodë në dalje nga qarku. Caktoji karakteristikat transmetuese $V_0 = V_0(V_I)$ të qarkut me supozim se burimi referent i tensionit V_R është lidhje e shkurtë dhe pastaj arsyeto a bëhet fjalë për kufizues ose komparator. Vërtetoje detyrën duke pasur parasysh se qarku është kyçur dhe burimi referent është me vlera (a) $V_R = -5V$, (b) $V_R = 0V$, (c) $V_R = +3V$.

6. PAKETAT SOFTUERIKE PËR ANALIZË TË QARQEVE ELEKTRIKE

Ekziston një numër i madh i paketave softuerike dhe analizave të punës së qarqeve elektrike. Me ato mund të modelohet sjellja e qarqeve të ndryshme elektrike analoge, impulsive dhe digjitale. Programet e tilla mundësojnë që të shqyrtohet sjellja e qarkut konkret me vlera reale të elementeve dhe komponentëve që hyjnë në përbërjen dhe në ndryshimin e tyre rrjedhëse. Qëllimi është që të bëhen analiza të ndryshme edhe atë për regjim të vetëm të punës (për sinjal njëkahësh, DC), për sinjal alternativ (AC) dhe regjim periodik të punës (analizë transiente). Programet e tilla përmbajnë numër të madh të modeleve të ndryshme të elementeve reale pasive dhe aktive të gjysmëpërçuesve dhe të komponentëve, qarqeve integrale, gjeneratorëve, instrumenteve etj.

Një nga paketat e tilla softuerike është edhe i njohuri *Electronics Workbench* që do t'i përpujnjmë në vazhdim me pika më të shkurta. Ky program ekziston në versione të ndryshme, prej të cilave është *Electronics Workbench MultiSim 10*. Megjithatë, për programin shkollor mjaft është i mjaftueshëm versioni 5 i cili është relativisht i thjeshtësuar për përdorim nga versionet me të reja.

6.1. ELECTRONICS WORKBENCH DHE VEÇORITË E TYRE

Tavolinat elektronike të punës (*Electronics Workbench*) është paket softuerik i cili bën emulacion të laboratorit virtual nëpërmjet simulimit dhe shqyrtimit të qarqeve elektrike me konfigurim më të ndryshëm. Anët e tij të mira janë:

1. Mundësia që të dizajnohen dhe të analizohen çdo lloj i qarqeve elektronike pa u blerë dhe praktikisht të shfrytëzohen elementet reale elektrike dhe elektronike, komponentët dhe instrumentet;
2. Interfejsi i thjeshtë i cili është i lehtë për të mësuar dhe për të zbatuar, sepse vetëm me klikim dhe bartje (anglisht: drag and drop) lehtë mund të vizatohen madje edhe skema më të ndërlikuara elektrike;
3. Mundësia që të bëhen eksperimente, hulumtime dhe analiza të ndryshme pe përqindje të madhe të saktësisë dhe përpikërisë;
4. Aplikimi dhe përdorimi me të gjitha instrumentet të cilat janë të nevojshme në një laborator për elektronikë analoge, impulsive dhe digjitale dhe
5. Çmimi i ulët i kostos – çmimi i blerjes dhe mirëmbajtjes së pajisjes që përdoret në *Electronics Workbench* në këtë rast është shumë më i vogël në krahasim me pajisjen e cila nevojitet në laboratorin real në elektronikë.

Paketi softuerik mund të merret si demo-version pa pagesë i cili mund të shfrytëzohet për ushtrim dhe provë të mundësive të tij. Versionet të cilat blihen, disponojnë shumë

mundësi të mëdha dhe janë performansa më të mira në raport me demo-versionin, kurse si të tilla ekzistojnë versione për studentë, për dedikim edukimi dhe për profesionistë. Çdonjëri prej tyre me çmim më të lartë njëri prej tjetrit, por me cilësi dhe performansë të lartë.

6.2. ANALIZA E QARQEVE ELEKTRIKE

Sa ka të bëjë me parimin në të cilin mund të simulohet, të shqyrtohet dhe të analizohet sjellja e ndonjë qarku elektrik së pari do të duhet:

1. Duke e shfrytëzuar programin dhe njëkohësisht duke e pasur para vetes skemën elektrike të qarkut, të njëjtë duhet ta vizatojmë;
2. T'i përcaktojmë pikat matëse, versionet dhe sinjalet dalëse, si dhe elementet indikatorë dhe instrumentet të cilat do t'i përdorim dhe lidhim në venet përkatëse, dhe
3. Ta kyçim simulimin dhe të kemi kujdes si sillen qarku kreativ, më saktë çfarë tregojnë instrumentet shtuese.

Për këtë qëllim së pari do të ndalemi tek menytë dhe veglat kryesore të programit, kurse pastaj do të fokusohemi në parimin e krijimit të skemës dhe analizës së caktuar elektrike dhe shqyrtimin e punës së tij.

6.2.1. MENYTË KRYESORE



Programi startohet në mënyrë të zakonshme me Start > Programs > Electronics Workbench ose me shtypjen e ikonës së tij të sipërfaqes punuese.

Pas shartimit të programit, para neve del ekrani kryesor i treguar në fig. 6-1 i cili pjesën më të madhe ia lë sipërfaqes punuese. Në pjesën e sipërme përmban numër më të madh të menyve të bulonat mirë të njohura për punë me fajle siç janë krijimi, hapja, mbyllja, fshirja dhe printimi. Datotekat me të cilat punon programi kanë ekzansionin *.ewb dhe në të vërtetë ato janë qarqet elektrike të cilat do t'i analizojmë në pikëpamje të punës së tyre.

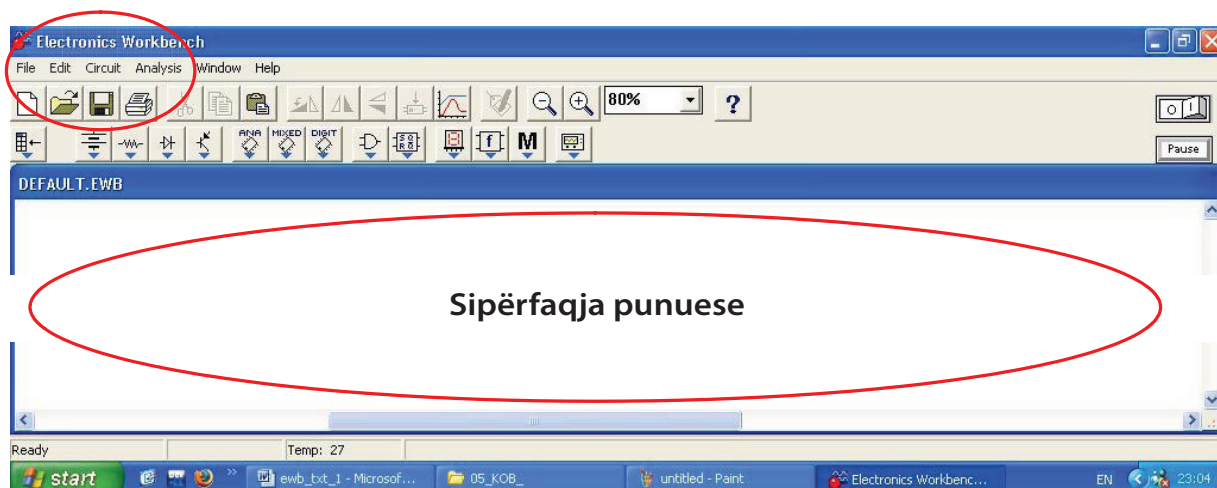


Fig. 6-1. Ekrani kryesor i programit Electronics Workbench

Për vizatim të qarqeve elektrike dhe analizës së tyre më të rëndësishme janë menytë të cilat na qëndrojnë në dispozicion në rreshtin e dytë nën shiritin kryesor me vegla dhe ato në

figurën vijuese fig. 6-2 janë shënuar me shkronjat (1), (2), (3) dhe (4). Me klikim të çdo katrori të ofruar hapet biblioteka përkatëse e elementeve ose komponentëve.

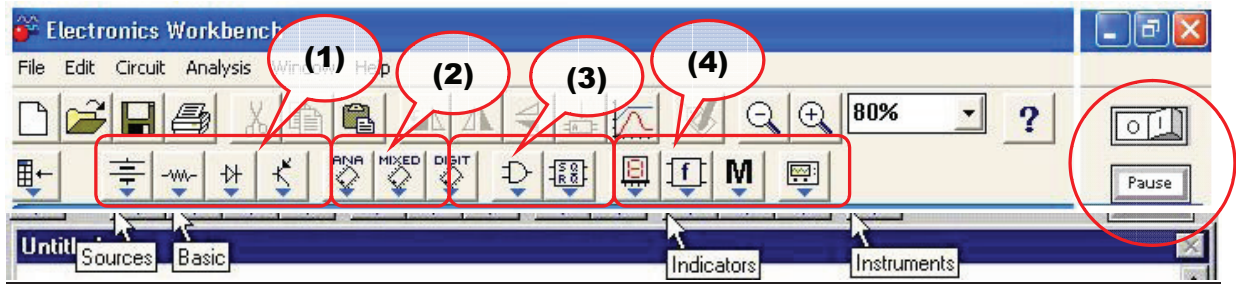


Fig. 6-2. Shiriti kryesor me vegla të Electronics Workbench

① Kështu, për shembull, nëse shtypim në njërin katror të shënuar me (1) në dispozicion do të na paraqiten (fig. 6-3):

- lloje të ndryshme të burimeve të pavarura dhe të varura të tensionit dhe të rrymës për mbushje...;
- elemente bazike (kryesore): rezistorët, kondensatorët, kalemata, lidhësit;
- diodat e çdo lloji: sinjale, ndriçues, Zener, pastaj dinistorë, tiristorë, etj. dhe
- transistorët, edhe atë: bipolarë (prej llojit NPN dhe PNP), unipolarë (N dhe P kanale FET-et dhe MOSFET-et).

② Me seleksionim të katrorëve të shënuara me (2) kemi mundësi të përdorim (fig. 6-4):

- lloje të ndryshme të përforcuesve operacionalë dhe lloje të tjera, komparatorë, si dhe qarqe të tjera integrale analoge, pastaj
- qarqe të integruara hibride të cilat përdoren në elektronikën analoge, digjitale dhe impulsive, siç janë: konvertorët analogë-digjitalë, konvektorët digjitalë-analogë, multivibratorët jonstabilë, si dhe qarku i njohur kohor integral 555, dhe fig.

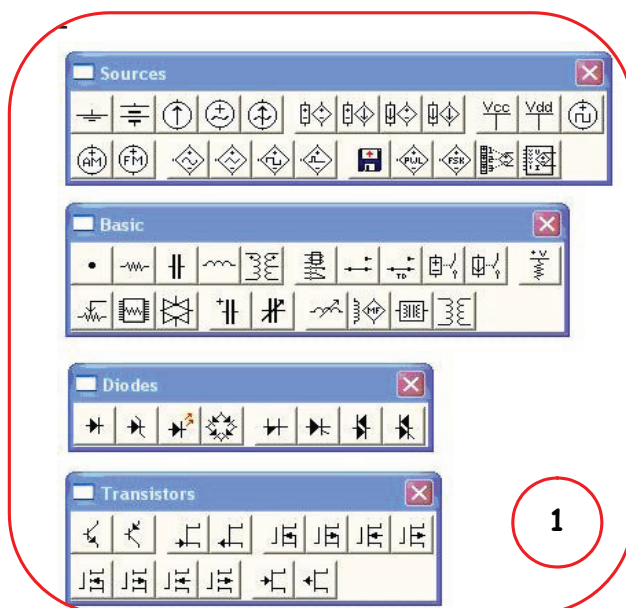


Fig. 6-3. Elementet kryesore

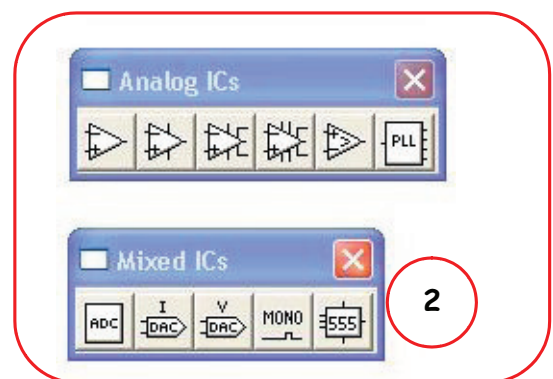


Fig. 6-4. Elementet e integruara

③ Nëse aktivizojmë një nga katrorët e shënuar me (3) atëherë mund të vizatojmë skema elektrike të cilat përmbajnë elemente dhe komponentë digjitalë, (fig. 6-5): edhe atë:

- qarqe logjike: kryesore dhe të thjeshta: DHE, OSE, JO, NILI, EKSILI,... etj;
- qarqe digjitale integrale nga seria 74xx ose 40xx: bipolare ose CMOS... dhe
- elemente kryesore memorie: flip-flipe dhe komponentë të tjerë të kombinuar si de/multiplekserë, de/koderë,...

④ Biblioteka Simbole e shënuar me (4) na mundëson njohje të elementeve, komponentëve dhe të tjera që përdoren për përcjellje të sjelljes së qarkut që analizohet të cilat lidhen me pikat hyrëse, dalje ose kontrolluese të skemës (fig. 6-6):. Kështu, për shembull,

- prej indikatorëve mund të përdorim dioda të dritave, shtatë-segmente të ekranit, ampermetra dhe volt metra, kurse
- nga instrumentet mund të përdorim: multimetër digjital, osciloskop të dyfishtë, gjenerator funksional, gjenerator të kombinimeve binare (fjalë), etj.

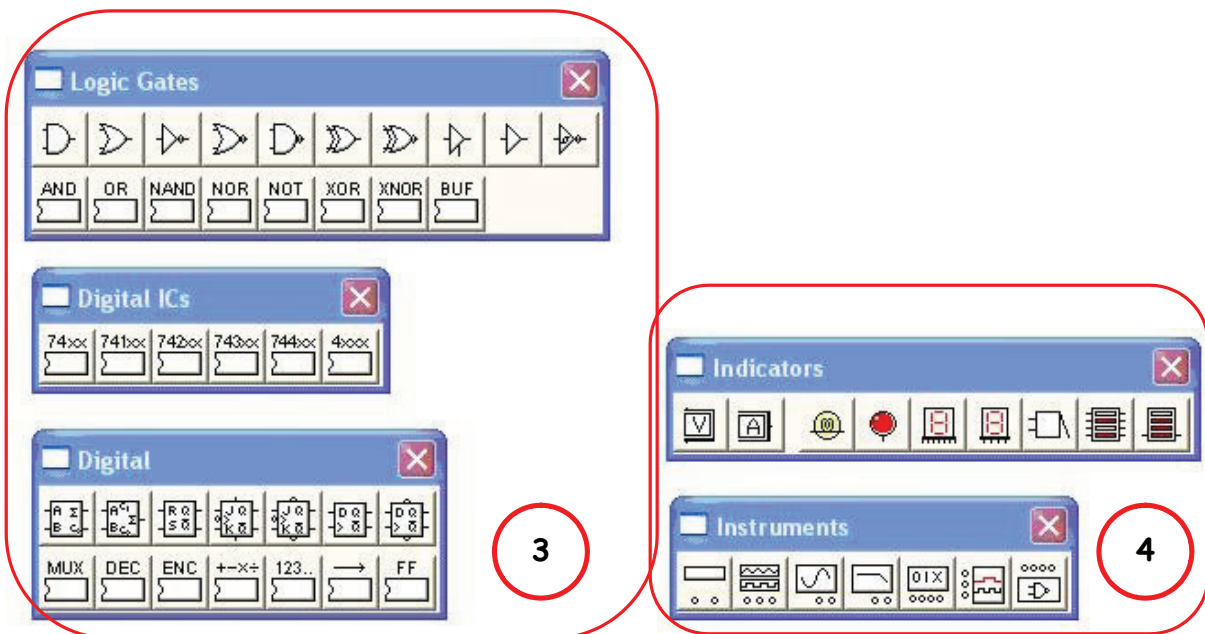


Fig. 6-5. Qarqet logjike dhe digjitale

Fig. 6-6. Indikatorët dhe instrumentet



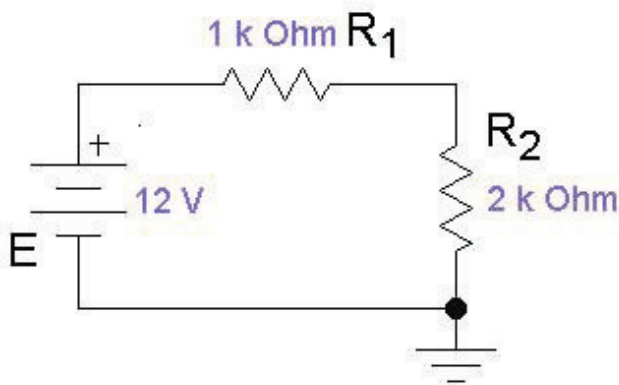
Në shiritin kryesor me vegla, lart në mes, gjendet edhe “pompa” e cila mundëson rritje ose zvogëlim të pamjes së qarkut i cili do të punohet aktualisht.



Në shiritin me vegla, në këndin e sipërm të djathtë mund të vërehet edhe një çelës i cili ka një rol shumë të rëndësishëm. Në të vërtetë, me kyçjen e tij simulohet puna e skemës elektrike të cilën e kemi formuluar, kurse me klikim të tij simulimi ndalet. Nën këtë buton gjendet edhe esteri me të cilin në cilindo qoftë moment përkohësisht mund të ndalet (pauzohet) kryerja e tij.

6.2.2. MODELIMI DHE ANALIZA E NDARËSVE REZISTUES TË TENSIONIT

Parimi i prezantuar i punës ka të bëjë me një shembull të thjeshtë nga elektronika: ai është ndarësi i tensionit, skema elektrike e të cilit të gjithëve na është e njohur dhe i cili është paraqitur në fig. 6-7, si dhe barazimet me të cilat përcaktohet rryma në qark dhe tensionet e rezistorëve.



$$I = \frac{E}{R_1 + R_2} = \frac{12V}{3K\Omega} = 4mA$$

$$U = R_1 I = \frac{R_1}{R_1 + R_2} E = 4V$$

$$U = R_2 I = \frac{R_2}{R_1 + R_2} E = 8V$$

Fig. 6-7. Skema elektrike e ndarësit të tensionit me vlera konkrete të elementeve

Pas shartimit të programit do të duhet të hapim një dokument të ri dhe të njëjtin ta emërtojmë, si për shembull *nap-pjesë*, i cili menjëherë krijohet dhe e fiton ekstanzioni *.ewb*. Që të vizatohet skema thjesht duhet të klikohet në katrorin përkatës ku gjendet elementi i cili është i nevojshëm, i njëjti duhet të zgjidhet nga menyuja rënëse dhe me lëvizjen e klikut të majtë të mausit dhe tërheqjes së elementit të vendoset në sipërfaqen punuese. Do të vërehet se çdo element lëshohet në pozitën horizontale. Më mirë është që kjo procedurë të përsëritet disa herë dhe në listë të renditen të gjitha elementet nga skema sipas fig. 6-8 a).

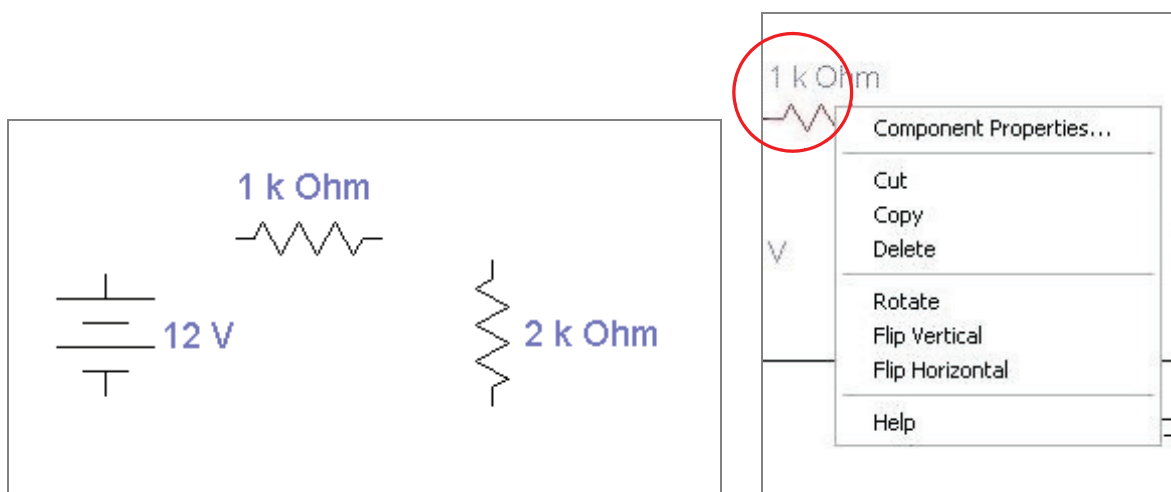


Fig. 6-8. a) Pamja e elementeve të caktuara

b) Opsionet e punës me elemente

Elementet të cilat duhet të vendosen në pozita vertikale, rrotullohen me dy-klike mbi element, me çka së pari seleksionohet, kurse pastaj me klik të djathtë të mausit hapen disa opsione të ndryshme që kanë të bëjnë me elementin midis të cilave edhe kopjimi, fshirja, rrotullimi i tij, kopjimi pasqyror, ndryshimi i vlerës e tjera, sipas fig. 6-8 b).

Për lidhje midis elementeve duhet të bëhet bashkimi i një skaji prej dy elementeve duke aplikuar vija, d.m.th. tela lëvizës. Për atë qëllim me mausin poantohet në njërin skaj të elementit me çka paraqitet pika e zezë dhe me mausin veprohet në elementin tjetër. Kur edhe në këtë skaj do të paraqitet pika e zezë, kjo do të thotë se lidhja mund të vendoset, sipas fig. 6-9. Në atë moment lëshohet mausi dhe lidhja është realizuar.

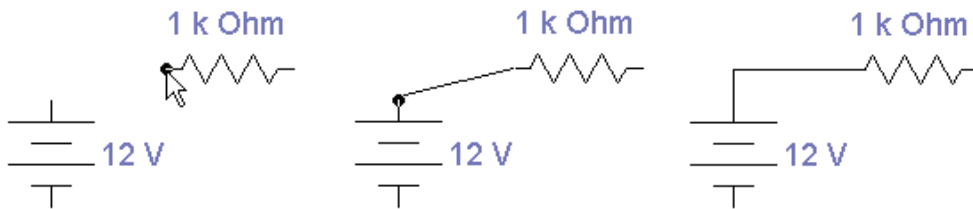


Fig. 6-9. Parimi i lidhjes së dy skajeve

Duke e përcjellë procedurën e mëparshme me të cilën bëhet lidhja në tre hapa, si një shembull mjaft i thjeshtë mund të vizatohet qarku i ndarësit të tensionit nga fig. 6-7. Këtu të tregohet vetëm ajo se nëse poantohet nga ndonjë element në një vend të përcësuesit i cili tanimë lidh dy elemente, atje në mënyrë atmosferike do të paraqitet pika lidhëse në të cilën më tepër mund të lidhen deri më katër përcësues: nga secila anë nga një, siç shihet nga shembulli vijues i dhënë në fig. 6-10.

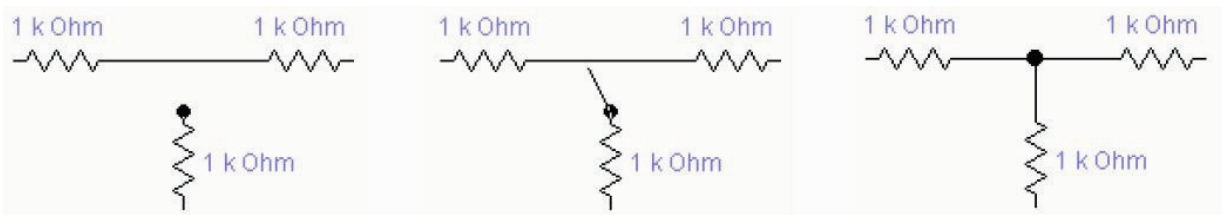
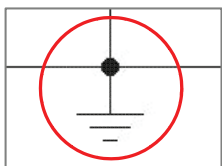



Fig. 6-10. Parimi i lidhjes së shumë përcësuesve në një pikë të thjeshtë

Në procesin e formësimit të lidhjeve rol të dobishëm mund të luajë dëgjimi i një pike prej më shumë pikave të tilla nga shiriti me vegla, lar majtas në menynë e elementeve kryesore (анг. basics elements) edhe atë që në fillim kur caktohen elementet e sipërfaqes punuese.



Në fund të kihet kujdes se çdo qark i ciki krijohet duhet të tokëzohet në potencialin zero për çka nga elementet kryesore merret simboli për masë. Gjithashtu, nuk duhet harruar se gjatë procesit të lidhjes së disponimit na qëndron vegla për kumim me të cilën sipas nevojës, mund të rritet-zvogëlohet pamja mbi konfiguracionin të skemës elektrike për shkak të lehtësimit të lidhjes.

Pas përfundimit të lidhjes dhe kontrollit vizual të skemës të cilën e kemi vizatuar, e njëjta errësohet dhe pastaj startohet simulimi me shtypje të butonit  i cili gjendet lart djathtas në shiritin për vegla.

Që të kryhet matja e tensionit dhe rrymës së ndarësit të tensionit të cilin para pak e kemi modeluar, e aplikojmë multimetrim të cilin e kemi në dispozicion dhe grupin e instrumenteve, si dhe ampermetrim dhe voltmetrim nga grupi i elementeve indikatorë (fig. 6-11).

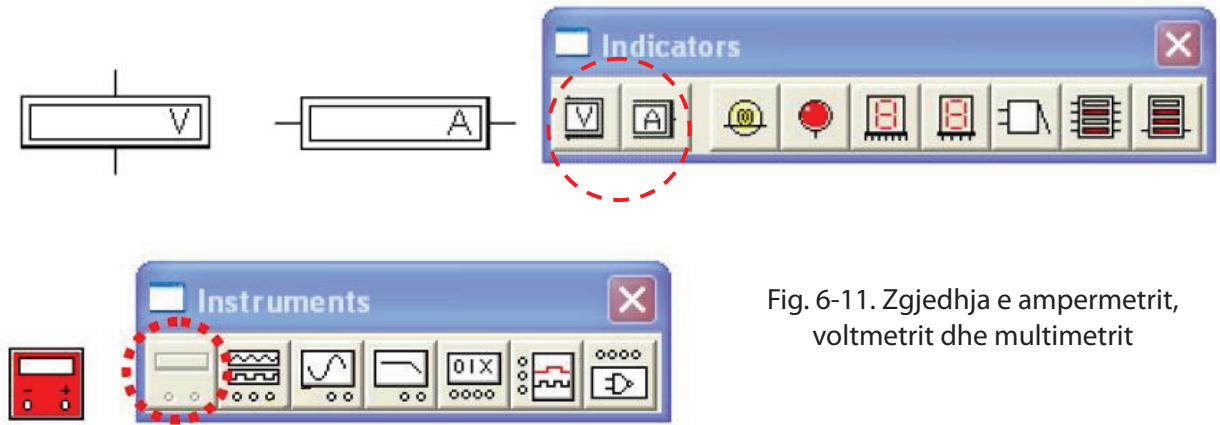


Fig. 6-11. Zgjedhja e ampermetrit, voltmetrit dhe multimetrit

Ampermetri dhe voltmetri lidhen thjesht në mënyrë të zakonshme: ampermetrin në seri, kurse voltmetrin paralelisht. Megjithatë, multimetri përveç asaj se do të duhet të lidhet, me dy-klik mund të fitojmë pasqyrë të plotë dhe detale të instrumentit, nga i cili mund të lexohen të gjitha matjet e nevojshme. Në dy figura vijuese, fig. 6-12 a) dhe b), me rend janë paraqitur matjet e rrymës dhe tensionit, kurse në fig. 6-13 është paraqitur matja e rezistencës së rezistorit me multimetër.

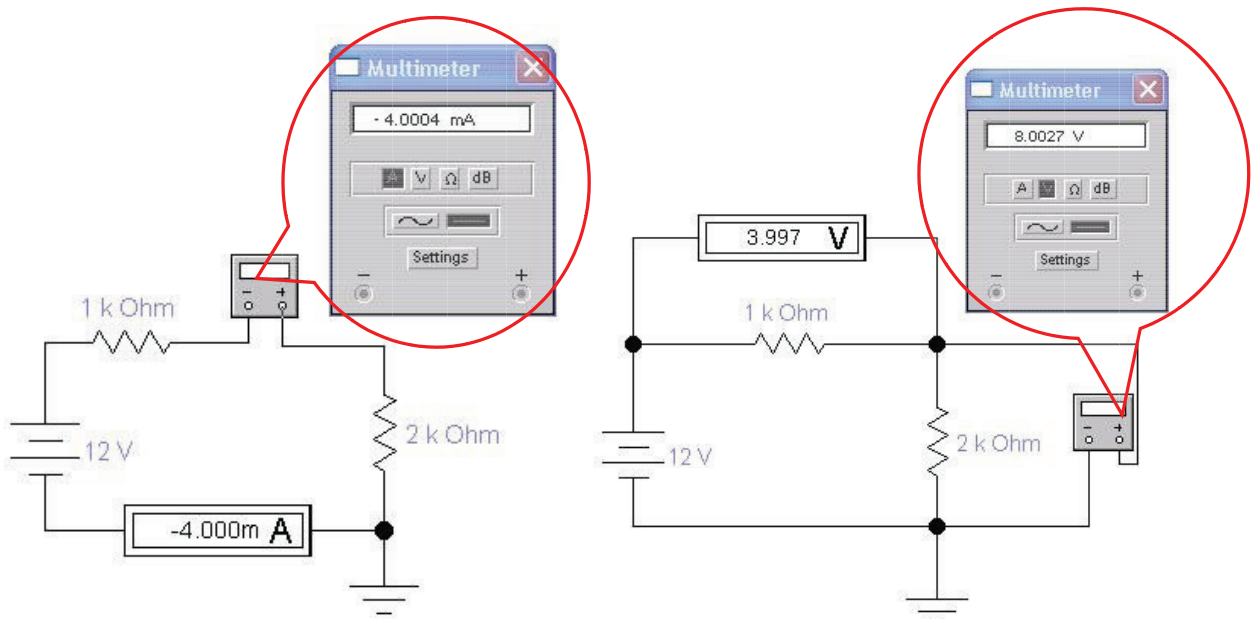


Fig. 6-12 a,b) Matja e rrymës dhe tensionit

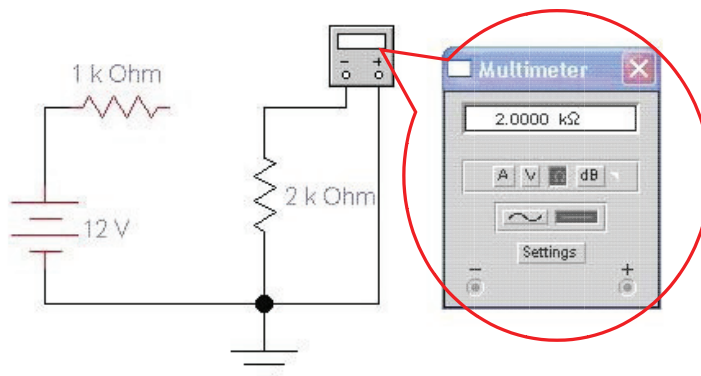


Fig. 6-13. Matja e rezistencës me milimetër

6.2.3. MODELIMI DHE ANALIZA E RC DHE QARKUT CR

Në vazhdim do të prezantojmë dy shembuj të analizës së RC dhe qarkut CR të cilët janë nxitur me procesion periodik të impulseve bipolare trekëndore. Që të mund të përcillet sjellja e qarqeve sërish do të zgjidhen elemente bazike edhe rezistori dhe kondensatori, R dhe C. Hapi i ardhshëm është seleksionimi i bibliotekës me instrumente nëpërmjet shtypjes së butonit përkatës, kurse me qëllim të vetëm të sipërfaqes punuese që të lëshohen dhe të lidhen gjeneratori funksional dhe osciloskopi dykanalësh, sipas fig. 6-14.. Në të vërtetë, me gjeneratorin do të nxiten RC qarqet, kurse me osciloskopin do të përcillet sjellja e rrjetës.

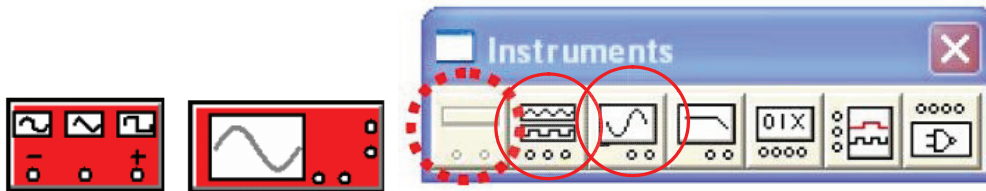


Fig. 6-14. Zgjedhja e gjeneratorit dhe osciloskopit funksional

Gjeneratori funksional ka tri piza (fig. 6-15): njëra është e përbashkët për tokëzim, kurse dy të tjerat janë invertuar midis tyre – me fazë të kundërt në të cilat fitohet sinjali i thjeshtë periodik, trekëndor ose drejtkëndor. Me klikim të dyfishtë të instrumentit fitohet pamje më detale në të cilën mund të bëhet zgjedhje dhe ndryshim të madhësive të nevojshme, amplituda dhe frekuenca.

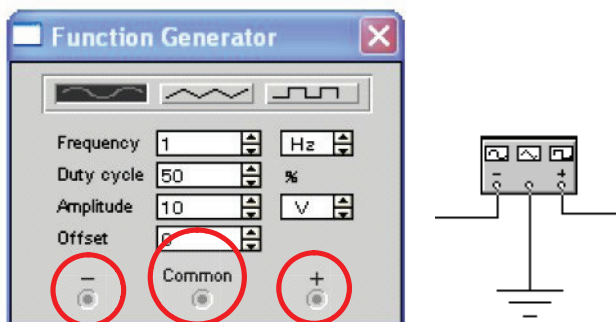


Fig. 6-15. Gjeneratori funksional

Osciloskopi ka katër piza: njëra është e përbashkët për shkak të tokëzimit, e dyta është hyrje për një sinjal (kanali A), e treta është kanali B për kyçe edhe të një sinjali hyrës, kurse e katërta është për kyçe të sinjalit të jashtëm të sinkronizuar (fig. 6-16).

Me klikim të dyfishtë të osciloskopit fitohet pamje e tij e zhvilluar, respektivisht pamje e panelit të përparmë nga i cili më mirë shihen format valore të sinjaleve, e njëkohësisht mund të bëhen lexime më precize, por edhe ndryshim të madhësive të nevojshme të kanaleve: ndarja sipas amplitudës, ndarje në kohë etj..

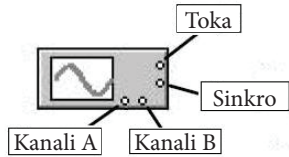
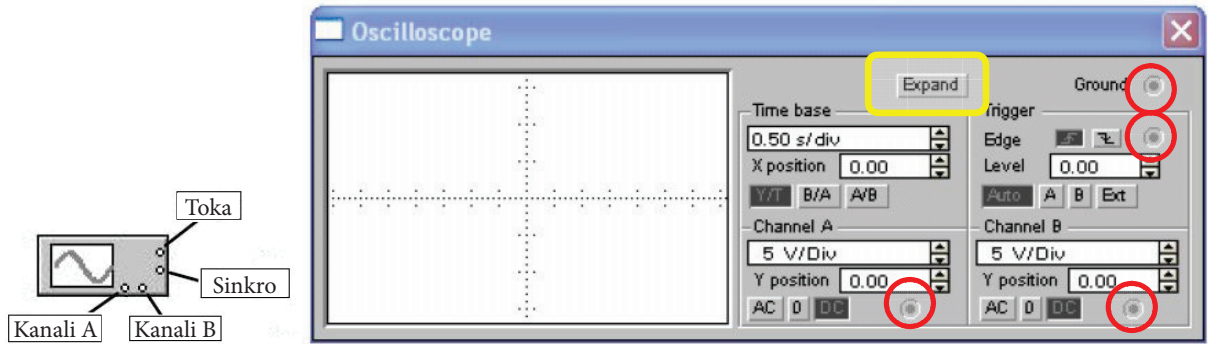


Fig. 6-16. Osciloskopi i dyfishtë

RC qarku: Kanali i parë i osciloskopit do të lidhet me tensionin hyrës, d.m.th. paralelisht në dalje të gjeneratorit funksional që të përcillet nxitja, kurse kanali i dytë lidhet me rezistorin që të përcillet nxitja (sinjali dalës) në atë nxitje, sipas fig. 6-17.

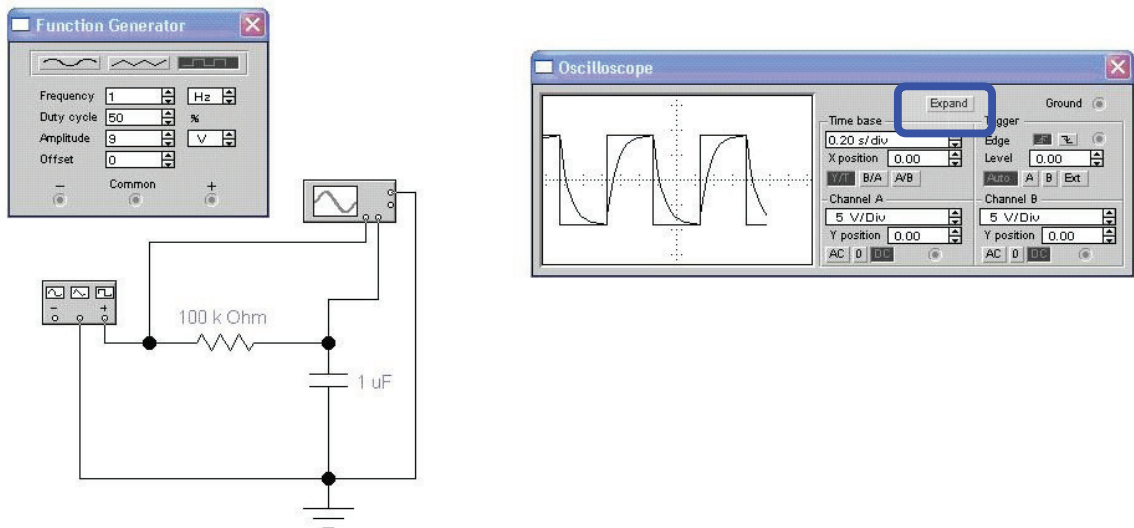


Fig. 6-17. Analiza e qarkut RC të nxitur me sinjal drejtkëndor periodik

CR qarku: Gjatë analizës të CR qarkut, për shkak të përcjelljes më qartë të sinjaleve dhe punës proporcionale me osciloskop mund të shfrytëzohet forma e tij e zgjeruar që mund të fitohet kur do të shtypet në butonin <expand>. Pas këtij aksioni skema për analizë të CR qarkut e merr pamjet e treguar në fig. 6-18.

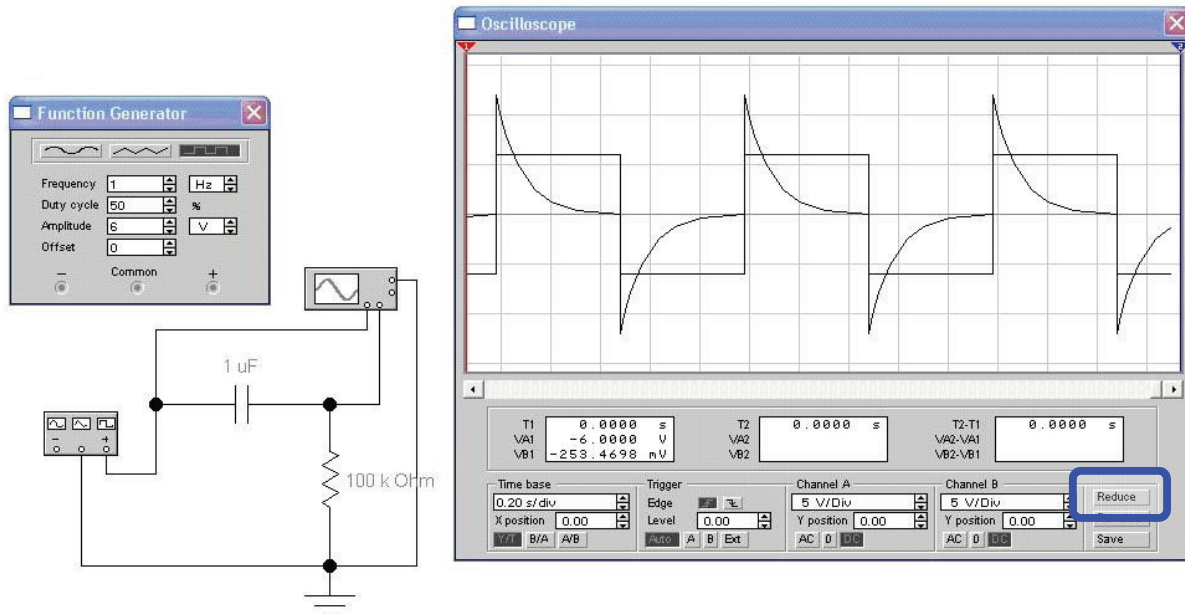


Fig. 6-18. Analiza e qarkut CR të nxitur me sinjal drejtkëndor periodik

PYETJE DHE DETYRA:

- 1.43. Numëro disa anë të mira të programit Electronics Workbench në raport me punën në laborator real për elektronikë!
- 1.44. Cilët janë kapat e njëpasnjëshëm që duhet të ndërmerren që të krijohet dhe të analizohet ndonjë qark elektrik me programin Electronics Workbench?
- 1.45. Në shiritin për vegla, në këndin e sipërm të djathtë të ekranit mund të vërehet një çelës dhe një buton i shënuar me <pause>. Cili është dedikimi i tyre?
- 1.46. Në fig. 6-19 është treguar pjesa me vegla (shiriti me vegla) e programit Electronics Workbench a) Cili është roli për veglat e rrumbullakuara nga rreshti i parë? B) Duke i pasur parasysh ikonat e rrumbullakuara nga rreshti i dytë, të theksohen grupet e elementeve dhe komponentëve, kurse pastaj të numërohen nga disa elemente të cilat i takojnë secilit grup.
- 1.47. Te lidhja paralele e rezistorëve - fig. 6-20 janë kyçur ampermetri, voltmetri dhe multimetri për shkak të matjes së vlerave të rrymave dhe tensioneve dhe realizimi i tyre me rezultatet e fituara në raport me analizën teorike me zbatim të formulave. a) Të vizatohet skema dhe të bëhen matjet e nevojshme, b) Të zëvendësohet vendi i multimetri me çdo instrument tjetër dhe të përsëriten matjet. c) Të përdoret multimetri dhe të matet rezistenca e kombinimit paralel të rezistuesve. Rezultati i fituar të krahasohet me vlerat e fituara teorike. d) Vërtetoje detyrën për lidhjen serike të rezistorëve.
- 1.48. Në qarkun e kufizuesit të dyanshëm – fig. 6-21 janë kyçur gjeneratori funksional dhe osciloskopi i dyfishtë. Të vizatohet skema për lidhjen serike dhe të bëhet simulimi.

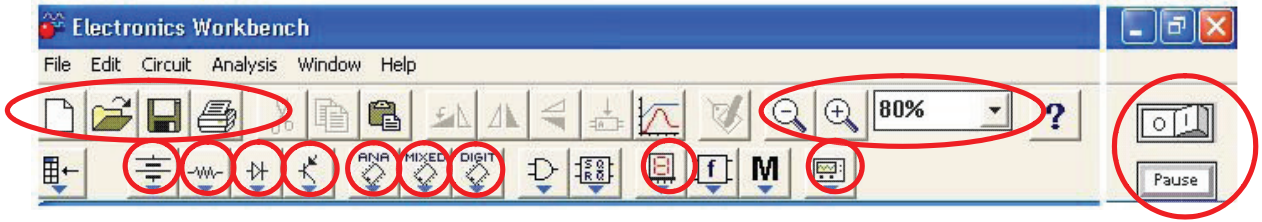
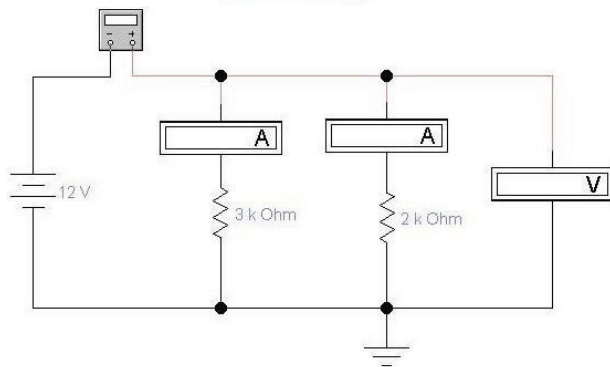


Fig. 6-19.



$$R_E = (R_1 \parallel R_2) = \frac{R_1 R_2}{(R_1 + R_2)} = 1.2K\Omega$$

$$I = \frac{U}{R_E} = \frac{12V}{1.2K\Omega} = 10mA$$

$$I_1 = \frac{U}{R_1} = \frac{12V}{3K\Omega} = 4mA$$

$$I_2 = \frac{U}{R_2} = \frac{12V}{2K\Omega} = 6mA$$

Fig. 6-20.

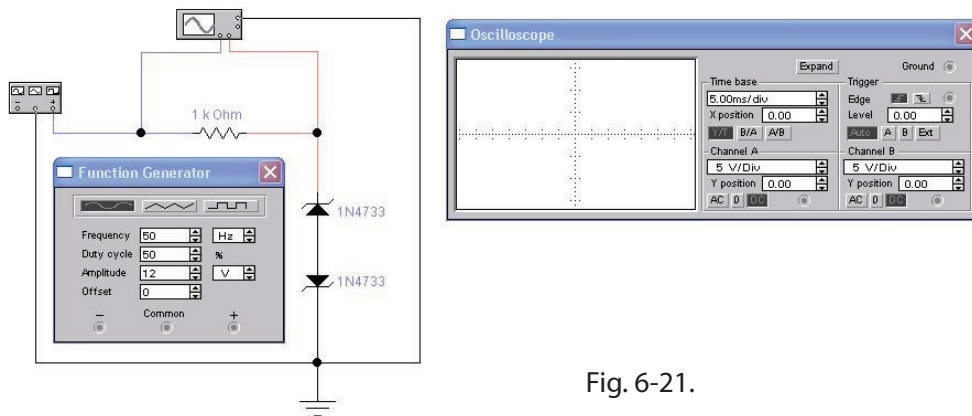


Fig. 6-21.

Te multimetri digjital DM-9960 fusha matëse mund të zgjidhet automatikisht dhe me dorë. Të treguarit e rezultateve mund të jetë numerikisht, maksimalisht deri 3999 dhe me paraqitje analoge 40-segmentëshe. Multimetri digjital mundëson saktësi të lartë dhe matje të frekuencës deri 40MHz, mbrojtje të plotë të hyrjes dhe i përgjigjet klasës CATIII deri 1000V. Funksione kryesore thjeshtë dhe shpejt zgjidhen me ndihmë të butonave ose automatikisht për fushat e: DCV, ACV, DCA, ACA, rezistencë, diodë, kapacitet, frekuencë dhe temperaturë.

- paraqitje grafike analoge 40-segmentëshe
- kontrollues i diodës
- kontrollues i përçueshmërisë
- zgjedhje automatike e fushës matëse
- vetëshkycje automatike
- matje relative e vlerës
- paraqitje e statusit të baterisë



Specifikat teknike

Funksioni	Fusha matëse / Saktësia / Rezolucioni
DC - tensioni	400mV / $\pm 0,5\%$ + 2dig. / 100 μ V 4V/ $\pm 0,8\%$ + 1dgt. / 1mV 40V/ $\pm 0,8\%$ + 1dgt. / 10mV 400V/ $\pm 0,8\%$ + 1dgt. / 100mV 1000V/ $\pm 0,8\%$ + 1dgt. / 1V
AC - rryma	400mV / $\pm 1,0\%$ + 2dig. / 100 μ V 4V/ $\pm 1,0\%$ + 2dgt. / 1mV 40V/ $\pm 1,0\%$ + 2dgt. / 10mV 400V/ $\pm 1,0\%$ + 2dgt. / 100mV 1000V/ $\pm 1,0\%$ + 2dgt. / 1V
DC/AC - rryma	0,4mA / $\pm 1,0\%$ + 2dig. / 0,0001mA 4mA/ $\pm 1,5\%$ + 2dgt. / 0,001mA 40mA/ $\pm 1,0\%$ + 2dgt. / 0,01mA 400mA/ $\pm 1,5\%$ + 2dgt. / 0,1mA 10A/ $\pm 1,5\%$ + 2dgt. / 10mA
Rezistenca	400 Ω / $\pm 1,0\%$ + 2dig. / 0,1 Ω 4 k Ω / $\pm 1,5\%$ + 2dig. / 1 Ω 40 k Ω / $\pm 1,5\%$ + 2dig. / 10 Ω 400 k Ω / $\pm 1,5\%$ + 2dig. / 100 Ω 4 M Ω / $\pm 1,5\%$ + 2dig. / 1 k Ω 40 M Ω / $\pm 3,0\%$ + 5dig. / 10 k Ω
Kapaciteti	4 nF / $\pm 3,0\%$ + 1dig. / 1 pF 40 nF / $\pm 3,0\%$ + 1dig. / 10 pF 400 nF / $\pm 3,0\%$ + 1dig. / 0,1 nF 4 μ F / $\pm 3,0\%$ + 1dig. / 1 nF 40 μ F / $\pm 3,0\%$ + 1dig. / 10 nF 400 μ F / $\pm 3,0\%$ + 1dig. / 0,1 μ F 4 mF / $\pm 3,0\%$ + 1dig. / 1 μ F 40 mF / $\pm 3,0\%$ + 1dig. / 10 μ F

Frekuenca	4 kHz / $\pm 0,5$ % + 2dig. / 1 Hz 40 kHz / $\pm 0,5$ % + 2dig. / 10 Hz 400 kHz / $\pm 0,5$ % + 2dig. / 0,1 kHz 4 MHz / $\pm 0,5$ % + 2dig. / 1 kHz 40 MHz / $\pm 0,5$ % + 2dig. / 0,01 MHz
Temperatura	-20 °C ... +750 °C
Displeji	20 mm LCD displej
RS-232 përkrahja	
Mbushja elektrike	2 x 1,5V
Dimensionet	88 x 185 x 40 mm
Pesha	350 g

LITERATURA

1. Bozo Milobar I Alfred Zidan, Spojevi sa integriranim krugovima/ druga knjiga, Tehnicka Knjiga - Zagreb, 1987
2. Цветан Гавровски - Основи на мерната техника, Интерна скрипта ЕТФ, Скопје, 2003
3. Е. Пејовски, К. Ристески, П. Давитков - Електрични Мерења за II и III година, Просветно Дело АД, 2001
4. Е. Џундева - Комуникациона Техника за III година, Просветно Дело, Скопје, 2001
5. Филип Петровиќ - Електрична мерења, Научна книга Београд, 1992
6. Франце Млакар - Општи електрични мерења, Просветно дело, Скопје, 1983
7. Herbert Taub and Donald Schilling, Digital integrated electronics, Mcgraw Hill International Book Company - Tokyo, 1985
8. Иван Багариќ - Метрологија електричних величина - мерења и мерни инструменти, Наука, Београд, 1996
9. Ј. Сервини - Импулсна и дигитална електроника - прв и втор дел за III и IV година, Просветно дело, Скопје, 1997
10. Ljiljana Uscumlic, Miomir Filipovic - Osnovi radio i TV tehnike, Zavod za udzbenike i nastavna sredstva, Beograd, 1984
11. М. Камиловски - Електроника за III година, Просветно дело, Скопје, 1995
12. Spasoje Tesic, Impulsna Elektronika, Naucna Knjiga - Beograd, 1990
13. Vojislav Bego - Mjerenja u elektrotehnici, Graphis Zagreb, 2003
14. Slobodan Popovic, Telekomunikaciona merenja sa vezbama, Zavod za udzbenike i nastavna sredstva - Beograd, 1980
15. http://kursevi.etf.ukim.edu.mk/et/linel/linel2_lab-vezbi/Lin10.pdf
16. <http://focus.ti.com/lit/ml/sloa088/sloa088.pdf>
17. http://www.electronics-tutorials.ws/filter/filter_6.html
18. <http://www.s-sers.mb.edus.si/gradiva/w3/index.html>
19. <http://tempus-19010.feit.ukim.edu.mk/html/materials/glava1.pdf>