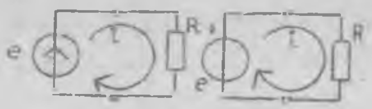
1-ЛЕКЦИЯ
ЭЛЕКТР ЗАНЖИРЛАРИ (ЭЗ) НАЗАРИЯСИНИНГ АСОСИЙ ТУШУНЧАЛАРИ

Электр занжири - электр (радио) элементлари ва утказгичларнинг мажмуаси булиб, ундаги электромагнит жараёнларни электр юритувчи куч (ЭЮК - e), кучланиш(u) ва ток (i) билан тушунтириш мумкин. Бунда

e, u, i- оний қийматлар.

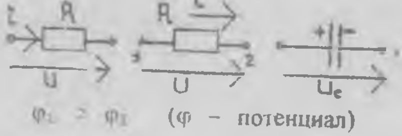
($i=\frac{dq}{dt}$ - электр ток- зарядланган заррачаларнинг тартибли (йуналтирилган) ҳаракати).

Токнинг мусбат йўналиши (шартли йўналиш):

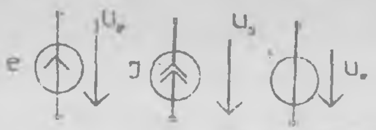


(зажим-қисқич)

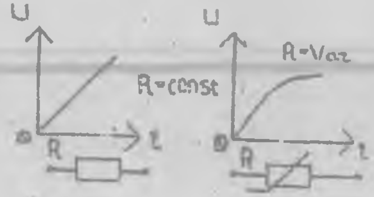
Кучланиш-потенциаллар фарки.Потенциал-скаляр катталик. Кучланишнинг шартли мусбат йуналиши - потенциал камайиши томонига:



$\varphi_1 > \varphi_2$ (φ - потенциал)



Электр занжирлари чизикли ва ночизикли бўлади. Агар электр занжирида ҳатто битта ночизикли элемент бўлса ҳам, бу занжир ночизикли занжир (НЭЗ) дейилади. Чизикли электр занжири (ЧЭЗ) фақат чизикли элементлардан иборат. Чизикли элемент учун унинг характеристикаси чизикли бўлади, ночизиклиси учун - ночизикли бўлади

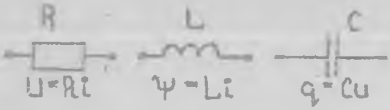


R-чизикли R-ночизикли

ЧЭЗларда жамлаш тамойилидан фойдаланилиши мумкин. Бу тамойилга асосан қатор кучларнинг таъсири ҳар бир куч таъсирларининг йиғиндисига тенг:

$$i_\Sigma = \Sigma i_k \quad u_\Sigma = \Sigma u_k .$$

ЭЗнинг элементлари актив ва пассив бўлади. Актив элементлар - электр энергияси манбалари. Биринчи навбатда, пассив элементларни кўриб чиқамиз:



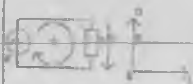
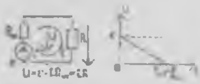
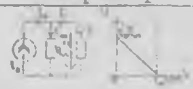
R-да электр энергия иссиқликка айланади (сочилади),
L-да магнит майдонининг энергияси сақланади,
C-да электр майдонининг энергияси сақланади.

Занжирнинг пассив элементлари R, L ва C бу математик моделлар, идеал элементлардир. Амалиётда биз резисторлар (R), индуктив ғалтаклар (L) ва конденсаторлардан (C) фойдаланамиз.

Электротехникада ўлчов бирликлари

1) асосий
Ампер [A], Ом [Ом], Секунд [с]
2) ҳосилавий:
1 А*1 Ом=1В [А*Ом]=[В] (вольт, кучланиш) ($u=iR$)
1В*1А=(1А)^2*1Ом=1Вт (ватт, қувват) ($p=u*i=i^2*R$)
1Вт*1с=1Ж (жоул ёки ватт-секунд, иш ёки энергия) ($w=\int pdt$)
1ватт-соат (Вт*соат)=1Вт*3600с= =3600Ж= 3,6 кЖ (киложоул)
1киловатт-соат (кВт-соат) =1*10^{3}Вт*3600с= =3,6МЖ (мегажоул)

2-лекция
ЭЗНИНГ АКТИВ ЭЛЕМЕНТЛАРИ

ЭЮК манбаи (кучланиш манбаи)	Ток манбаи
	
e=Const p=ui ($R\to0$/қисқа туташув/, $i\to\infty$, $p\to\infty$) (идеал элемент, унинг берилган қуввати чекланмаган).	I=const p=ui ($R\to\infty$ /салт ишш./, $u\to\infty$, $p\to\infty$) (берилган қувват чекланмаган).
ЭЮК генератори	Ток генератори
	
$R_{ич}$ – ЭЮК генератор ички қаршилиги $u=e-iR_{ич}=iR$ Манбанинг қуввати чекланган	$i_{кт}=e/R_{ич}$ (берилган қувват чекланган). Ташқи характеристика ЭЮК - генераторининг характеристикасига ўхшаш.

Амалиётда ЭЮК генераторидан ёки ток генераторидан фойдаланса бўлади. Агар уларнинг ички қаршилиги ($R_{ич}$) бир хил бўлса ва қуйидаги шартлар бажарилса:

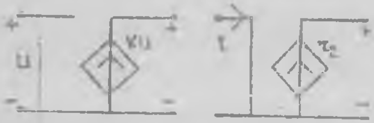
$e=i_{кт}\cdot R_{ич}$ ва $i_{кт}=i_0$, унда улар бир-бирига эквивалент бўлади.

Бошқарилувчи манбалар

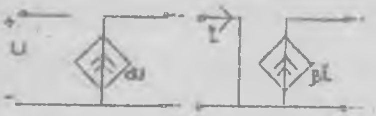
Аввалда кўрсатилган манбалар мустақил манбалар деб аталади. Мутахассисилигимизда бошқарилувчи манбалардан ҳам фойдаланилади.

Бошқарилувчи манба – бу электр манбадир, унинг хосил қилган токи ёки кучланиши бошқа занжир элементининг токига ёки кучланишига боғлиқ бўлади.

Амалда бошқарилувчи манбаларнинг 4 хил шаклидан фойдаланилади:



1)(ИНУН) 2)(ИНУТ)



3)(ИТУН) 4)(ИТУТ)

Келтирилган расмда:

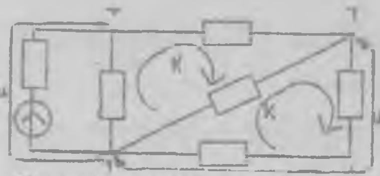
1.кучланиш орқали бошқариладиган кучланиш манбаи;

2.ток орқали бошқариладиган кучланиш манбаи;

3.кучланиш орқали бошқариладиган ток манбаи;

4.ток орқали бошқариладиган ток манбаи.

Электр занжирининг тузилиши (топологияси)



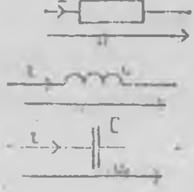
Электр схема – электр занжирининг шартли чизмасидир.

Электр шаҳобча(ш) элементларнинг туташган кетма-кетлиги бўлиб, у орқали фақат битта ток ўтади.

Электр тугун (Т) – уч ва учдан ортиқ шаҳобчаларнинг уланиш жойи.

Электр контур(К) – шаҳобчаларнинг берк кетма-кетлиги, унинг ҳар бир элементи фақат бир марта учрайди.

Электр занжири чизикли элементларидаги ток ва кучланиш эрасидаги боғланиш



$u_R=iR$

$i = u_R/R$

$u_L=Ldi/dt$

$i=\frac{1}{L}\int u_L dt$

$u_c=\frac{1}{C}\int idt$

$i=Cdu_c/dt$

R [Ом -ом] L[Гн -генри] C[Ф- фарад]

10^{-3} –милли (м); 10^{-6} –микро (мк); 10^{-9} –нано (н); 10^{-12} –пико (п); 10^{-15} – фемто (ф).

3-лекция
ОМ ВА КИРХГОФ ҚОНУНЛАРИ

I - ўзгармас (доимий) ток
U - ўзгармас (доимий) кучланиш
E -ўзгармас (доимий) ЭЮК

Ом қонуни ток ва кучланиш орасидаги чизиқли боғланишни кўрсатади. Унинг уч шаклини кўриб чиқамиз:

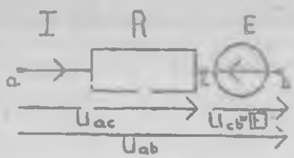
1) пассив электр занжири қисми учун:

$\boxed{U=IR}$ $\boxed{I=U/R}$ $\boxed{R=U/I}$

$\varphi_a>\varphi_b \quad \varphi_a-\varphi_b=U_{ab}$

$I=U_{ab}/R=(\varphi_a-\varphi_b)/R$

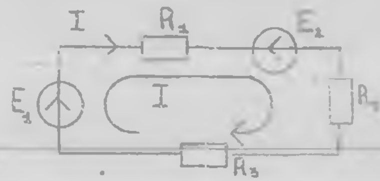
2) актив электр занжири қисми учун:



$I=U_{ac}/R=(\varphi_a-\varphi_c)/R=[\varphi_a-(\varphi_b+E)]/R=$
$=(\varphi_a-\varphi_b-E)/R=(U_{ab}-E)/R$

(- E - тескари, +E- мос, тўғри)

3) бир (якка) контурли электр занжири учун:

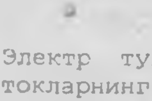


$$I=\frac{\pm\sum E}{\sum R}=\frac{E_1-E_2}{R_1+R_2+R_3}$$

Эслатма: контур орқали ўтаетган токнинг йўналиши иxтиерий равишда танланади.

Агар ЭЮКнинг йўналиши ток йўналишига мос бўлса, суратдаги йиғиндига биз ЭЮК (E)ни "+" ишора билан оламиз, агар тескари бўлса, "-" ишора билан оламиз.

Кирхгофнинг 1-қонуни

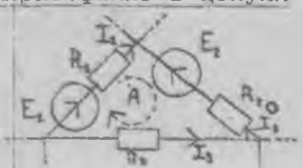


$I_1-I_2+I_3-I_4=0$

$\pm\sum_{k=1}^{n} I_k=0$

Электр тугунидаги барча токларнинг алгебраик йиғиндиси нолга тенг., ("-" - тугундан, "+" - тугунга).

Кирхгофнинг 2-қонуни



Берк электр контуридаги кучланиш пассайишларнинг алгебраик йиғиндиси ушбу контурда жойлашган ЭЮКнинг алгебраик йиғиндисига тенг.

А - айланма йўналиши (ихтиерий равишда танлаймиз).

$$I_1R_1 - I_2R_2 - I_3R_3 = E_1 - E_2$$

$$U_1 - U_2 - U_3 = E_1 - E_2$$

$$\pm\sum_{k=1}^{n} I_kR_k = \pm\sum_{k=1}^{n} E_k$$

Кучланиш (U=IR) чапдан ва ЭЮК (E)ни ўнгдан:

+ (А билан бир хил томонга)

- (А билан тескари томонга).

Кирхгоф қонунларига асосан мустақил тенгламаларнинг тузилиши

Агар берилган занжирда:

$N_ш$ - шахобчаларнинг сони,

$N_т$ - тугунларнинг сони,

N_J -ток манбаларининг сони бўлса,

бу занжирда "$N_ш$ - N_J" номаълум токлар бўлади ва у учун 1-қонун бўйича "$N_т$ - 1" ва 2-қонун бўйича

$$K = N_ш - N_т + 1 - N_J$$

мустақил тенгламаларни тузиш мумкин. Уларнинг сонларини қўшамиз:

$$N_т - 1 \text{ (1-қонун)}$$

$$N_ш - N_т + 1 - N_J \text{ (2-қ)}$$

Ҳаммаси $N_ш$-0 0-N_Jномаълум

$$N_ш - N_J$$

Тенгламаларнинг сони номаълумларнинг сонига тенг.

Фойдаланиш учун мисол.

Берилган: E, J, R_1 ва R_2

Топиш керак: I_1, I_2.

Ечиш:

$N_ш = 3$ $N_т = 2$ $N_J = 1$

1-қонунга асосан:

$N_т - 1 = 2 - 1 = 1$

2-қонунга асосан:

$K = N_ш - N_т + 1 - N_J = 3 - 2 + 1 = 1$

Ҳаммаси бўлиб, 2та тенгламани тузиш керак.

айланма йўналиши

1-қонун: $I_1 - I_2 + J = 0$

2-қонун: $I_1R_1 + I_2R_2 = E$

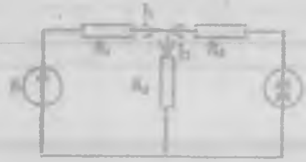
Хулоса: 2та тенглама, 2 та номаълум - ечим бор.

4- лекция

ЖАМЛАШ (ҚЎШИШ) УСУЛИ

Бу усул жамлаш тамойилига биноан ташкил этилган (1-лекцияга қаранг). Ҳисоб жараёнида биз схемада кўрсатилмаган манбаларни ички қаршиликлари билан тасвирлаймиз.

Мисол:

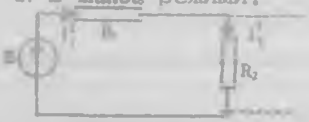


Берилган: E, J, R_1, R_2 ва R_3 (ички қаршиликлар: $R_e=0$, $R_J=\infty$)

Топиш керак: I_1 ва I_2

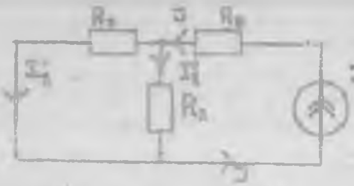
Ечиш:

1. E манба режими:



$I_1' = I_2' = E/(R_1 + R_2)$

2. J манба режими:



$I''_1 = JR_2/(R_1+R_2)$

$I''_2 = JR_1/(R_1+R_2)$

Исбот: $R_э=R_1R_2/(R_1+R_2)$; $U= JR_э$; $I=U/R$.

$I_1''=U/R_1=JR_э/R_1=J \cdot R_1R_2/(R_1+R_2)R_1=J R_2/(R_1+R_2)$;

$I_2''=U/R_2=JR_э/R_2=JR_1R_2/(R_1+R_2)R_2=J R_1/(R_1+R_2)$; (бир хил жавоб).

---

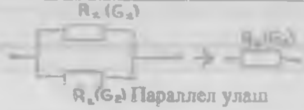
3. Умумий режим:

$I_1=I'_1 - I''_1$ $I_2=I'_2 + I''_2$

Эквивалент ўзгартиришлар

Кетма-кет улаш

$R_э=R_1+R_2$



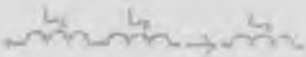
Параллел улаш

$G = 1/R$ (ўтказувчанлик)

$G_э= G_1 + G_2$

$1/R_э=1/R_1+1/R_2 =(R_1+R_2)/R_1R_2$

$R_э = R_1R_2 /(R_1 + R_2)$



$L_э= L_1 + L_2$

$1/L_э= 1/L_1 + 1/L_2 =$

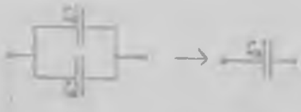
$=(L_1 + L_2)/L_1L_2$

$L_э=L_1L_2/ (L_1 + L_2)$

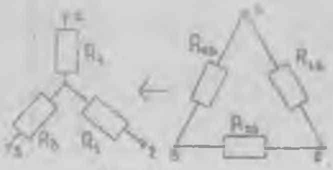
$1/C_э=1/C_1+1/C_2=$

$= (C_1+ C_2) / C_1 C_2$

$C_э = C_1 C_2/ (C_1+ C_2)$



$C_э = C_1 + C_2$



$\lambda \to \Delta$

$R_{12} = R_1 + R_2 + R_1R_2/R_3$

$R_{13} = R_1 + R_3 + R_1R_3/R_2$

$R_{23} = R_2 + R_3 + R_2R_3/R_1$

$\Delta \to \lambda$

$D = R_{13} + R_{13} + R_{23}$;

$R_1 = R_{12}*R_{13}/D$;

$R_2 = R_{12}*R_{23}/D$

$R_3 = R_{13}*R_{23}/D$.

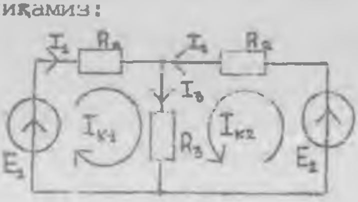
5- лекция

Контур токлар усули (КТУ)

КТУ Кирхгоф 2-қонунига асосланган. КТУ бўйича тузилган тенгламалар сони мустақил контурлар сонига тенг:

$K = N_m - N_т + 1 - N_j$

Бу усулни мисол ёрдами билан кўриб чиқамиз:



K=3-2+1-0=2

Контур токларни ихтиёрий равишда киритамиз.

Кирхгофнинг 2-қонуни бўйича тенгламаларни тузамиз:

$$\begin{cases} I_{k1}(R_1+R_1)+I_{k2}R_3=E_{11}=E_1 \\ I_{k1}R_3+I_{k2}(R_2+R_3)=E_{22}=E_2 \end{cases}$$

ёки

$$\begin{cases} I_{k1}R_{11}+I_{k2}R_{12}=E_{11} \\ I_{k1}R_{21}+I_{k2}R_{22}=E_{22} \end{cases}$$

Бу тенгламаларда:

$R_{11}=R_1+R_3$, $R_{22}=R_2+R_3$ – контурнинг хусусий қаршилиги;

$R_{12} = R_{21} = R_3$ -контурлараро қаршилик;

$E_{11} = E_1$; $E_{22} = E_2$ - контурда жойлашган ЭЮКларнинг алгебраик йиғиндиси.

(+E – контур токи билан мос йўналтирилган).

(-E – контур токига тескари йўналтирилган).

Контурлараро элементда:

\+ бир хил йўналган;

\- тескари йўналган.

Контур токларини Крамер усули ёрдамида ҳисоблаймиз:

$$\Delta=\begin{vmatrix}R_{11} & R_{12}\\ R_{21} & R_{22}\end{vmatrix};\ \Delta_1=\begin{vmatrix}E_{11} & R_{12}\\ E_{22} & R_{22}\end{vmatrix};$$

$$\Delta_2=\begin{vmatrix}R_{11} & E_{11}\\ R_{21} & E_{22}\end{vmatrix};\ I_{k_1}=\frac{\Delta_1}{\Delta};\ I_{k_2}=\frac{\Delta_2}{\Delta};$$

Контур токларига биноан шаҳобчалар орқали ўтаётган токларни топамиз:

$I_1=I_{k1};\ I_2=I_{k2};\ I_3=I_{k1}+I_{k2}.$

Тугунлар потенциаллари усули (ТПУ)

ТПУ Кирхгоф I-қонунига биноан ташкил этилган. ТПУ бўйича тайёрланган тенгламалар сони мустақил тугунларнинг сонига тенг: N_T-1.

Битта тугунни биз базис тугун сифатида танлаймиз, унинг потенциали нолга тенг. Номаълум потенциалларни ҳисоблашдан кейин биз Ом қонунига асосан шаҳобчалар орқали ўтаетган токларни топамиз.

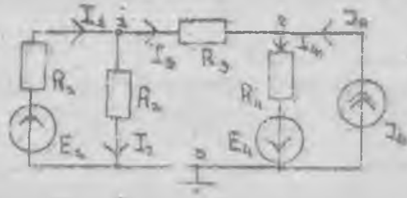
Энди "n" мустақил тугунли схема учун ТПУ бўйича тенгламаларнинг нормал тизимини исботсиз киритамиз:

$\varphi_1G_{11}-\varphi_2G_{12}-\varphi_3G_{13}-\ldots-\varphi_nG_{1n}=$
$=\Sigma_1(EG+J)$
$-\varphi_1G_{21}+\varphi_2G_{22}-\varphi_3G_{23}-\ldots-\varphi_nG_{2n}=$
$=\Sigma_2(EG+J)$
$-\varphi_1G_{31}-\varphi_2G_{32}+\varphi_3G_{33}-\ldots-\varphi_nG_{3n}=$
$=\Sigma_3(EG+J)$
....
$-\varphi_1G_{n1}-\varphi_2G_{n2}-\varphi_3G_{n3}-$
$\ldots+\varphi_nG_{nn}=\Sigma_n(EG+J)$

Крамер усулидан номаълум потенциалларни аниқлаймиз:

$\varphi_1=\Delta_1/\Delta;\ \varphi_2=\Delta_2/\Delta;\ \ldots\ \varphi_n=\Delta_n/\Delta;$
($\varphi_{n+1}=0$, базис тугун учун).

ТПУ бўйича ҳисоблаш тартибини мисол ёрдамида кўриб чиқамиз.



$N_T-1=3-1=2 \quad \varphi_0=0$ (базис)

Иккита мустақил тенглама тузамиз:

Умумий кўринишда:

$\varphi_1G_{11}-\varphi_2G_{12}=\Sigma_1(EG+J)$
$-\varphi_1G_{21}+\varphi_2G_{22}=\Sigma_2(EG+J)$

Схемамиз учун:

$\varphi_1(1/R_1+1/R_2+1/R_3)-\varphi_2(1/R_3)$
$=E_1/R_1$ [illegible]
$-\varphi_1(1/R_3)+\varphi_2(1/R_3+1/R_4)=$
$=-E_4/R_4+J_o$

Келтирилган тенгламаларда:

$G_{11}=G_1+G_2+G_3=1/R_1+1/R_2+1/R_3$
$G_{22}=G_3+G_4=1/R_3+1/R_4$ —

тугуннинг хусусий ўтказувчанлиги (тугунда учрайдиган шаҳобчалар ўтказувчанликларининг йиғиндиси),

$G_{21}=G_{12}=G_3=1/R_3$ — тугунлараро ўтказувчанлик

Σ_1, Σ_2, ..Σ_n – тугун бўйича йиғиндиси – ($+E/R, +J$ – тугунга йўналган, $-E/R, -J$ – тугундан йўналган).

Тенгламаларнинг ечилиши:

$\varphi_1=\Delta_1/\Delta$; $\varphi_2=\Delta_2/\Delta$; ....$\varphi_3=0$.

.Бундан кейин шаҳобчалар орқали ўтаётган токларни ҳисоблаймиз (Ом қонуни бўйича):

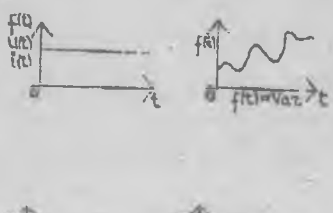
$I_1=(\varphi_3-\varphi_1+E_1)/R_1=(E_1-\varphi_1)/R_1$

$I_2=(\varphi_1-\varphi_3)/R_2=\varphi_1/R_2$

$I_3=(\varphi_1-\varphi_2)/R_3$

$I_4=(\varphi_2-\varphi_3+E_4)/R_4=(\varphi_2+E_4)/R_4$

Ўзгарувчан ток занжирлари



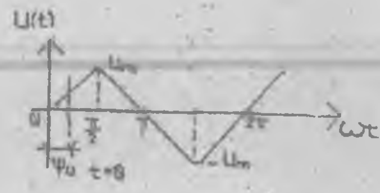
Даврий функциялар орасида синусоидал (ёки гармоник) функциялар муҳим аҳамиятга эга. Синусоидал токлар ва кучланишлар синус қонуни бўйича ўзгаради:

$i=I_m Sin(\omega t+\psi_i)$;

$u=U_m Sin(\omega t+\psi_u)$;

$e=E_m Sin(\omega t+\psi_e)$.

Энди синусоидал токнинг (кучланишнинг, ЭЮКнинг) параметрларини кўриб чиқамиз:



$u(t)=u=U_m Sin(\omega t+\psi_u)$

$2\pi \rightarrow$ даврга (T) мос келади,

t - вақт, мустақил ўзгарувчан қиймат;

$\omega=2\pi f=2\pi/T$ – бурчак частотаси (бурчак тезлиги).

U_m – кучланишнинг (функциянинг) максимал (амплитудавий) қиймати.

$(\omega t+\psi_u)$ – синус функциясининг аргументи манфий қийматидан мусбат қийматига нол орқали ўтгандан бошлаб ҳисобланаётган бурчак – фаза дейилади.

ψ_u – синус функциясининг аргументи t=0 пайтда бошланғич фаза дейилади ($\omega 0+\psi_u=\psi_u$).

ψ_u-кучланишнинг бошланғич фазаси.

Электр токининг иссиқлик ва механик ҳаракати унинг оний қийматининг квадратига пропорционалдир. Синусоидал токнинг шундай таъсирини унинг эффектив (ўрта квадратли) қиймати билан тасвирлаш мумкин:

$$I=I_{ўр.кв}=\sqrt{\frac{1}{T}\int_0^T i^2dt}=I_m/\sqrt{2}\approx 0,707I_m$$

Ўхшаш равишда киритамиз:

$$U=U_m/\sqrt{2}\approx 0,707U_m$$

$$E=E_m/\sqrt{2}\approx 0,707E_m$$

Синусоидал токнинг (ёки кучланишнинг) ўртача қийматини ҳисоблаш учун фақат мусбат яримдаврни олиш керак.

Бу ҳолда:

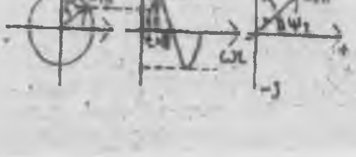
$$I_{ўр.}=2I_m/\pi\approx 0,638\ I_m \quad U_{ўр}\approx 0,638\ U_m$$

$$E_{ўр}\approx 0,638\ E_m$$

6- лекция

СИМВОЛИК ҲИСОБЛАШ УСУЛИ

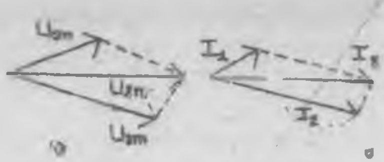
Синусоидал ток занжирларининг режимларини комплекс амплитудалар усули (символик усул) ёрдами билан ҳисоблаш мумкин. Унинг асосларини кўриб чиқамиз:



Синусоидал функцияни $i=I_m Sin(\omega t+\psi_i)$ соат миллари ҳаракатига тескари томонга айлантирилган векторнинг вертикал ўқда проекциясини чизиш билан олиш мумкин. Векторнинг узунлиги синусоидал функциянинг амплитудасига тенг. $t=0$ пайтида вектор ҳолатини бошланғич фаза билан тасвирлаш мумкин.

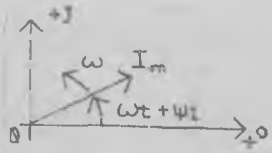
Натижада синусоидал функцияни комплекс текислиkда вектор ёки комплекс сони билан тасвирлаш мумкин. Векторларни геометрик равишда, комплекс сонларни эса алгебраик равишда қўшиш мумкин.

Электр занжирининг режимини тасвирлаётган векторлар тўплами вектор диаграммаси дейилади.



Энди синусоидал функция ва уни тасвирлаетган комплекс сон орасидаги алоқани кўриб чиқамиз:

$i=I_m Sin(\omega t+\psi_i)$



Векторни кўриб чиқамиз:

$i \Rightarrow I_m e^{j(\omega t+\psi_i)} = I_m Cos(\omega t+\psi_i) + jI_m Sin(\omega t+\psi_i)$

Синусоидал функция уни тасвирлаётган комплекс сонининг мавҳум қисмига тенг.

$I_m e^{j(\omega t+\psi_i)} = I_m \cdot e^{j\omega t} e^{j\psi_i} = \dot{I}_m e^{j\omega t} = \dot{I}_m e^{j\omega t}$

($e^{j\omega t}$ - айлантириш оператори)

$\dot{I}_m = I_m e^{j\psi_i}$ - комплекс амплитуда (токнинг комплекс амплитудаси).

Ўхшаш равишда $\dot{U}_m = U_m e^{j\psi_u}$, $\dot{E}_m = E_m e^{j\psi_e}$

Бу ўзгартиришга биноан комплекс амплитудаларнинг усули (символик усул) ташкил этилган. Амалда комплекс таъсир қийматларидан (ёки комплекс эффектив қийматларидан) кенг фойдаланилади ($I_m = I \cdot \sqrt{2}$; $U = \frac{Um}{\sqrt{2}}$ ва ҳ.к.):

$\dot{I} = Ie^{j\psi_I}$, $\dot{U} = Ue^{j\psi_u}$, $\dot{E} = Ee^{j\psi_e}$.

($\dot{I}_m = \sqrt{2} \cdot \dot{I}$)

Тасвирланиш махсус (↔) белги билан белгиланади.

$i \leftrightarrow \dot{I}_m e^{j\omega t}$, $u \leftrightarrow \dot{U}_m e^{j\omega t}$, $e \leftrightarrow \dot{E}_m e^{j\omega t}$

Демак, биз қуйидаги боғланишни топдик:

$i = I_m Sin(\omega t+\psi_i) = Jm[\dot{I}_m e^{j\omega t}]$

ёки $i \leftrightarrow \dot{I}_m e^{j\omega t}$.

Гармоник функция хосиласи ва интегралининг тасвири

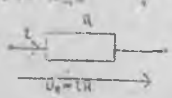
Энди гармоник функция ҳосиласи ва интегралининг кўринишини топамиз, бунинг учун юқорида олинган ифоданинг ўнг ва чап томонидан ҳосила ва интеграл оламиз:

$\frac{di}{dt} \leftrightarrow j\omega \cdot \dot{I}_m e^{j\omega t}$;

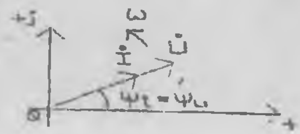
$\int idt \leftrightarrow \frac{1}{j\omega}$ ($\dot{I}_m e^{j\omega t}$)

Буларни ҳисобга олиб; R, L ва C-даги кучланишларни кўриб чиқамиз. Умумий ҳолда:

$i \leftrightarrow \dot{I}_m e^{j\omega t}$; $u \leftrightarrow \dot{U}_m e^{j\omega t}$

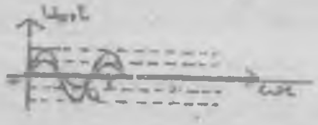


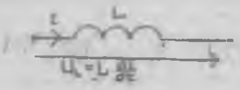
$u_R = i \cdot R \leftrightarrow R \cdot \dot{I}_m e^{j\omega t} = \dot{U}_{mR} e^{j\omega t}$



Демак, $\dot{U}_{mR} = R \cdot \dot{I}_m$ ёки $\dot{U}_R = R \cdot \dot{I}$

$\dot{I}_m = I_m e^{j\psi_i}$ – $\dot{U}_{mR} = RI_m e^{j\psi_i}$ – бир хил бошлангич фаза билан ($\Psi_u = \Psi_i$).

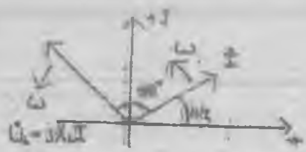




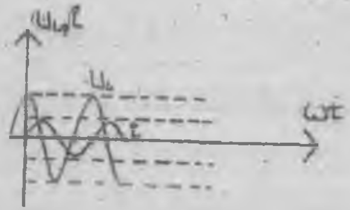
$\dot{U}_L = L \cdot di/dt \leftrightarrow j\omega L \cdot \dot{I}_m e^{j\omega t} = \dot{U}_{mL}\, e^{j\omega t}$

Демак, $\dot{U}_{mL} = j\omega L \cdot \dot{I}_m$ ёки $\dot{U}_{mL} = jx_l \cdot \dot{I}_m$

ёки $\dot{U}_L = j\omega L \cdot \dot{I} = jx_l \cdot \dot{I}$.



$X_L = \omega L$



"j"га кўпайтириш соатнинг мили ҳаракатига тескари томонга 90^0 бурчакка буриб тасвирланади.

Индуктивлик орқали ўтаётган ток индуктивлигидаги кучланишдан 90^0 орқада қолади.

-----☼ -----

$u_C = 1/C \cdot \int idt \leftrightarrow$

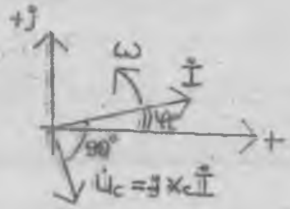
$\leftrightarrow (1/j\omega C) \cdot \dot{I}_m e^{j\omega t} = \dot{U}_{mC} e^{j\omega t}$

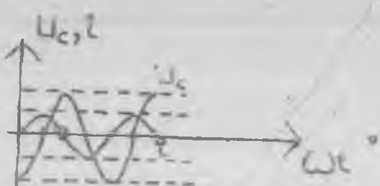
Демак, $\dot{U}_{mC} = (1/j\omega C) \cdot \dot{I}_m = (-j^2/j\omega C) \cdot \dot{I}_m = (-j\frac{1}{\omega C}) \cdot \dot{I}_m = -jx_c \cdot \dot{I}_m$.

ёки $\dot{U}_C = -jx_c \cdot \dot{I}$

$X_c = 1/\omega C$

"-j"га кўпайтириш соатнинг мили ҳаракати билан бир хил томонга 90^0 бурчакка буриб тасвирланади.

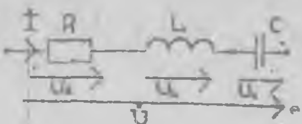




Сиғим орқали ўтаётган ток сиғимда ҳосил бўлаётган кучланишидан 90^0 олдинга ўтади.

7- лекция
КОМПЛЕКС ҚАРШИЛИК ВА ЎТКАЗУВЧАНЛИК

Кетма-кет уланган R, L ва C ни кўриб чиқамиз:



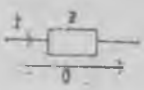
$$u = u_R + u_l + u_c$$

$$\dot{U}=\dot{U}_R+\dot{U}_l+\dot{U}_c= R*\dot{I} + jx_l*\dot{I} - -jx_c*\dot{I}=\dot{I}[R+jx_l-jx_c]=\dot{I}[R+ +j(x_l-x_c)]=\dot{I}[R+jx] = \dot{I}[R+j(\omega L- -1/\omega C)] = \dot{I}*Z$$

Бу ерда:

Z- комплекс қаршилик;
x_l. индуктив қаршилик;
x_c - сиғим қаршилиги;
x -реактив қаршилик;
R-резистив (актив) қаршилик.

$$U = \dot{I}*Z$$



Синусоидал ток занжири учун Ом қонуни (пассив электр тармоғи учун).

$$Z=U/\dot{I}=Ue^{j\psi_u}/Ie^{j\psi_i}= =\check{z}e^{j(\psi_u-\psi_i)}=\check{z}e^{j\varphi}$$

$$\varphi = \psi_u - \psi_i$$

φ - кучланиш ва ток фазаларининг силжиши бурчаги (Uдан İгача ўлчанади) φ >0↓. φ< 0↑

ž-комплекс қаршилигининг модули, шу билан бирга ž - тўла қаршилик.

$$\check{z}=\sqrt{R^2+X^2} = \sqrt{R^2+(X_l-X_c)^2} = = \sqrt{R^2+(\omega l-\frac{1}{\omega c})^2}$$

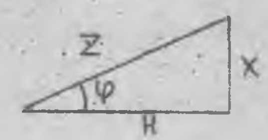
$$\varphi=\operatorname{arctg}(X/R)=\operatorname{arctg}[(X_l- - X_c)/R]$$

Y=1/Z-комплекс ўтказувчанлик бу комплекс қаршиликка тескари қийматдир.

$$Y=1/\check{z}e^{j\varphi} = ye^{-j\varphi}; \quad y=1/\check{z};$$

$$Y=\dot{I}/\dot{U}=Ie^{j\psi_i}/Ue^{j\psi_u}=ye^{j(\psi_i-\psi_u)}= =ye^{-j\varphi}$$

$$Y=1/Z=1/(R+jX) =(R-jX)/ (R+jX)* *(R-jX)=(R-jX)/(R^2-(j)^2X^2)=(R-jX)/ /(R^2+X^2) = R/(R^2+X^2)-jX/(R^2+X^2)= =G-jB$$



$$Y = G - jB = ye^{-j\varphi}$$

(X>0 → B>0 инд.;
x<0 → B<0 сиғим,
(φ – бир хил)

$X_l=\omega L \quad \omega=0 \to X_l=0$
$\omega\to\infty, \quad X_l\to\infty$

$X_c=1/\omega C \quad \omega=0 \to X_c=\infty$
$\omega\to\infty, \quad X_c\to 0.$

Актив, реактив ва комплекс қувватлар

$p=u*i$ –оний қувват
$\dot U=Ue^{j\psi u}$
$\dot I=Ie^{j\psi i}$
$\hat I=Ie^{-j\psi i}$ - қўшимча вектор
$\dot U*\dot I=Ue^{j\psi u}*Ie^{j\psi i}=UIe^{j(\psi u+\psi i)}$
– аниқланмаган ифода; ψ_u ва ψ_i– бошланғич фазалари. тасодифий (случайная) қийматлар, уларнинг катталиклари ихтиёрий равишда олинган бошланғич вақт билан боғланган (векторлар айланади).

$\psi_u-\psi_i=\varphi$–ўзгармас катталик бўлиб, ундан қуйидагича фойдаланамиз.

$\hat S=\dot U*\hat I=\dot Ue^{j\psi u}Ie^{-j\psi i}=UIe^{j(\psi u-\psi i)}=$
$=UIe^{j\varphi}=Se^{j\varphi}=UICos\varphi+$
$+jUISin\varphi=SCos\varphi+jS*Sin\varphi=$
$=P+jQ$
$P= Scos\varphi= UI*Cos\varphi$
$Q=S*Sin\varphi= UI*Sin\varphi$
$S=\sqrt{P^2+Q^2}$
$\varphi=arctg(P/Q)$
$\hat S$–комплекс қувват (ВА);

S– тўла қувват (ВА);
P –актив қувват (Вт);
Q –реактив қувват (ВАр)
Бошқа томондан:
$\dot U=\dot I*Z$
$\hat S=\dot U*\hat I=Ie^{j\psi i}*Z*Ie^{-j\psi i}=$
$=I^2*Z=I^2(R+jX)=$
$=I^2R+jI^2X=P+jQ$
$\{I^2e^{j0}=I^2$–модул квадратда$\}$
$P=I^2R$ (ўзгармас ток занжири учун бир хил)
$Q=I^2X$ (фақат ўзгарувчан ток занжирларида мавжуд)
$X>0\to Q>0$ ($X_l>X_c$ –индуктив характерга эга);
$X<0\to Q<0$ ($X_l<X_c$ –сиғимли характерга эга).

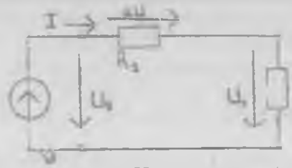
$Z= ze^{j\varphi}$

$\hat S= I^2 Z= I^2 z e^{j\varphi} = Se^{j\varphi}$

$S= I^2 z$ – тўла қувват.

8-лекция

МАНБАДАН ЮКЛАМАГА МАКСИМАЛ ҚУВВАТНИ УЗАТИШ ШАРТИ (ЎЗГАРМАС ТОК ЗАНЖИРИ УЧУН)



Схемада: U_0 манбанинг кучланиши,
U_2–юкламанинг кучланиши,
ΔU–кучланишнинг пасайиши.

$U_2=U_0-\Delta U, U_0=\Delta U+U_2, \ \Delta U=IR_1,$
$U_2=IR_2, \ I=U_0/(R_1+R_2),$
$P_0=U_0 I, \quad \Delta P=I^2R_1,$
$P_2=P_{ю}=P_0-\Delta P=P_0-I^2R_1,$
$P_2=U_2 I.$

Энди икки электр режимни батафсил равишда кўриб чиқамиз ва графикни чизамиз:

Юкламанинг салт ишлаши:
$R_2=\infty$, $I=0$, $\Delta U=IR_1=0*R_1=0$,
$U_2=U_0-\Delta U=U_0$, $\quad P_2=U_2 I$,
$P_{2си}=U_0*0=0$ $(I=0)$.

Юкламанинг қисқа туташувда ишлаши:
$R_2=0$, $\quad U_2=IR_2=0$, $\quad P_2=U_2 I$,
$P_{2кт}=0$ $(U_2=0)$.
$\Delta U=IR_1=U_0$, $\quad I_{кт}=U_0/R_1$.

Иш режими салт юриш ва қисқа туташув ўртасида жойлашган. Электр узатишнинг фойдали иш коэффициентини қуйидаги ифода орқали топиш мумкин:
$\eta=P_2/P_0=(P_0-\Delta P)/P_0=1-$
$-\Delta P/P_0=1-(I^2R_1)/U_0 I=1-I/I_{кт}$.

Максимал узатилган қувватни (P_{2max}) топиш учун биринчи тартибли ҳосилани оламиз:
$dP_2/dI=d/dI\{U_0 I-I^2R_1\}=U_0-$
$-2IR_1=0 \quad \rightarrow \quad U_0=2IR_1 \quad \rightarrow$
$I=U_0/2R_1=I_{кт}/2$ (P_{2max} учун).

Умумий ҳолда:
$I=U_0/(R_1+R_2)$;
Агар $R_2=R_1$ бўлса,
$I=U_0/2R_1= I_{кт}/2$,
демак, P_{2max}га мос келади.
$P_{2max}=(U_0 I-I^2R_1)/_{Iкт/2 учун}=$
$=U_0*I_{кт}/2-(I_{кт}/2)^2*$
$*R_1=U_0*U_0/2R_1-(U_0/2R_1)^2*R_1=$
$=U_0^2/2R_1-(U_0^2/4R_1^2)*R_1=$
$=U_0^2/2R_1-U_0^2/4R_1= U_0^2/4R_1$.

P_{2max}ни узатиш учун фойдали иш коэффициентини аниқлаймиз:
$\eta=1-I/I_{кт}=1-I_{кт}/2I_{кт}=$
$=1-1/2=1/2=50\%$

Хулоса. Манбадан юкка максимал қувватни узатиш учун линиянинг қаршилигини юкламанинг қаршилигига тенг қилиб олиш керак. Натижада электр узатишнинг фойдали иш коэффициенти 50%га тенг, максимал қувват

$$P_{2max}= U_0^2/4R_1$$

бўлади.

Манбадан юкламага максимал қувватни узатиш шарти

(қисқа кўринишда)

Ўзгарувчан ток занжирларида $X=X_L - X_C=0$ бўлиши керак.

Схемада: U_0 - манбанинг кучланиши

U_2-юкнинг кучланиши

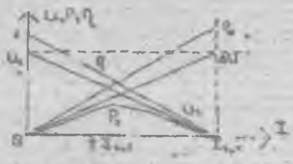
ΔU-кучланишнинг пасайиши.

$U_2=U_0-\Delta U, U_0=\Delta U+U_2, \quad \Delta U=IR_1,$
$U_2=IR_2,$
$I=U_0/(R_1+R_2),$
$P_0=U_0I, \quad \Delta P=I^2R_1,$
$P_2=P_ю=P_0-\Delta P=P_0-I^2R_1,$
$P_2=U_2I.$
$P_2=P_ю=P_0-I^2R_1=U_0I-I^2R_1$

Салт ишида: $R_2=\infty$, $I-0$, $P_2=U_2I=0$

Киска туташувда: $R_2=0$, $U_2=IR_2=0$,
$P_2=U_2I=0*I=0.$

Иш режими салт иши ва киска туташув орасида жойлашган. Режим параметрларини ва узатиш системасининг ФИКни (η - фойдали иш коэффициенти) графикда келтирамиз:



Хулоса (исботсиз):

Манбадан юкламага максимал кувватни узатиш учун линиянинг каршилигини юкламанинг каршилигига тенг килиб олиш керак. Натижада электр узатишнинг фойдали иш коэффициенти 50%га тенг, максимал кувват

$$P_{2max}=U_0^2/4R_1$$

бўлади.

Индуктив боғланган занжирлар

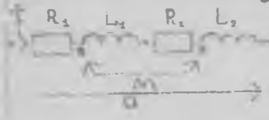
L-индуктивлик (узиндуктивлик)
M-узароиндуктивлик (янги тушунча)

Агар электр занжирида бир индуктивликда ўтадиган токдан бошка индуктивликда кучланишни хосил килса, бу занжир индуктив боғланган занжир дейилади.

Мувофикли уланган ғалтакларнинг учлари, унга нисбатан токлар бир хил томонга утса, бирполяр ёки бир исмли учлар дейилади (*).

Энди синусоидал таъсирлардан / иккита кетма-кет уланган индуктив ғалтакларнинг режимини кўриб чиқамиз:

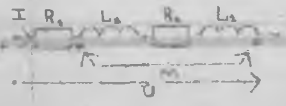
а) мувофиқ (мос) улаш.



$$\dot U=\dot I R_1+j\omega L_1\dot I+j\omega M\dot I+\dot I R_2+j\omega L_2\dot I+j\omega M\dot I=\dot I[(R_1+R_2)+j\omega(L_1+L_2+2M)]=\dot I(R_э+j\omega L_э)$$

$$L_{э\,мув}=L_1+L_2+2M$$

б) қарама-қарши улаш.

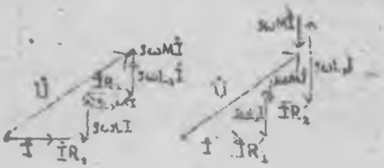


$$\dot U=\dot I R_1+j\omega L_1\dot I-j\omega M\dot I+\dot I R_2+j\omega L_2\dot I-j\omega M\dot I=\dot I[(R_1+R_2)+j\omega(L_1+L_2-2M)]=\dot I(R_э+j\omega L_э)$$

$$L_{э\,к-к}=L_1+L_2-2M$$

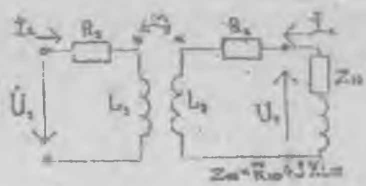
$L_{э\,мув}-L_{э\,к-к}=4M$ (Мни аниқлаш учун).

Энди вектор-топографик диаграммаларни чизамиз.



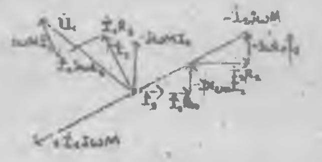
Ҳаво трансформатор. Вектор топографик диаграмма

Трансформаторнинг юки резистив-индуктив характерга эга бўлсин.



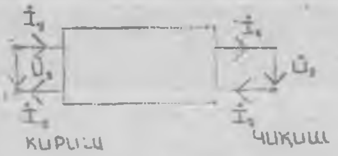
$$\dot I_1R_1+j\omega L_1\dot I_1+j\omega M\dot I_2=\dot U_1$$

$$\dot I_2R_ю+jX_ю\dot I_2+\dot I_2R_2+j\omega L_2\dot I_2+j\omega M\dot I_1=0$$



Комплекс узатиш функцияси

Электр занжирининг айрим қисмларини тўрт қутблик билан тасвирлаш мумкин. ТҚ – бу электр занжири (ёки унинг қисми) иккита кириш ва иккита чиқиш учлари билан ифодаланади.



$\dot U_1, \dot I_1$ - таъсир .
$\dot U_2, \dot I_2$ –таъсирга жавоб

ТҚнинг ўз узатиш функцияси орқали тасвирлаш мумкин. ТҚнинг комплекс узатиш функцияси бу ТҚдаги чиқиш комплекс функциясининг кириш комплекс функциясига нисбатидир:

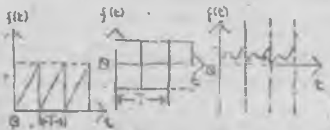
$$H(j\omega)=F_2(j\omega)/F_1(j\omega) = F_2/F_1=H(\omega)e^{j\psi(\omega)}$$

$H(\omega)$-АЧХ (амплитуда-частотавий характеристика)
$\psi(\omega)$-ФЧХ(фаза-частотавий характеристика)

$H(j\omega)_u= U_2(j\omega)/U_1(j\omega)$ – кучланиш бўйича комплекс узатиш функцияси

$H(j\omega)_i= I_2(j\omega)/I_1(j\omega)$ – ток бўйича комплекс узатиш функцияси.

Носинусоидал даврий ток занжирлари



Агар чизиқли электр занжирида носинусоидал ток, ёки кучланишнинг манбалари мавжуд бўлса, бу занжир орқали носинусоидал даврий токлар ўтади.
Ҳар бир носинусоидал даврий функцияни Фурье тригонометрик (гармоник) қатори билан ифодалаш мумкин:
1-шаклда:

$$f(t)=A_0+A_{1m}Sin(\omega t+\psi_1)+ +A_{2m}Sin(2\omega t+\psi_2)+A_{3m}Sin(3\omega t+\psi_3)+\ldots +A_{nm}Sin(n\omega t+\psi_n)=A_0+\sum A_{km}Sin(k\omega t+\psi_k)$$

Шундай қилиб, носинусоидал токни ёки кучланишни синусоидал ток ёки кучланиш ташкил этувчилари ва ўзгармас ташкил этувчи йиғиндиси билан тасвирлаш мумкин ва қўшиш (жамлаш) тамойилига асосан занжирнинг режимини символик усул ёрдами билан ҳисоблаш мумкин.
Юқоридаги ифодада:
A_0- ўзгармас ташкил этувчи (нолинчи гармоника);
$A_{1m}Sin(\omega t+\psi_1)$-1- ёки асосий гармоника;
$A_{km}Sin(k\omega t+\psi_k)$юқори гармоникалар;
ω-асосий гармониканинг частотаси;

$2\omega, k\omega, n\omega$ – юқори гармоникaнинг частоталари.

2-шаклда :

$f(t)=a_0/2+\sum_{k=1}^{\infty} (a_k Cos k\omega t+ +b_k Sin k\omega t)$.

Шакллар орасидаги боғланиш:

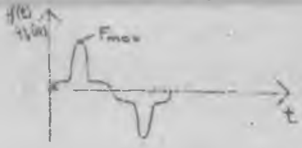
$A_0=a_0/2$, $a_k=A_{km} Sin\psi_k$

$в_k=A_{km} Cos\psi_k$

$A_{km}=\sqrt{a^2_k+в_k^2}$,

$\psi_k=arktg\ (a_k/в_k)$

Носинусоидал даврий ток занжирларини Ҳисоблаш



F_{max} – амплитуда (максимал қиймат)

$F_{ўр}=A_0=a_0/2$ - ўртача қиймат

$F=F_{ўр.кв}$ - ўрта квадратли ёки эффектив қиймат

$A_{km}=\sqrt{2}A_k$ ёки $A_k=A_{km}/\sqrt{2}$

$P=U_0I_0+\sum U_kI_k Cos\psi_k$
- актив қувват,

$Q=\sum U_kI_k Sin\psi_k$
- реактив қувват.

Режимни Ҳисоблаш тартиби

1. Берилган $f(t)[u(t), i(t)]$функцияни Фурье қатори билан тасвирлаймиз (тайёр жадваллардан ёки графо-аналитик усулдан фойдаланамиз).
2. Занжирнинг режимини ўзгармас ток таъсирида ҳисоблаймиз.
3. 1-гармоника учун занжирнинг қаршилигини ва режимини ҳисоблаймиз (комплекс усулидан фойдаланамиз).
4. 1-гармоника учун токларнинг оний қийматларини ёзамиз.
5. Ўхшаш равишда (3-4-пунктлар) юқори гармоникалар учун ҳисобини бажарамиз.
6. Занжир орқали ўтаётган токларнинг барча гармоник (синусоидал) ташкил этувчилар йиғиндиси кўринишида тасвирлаймиз.

Дискрет амплитуда-частотавий ва фаза-частотавий спектрлар

Фурье қаторининг умумий кўриниши:

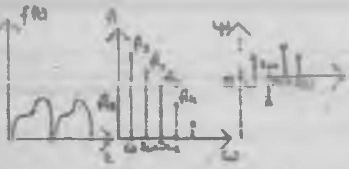
$f(t)=A_0+\sum_{k=1}^{\infty} A_{km} Sin(k\omega t+\psi_k)$

Бу ерда: $\omega=2\pi/T$,
T – функциянинг даври.

A_{km} ва ψ_k қийматлари эгри чизиғининг кўринишини тўла ифодалайди.

$A_0, A_{1m}, A_{2m}, ..., A_{nm}$ коэффициентлар тўплами, f(t) функция гармоник ташкил этувчиларнинг амплитуда қийматлари f(t) функциянинг амплитудавий спектри дейилади.

f(t) функциянинг гармоник ташкил этувчиларининг бошланғич фазалари ψ_1, ψ_2, ψ_n бурчакларнинг тўплами f(t) функциянинг фазавий спектри дейилади.



Графикда ҳар бир чизиқ бўлаги синусоидал тебранишни тасвирлайди. Бу тебранишнинг частоталари ω, 2ω, 3ωга тенг.

Чизиқ бўлагининг узунлиги тебраниш амплитудасига мосдир. Ҳар бир чизиқ бўлаги спектрал чизиқ дейилади, улар дискрет равишда жойлашган.

Агар «к» навбатдаги гармониканинг амплитудаси 1-гармониканинг амплитудасига нисбати 0,1-дан камроқ бўлса, «к+1» гармоникадан бошлаб ва кейингиларни катта хато қилмасдан қолдириш мумкин.

Умумий ҳолда амплитуда ва фаза спектрлари кўриниши ҳар хил бўлади ва улар албатта дискретли бўлади.

9- лекция

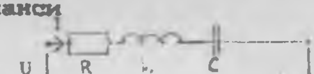
ЯККА ТЕБРАНИШ КОНТУРИДАГИ РЕЗОНАНС ҲОДИСАЛАРИ

Сиғим ва индуктивликдан иборат электр занжирида шундай режим бўлиши мумкин, унинг натижасида занжирнинг умумий реактив қаршилиги ёки ўтказувчанлиги нолга тенг ($x=0$, $в=0$) бўлишига электр резонанси дейилади.

Резонанснинг қўлланилиши:

1) қабул қилувчи ва тарқатувчи антенналарда;
2) кўп каналли телефонлаштиришда;
3) юқори частотали генераторларида.

Кетма-кет тебраниш контурида кучланишлар резонанси

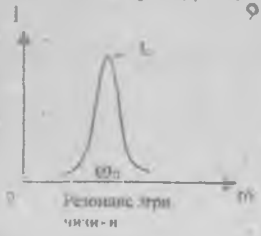


$X_{L0}=X_{C0}$ – (ω_0) резонанс частотада бўлади, уни топамиз: $X_{L0}=\omega_0 L$, $X_{C0}=1/\omega_0 C$ → $\omega_0 L=1/\omega_0 C$ → $\omega_0^2 LC=1$, $\omega_0^2=1/LC$ → $\omega_0=1/\sqrt{LC}$

ω_0 (c^{-1}), L(Гн), C(Ф).

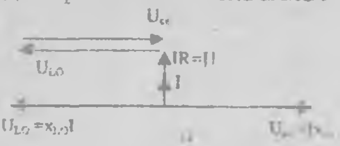
Резонанс режимида:

$I = U/\tilde{z} = U/\sqrt{R^2+X^2} = U/\sqrt{R^2+0} = U/R = I_{max} = I_0$ $(\varphi=0)$.



Агар занжирнинг кириш кучланиши ўз эффектив қийматини ўзгартирмаса (U=Const) ва фақат кучланишнинг частотасини ўзгартирса, маълум бир частотада кучланишлар резонанси бўлади. Бу частота резонанс частотаси ω_0 дейилади.

Резонанс учун вектор диаграммасини чизамиз.



$|U_{L0}| = |U_{C0}| >> U$ (шунинг учун резонанс дейилади).

Резонанс пайтида индуктивлик ва сиғим қаршиликлари контурнинг тўлқин ёки характеристик қаршилиги R_c, ρ дейилади. Унинг қийматини топамиз:

$X_{L0} = \omega_0 L \rightarrow \omega_0 L = 1/\omega_0 C = R_c(\rho) \rightarrow$

$\omega_0 L/\omega_0 C = R_c^2 \rightarrow$

$R_c = \sqrt{\dfrac{L}{C}}$,

$[Ом] = \sqrt{[Гн]/[Ф]}$.

Кетма-кет тебраниш контурини асллик (Q) билан характерлаштириш мумкин. Унинг ифодасини хулосасиз келтирамиз:

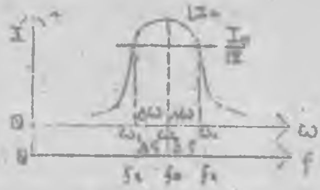
$Q = R_c/R$

Асллигининг маъноси:

$U_{L0}/U = U_{C0}/U = I_0 R_c/I_0 R = R_c/R = Q \rightarrow U_{L0} = U_{C0} = QU$

Резонанс пайтида индуктивликдаги ёки сиғимдаги кучланиш киришдаги кучланишдан Q марта ортади.

Кетма-кет тебраниш контурининг ўтказиш оралиғи (ЎО)



$\Omega = \omega_2 - \omega_1 = 2\Delta\omega$

$S_A = f_2 - f_1 = 2\Delta f$ } – ўтказиш оралиғи

Кетма-кет тебраниш контурида резонанс атрофида частотанинг шундай диапазони борки, унинг чегараларида токнинг қиймати максимал катталигига нисбатан $\sqrt{2}$ марта камаяди ($\sqrt{2} \approx 0,707$). Мазкур диапазон контурнинг ўтказиш оралиғи дейилади. Унинг кенглиги контурнинг асллиги билан боғланган:

$$\omega_0/\Omega = \omega_0/(\omega_2-\omega_1) = \omega_0/2\Delta\omega = $$
$$= f_p/2\Delta f = f_p/S_A = Q.$$
$$\omega_0/\Omega = f_p/S_A = Q.$$

Контурнинг абсолют, нисбий ва умумийлашган бузилганлиги

Кетма-кет [illegible] контурига [illegible] ланишнинг частотасидан резонанс частотасини айирсак, унинг қиймати контурнинг абсолют бузилганлиги дейилади:

$$\Delta\omega = \omega - \omega_0. \quad (\pm)$$

Абсолют бузилганликнинг резонанс частотаси[illegible] [illegible] бузилганлик дейилади:

[illegible]

[illegible]

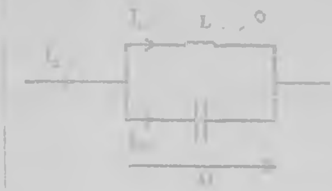
билан ҳисобланади (тай[illegible] ифода):

[illegible]

Агар $\omega = \omega_0$ бўлса, ҳолда $\Delta\omega = 0$, $\delta = 0$ ва $a = 0$ бўлади. «а»дан фойдаланишини куриб чиқамиз (исботсиз):

$$Z = R(1+ja), \quad \dot{z} = R\sqrt{1+a^2}$$
$$\varphi = \operatorname{arctg}(a)$$
$$I/I_0 = 1/\sqrt{1+a^2}.$$

10-лекция
ПАРАЛЛЕЛ ТЕБРАНИШ КОНТУРИДА ТОКЛАР РЕЗОНАНСИ



Идеал параллел тебраниш контури параллел равишда уланган индуктивлик ва сиғимдан иборат (бу назарий фараз)

[illegible] (реактив ўтказувчанлик)

$B_{\Sigma} = B_{L0} - B_{C0} = 0 \Rightarrow B_{L0} = B_{C0}$, ёки

$1/\omega_0 L = \omega_0 C \Rightarrow \omega_0^2 LC = 1 \Rightarrow$

$$\boxed{\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}}$$

резонанс частотаси

Занжир ажралган қисмдаги ток:

$I_{кк} = I_{\Sigma} = \upsilon \bullet B_{\Sigma} = \upsilon \bullet 0 = 0$

Бошқа томондан:

$I_{L0} = \upsilon / \omega_0 L \neq 0$

$I_{C0} = \upsilon \bullet B_{C0} = \upsilon \omega_0 C \neq 0$

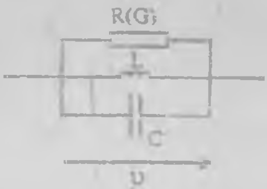
(Ҳар бир шаҳобчада ток бор).

$B_{\Sigma} = 0 \rightarrow (R_{\Sigma} = 0) \Rightarrow Z_{кир} = \infty \Rightarrow$

$\Rightarrow I_{\Sigma} = 0$.

(Манбадан энергия олинмайди).

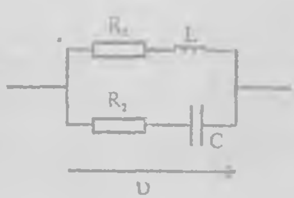
Ҳақиқатда эса занжирнинг ажралмаган қисмида ток нолга тенг эмас, чунки контурда қувват сочилиши бор. Бу қувват сочилишини параллел уланган резистив қаршилик билан моделлаштириш мумкин.



$B_0 = 0$, лекин

$$y_0 = \sqrt{G_0^2 + B_0^2} = \sqrt{G_0^2 + 0} = \sqrt{G_0^2} = G = \frac{1}{R}$$

Бу контур идеаллаштирилган контур дейилади, унга асосан биз оддий параллел контурларни ўрганиб чиқамиз. Оддий контурда хар бир шахобчада резистив қаршилик бор.



$$y = G = \frac{R_1}{R_1^2 + R_C^2} + \frac{R_2}{R_2^2 + R_C^2}$$

- резонанс ўтказувчанлик

$$R_c = \sqrt{\frac{L}{C}}$$

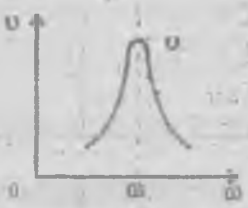
- тўлқин қаршилиги (уни кейинроқ кўриб чиқамиз)

Резонанс ҳолатида параллел тебраниш контурида тўла ўтказувчанлик энг кичик, лекин кириш қаршилиги энг катта ва соф резистивли характерга эга:

$$y = \sqrt{G^2 + B^2} = \sqrt{G^2 + 0} = \sqrt{G^2} = G = y_{min}$$

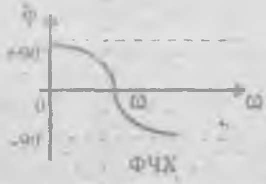
$$Z_{max} = \frac{1}{y_0} = \frac{1}{y_{min}} = Z_0 = \frac{1}{G} = R$$

Агар контур ток манбаидан таъминланаётган бўлса, ($J = Const$; эффектив), резонанс пайтида контурнинг учлари орасидаги кучланиш энг катта бўлади.



АЧХ

$$\upsilon_0 = J \bullet Z_0 = J \bullet Z_{max} = J \bullet R = \upsilon_{max}$$



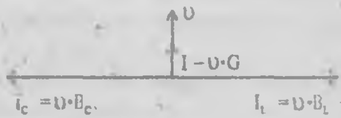
ФЧХ

(исботсиз).

Резонанс режимида реактив элементларнинг ўтказувчанликлари бир-бирига тенг ($B_{L0} = B_{C0}$). Натижада уларнинг реактив қаршиликлари ҳам бир-бирига тенг ($X_{L0} = X_{C0}$) ва улар контурнинг тўлқин ёки характеристик қаршилиги дейилади.

$$\boxed{R_c = \sqrt{\frac{L}{C}}}$$

Параллел контурда резонанс режимда индуктивлик ва сиғим орқали ўтаётган токлар бир-бирига тенг ва уларнинг векторлари тескари томонга йўналтирилади:



$$|I_{C0}| = |I_{L0}| >> I$$
(резонанс)

Параллел тебраниш контури асллик (Q) билан ҳам характерланади. Унинг ифодасини исботсиз келтирамиз.

$$\boxed{Q = \frac{R}{R_c}}$$

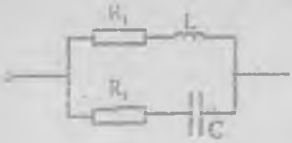
Унинг физик маъносини кўриб чиқамиз:

$$I = \upsilon/R; \quad I_{L0} = I_{C0} = \upsilon/R_C;$$

$$I_{Lo}/I = I_{Co}/I = \omega/R_c \bullet R/\omega = Q$$
$$I_{Lo} = I_{Co} = QI$$

Шахобчалар орқали ўтаётган токлар ажралмаган қисмдаги токка нисбатан "Q" марта кўп бўлади.

Оддий (йўқотишли) ва кам йўқотишли параллел тебраниш контури



Тайёр ифода

$$R_c = \sqrt{\frac{L}{C}}$$

$$\omega_{рез} = \frac{1}{\sqrt{LC}}\sqrt{\frac{R_c^2 - R_1^2}{R_c^2 - R_2^2}} =$$

$$= \omega\sqrt{\frac{R_c^2 - R_1^2}{R_c^2 - R_2^2}} \qquad \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$$

Агар $R_1 > R_C$ ва $R_2 > R_C$, ёки $R_1 < R_C$ ва $R_2 < R_C$ бўлса, резонанс бўлади.

Агар $R_1 = R_2 \neq R_C$ бўлса, резонанс частотаси ($\omega_{рез.}$) қаршиликка боғлиқ бўлмайди. ($\omega_{рез.} = \omega_0$)

Агар $R_1 = R_2 = R_C$ бўлса, контур барча частотада резонансга эга бўлади.

Агар $R_1 << R_C$ ва $R_2 << R_C$ бўлса, контур кам йўқотишли контур деб аталади. Унинг хусусиятлари идеаллаштирилган контурнинг хусусиятларига ўхшаш бўлади.

11-лекция

Чизиқли электр занжирларида ўткинчи жараёнлар

Электр занжирининг аввалги режимидан бошқа режимга ўтиши ўткинчи жараён дейилади. У коммутация натижасида бошланади. Коммутация (уланиш ёки узилиш) - бу электр занжири параметрларининг идеал электрон калит ёрдами билан оний ўзгариши (бир лаҳзада ўзгариши).

Эски шартли белгилар

Коммутациянинг вақти (пайти) $t=0$ деб оламиз.

Коммутация қонунлари

Тўпланган (мужассамлашган) элементлардан иборат электр занжирида магнит майдонининг энергияси индуктивликда ва электр майдонининг энергияси сиғимда жойлашган бўлсин:

$$w = Li^2/2 + Cu_c^2/2$$

(L ва C - ўзгармас катталиклар).

Энергиянинг биринчи ҳосиласи қувватга мос келади, демак, энергиянинг оний ўзгариши чексиз қувватга мос келади. Лекин амалда ҳар бир манбанинг қуввати чекланган, шу сабабдан индуктивлик орқали ўтаётган ток ва сиғимдаги кучланиш ўз катталикларини оний равишда ўзгартира олмайди. Бу хусусиятларни ифодаловчи коммутация ҳақидаги қонунларни келтирамиз.

1-қонун. Коммутациянинг бошланиш пайтида $(t=0)$ индуктивлик орқали ўтаётган ток қиймати коммутациядан олдинги токка тенг ва кейин текис равишда ўзгаради.

2-қонун. Коммутациянинг бошланиш пайтда $(t=0)$ сиғимдаги кучланиш қиймати коммутациядан олдинги кучланишга тенг ва кейин текис равишда ўзгаради.

$$u_C(0_+) = u_C(0_-)$$

Эслатма: 1) Сиғим орқали ўтаётган токнинг ва индуктивликдаги кучланишнинг катталиклари оний равишда ўзгариши мумкин; коммyтация пайтида ($t=0$) индуктивликлар орқали ўтаётган токларнинг ва сиғимлардаги кучланишларнинг катталиклари мустақил бошланғич шартларни ташкил этади, ундан фойдаланишни кейинроқ кўриб чиқамиз.

Ўткинчи жараённи классик усул билан ҳисоблаш

Ўткинчи жараённи классик усул билан ҳисоблаш бу электр занжирининг коммутациядан кейинги режимини дифференциал тенгламалар ёрдамида ҳисоблаш. Шу сабабдан, натижавий ток ёки кучланиш мажбурий ва эркин ташкил этувчидан иборат:

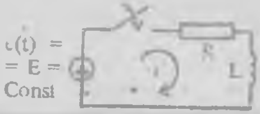
$i = i_М + i_Э \qquad u = u_М + u_Э$

Классик усул бўйича ҳисоблаш тартибини келтирамиз.

1. Коммутациялардан олдин ва коммутациядан кейин барқарорлашган режимларни ҳисоблаш (ТР)
2. Занжирдаги коммутациядан кейинги режим учун нобиржинсли (НБЖ) дифференциал тенгламаларни тузиш.
3. Бир жинсли дифференциал тенгламани (БЖ) ечиш ва эркин ташкил этувчисини аниқлаш.
4. Умумий ечимини ёзиш (УЕ).
5. Интеграллаш доимийларини (А) бошланғич шартлар ёрдами билан аниқлаш ва натижавий ечимини ёзиш.

Энди биринчи тартибли электр занжирлардаги ўткинчи жараёнларни олинган тартиби бўйича таҳлил қиламиз.

А. R, L - занжирни улаш



1. ТР

а) коммутациядан олдин

$i_L(0_+) = i_L(0_-) = 0$

б) коммутациядан кейин

$i_М = E/R$

2. НБЖ (ўткинчи ток учун)

$$iR + L\frac{di}{dt} = E$$

3. БЖ:

$$i_Э R + L\frac{di_Э}{dt} = 0$$

Интеграллаш оператори «р»ни киритамиз

$Ri_Э + Lpi_Э = 0 \Rightarrow R + pL = 0$

(характеристик тенглама)

$p = -R/L$ (илдиз);

$i_Э = Ae^{pt} = Ae^{(-Rt/L)} = Ae^{(-t/\tau)}$

бу ерда

$\boxed{\tau = \frac{L}{R}}$ - вақт доимийси, $\tau = |1/p|$

4. УЕ:

$i = i_м + i_э = E/R + Ae^{(-R/L)t}$

5. «А»ни аниқлаш:

а) мустақил бошланғич шартлар бўйича ($t=0$):

$i(0_+) = i(0_-) = 0$

б) 4-пункт бўйича $t=0$ учун:

$i(0_+) = E/R + Ae^0 = E/R + A$

Буларни тенглаштирамиз:

$E/R + A = 0 \Rightarrow A = -E/R$

Натижада:

$$i = i_м + i_э = E/R - (E/R)\cdot e^{(-R/L)t} = E/R(1-e^{-t/\tau})$$

«τ»ни график усул ёрдами билан топиш мумкин, бу уринма проекциясининг узунлиги.

«τ» вақт ўтгандан кейин, эркин ташкил этувчиси «е» марта камаяди.

Б. R,C-занжирда қисқа туташув.

1) ТР: а) $u_C(0_-) = U_0$

б) $u_{CM} = 0$

2) НЖБ: $iR + u_C = 0$

$i = C(du_C/dt)$

$CR(du_C/dt) + u_C = 0$

3) БЖ: $CR(du_{Cэ}/dt) + u_{Cэ} = 0$

$\rightarrow RCp + 1 = 0$ (хар-к тенглама)

$p = -1/RC$ (илдиз);

$u_{Cэ} = Ae^{pt} = Ae^{-t/RC} = Ae^{-t/\tau}$

$\boxed{\tau = R*C}$

4. УЕ: $u_C = u_{CM} + u_{Cэ} = u_{Cэ} = Ae^{-t/\tau}$

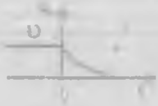
5. $A = ?$ а) $u_C(0_+) = u_C(0_-) = U_0$

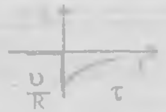
б) $t=0$ $u_C(0_+) = Ae^0 = A$

$A = U_0$

$u_C = U_0 e^{-t/\tau} = U_0 e^{-t/RC}$

$i = C(du_C/dt) = C\cdot U_0(-1/RC)e^{-t/\tau} = -(U_0/R)e^{-t/\tau}$





-бир хил

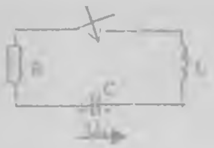
12-лекция

Иккинчи тартибли электр занжирда ўткинчи жараёнлар

Аввал биз битта реактив элементли (1 тартибли) занжирда ўткинчи жараёнларни кўриб чиққан эдик. R,L,C занжирда (2-тартибли занжирда) янги жараёнларни кўриш мумкин. Уларнинг энг муҳим хусусияти электр занжирининг хусусий тебраниш имкониятига эга эканлигидир.

Кетма-кет тебраниш контурида эркин режим

Коммутациядан олдин конденсаторда U_0 кучланиш эди.



1) ТР: а) $u_C(0_-) = U_0$;

б) $u_{см} = 0$

2) НБЖ: $iR + L(di/dt) + u_c = 0$

$i = C(du_c/dt)$ (u_c-га биноан тенгламани тузамиз)

$RC(du_C/dt) + LC(d^2u_c/dt^2) + u_C = 0$

3) БЖ:

$LC(d^2u_{CЭ}/dt^2) + RC(du_C/dt) + u_C = 0$

Характеристик тенглама:

$LCp^2 + RCp + 1 = 0$

$p^2 + (RC/LC)p + 1/LC = p^2 + (R/L)p + 1/LC = 0$

$$p_{1,2} = -R/2L \pm \sqrt{\left(\frac{R}{2L}\right)^2 - \frac{1}{LC}}$$

$$p_1 = -\frac{R}{2L} + \sqrt{\left(\frac{R}{2L}\right)^2 - \frac{1}{LC}};$$

$$p_2 = -\frac{R}{2L} - \sqrt{\left(\frac{R}{2L}\right)^2 - \frac{1}{LC}}.$$

Ечиш:

$$u_{сэ} = A_1 e^{p_1 t} + A_2 e^{p_2 t}$$

Бу ечимнинг умумий кўриниши: равон (апериодик) ва тебранувчан жараёнлар учун. Уларни алоҳида таҳлил қиламиз.

А. Квадрат илдиз остидаги ифода мусбат бўлсин, бу ҳолда характеристик илдизлар p_1 ва p_2 ҳақиқий манфий сонлар бўлади ва

$$|p_2| > |p_1|$$

$(R/2L)^2 > 1/LC \rightarrow R/2L > 1/\sqrt{LC} \rightarrow R > 2L/\sqrt{LC} \rightarrow$

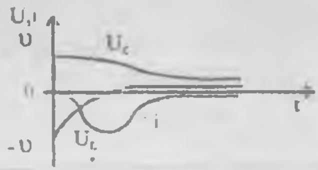
$\rightarrow R > \frac{2\sqrt{L}}{\sqrt{L}}\frac{\sqrt{L}}{\sqrt{C}} \rightarrow R > 2\sqrt{\frac{L}{C}} \rightarrow$

$\rightarrow R > 2R_C.$

Агар $R > 2R_C$ шарт бажарилса, конденсаторнинг зарядсизланиши апериодик (равон) равишда ўтади ва ечим қуйидаги кўринишда бўлади:

$$u_{CЭ} = A_1 e^{p_1 t} + A_2 e^{p_2 t}$$

(икки ҳадли экспонента)
(A_1, A_2 - номаълум коэффициентлар).



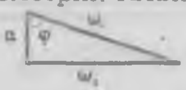
Б. Квадрат илдиз остидаги ифода манфий бўлсин (демак, $(R/2L)^2<1/LC$, яъни $R>2R_C$), у ҳолда характеристик тенгламанинг илдизлари p_1 ва p_2 комплекс эргаш сонлар бўлади:

$$p_{1,2} = -\frac{R}{2L} \pm j\sqrt{\frac{1}{LC} - \left(\frac{R}{2L}\right)^2} =$$

$$= -\alpha \pm j\sqrt{\omega_0^2 - \alpha^2} = -\alpha \pm j\omega_э$$

$\omega_э^2 = \omega_0^2 - \alpha^2$ еки $\omega_0^2 = \omega_э^2 + \alpha^2$

Геометрик тасвир:



Бу ерда:

α - кучсизланиш коэффициенти;

ω_0 - хусусий сўнмайдиган тебранишларнинг частотаси (резонанс частотаси);

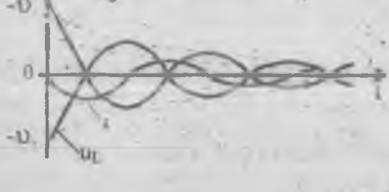
$\omega_э$ - хусусий сўнувчи тебранишларнинг частотаси.

Ечиш (исб ътсиз):

$$u_{Cэ} = Ae^{-\alpha t}\sin(\omega_э t + \psi)$$

α и ψ - номаълум катталиклар.

$$R < 2R_C$$



Ўткинчи жараён тебранилар билан ўтади.

В. Квадрат илдиз остидаги ифода нолга тенг бўлсин (демак, $R = 2R_C$), бу ҳолда характеристик тенгламанинг илдизлари бир-бирига тенг ҳақиқий илдизлар бўлади ва конденсаторнинг критик зарядсизланиши юз беради.

$$p_1 = p_2 = p = -R/2L = -\alpha$$

$$u_{Cэ} = A_1e^{p_1t} + A_2e^{p_2t} =$$
$$= (A_1 + A_2)e^{pt} =$$
$$= Ae^{pt} = A_1e^{-\alpha t}$$

(сўнувчи экспонента).

13-лекция

Ўткинчи жараённи оператор усули ёрдами билан ҳисоблаш

Оператор усули бўйича мураккаб дифференциал тенгламаларни ечиш урнига биз оддий алгебраик тенгламаларни оператор шаклида ечамиз.

Оператор усули бўйича таҳлил қуйидагиларидан иборат:

1) коммутациядан кейинги схема учун махсус қоидалар бўйича оператор алмаштириш схемасини тузиш.
2) ҳар қандай хисоб усули учун ва номаълум токлар

кучланишлар учун оператор тенгламаларни тузиш ва уларни номаълумлар орқали ечиш.

3) олинган тасвирлардан, яъни F(p)лардан, оригиналларга, яъни f(t)ларга, ўтиш.

Бу оригиналлар изланаётган вақт функцияларидир (токлар ва кучланишлар).

Оператор усули Лаплас алмаштиришларига асосан ташкил этилган. Қуйидаги интеграл ёрдами билан берилган вақт функциясидан (оригиналдан) Лаплас бўйича тасвирга ўтиш мумкин:

$$F(p) \doteq \int_0^{\infty} f(t)e^{-pt}dt$$

(Лаплас тўғри алмаштириши)

f(t) - оригинал: i(t), u(t), e(t).

F(p) - тасвир: I(p), U(p), E(p).

$(p = \sigma + j\omega)$

Мувофиқ махсус белги билан ёзилади:

$$f(t) \doteq F(p) \quad \text{еки} \quad F(p) \doteq f(t)$$

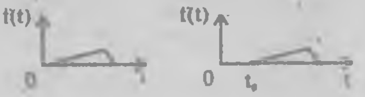
Оддий функцияларнинг Лаплас бўйича тасвирларини исботсиз келтирамиз (махсус жадваллар бор):

$$A = Const \qquad A \doteq \frac{A}{p} \qquad e^{-\alpha t} \doteq \frac{1}{p+\alpha}$$

Лаплас тўғри алмаштиришининг асосий хусусиятларини исботсиз кўриб чиқамиз

Агар $f(t) \doteq F(p)$ бўлса

1) $af(t) \doteq aF(p)$ (a= Const) бўлади (чизиқли хусусияти ёки бирлаштириш теоремаси)



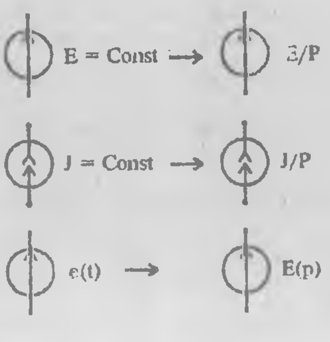
2) $f(t-t_0) \doteq F(p)\cdot e^{-pt_0}$ бўлади (кечиктириш теоремаси)

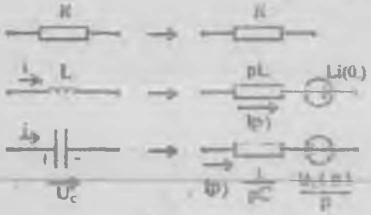
3) $f(t)e^{\pm\alpha t} \doteq F(p \mp \alpha)$ бўлади (силжиш теоремаси)

4) $f'(t) \doteq pF(p) - f(0)$ бўлади (дифференциаллаш теоремаси)

5) $\int_0^t f(t)dt \doteq F(p)/p$ бўлади (интеграллаш теоремаси).

Келтирилган хусусиятларга асосан занжир элементларининг алмаштириш схемалари қуйидагича бўлади:





Лаплас бўйича тасвирлар учун Ом ва Кирхгоф қонунлари ҳам бажарилади ва ҳар қандай ҳисоб усулидан фойдаланиш мумкин.

$$I(p) = E(p)/(R + pL + 1/pC) = E(p)/Z(p) \quad \text{(Ом қонуни)}$$

$Z(p)$- занжирнинг оператор қаршилиги

$$\pm\sum_{K=1}^{n} I_K(p) = 0$$ - Кирхгофнинг 1-қонуни

$$\sum_{K=1}^{n}[E_K(p) + L_K i_K(0) - \frac{U_{CK}(0)}{p}] = \pm\sum_{K=1}^{n} I_K(p)\cdot Z_K(p)$$

Кирхгофнинг 2 қонуни

Нолинчи бошлангич шартлар учун:

$$\pm\sum_{K=1}^{n} E_K(p) = \pm\sum_{K=1}^{n} I_K(p)\cdot Z_K(p)$$

Оператор тенгламани ёки тизимни ечиш натижасида олинган оператор токлар ёки кучланишлар тўғри рационал каср кўринишда чиқади.

$$F(p) = F_1(p) / F_2(p),$$

шу билан бирга, суратдаги кўпҳаднинг даражаси маҳраждаги кўпҳаднинг даражасидан кичик.

Берилган тасвирдан аниқланаётган оригиналга ўтиш - бу тескари алмаштиришнинг вазифасидир. Бу ўтишни бир неча усуллар ёрдами билан бажариш мумкин:

1) Лаплас тескари алмаштириши ёрдами билан (математик мураккаб усул):

$$f(t) = \frac{1}{2\pi i}\int_{\sigma - j\omega}^{\sigma + j\omega} F(p)e^{pt}dp$$

2) Махсус тайёр жадваллар ёрдами билан.
3) Ёйиш теоремаси ёрдамида ва бошқа осонлаштирилган усуллар ёрдами билан.

Ёйиш теоремаси

Агар аниқланаёттан функциянинг (ток ёки кучланишнинг) тасвири тўғри рационал каср кўринишида берилган бўлса, ёйиш теоремаси-

$$F(p) = \frac{F_1(p)}{F_2(p)} = \sum_{K=1}^{n}\frac{F_1(p_K)}{F_2'(p_K)}e^{p_K t} = \sum_{K=1}^{n} A_K e^{p_K t}$$

дан фойдаланиш мумкин (исботсиз):

Оригинални қуйидаги ҳисоб ёрдами билан топиш мумкин:

1) Маҳраждa $F_2(p)$ни нолга тенг деб олсак, унинг $F_2(p)$ илдизларини ҳисоблаймиз.
2) Маҳражнинг биринчи ҳосиласини $F_2'(p)$ топамиз ва унинг сонли катталикларини $F_2'(p)$ илдизлар учун ҳисоблаймиз.
3) Суратнинг $F_1(p)$ ўша илдизлар учун сонли катталикларини ҳам ҳисоблай-

миз.

4) $A_к$ - коэффициентларни аниқлаймиз ва изланаётган функцияни (оригинални) топамиз.

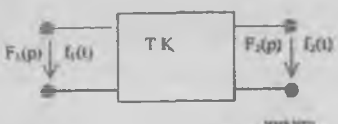
(Махражнинг даражаси мустақил реактив элементларнинг сонига тенг).

Эслатма: Махражда нолинчи илдиз мавжуд бўлса, яъни $F_2(p) = (p-0)F_3(p) = pF_3(p)$, оригинал қуйидагича бўлади:

$$f(t)=\frac{F_1(0)}{F_3(0)}+\sum_{k=1}^{n}\frac{F_1(p_k)}{p_k F_3'(p_k)}e^{p_k t}$$

→ биринчи ҳад мажбурий ташкил этувчисига мос келади.

Занжирнинг оператор узатиш функцияси



Занжирнинг оператор узатиш функцияси қуйидаги нисбат орқали аниқланади: суратда занжир реакциясининг Лаплас бўйича тасвири, махражда эса - электр занжирига нолинчи бошланғич шартлари учун берилган таъсирининг Лаплас бўйича тасвири.

$H_u(p) = U_2(p)/U_1(p)$

→ кучланиш бўйича оператор узатиш функцияси.

$H_i(p) = I_2(p)/I_1(p)$

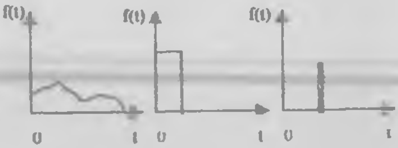
$H_Z(p) = U_2(p)/I_1(p)$

$H_Y(p) = I_2(p)/U_2(p)$

14-лекция

Ўткинчи жараённи вақт усули ёрдами билан ҳисоблаш

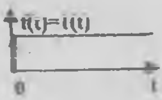
Алоқа техникасида, ўзгармас ва синусоидал таъсирлардан ташқари, ҳар хил мураккаб шаклли таъсирлардан фойдаланилади:



Кўп ҳолларда ўткинчи жараённи таҳлил қилишни жамлаш усули ва махсус характеристикалар ёрдами билан бажариш мумкин.

Биринчи навбатда, ёрдамчи функцияларни кўриб чиқамиз.

А) Бирлик зинасимон функцияси



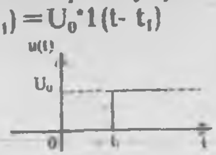
$$1(t)=\begin{cases}0 & t<0 \text{ учун}\\ 1/2 & t=0 \text{ учун}\\ 1 & t>0 \text{ учун}\end{cases}$$

U_0 кучланишни улаш учун:

$u(t) = U_0 \cdot 1(t)$,

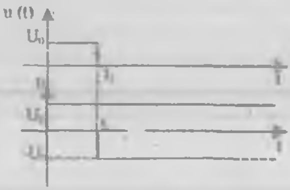
Кечиктириш учун:

$u(t-t_1) = U_0 \cdot 1(t-t_1)$



$$1(t-t_1) = \begin{cases} 0 & t < t_1 \text{ учун} \\ 1/2 & t = t_1 \text{ учун} \\ 1 & t > t_1 \text{ учун} \end{cases}$$

Тўғри бурчакли импульсни (видеоимпульсни) иккита зинасимон функциялар ёрдами билан тасвирлаш мумкин:



$0 \div t_1$ - импульснинг вақти ($t_{имп.}$)

1) $0 < t < t_1$

$u(t) = U_0 \cdot 1(t)$

2) $t_1 < t < \infty$

$u(t) = U_0 \cdot 1(t) - U_0 \cdot 1(t - t_1)$

Б) Бирлик импульс функцияси

Агар импульснинг вақти нолга ва унинг баландлиги чексизликка интилса, биз бирлик импульс функциясини («δ»функциясини) оламиз.

В) Келтирилган функциялар орасидаги боғланиш.

Агар функция бирор нуқтада ўз катталигини оний равишда ўзгартирс унинг биринчи ҳосиласи чексизликка интилади, демак, бу нуқтада биз бирлик импульс функциясини ҳосил қилдик.

$d1(t)/dt = \delta(t)$; $1(t) \leftrightarrow 1/p$ ($1 = Const$)

$\delta(t) \doteqdot p \cdot 1/p = 1$

(дифференциаллаш теоремаси бўйича)

$$\boxed{1(t) \doteqdot 1/p; \quad \delta(t) \doteqdot 1}$$

Электр занжирининг таъсирга жавоби (реакцияси)

Электр занжир бирлик зинасимон ва бирлик импульс функцияларга махсус равишда реакцияни беради. Бу реакцияни занжирнинг ўтиш ва импульс характеристикалари ёрдамида аниқлаш ўринли бўлади:

$H(p) = F_2(p)/F_1(p) \Rightarrow F_2(p) = F_1(p) \cdot H(p)$

1) $f_1(t) = 1(t) \doteqdot 1/p$

$f_2(t) \doteqdot F_2(p) = F_1(p) \cdot H(p) = H(p)/p \doteqdot h(t)$

$h(t)$ - занжирнинг ўтиш (ўткинчи) характеристикаси

$$\boxed{h(t) \doteqdot H(p)/p}$$

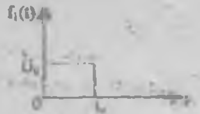
2) $f_1(t) = \delta(t) \doteqdot 1$

$f_2(t) \doteqdot F_2(p) = F_1(p) \cdot H(p) = 1 \cdot H(p) = H(p) \doteqdot g(t)$

$g(t)$- занжирнинг импульс характеристикаси

$$\boxed{g(t) \doteqdot H(p)}$$

Мисол учун видеоимпульснинг таъсирини кўриб чиқамиз:



1) $0 < t < t_u$

$u_2(t) = U_0 * h_u(t)$

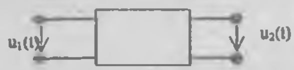
2) $t_u < t < \infty$

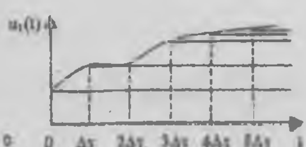
$u_2(t) = U_0 * h_u(t) - U_0 * h_u(t - t_u)$

Ўткинчи (ўтиш) ва импульс характеристикаларидан фойдаланиб. жамлаш интеграллари ёрдами билан ўткинчи жараёнларни таҳлил қилиш мумкин. Бу интегралларни кўриб чиқамиз.

Дюамел интеграли

Мураккаб шаклли таъсирни кичик зинасимон (босқичли) таъсирларга ёйиш мумкин.





t - ҳисоб учун олинган пайт,

$\tau = k \Delta \tau$ - нолдан (бошидан) ҳисобланаётган вақт (к - бутун сон),

$k \Delta \tau \to \tau$ (узлуксиз вақт)

$\Delta \tau \to d\tau$

Жамлаш тамойилига асосан, кучланиш бўйича ўткинчи характеристикасидан - $h_u(t)$ - фойдаланиб ва интегралга ўтиб, Дюамел интеграли ёрдами билан занжирнинг реакциясини $u_2(t)$ олиш мумкин (исботсиз):

1-шаклда: $u_2(t) = u(0) * h_u(t) + \int_0^t u'(\tau) * h_u(t-\tau) d\tau$

2-шаклда $u_2(t) = u(t) * h_u(0) + \int_0^t u(\tau) * h_u'(t-\tau) d\tau$

Эслатма: видеоимпульс учун 1-ифодада (1-шаклда) иккинчи ҳад нолга тенг [$u'(\tau)=0$, $u=Const$] ва фақат 1-ҳад қолади:

$u_2(t) = u(0) * h_u(t) = U_0 * h_u(t)$

Ўрам интеграли

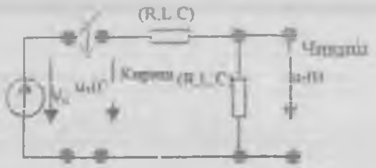
Мураккаб шаклли таъсирни иккинчи томонидан қисқа импульс таъсирларга ёйиш мумкин.

Таъсирлар жуда қисқа, шунинг учун импульс характеристикасидан - $g(t)$ - фойдаланиш керак. Таъсирларнинг амплитудалари чексиз эмас, аммо чекланган: $u_1(t-\tau)$, бу ерда τ- элементар таъсирни кечиктириш вақти. Ўрам интегралидан фойдаланиб, занжирнинг реакциясини топамиз:

$$u_2(t) = \int_0^t u_1(t-\tau)g(\tau)d\tau = \int_0^t u_1(\tau)g(t-\tau)d\tau$$

Дюамел ва ўрам интеграллари жамлаш интегралларидир.

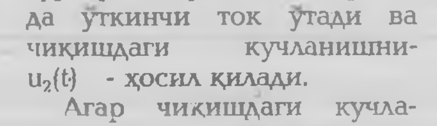
Оддий дифференциалловчи ва интегралловчи занжирлар



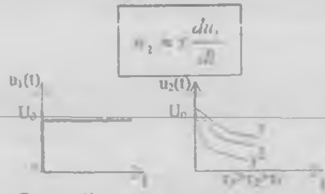
Калит уланганда, берк контур орқали ўткинчи жараёнда ўткинчи ток ўтади ва чиқишдаги кучланишни- $u_2(t)$ - ҳосил қилади.

Агар чиқишдаги кучланиш $u_2(t)$ киришдаги кучланишнинг дифференциалига пропорционал бўлса, бу занжир дифференциалловчи занжир дейилади, агар $u_2(t)$ интегралига пропорционал бўлса, интегралловчи занжир дейилади.

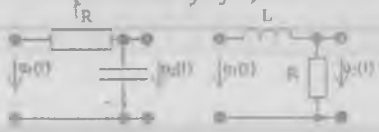
Оддий дифференциалловчи занжирлар (кичик τ учун)

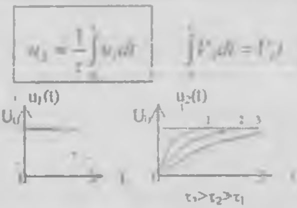


$\tau = RC \qquad \tau = L/R$



Оддий интегралловчи занжирлар (катта τ учун)





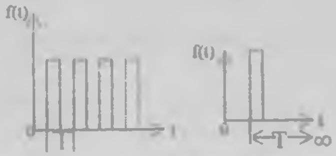
15-лекция

Спектрал (частотавий) усул ёрдами билан ЧЭЗларни таҳлил қилиш

Спектрал усул:

1) ўткинчи жараённи турғунлашган режимлар ечимларининг қатори йиғиндиси кўринишида бажариш имкониятини беради;
2) нодаврий якка функцияни (ток ёки кучланишни) синусоидал ташкил этувчилар ёрдамида таҳлил қилиш имкониятини ҳам беради.

Бу усул Фурье бўйича тўғри ва тескари алмаштиришлар асосида ташкил этилган.



$$T = \frac{1}{f} \qquad \omega = 2\pi f = \frac{2\pi}{T}$$

Фурье бўйича тўғри алмаштиришни келтирамиз (исботсиз):

$$F(j\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} f(t)e^{-j\omega t}dt$$

(комплекс сон).

Агар бу интеграл мавжуд бўлса, у нодаврий $f(t)$ - функциянинг комплекс спектри, спектрал функцияси ёки спектрал зичлиги дейилади.

Агар $f(t)$ - функция фақат нолдан $+\infty$ -гача бўлган вақт оралиғида нолдан фарқли бўлса, бу ҳолда Фурье тўғри алмаштириши бир томонлама алмаштириш дейилади:

$$F(j\omega) = \int_{0}^{\infty} f(t)e^{-j\omega t}\,dt$$

Уни Лаплас тўғри алмаштириши билан таққослаймиз:

$$F(p) = \int_{0}^{\infty} f(t)\,e^{-pt}\,dt$$

Хулоса: бир томонлама Фурье тўғри алмаштириши Лаплас тўғри алмаштиришига нисбатан хусусий ҳолдир, бунда комплекс ўзгарувчи p ни мавҳум ўзгарувчи «$j\omega$»га алмаштирилган.

«Фурье бўйича тасвири» терминини киритамиз:

$$f(t) \doteq F(j\omega) \qquad F(j\omega) \doteq f(t)$$

$$F(j\omega) = F(p)/_{p=j\omega}$$

Лаплас бўйича алмаштиришнинг асосий хусусиятлари (теоремалари) Фурье бўйича алмаштиришда ҳам мавжуд. Уларни келтирамиз.

Агар $f(t) \doteq F(j\omega)$ бўлса:

1) $af(t) \doteq aF(j\omega)$ бўлади ($a = Const$) – (чизиқлилик хусусияти, бирлаштириш теоремаси)

2) $f'(t) \doteq j\omega * F(j\omega)$ бўлади - (дифференциаллаш теоремаси).

3) $\int f(t)dt \doteq (1/j\omega)\,F(j\omega)$ бўлади - (интеграллаш теоремаси).

4) $f(at) \doteq (1/a)F(j\omega a)$ бўлади ($a = Const$) -

- (ухшашлик теоремаси).

5) $f(t-t_0) \doteq F(j\omega)e^{-j\omega t_0}$ бўлади - (кечиктириш теоремаси).

1) $f(t)*e^{\pm j\omega_0 t} \doteq F[j(\omega + \omega_0)]$ бўлади - (силжиш теоремаси).

Лаплас бўйича тасвирларга ухшаш спектрлар учун Ом ва Кирхгоф қонунлари ҳам бажарилади:

$$I(p)=E(p)/Z(p) \;\rightarrow\; I(j\omega)=E(j\omega)/Z(j\omega)$$

$$\sum I_k(p)=0 \;\rightarrow\; \sum I_k(j\omega)=0$$

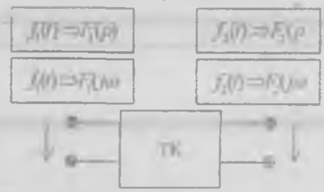
$$\sum E_k(j\omega) = \sum I_k(j\omega)*Z_k(j\omega)$$

$I(j\omega)$, $E(j\omega)$ – спектрлар, $Z(j\omega)$ - комплекс қаршилик.

Электр тармоғидаги кучланиш спектри бу тармоқ орқали ўтаётган ток спектрининг тармоқ комплекс қаршилиги кўпайтмасига тенг.

Агар комплекс спектрлар учун Ом ва Кирхгоф қонунлари бажарилса, улар учун илгариги ҳамма ҳисоб усулидан фойдаланиш мумкин.

Занжирнинг комплекс узатиш функцияси



$H(p)=F_2(p)/F_1(p)$

$H(j\omega)=F_2(j\omega)/F_1(j\omega)$

Комплекс ўзгарувчи «р» мавҳум ўзгарувчи «jω»га алмаштирилса, занжирнинг комплекс узатиш функцияси оператор узатиш функциясининг хусусий ҳолидир.

$H(j\omega)= K(j\omega)= H(\omega)e^{j\psi(\omega)}$

$H(\omega)$- АЧХ,

$\psi(\omega)$- ФЧХ.

Спектрлар учун:

$F_2(j\omega)= H(j\omega)^* F_1(j\omega)$

$F_2(j\omega)$- чиқишдаги сигналнинг спектри ,$F_1(j\omega)$ - киришдаги сигналнинг спектри,$H(j\omega)$ - комплекс узатиш функцияси.

Комплекс узатиш коэффициенти бу комплекс узатиш функциясининг берилган ўзгармас частотадаги қиймати.

Баъзи турдаги нодаврий сигналлар спектрлари

Спектрларни иккита усул бўйича топиш мумкин:

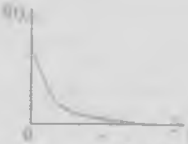
1) бир томонлама Фурье тўғри алмаштириши ёрдамида:

$$F(j\omega)=\int_0^\infty f(t)e^{-j\omega t}\,dt$$

2) Лаплас тўғри алмаштириши ёрдамида
(p= jω оламиз):

$F(j\omega) = F(p)/_{p=j\omega}$

1. Сўнувчи экспонента



$$f(t)=\begin{cases} e^{-\alpha t} & t>0 \text{ учун} \\ 0 & t<0 \text{ учун}\end{cases}$$

1-усул: $F(j\omega)=\int_0^\infty e^{-\alpha t} e^{-j\omega t}\,dt =$

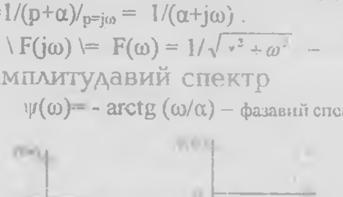
$=\int_0^\infty e^{-(\alpha+j\omega)t}\,dt = 1/[-(\alpha+j\omega)]$ *

* $|e^{-(\alpha+j\omega)t}|_0^\infty=(1/e^\infty - e^0)/[-(\alpha+j\omega)] = (0-1)/[-(\alpha+j\omega)] = 1/(\alpha+j\omega)$

2-усул: $F(j\omega) = F(p)/_{p=j\omega} = =1/(p+\alpha)/_{p=j\omega} = 1/(\alpha+j\omega)$.

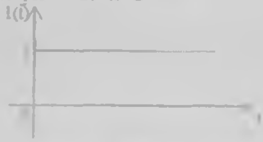
$|F(j\omega)|= F(\omega) = 1/\sqrt{\alpha^2+\omega^2}$ – амплитудавий спектр

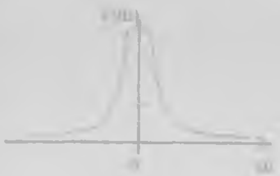
$\psi(\omega)= -\operatorname{arctg}(\omega/\alpha)$ – фазавий спектр

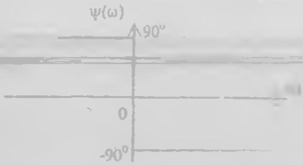


Бирлик зинасимон функцияси

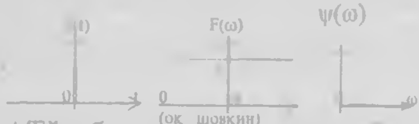
$$F(j\omega)=F(p)/_{p=j\omega}=1/(p)/_{p=j\omega}=1/j\omega=1/\omega^{*}e^{-j90}$$



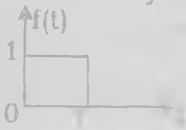




3. Бирлик импульс функцияси
$$F(j\omega)=F(p)/_{p=j\omega}=1=1e^{j\psi(\omega)}=1e^{j0}$$



4.Тўртбурчакли τ - давомийликли импульс



$$f(t)=\begin{cases}0 & t<0 \text{ учун}\\ 1 & 0\le t<\tau \text{ учун}\\ 0 & t>\tau \text{ учун}\end{cases}$$

$$F(j\omega)=\int_0^{\infty} f(t)e^{-j\omega t}dt=$$

$$=\int_0^{\tau} 1^{*}e^{-j\omega t}dt=(1/-j\omega)|e^{-j\omega t}|_0^{\tau}=$$

$$=(e^{-j\omega\tau}-e^{0})/-j\omega=$$

$$=(e^{0}-e^{-j\omega\tau})/j\omega=(e^{j\omega\tau/2}-e^{-j\omega\tau/2})\cdot$$

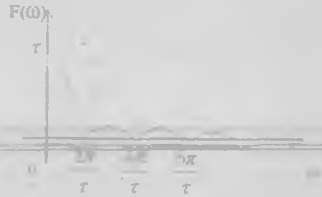
$$\cdot e^{-j\omega\tau/2}/j\omega=$$

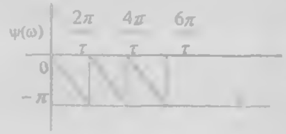
$$=\tau(\sin\omega\tau/2 \cdot e^{-j\omega\tau/2})/(\omega\tau/2)=$$

$$=F(\omega)e^{j\psi(\omega)}$$

$F(\omega)=\tau(\sin\omega\tau/2)/(\omega\tau/2)$ (амплитудавий спектр)

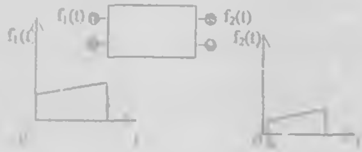
$\psi(\omega)=-\omega\tau/2$ (фазавий спектр)





16-лекция

Сигнални чизиқли электр занжири орқали бузилмай узатиш шартлари



$$\boxed{f_2(t)=kf_1(t-t_k)}$$

Агар чиқишдаги сигнал киришдаги сигналнинг шаклини тўла такрорласа, фақат унга қараганда «к» марта катта ёки кичик бўлса, ва улар орасида кечикиш бўлса, бу узатиш системаси бузилмай узатиш системаси дейилади.

Соф резистивли электр занжири - бузилмай узатиш системаси. Реактив элементлар билан занжирда сигналларнинг бузилмай узатилиши фақатгина маълум шартлар бажарилгандагина содир булади:

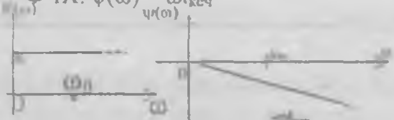
$$F_2(j\omega)=F_1(j\omega)*K(j\omega)=KF_1(j\omega)e^{-j\omega t_{кеч}}$$

Кечиктириш теоремаси бўйича чиқишдаги сигналнинг кечикиши $e^{-j\omega t_{кеч}}$ купайтувчи билан тасвирланади, сигнал катталигининг ўзгариши эса, чизиқлик хусусияти бўйича К коэффициент ёрдамида тасвирланади:

$$K(j\omega) = Ke^{-j\omega t_{кеч}} = K(\omega)*e^{j\psi(\omega)}$$

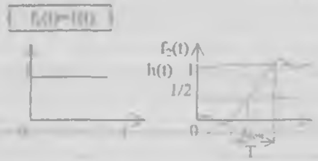
АЧХ: $K(\omega)=K=Const$,

ФЧХ: $\psi(\omega)=-\omega t_{кеч}$



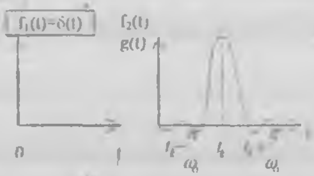
Хулоса: сигналларни бузилмай узатиладиган занжирнинг АЧХси нолдан чексизликкача бўлган частоталар диапазонида бир текис ва ўзгармас бўлади, ФЧХси эса ҳамма частоталарда бир текис ва тўғри чизиқ шаклида булиши керак.

Амалда занжирда бузилмай узатиш шартлари частоталар чекланган диапазонда тахминий равишда бажарилади (паст частотали фильтрларда), $0 \to \omega_0$ диапазонида. Бу ҳолда бузилишнинг даражаси частоталар диапазонининг кенглигига боғланган. Бу боғланишни кўриб чиқамиз: икки хил таъсирга реакциясини таҳлил қиламиз (исботсиз):

1) 

$T=\pi/\omega_0$ – чиқишдаги сигналининг фронти.

Киришдаги сигнал $t=0$ бўлган пайтда нолдан 1гача оний равишда ўзгаради, чиқишдаги сигнал эса $t_{кеч}$ вақти ўтганда 1/2 қийматни қабул қилади. Реакция таъсирига нисбатан бузилгандир.

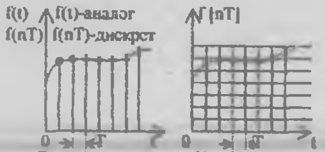
2) 

$0 \to \omega_0$ - ўтказиш оралиғи

Чекланган ўтказиш оралиқли занжирнинг импульсли таъсирга реакцияси бузилган бўлади. Агар ўтказиш оралиғи торроқ бўлса (ω_0 - кичик), занжирнинг бузилганлиги кўпроқ бўлади ($t_{кеч} \pm \pi/\omega_0$ кенгроқ). Ўтказиш оралиғи қанча кенг булса, (ω_0 -катта), занжирнинг реакцияси δ - функцияга шунча ўхшаш бўлади.

Рақамли занжирлар ва сигналлар

Рақамли занжирларда рақамли сигналларни ўтказиш жараёни рақамли ЭҲМ ва сонли усуллар ёрдамида ўрганилади. Рақамли занжир иши алгоритмининг математик асослари - Фурье Z - алмаштириши ва ўрам интеграли.



Дискрет сигнал Квантланган

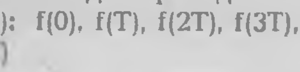
Дискрет сигнал вақтнинг дискрет nT онларидан функциянинг қийматлари узлуксиз кетма-кетлиги кўринишида берилади.:

f(nT): f(0), f(T), f(2T), f(3T), ..., f(nT)

Рақамли сигналда вақт дискретли бўлибгина қолмай, балки сигнал квантлаш даражаси деб аталувчи дискрет даражали қаторлар қийматларини ҳам қабул қилади:

f[nT]: f[0], f[T], f[2T], f[3T], ..., f[nT].

Узлуксиз (аналогли) сигналлар учун уларни ўзгартириш жараёнини қуйидагича тасвирлаш мумкин:



$F_2(p)=F_1(p)*H(p)$ –тасвир,

$f_2(t) = \int f_1(\tau)\, g(t-\tau)d\tau$ –оригиналлар учун ўрам интеграли.

Импульс характеристикаси g(t) узатиш системасини тўла ифодалайди.

Узлуксиз (аналогли) сигналларга рақамли ишлов бериш учун рақамли занжир киришида аналогли-рақамли ўзгартиргич бўлиши лозим; у аналогли сигнални дискрет ва квантланган қийматлар кетма-кетлигига (рақамли сигналга) айлантиради. Бу кетма-кетлик рақамли процессорга (микроЭҲМ) берилади, унда программалаш усули билан керакли импульс характеристикаси g[nT] жойлаштирилган.

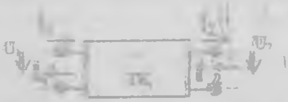
Берилаётган сигналга ишлов бериш алгоритми қуйидаги дискрет ўрамни ҳисоблашдир:

$f_2[nT]= \sum_{k=0}^{n} f_1[kT]*g[(n-k)T]$

Процессор ёрдамида қадамма-қадам ҳисобланаётган рақамларнинг чиқишдаги кетма-кетлиги (қабул қилгичда) танловларнинг аналогли шаклга қайта ўзгартириш учун занжир чиқишида рақамли-аналогли ўзгартиргич ишлатилади.

Рақамли системаларнинг афзалликлари: юқори даражадаги ишлаш текислиги (ташқи халақитлардан мудофаа, халақитдан сақлаш, «помехозащищённость»), ҳар қандай характеристикалар олиш имконияти ва берилган қонун бўйича ишлашга қайта созлашнинг осонлиги.

17-лекция.
Тўрт қутбликлар (ТҚ)



ТҚнинг киришидаги ва чиқишидаги комплекс токлар ва кучланишларни богловчи муносабатлар ТҚнинг узатиш тенгламалари дейилади. Улар 6-формада ифодаланади:

1)Z-формаси

$$\begin{cases} \dot{U}_1 = Z_{11}\dot{I}_1 + Z_{12}\dot{I}_2 \\ \dot{U}_2 = Z_{21}\dot{I}_1 + Z_{22}\dot{I}_2 \end{cases}$$

2)Y-формаси

$$\begin{cases} \dot{I}_1 = Y_{11}\dot{U}_1 + Y_{12}\dot{U}_2 \\ \dot{I}_2 = Y_{21}\dot{U}_1 + Y_{22}\dot{U}_2 \end{cases}$$

3) A-формаси

$$\begin{cases} \dot{U}_1 = A_{11}\dot{U}_2 + A_{12}\dot{I}_2 = A\dot{U}_2 + B\dot{I}_2 \\ \dot{I}_1 = A_{21}\dot{U}_2 + A_{22}\dot{I}_2 = C\dot{U}_2 + D\dot{I}_2 \end{cases}$$

(тўғри узатиш)

4) B-формаси

$$\begin{cases} \dot{U}_2 = B_{11}\dot{U}_1 + B_{12}\dot{I}_1' = D\dot{U}_1 + B\dot{I}_1' \\ \dot{I}_2' = B_{21}\dot{U}_1 + B_{22}\dot{I}_1' = C\dot{U}_1 + A\dot{I}_1' \end{cases}$$

(тескари узатиш)

5)H-формаси

$$\begin{cases} \dot{U}_1 = H_{11}\dot{I}_1 + H_{12}\dot{U}_2 \\ \dot{I}_2 = H_{21}\dot{I}_1 + H_{22}\dot{U}_2 \end{cases}$$

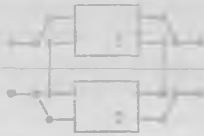
6)F-формаси

$$\begin{cases} \dot{I}_1 = F_{11}\dot{U}_1 + F_{12}\dot{I}_2 \\ \dot{U}_2 = F_{21}\dot{U}_1 + F_{22}\dot{I}_2 \end{cases}$$

Бу тенгламалардаги комплекс коэффициентлари ТҚнинг параметрлари дейилади. Улар ҳаммаси ўзаро боғланган.

ТҚларнинг қуйидаги улашлари мавжуд:

1) кетма-кет

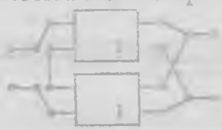


[illegible]

2) параллел

$[Y]_\Sigma = [Y]_1 + [Y]_2$

3) кетма-кет - параллел



$[H]_\Sigma = [H]_1 + [H]_2$

4) параллел - кетма-кет

[illegible]

5) каскадли

$[A]_\Sigma = [A]_1 \cdot [A]_2$ (кетма-кетлигига мос келади)

ТҚнинг характеристик параметрлари

Ҳар қандай ТҚ учун характеристик деб аталадиган шундай $Z_{1кир} = Z_{1c}$ ва $Z_{2кир} = Z_{2c}$ қаршиликларни танлаб олиш мумкинки, унда ТҚнинг курилаётган томондаги кириш қаршилиги шу томондаги юклама қаршиликка тенг бўлади.

Агар $Z_2 = Z_{2c}$ тенг бўлса, $Z_{1кир} = Z_{1c}$ тенг бўлади.
(тўғри узатиш)

Агар $Z_1 = Z_{1c}$ тенг бўлса, $Z_{2кир} = Z_{2c}$ тенг булади
(тескари узатиш)

А-формадаги коэффициентлардан фойдаланиб, характеристик қаршиликлар учун тайёр ифодаларни келтирамиз:

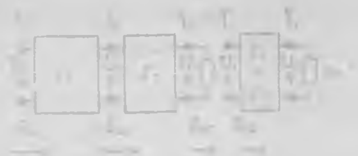
$$Z_{1c} = \sqrt{\frac{A \cdot B}{C \cdot D}} \qquad Z_{2c} = \sqrt{\frac{D \cdot B}{C \cdot A}}$$

Ҳар бир ТҚда 3-характеристик параметр бор: $\Gamma = \alpha + j\beta$ - ТҚнинг узатиш доимийси.

α - ТҚ кучсизланишнинг характеристик доимийси (ТҚ-нинг хусусий кучсизланиши),

β - ТҚ фазасининг характеристик доимийси.

Агар ҳар қандай каскадли уланган ТҚнинг киришдаги қаршилиги характеристик қаршилигига тенг бўлса, ТҚ-[illegible] уланиш мувофиқлашган каскадли бириктириш дейилади ва қуйидаги алмаштириши бўлиши мумкин:



Умумийлашган характеристик параметрлар қуйидагича булади:

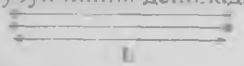
$\Gamma = \Gamma_1 + \Gamma_2$ ($\alpha = \alpha_1 + \alpha_2$; $\beta = \beta_1 + \beta_2$), Z_{1c} ва Z_{3c}

Қаршиликларни мувофиқлаштириш автоматикада, электроникада ва асбобсозликда кенг қулланилади.

18-лекция

Тарқалган параметрларли электр занжирлари. Узун линиянинг бирламчи параметрлари

Агар симлар жуфтидан иборат ўтказгичнинг (линиянинг) узунлиги узатилаётган электр тебранишларининг тўлқин узунлигидан кўп марта катта бўлса, қурилаётган линия узун линия дейилади.



L – ўтказгичнинг узунлиги

$\lambda = C/f$ - ТЎЛҚИН узунлиги,
бунда: С-ёруғлик тезлиги,
f-частота.

Агар $L >> \lambda$ бўлса, ўтказгич (линия) узун деб ҳисобланади.

Радиоалоқа техникасида фидерлар деб аталувчи ўтказгичлар электромагнит энергиясини радиотарқатгичнинг чиқиш занжиридан радиостанциясининг антеннасига узатишга мўлжалланади.

Аввалги лекцияларда биз электр занжирини тўпланган (бир жойга жам бўлган) параметрлар билан кўриб чиқдик. Узун линиянинг режимларини таҳлил қилиш учун унинг тарқалган параметрларини ҳисобга олиш керак. Уларни кўриб чиқамиз:

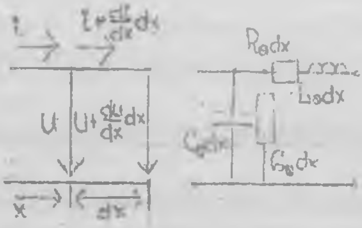
R_o[Ом/Км], L_o[Гн/Км], G_o[См/Км], C_o[Ф/Км].

Узунлик бирлигига тўғри келган қаршилик R_o, индуктивлик L_o ,ўтказувчанлик G_o ва сиғим C_o линиянинг бирламчи (қадамли) параметрлари ҳисобланади.

Агар линиянинг бирламчи параметрлари унинг бутун узунлиги бўйлаб ўзгармай қолса, бундай линия бир жинсли линия дейилади.

Бир жинсли линиянинг телеграф тенгламалари

Линиянинг идеаллаштирилган бўлагини кўриб чиқамиз:



$$\begin{cases} -\dfrac{du}{dx} = R_0 i + L_0 \dfrac{di}{dt} & *) \\ -\dfrac{di}{dx} = G_0 u + C_0 \dfrac{du}{dt} & **) \end{cases}$$

*) (dx кесма бўйлаб токнинг ўзгаришини ҳисобга олмаймиз)

**) (dx кесма бўйлаб кучланишнинг ўзгаришини ҳисобга олмаймиз)

Бу тенгламалар телеграф тенгламалари дейилади. (Алоқа линияларидан дастлабки вақтлар телеграф сигналларни узатиш учун фойдаланилган).

Гармоник таъсирда қуйидагини оламиз:

$$\begin{cases} -\dfrac{d\dot{U}}{dx} = (R_0 + j\omega L_0)\,\dot{I} & (1) \\[2mm] -\dfrac{d\dot{I}}{dx} = (G_0 + j\omega C_0)\,\dot{U} & (2) \end{cases}$$

Бунда $\dot{U}$ ва $\dot{I}$ - линия бошидан x масофада жойлашган кўндаланг кесимдаги комплекс кучланиш ва ток.

Узун линиянинг узатиш тенгламалари ва иккиламчи параметрлари

(1)ни дифференциаллаймиз:

$$-\frac{d^2\dot{U}}{dx^2} = (R_0 + j\omega L_0)\frac{d\dot{I}}{dx}$$

Бунга (2)ни қўямиз:

$$+\frac{d^2\dot{U}}{dx^2} = (R_0 + j\omega L_0)(G_0 + j\omega C_0)\,\dot{U}$$

ёки:

$$\frac{d^2\dot{U}}{dx^2} = \Gamma^2\dot{U} \rightarrow \frac{d^2\dot{U}}{dx^2} - \Gamma^2\dot{U} = 0,$$

бунда $\Gamma = \sqrt{(R_0 + j\omega L_0)(G_0 + j\omega C_0)}$ - тарқалиш коэффициенти.

Характеристик тенглама:

$p^2 - \Gamma^2 = 0 \rightarrow p^2 = \Gamma^2$

$p_{1,2} = \pm\sqrt{\Gamma^2} = \pm\Gamma$ - **(иккита илдиз).**

Ечим: $\dot{U} = A_1 e^{-\Gamma x} + A_2 e^{\Gamma x}$ (A_1 ва A_2 – комплекс сонлар).

(1)-дан $\dot{I}$ -нинг ифодаси:

$$\dot{I} = \frac{-\dfrac{d\dot{U}}{dx}}{R_0 + j\omega L_0} = \frac{-1}{R_0 + j\omega L_0}\frac{d\dot{U}}{dx} =$$

$$= \frac{-1}{R_0 + j\omega L_0}(-\Gamma A_1 e^{-\Gamma x} + \Gamma A_2 e^{\Gamma x}) =$$

$$= \frac{1\cdot\Gamma}{R_0 + j\omega L_0}(A_1 e^{-\Gamma x} - A_2 e^{\Gamma x}) =$$

$$= \frac{\sqrt{(R_0 + j\omega L_0)(G_0 + j\omega C_0)}}{\sqrt{R_0 + j\omega L_0}\sqrt{R_0 + j\omega L_0}}(A_1 e^{-\Gamma x} - A_2 e^{\Gamma x}) =$$

$$= \frac{1}{Z_c}(A_1 e^{-\Gamma x} - A_2 e^{\Gamma x}) = \frac{A_1}{Z_c}e^{-\Gamma x} - \frac{A_2}{Z_c}e^{\Gamma x}$$

Бунда $\boxed{Z_c = \sqrt{\dfrac{R_0 + j\omega L_0}{G_0 + j\omega C_0}}}$

- линиянинг тўлқин қаршилиги.

Шундай қилиб:

$$\begin{cases} \dot{U} = A_1 e^{-\Gamma x} + A_2 e^{\Gamma x} = \dot{U}_{\text{тўғри}} + \dot{U}_{\text{қайтган}} & (3) \\[2mm] \dot{I} = \dfrac{A_1}{Z_c}e^{-\Gamma x} - \dfrac{A_2}{Z_c}e^{\Gamma x} = \dot{I}_т + \dot{I}_қ & (4) \end{cases}$$

Бунда A_1 ва A_2 - чегаравий шартларга боғлиқ бўлган интеграллаш доимийлари.

Тарқалиш коэффициенти $\Gamma = A + jB = \alpha + j\beta$ ва тўлқин қаршилиги Z_c линиянинг иккиламчи (тўлқин) параметрлари дейилади.

(3)- ва (4)- тенгламада 1- ҳад тўғри тўлқинга ва 2-ҳад қайтган тўлқинга мос келади.

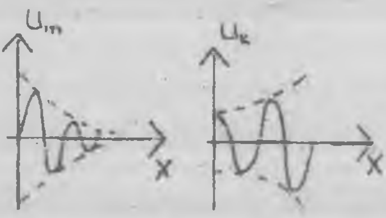
19- лекция

Ўтказгичдаги тўлқин жараёнлар

Юқорида олинган (3)- ва (4)- тенгламани келтирамиз:

$$\begin{cases} \dot U = A_1 e^{-\Gamma x} + A_2 e^{\Gamma x} = \dot U_{тўғри} + \dot U_{қайтган} & (3) \\ \dot I = \dfrac{A_1}{Z_c} e^{-\Gamma x} - \dfrac{A_2}{Z_c} e^{\Gamma x} = \dot I_m + \dot I_к & (4) \end{cases}$$

Баъзи пайтда кучланиш тўлқинларининг кўриниши қуйидаги бўлиши мумкин (x – бошланғич масофа)



X=0 ҳолат учун A_1 ва A_2 интеграллаш доимийларини топамиз. Бунда $\dot U = \dot U_1$, $\dot I = \dot I_1$ ва $e^{\Gamma x} = 1$ эканлигини ҳисобга оламиз:

$$\begin{cases} \dot U_1 = A_1 + A_2 \\ \dot I_1 = \dfrac{A_1}{Z_c} - \dfrac{A_2}{Z_c} \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} \dot U_1 = A_1 + A_2 \\ \dot I_1 Z_c = A_1 - A_2 \end{cases} \Rightarrow$$

$$\Rightarrow 2A_1 = \dot U_1 + \dot I_1 Z_c$$

$$A_1 = \frac{\dot U_1 + \dot I_1 Z_c}{2}$$

$$A_2 = \dot U_1 - A_1 = \dot U_1 - \frac{\dot U_1 + \dot I_1 Z_c}{2} =$$

$$= \frac{2\dot U_1}{2} - \frac{\dot U_1 + \dot I_1 Z_c}{2} = \frac{\dot U_1 - \dot I_1 Z_c}{2}$$

$$A_2 = \frac{\dot U_1 - \dot I_1 Z_c}{2}$$

Қайтган тўлқин кучланиши комплексининг тўғри тўлқин кучланиши комплексига нисбати билан ифодаланувчи сим-ўтказгич (линия) бошидаги қайтиш коэффициенти тушунчасини киритамиз:

$$n_1 = \frac{\dot U_к}{\dot U_m}\Big/_{x=0} = \frac{A_2}{A_1} = \frac{\dot U_1 - \dot I_1 Z_c}{\dot U_1 + \dot I_1 Z_c} =$$

$$= \frac{\dot U_1/\dot I_1 - Z_c}{\dot U_1/\dot I_1 + Z_c} = \frac{Z_1 - Z_c}{Z_1 + Z_c},$$

бунда $\dfrac{\dot U_1}{\dot I_1} = Z_1$ - линиянинг (ўтказгичнинг) кириш қаршилиги.

n_1-дан фойдаланиб, (3) ва (4)-ни ёза оламиз:

$$\begin{cases} \dot U = A_1(e^{-\Gamma x} + \dfrac{A_2}{A_1} e^{\Gamma x}) = A_1(e^{-\Gamma x} + n_1 e^{\Gamma x}) & (3') \\ \dot I = \dfrac{A_1}{Z_c}(e^{-\Gamma x} - \dfrac{A_2}{A_1} e^{\Gamma x}) = \dfrac{A_1}{Z_c}(e^{-\Gamma x} - n_1 e^{\Gamma x}) & (4') \end{cases}$$

ёки

$$\begin{cases} \dot U = \dfrac{\dot U_1 + \dot I_1 Z_c}{2}(e^{-\Gamma x} + n_1 e^{\Gamma x}) \\ \dot I = \dfrac{\dot U_1 + \dot I_1 Z_c}{2Z_c}(e^{-\Gamma x} - n_1 e^{\Gamma x}) \end{cases}$$

Линиянинг охиридаги қайтиш коэффициенти n_2 учун ҳам ифодани шу тарзда олиш мумкин

$$n_2 = \frac{Z_2 - Z_c}{Z_2 + Z_c}$$

Агар линиянинг охиридаги қаршилик Z_2 тўлқин қаршиликка (Z_c) тенг бўлса, қайтиш коэффициенти нолга тенг бўлади ва бу ҳолда қайтган тўлқин мавжуд эмас. Қайтган тўлқиннинг мавжуд бўлмагани маъқул, чунки: биринчидан, агар линияда кучсизланиш катта бўлмаса, қайтган тўлқин линиянинг бошида акс таъсир ҳосил қилади. Иккинчидан, қайтган тўлқиннинг энергияси қўшимча сарфларини ҳосил қилади, линиянинг фойдали иш коэффициентини камайтиради. Учинчидан, қайтган тўлқин линиянинг охиридаги кучланишнинг кераксиз ортиши ва охирида ўтаётган токнинг кўпайишига олиб келади.

Узун линия ТҚ сифатида

Агар узунлиги L бўлган узун линияни киришида U_1 кучланиш ва I_1 ток, чиқишида эса U_L кучланиш ва I_L ток бўлган тўртқутблик сифатида қарасак, унинг гиперболик функциялар орқали ифодаланган узатиш тенгламалари қуйидагича бўлади:

$$\begin{cases} U_1 = \dot{U}_l \,\mathrm{Ch}\Gamma l + Z_c \dot{I}_l \,\mathrm{Sh}\Gamma l & (5) \\ I_1 = \dfrac{U_l}{Z_c} \mathrm{Sh}\Gamma l + \dot{I}_l \,\mathrm{Ch}\Gamma l & (6) \end{cases}$$

Бундай узун линиянинг кириш қаршилиги:

$$Z_{1\text{кир}} = \frac{\dot{U}_1}{\dot{I}_1}$$

Агар узун линия мос равишда юкланган, яъни $Z_l = Z_c$ ва $U_l = I_l Z_l = I_l Z_c$ бўлса, (5) ва (6)-тенгламалар соддалашади:

$$\begin{cases} U_1 = U_L(\mathrm{Ch}\Gamma L + \mathrm{Sh}\Gamma L) = U_L e^{\Gamma L} \\ I_1 = I_L(\mathrm{Sh}\Gamma L + \mathrm{Ch}\Gamma L) = I_L e^{\Gamma L} \end{cases}$$

Бу мос равишда юкланган узун линиянинг узатиш тенгламаларидир.

Узун линиянинг иш режимларини таҳлил қилиш учун уни ТҚ сифатида ифодалаш ўринли бўлади. Масалан, йўқотишсиз линия учун ($R_0=0$ ва $G_0=0$) қуйидаги параметрларни олиш керак:

$$\Gamma = j\omega\sqrt{L_0 C_0}$$

$$Z_c = \sqrt{\frac{L_0}{C_0}}$$

Умумий ҳолда:

$$\Gamma = \sqrt{(R_0 + j\omega L_0)(G_0 + j\omega C_0)}$$

$$Z_c = \sqrt{\frac{R_0 + j\omega L_0}{G_0 + j\omega C_0}}$$

20-лекция

Электр фильтрлар

Электр фильтр бу шундай тўртқутбликки, унда қуйидаги қобилиятга эга: у минимал кучсизланиш билан маълум бир частоталар диапазонидаги электр токларни ўтказади ва бошқа частотадаги токларни ўтказмайди (ёки катта кучсизланиш билан ўтказади). Частоталар соҳаси ичида кучсизланиш минимал ёки нолга тенг булса, бу соҳа ўтказиш оралиғи дейилади. Частоталар соҳаси ичида кучсизланиш жуда катта ёки чексизликка тенг бўлса, бу соҳа тўсиш оралиғи дейилади. Бу ораликлар орасида ўтиш (ўткинчи) оралиғи жойлашади. Ўтказиш оралиғининг чегаравий частоталари f_k кесим (кесиш) частоталар дейилади.

Электр фильтрларнинг таснифланиши

Электр фильтрлар (ЭФ) қуйидаги белгилар бўйича таснифланиш мумкин:

1. Ўтказиш оралиғи (ЎО) ва тўсиш оралиғи (ТО) бир-бирига нисбатан жойлашиши бўйича:

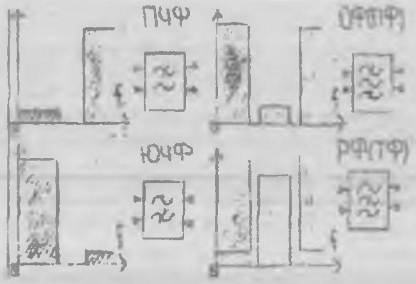
а) паст частотали фильтр (ПЧФ) – бу нолдан f_k-гача частоталар бўлган диапазондаги токларни кичик кучсизланиш билан ўтказадиган тўрткутблик (ТК);

б) юқори частотали фильтр (ЮЧФ) – бу f_k -дан чексизгача частоталар бўлган диапазондаги токларни кичик кучсизланиш билан ўтказадиган ТК;

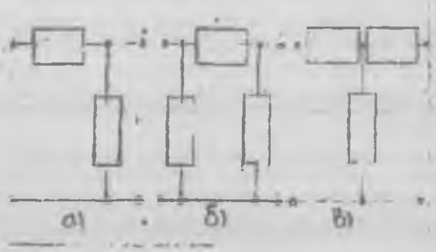
в) ораликли частота (полосали) фильтр ОЧФ(ПЧФ) – берилган диапазонга тегишли бўлган частоталарни ўтказадиган ТК;

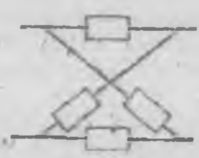
г) режекторли (тусувчи) фильтр РФ(ТФ) – берилган диапазонга тегишли частоталарни ўтказмайдиган ТК.

(А – кучсизланиш; f_k – частота)



2. Схеманинг тузилиши бўйича: а) Гсимон, б) Псимон, в) Тсимон ва г) кўприксимон.





г)

3. Элементларнинг турлари бўйича:

а) реактив L, C – фильтрлар,

б) актив R, C – фильтрлар,

в) индуктивсиз фильтрлар (R, C).

4. Актив ва пассив фильтрлар (актив – актив элемент билан).

5. Механик резонаторларга эга бўлган фильтрлар:
кварц, магнитостРикция, электромеханик.
6. Рақамли фильтрлар.

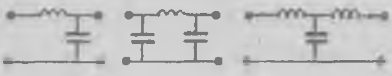
Реактив L,C – фильтрларнинг схемалари

$$X_L = \omega L, X_C = \frac{1}{\omega C}$$

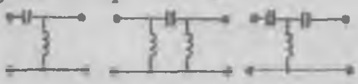
Реактив паст частотали L, C – фильтрда паст частоталарда (ω – кичик) индуктив қаршилик кичик, сиғим қаршилик эса катта. Шунинг учун паст частотали фильтрда кетма-кет шаҳобчада индуктивлик, параллел шаҳобчада эса сиғим жойлашади.

Юқори частотали фильтрда бунинг тескариси бўлади.

а) ПЧФлар (Гсимон, Псимон ва Тсимон схемалар)

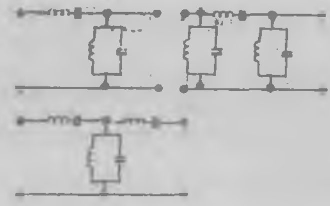


б) ЮЧФлар



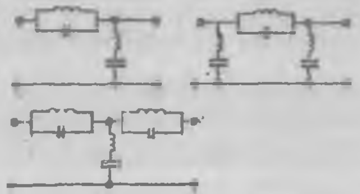
в) ОЧФ (ПЧФ)лар

Бундай фильтрларда кетма-кет шаҳобчадаги кетма-кет тебраниш контури ва параллел шаҳобчадаги параллел тебраниш контури бир хил резонанс частотага эга, бу частотанинг атрофи ўтказиш оралиғи булади (ω_0 атрофида)



г) РФ (ТФ)лар

Бундай фильтрларда параллел тебраниш контури кетма-кет шаҳобчада ва кетма-кет тебраниш контури параллел шахобчада жойлашиб, улар бир хил резонанс частотага эга, бу частота атрофида тўсиш оралиғи жойлашади.



Фильтрлаш тамойили

Электр фильтр характеристикага кўра «К» (энг оддий), m ва бошқа турларига бўлинади.

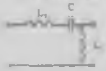
«К»турдаги фильтр мисолида маълум бир частоталар оралиғини фильтрлаш тамойили билан танишамиз.

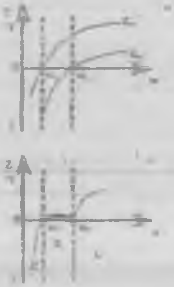
Қуйидагиларни исботсиз қабул қиламиз:

1) ўтказиш оралиғида фильтр (тўртқутблик) резистив характеристик қаршиликка эга; тўсиш оралиғида характеристик қаршилик реактив бўлади;

2) Ўтказиш оралиғида фильтрнинг характеристик қаршилиги Z_c салт ишидаги ва қисқа туташувдаги кириш қаршилиги билан қуйидагича боғланишда:

$$Z_c = \sqrt{Z_{cu} Z_{km}}$$





$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$$

$$\omega_1 < \omega_2$$

$$L_{cu} > L_{km}$$

Ўтказиш оралиғида ($\omega_1 \div \omega_2$) Z_{cu} ва Z_{km}нинг ишоралари қарама-қарши, шунинг учун

$$Z_c = \sqrt{(+jX_L)(-jX_c)} = \sqrt{(-j^2)X_L X_c} = \sqrt{X_L X_c}$$

(ҳақиқий сон)

$Z_{cu} Z_{km} = Z_c^2 = K^2$ – шунинг учун "K"турдаги фильтр дейилади.

21-лекция

Пассив L, C-фильтрни ҳисоблашининг жадвалли усули

Ҳар бир пассив L, C – фильтр фақат индуктивлик ва сиғимлардан иборат. Уларнинг узаро жойлашиши ҳар бир турида бир хил, фақат L ва C-нинг катталиклари ҳар хил. Шу сабабдан ҳар бир тур ичида фильтрларнинг характеристикалари бир-бирига ўхшаш бўлади. Ўхшашликка биноан пассив L, C – фильтрларни ҳисоблаш учун жадвал усули ташкил этилган.

Жадвал усули ёрдами билан фильтрни ҳисоблаш учун унинг қуйидаги парметрларини билиш керак:

1) ўтказиш оралиғининг частоталар диапазони ($\omega_1 \div \omega_2$);

2) ўтказиш оралиғида энг катта рухсат этилган кучсизланиш (ΔA);

3) тўсиш оралиғида энг кичик рухсат этилган кучсизланиш (A_S).

Жадвал усулида оддий бурчак частотаси (ω) ўрнига нормалаштирилган (Ω) частотадан фойдаланилади:

$$\Omega = \omega / \omega_н ,$$

бунда $\omega_н$ – нормаловчи (нормирующая) частота. Амалда нормаловчи частота сифатида ўтказиш оралиғининг чегаравий частотаси олинади ($\omega_{ксиш}$), шунинг учун ўтказиш оралиғининг чегарасида:

$$\Omega_{ксиш} = \frac{\omega_{кес}}{\omega_н} = \frac{\omega_{кес}}{\omega_{ксиш}} = 1 .$$

Шу билан бирга жадвал усулида батафсил равишда фақат паст частотали фильтр кўриб чиқилади. Қолган турлари (юқори частотали, полосали ва тўсувчи фильтрлар) паст частотали фильтр-прототип (фильтр-намуна)" ёрдами билан ҳисобланади. Бу холда частотанинг ўзгариш операциясидан фойдаланилади.

Полиномиал фильтрлар

Кўп холларда электр фильтрнинг оператор узатиш функцияси қуйидаги кўринишда бўлиши мумкин:

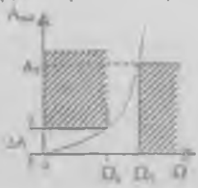
$$H(p) = \frac{\text{[illegible]}}{b_m p^m + b_{m-1} p^{m-1} + \ldots + b_1 p + b_0}$$

Бундай фильтрлар полиномиал фильтрлар деб аталади. Улар орасида Баттерворт ва Чебишев фильтрларидан кенг фойдаланилади.

<u>Баттерворт</u> фильтри иш кучсизланишининг характеристикаси энг текис ҳисобланади ва қуйидаги ифодага мос келади:

$$A_{иш} = 10\ell g(1+\varepsilon^2\Omega^{2m}), \quad [\text{ дБ }]$$

бунда $\varepsilon = \sqrt{10^{0,1\Delta A} - 1}$,



m – фильтрнинг тартиби. у реактив элементлар сонига тенг,
Ω – нормалаштирилган частота,
Ω_k=1 – кесим частотаси,
Ω_s – тўсиш оралигининг чегаравий частотаси.

($\Omega_S \rightarrow A_S$ -га мос келади, A_S – тўсиш оралиғида энг кичик руҳсат этилган кучсизланиш).
ΔA – ўтказиш оралиғида энг катта рухсат этилган кучсизланиш.

Баттерворт фильтрининг тартибини қуйидаги ифода ёрдами билан топиш мумкин:

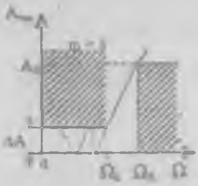
$$m \geq \frac{A_s - 10\ell g\sqrt{10^{0,1\Delta A} - 1}}{20\ell g\Omega_s}$$ (энг яқин катта бутун сон).

<u>Чебишев</u> фильтри учун кучсизланишнинг характеристикаси қуйидаги ифода оркали аппроксимациялаштирилади:

$$A_{иш} = 10\ell g(1 + \varepsilon^2 T_m^2(\Omega)), \ [\text{дБ}]$$

бунда $\varepsilon = \sqrt{10^{0,1\Delta A} - 1}$,.

$T_m(\Omega)$ – Чебишев полиноми.



Фильтрнинг тартиби:

$$m \geq \frac{\mathrm{Arch}\left(\frac{1}{\varepsilon}\sqrt{10^{0,1\Delta A} - 1}\right)}{\mathrm{Arch}\Omega_s}$$

Ўтказиш оралиғида ишчи кучсизланиш тўлқинсимон нолдан ΔA-гача ўзгаради. Тўлқинлар зичлиги нотекис ўтказиш оралигининг чегарага яқинлашиш жараёнида зичлик кўпаяди.

Қуйидагини ёдга оламиз: элементларнинг баравар сонлари учун Чебишев фильтрнинг кучсизланиш характеристикаси тиклиги Баттерворт фильтрникига нисбатан каттароқ бўлади.

Жадвал усули бўйича электр фильтрни ҳисоблаш тартиби:

1. Фильтрнинг турини танлаймиз (Баттерворт, Чебишев, Золотарёв-Кауэр фильтрлари) ва паст частотали фильтр-прототипнинг (фильтр-намунанинг) ўтказиш оралиғини (f_k) ҳисобга оламиз. Бундан ташқари, ўтказиш оралиғида энг катта (ΔA) ва тўсиш оралиғида энг кичик (A_s) рухсат этилган кучсизланишларни билиш керак.

2. Юқорида келтирилган ифодалар ёрдами билан фильтрнинг тартибини аниқлаймиз (унинг тартиби ток ёки жуфт сонига тенг бўлиши мумкин). Олинган тартиб бўйича махсус ёрдамчи схемалардан мос схемани танлаймиз ва унинг нормалашган параметрларини (ℓ ва c) махсус жадваллардан оламиз.

3. Денормалаштириш операциясини бажарамиз, яъни нормалашган параметрлардан ҳақиқий (номинал) параметрларга ўтамиз.

Бу ҳисобнинг охирги босқичидир.

Бажарилган ҳисобни текшириш учун олинган фильтр кучсизланишнинг характеристикасини ҳисоблаш керак. Агар фильтрга қуйилган шартлар қаноатлантирса, фильтр тўғри яратилган хисобланади.

Юқори частота, полоса ва режекторли фильтрларни ҳисоблашда частоталарнинг ва элементларнинг ўзгариши

Юкорида биз ПЧФнинг ҳисобини кўриб чиқдик. Агар бошқа турдаги фильтрни ҳисоблаш керак бўлса, биринчи навбатда берилган фильтрдан ПЧФга ўтиш керак. Бу холда янги ПЧФ – фильтр-прототип (фильтр-намуна) сифатида бўлади.

Паст частотали фильтр-прототип (ПЧФП) юқоридаги параграфда тушунтирилган тартиб бўйича ҳисобланади. Бу жараёнда берилган чегаравий частоталардан ПЧФПнинг чегаравий частотасига (f_k) ўтамиз. Мазкур операция махсус ифодалар орқали бажарилади ва частоталарнинг ўзгариши дейилади.

Шундай қилиб, берилган фильтрдан ПЧ фильтр-прототипга ўтиш қуйидаги тартибда бажарилади:

1) берилган частоталарга асосан фильтр-прототипнинг кесиш (f_k) частотасини ва унинг тартибини (m-ни) аниқлаймиз ва схемани танлаймиз. Олинган

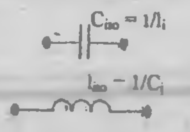
схема нормалашган параметрлардан иборат;

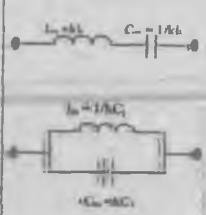
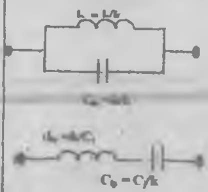
2) олинган ПЧФПдан талаб қилинган фильтрга ўтамиз. Мазкур операция элементларнинг ўзгариши дейилади. Буни қуйидаги алмаштириш орқали бажарилади. (Ўтишнинг тартибини пастда кўринг);

3) махсус коэффициентлар ёрдами билан олинган элементларни денормалаштирамиз, яъни ҳақиқий параметрларни ҳисоблаймиз.

Шундай қилиб, биз керакли фильтрни яратдик.

Ўтишнинг тартиби

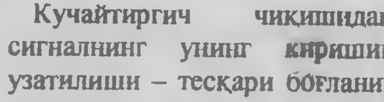
ПЧФПдан	ЮЧФга
	

ПФга	РФга
	

22-лекция

Тескари боғланган электр занжирлари

Кучайтиргич чиқишидаги сигналнинг унинг киришига узатилиши – тескари боғланиш дейилади.



$$U_2(p) = [U_1(p) + U_2(p) \cdot H_{тб}(p)] \cdot H_k(p),$$

$$U_2(p)\,[1 - H_{тб}(p) \cdot H_k(p)] = U_1(p) \cdot H_k(p),$$

$$\frac{U_2(p)}{U_1(p)} = \frac{H_k(p)}{1 - H_{тб}(p) \cdot H_k(p)} = \frac{H_k(p)}{F(p)},$$

бунда:

$F(p) = 1 - H_{тб}(p) \cdot H_k(p)$ – тескари боғланишнинг чуқурлиги

$H_{тб}(p) \cdot H_k(p)$ – ҳалқали кучайтириш.

Тескари боғланиш мавжуд бўлганда, кучайтиргичнинг узатиш функцияси F марта ўзгаради:

$$\frac{U_2(\rho)}{U_1(\rho)} = \frac{H_1(\rho)}{F(\rho)}$$

$F(\rho)>1$ – манфий тескари боғланиш,

$F(\rho)<1$ – мусбат тескари боғланиш.

Кучайтиргичнинг узатиш функцияси катталигини камайтирадиган тескари боғланиш манфий тескари боғланиш дейилади.

Кучайтиргичнинг узатиш функцияси катталигини кўпайтирадиган тескари боғланиш мусбат тескари боғланиш дейилади.

Манфий тескари боғланиш узатиш функциясининг барқарорлигини (кучайтиргич ишининг барқарорлигини) кўпайтиради; манфий тескари боғланиш деярли барча кучайтиргичларда ишлатилади. Мусбат тескари боғланиш эса автогенераторларда ишлатилади. Уларни кейин кўриб чиқамиз.

Электр режимининг барқарорлиги

Тескари боғланган электр занжирининг режими барқарор ёки нобарқарор бўлади.

Ҳар қандай барқарор электр занжирининг оператор узатиш функцияси маҳражида қўйидагича ҳақиқий коэффициентларга эга бўлган полином бўлиши керак:

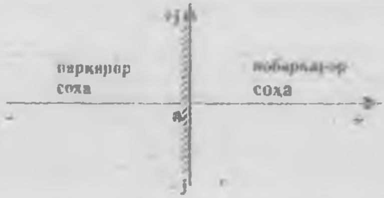
$$F_2(\rho) = a_0\rho^n + a_1\rho^{n-1} + a_2\rho^{n-2} + \ldots + a_{n-1}\rho + a_n$$

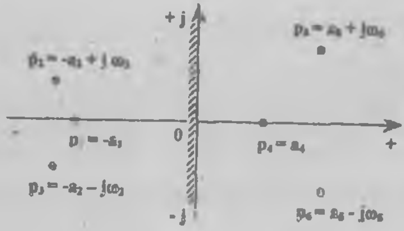
$(a_0=1)$

Полиномнинг барча илдизлари чап ярим текисликда жойлашган (барқарор соҳаси); 3- ва ундан юқори даражали полиномнинг ечилиши жуда мураккаб.

$F_2(\rho)$ – полином – Гурвиц полиноми дейилади. Гурвиц полиномининг илдизларини топмасдан туриб занжирнинг барқарорлигини аниқлайдиган мезонлар бор. Бунда Гурвиц, Раус, Михайловнинг ва реактанс мезонларидан фойдаланилади

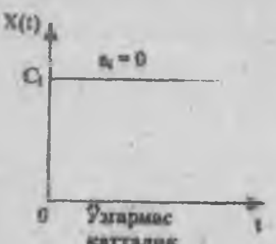
Энди характеристик тенглама илдизларининг комплекс текисликда жойлашиши ва занжир режимининг барқарорлиги орасидаги боғланишни кўриб чиқамиз.

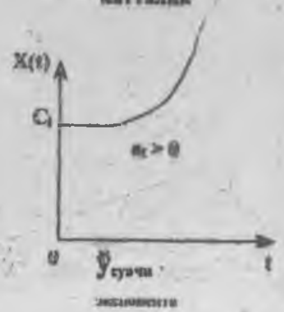




1. Апериодик жараён (равон ўзгарадиган жараён)

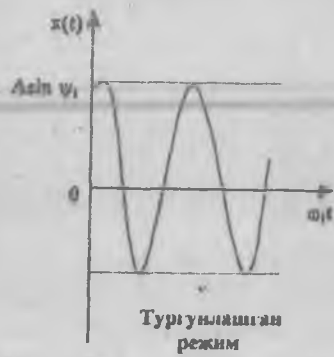
$P_i = a_i \rightarrow x(t) = C_i e^{p_i t} = C_i e^{a_i t}$

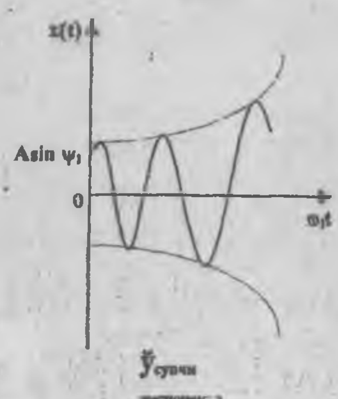




2. Тебраниш жараёни

$P_i = \pm a_i \pm j\omega_i \rightarrow x(t) = Ae^{at}Sin(\omega_i t + \psi_i)$





ıвтогенераторлар

Ташқи таъсирсиз ҳосил ўладиган тебранишлар – втотебранишлар дейилади мажбурий тебранишлардан ıаркли).

Ичида ıвтотебранишлар осил бўладиган махсус урилма автогенератор деб талади (масалан: соат, юрак, пканинг ҳаракати, планета-арнинг ҳаракати ва ҳ.к.).

Автотебранишларнинг хусу-иятлари:

) ташқи таъсирлардан ҳосил ўлмайди, система ўзининг ебраниш хусусиятидан ҳосил ўлади;

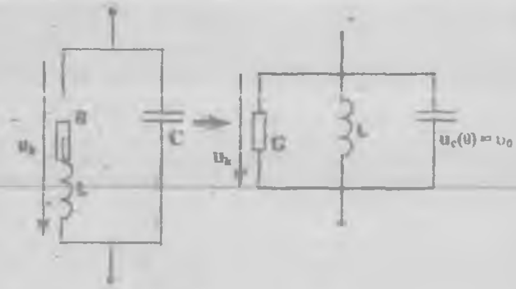
) гебранишлар шакли, ларнинг амплитудаси ва астотаси системанинг ўз усусиятидан аникланади;

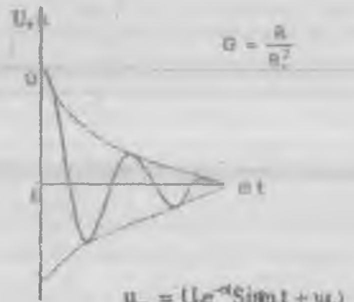
) ҳосил бўлаётган втотебранишлар махсус нергияга эга (системада ўз знбаи бор).

Параллел тебраниш энтурига асосан LC – зтогенераторни ташкил этиш умкин

С – автогенератор

Йўқотишли (нобугарчиликка а) параллел тебраниш онтуридаги тебраниш ;араёнини кўриб чиқамиз.





$$G = \frac{R}{\rho^2}$$

$$u_{ю} = U_0 e^{-\delta t} \mathrm{Sin}(\omega_0 t + \psi_к)$$

Эркин тебранишлар – сўнувчи. Буларни носўнувчи қилиш учун контурга иссиклик йўқотишларини қоплайдиган энергияни киритиш керак. Бу жараённи бажариш мумкин бўлган схемани келтирамиз:

U_0 – силжиш кучланиши

Тебранишлар жараёнида i_L ўзгаради ва (тескари боғланиш) кучланишни ҳосил қилади:

$$u_{тб} = M\frac{di_L}{dt}$$

$u_{бэ} = U_{тб} + U_0$ — кучланиш коллектор ва контур орқали ўтаётган ток i_k аниқланади:

$$i_k = Su_{бэ} = S(u_{тб} + U_0)$$

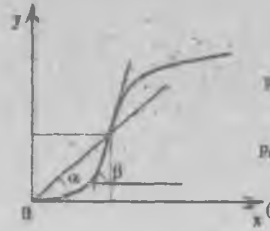
бу ерда: $u_{бэ}$ – база ва эмиттер орасидаги кучланиш;
S – транзистор ВАХсининг тиклиги.
Агар $i_k \neq 0$ бўлса, контурга ташқаридан энергия киради ва носўнувчи тебранишлар бўлиши мумкин.

23-лекция
Ночизиқли электр занжирлари

Резистив қаршилиқ, индуктивлик ва сиғим уларнинг параметрлари мос равишда R, L ва C ўз қийматларини сақлашмаса ва токка ёки кучланишга боғлиқ бўлса, улар ночизиқли дейилади.

Агар электр занжирида ҳатто битта ночизиқли элемент бўлса ҳам, бу занжир ночизиқли занжир дейилади ва у учун жамлаш принципидан фойдаланиш мумкин эмас.

Ночизиқли характеристиканинг умумийлашган кўринишини таҳлил қиламиз.



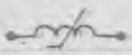
$P = \frac{y}{x}$ — статик параметр

$Pd = \frac{dy}{dx}$ — дифференциал (динамик параметр

Чизиқли элемент учун унинг статик ва дифференциал параметрлари бир-бирига тенг.
P≡tgα – статик параметр tgα-га пропорционалдир; α – кесувчи ва абсцисса орасидаги бурчак; кесувчини биз координаталар боши ва қурилаётган нуқта орқали чизамиз;
P_d≡tgβ – динамик параметр tgβ-га пропорционалдир; β - уринма чизиқ ва абсцисса орасидаги бурчак.

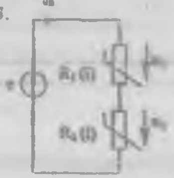
$P_d = S$; $Pd = \frac{dy}{dx} \approx \frac{\Delta y}{\Delta x}$ — дифференциал (динамик) параметр характеристиканинг тиклигига тенг.

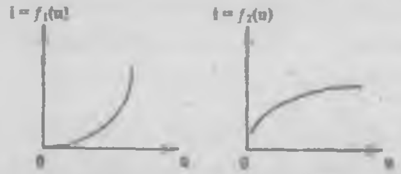
Ночизиқли элементларнинг параметрлари

Шартли белги	Статик	Динамик (дифференциал)
	$R = \frac{u}{i}$	
	$G = \frac{i}{u} = \frac{1}{R}$	$G_д = S = \frac{di}{du} = \frac{1}{R_д}$
	$C = \frac{q}{u_c}$	$C_д = \frac{dq}{du_c}$
	$L = \frac{\psi}{i}$	$L_д = \frac{d\psi}{di}$

Ўзгармас ток ночизиқли резистив занжирнинг график усул ёрдамида таҳлил қилиш

Манба ва иккита кетма-кет уланган ночизиқли резистив қаршиликдан иборат занжирнинг режимини кўриб чиқамиз.





$R_1(i)$ учун $\qquad$ $R_2(i)$ учун

Кирхгоф қонуни бўйича:

ҳар вақт $e = u_1 + u_2$,

бу ерда: $u_1 = R_1(i) \cdot i \quad u_2 = R_2(i) \cdot i$

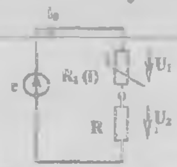
Ом қонуни бўйича:

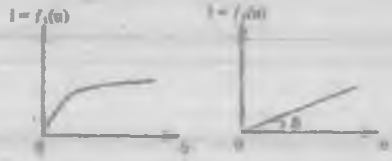
$i_a = \dfrac{e}{R_1(i_a) + R_2(i_a)}$ – бу қийматни биз график усулида топамиз.

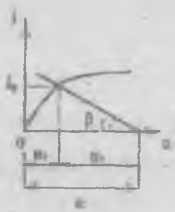
Мисолнинг ечими умумий нуқтада (а) жойлашган

*

Ўхшаш равишда битта чизиқли ва битта ночизиқли кетма-кет уланган қаршиликлар учун режимни топиш мумкин.



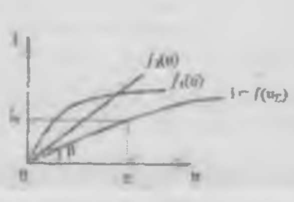




$i_a = \dfrac{e}{R_1(i_a) + R_2}$

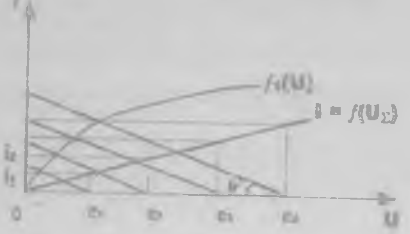
*

Биз фақат битта ишчи нуқта эмас, балки тўла характеристикани ҳисоблаймиз. Масалан, келтирилган схема учун биз тўла характеристикани абсциссаларни қўшиш ёрдами билан оламиз.

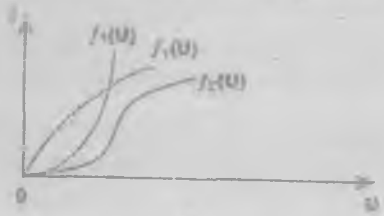


*

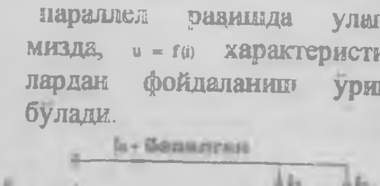
Тўла характеристика олишни чизиқли элементнинг характеристикасини кўчириш ёрдами билан ҳам бажариш мумкин.

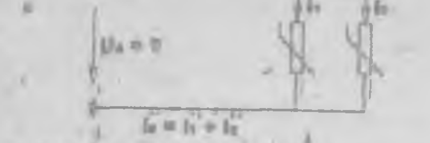


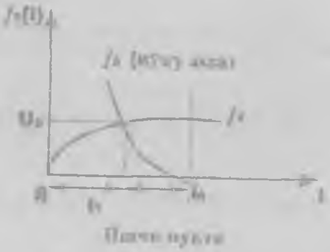
Абсциссалар умумлаштирилса, иккита ночизиқли кетма-кет уланган қаршиликлар характеристикасини топиш мумкин.



Ночизиқли қаршиликларни параллел равишда улаганимизда, $u = f(i)$ характеристикалардан фойдаланиш ўринли бўлади.







24-лекция

Ночизиқли элемент характеристикаларини аппроксимациялаш усуллари

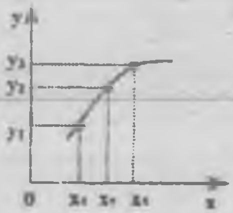
А. Даражали полином усули

Ҳар қандай нуқтада характеристикани абсцисса ўқига оғиш билан тасвирлаш мумкин

$S = \frac{dy}{dx}$ (тиклик) $\quad S_0 = dy/dx/_{x=x_0}$

x_0 нуқтада $y_0 = f(x_0)$, қўшимча нуқтада эса $y_1 = f(x_1) = f(x_0+\Delta x)$, уни Тейлор қатори билан тасвирлаш мумкин. Натижада даражали полином чиқади.

Полином коэффициентларини амалда хисоблашини кўриб чиқамиз.



Характеристиканинг тармоғини аппроксимация қилиш учун иккинчи даражали полином тўғри бўлсин:

$$y = a_0 + a_1x + a_2x^2,$$

яъни номаълум коэффициентларни a_0, a_1 ва a_2-ларни топиш керак.

x ва y жуфтларни олиб, тенгламалар системасини тузамиз:

$$\begin{cases} a_0 + a_1x_1 + a_2x_1^2 = y_1 \\ a_0 + a_1x_2 + a_2x_2^2 = y_2 \\ a_0 + a_1x_3 + a_2x_3^2 = y_3 \end{cases} \quad x^0 = 1$$

Тизимни ечамиз:

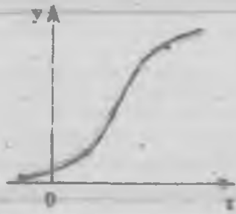
$$a_0 = \frac{\Delta_1}{\Delta},\ a_1 = \frac{\Delta_2}{\Delta},\ a_2 = \frac{\Delta_3}{\Delta}$$

$$\Delta = \begin{vmatrix} 1 & x_1 & x_1^2 \\ 1 & x_2 & x_2^2 \\ 1 & x_3 & x_3^2 \end{vmatrix}, \qquad \Delta_1 = \begin{vmatrix} y_1 & x_1 & x_1^2 \\ y_2 & x_2 & x_2^2 \\ y_3 & x_3 & x_3^2 \end{vmatrix},$$

$$\Delta_2 = \begin{vmatrix} 1 & y_1 & x_1^2 \\ 1 & y_2 & x_2^2 \\ 1 & y_3 & x_3^2 \end{vmatrix}, \qquad \Delta_3 = \begin{vmatrix} 1 & x_1 & y_1 \\ 1 & x_2 & y_2 \\ 1 & x_3 & y_3 \end{vmatrix}.$$

Ишчи тармоғини энг яхши равишда аппроксимациялаш керак.

Б.Чизиқли бўлаклаб аппроксимациялаш усули



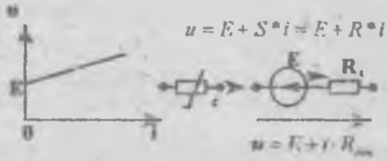
Бу холда характеристикани чизиқли тармоклар билан алмаштирилади (уринма, кесим ва бошқа чизиқлар билан).

Маълумки, чизиқнинг абсцисса ўқига оғиши – ўзгармас катталик, уни оғиш бурчагининг тангенси билан тасвирлаш мумкин. Натижада, Тейлор қаторига ёйишда фақат биринчи ҳосиласи бўлади:

$$y = f(x) = f(x_0 + \Delta x) = f(x_0) + f'(x_0) \cdot \Delta x =$$
$$= y_0 + S_0 \cdot \Delta x = f(x_0) + S_0(x - x_0)$$

$$S = \frac{dy}{dx} \approx \frac{\Delta y}{\Delta x}$$

Чизиқли бўлаклаб аппроксимациялаш ёрдамида биз ночизиқли резистив қаршиликларни ўзгармас ЭЮК ва чизиқли қаршилик орқали алмаштирамиз.



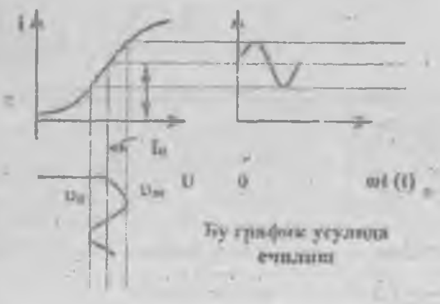
Характеристиканинг ишчи тармоғини, иложи борича, аниқ аппроксимациялаш керак.

Агар характеристиканинг ишчи тармоғи унинг катта қисмини эгаллаган бўлса, чизиқли бўлаклаб аппроксимациялаш усулидан фойдаланиш ўринли бўлади. Бу ҳолда даражали полином усулидан фойдаланиш ўринли эмас, чунки аниқ натижаларни олиш учун мураккаб полиномларни ҳисоблашга тўғри келади.

Кичик гармоник сигнал таъсирлар остидаги ночизиқли электр занжирини хисоблашнинг график ва аналитик усуллари

Ўзгармас кучланиш ва кичик амплитудали ўзгарувчан кучланишнинг ночизиқли элементга биргаликда кўрсатган таъсирини график усули ёрдамида кўриб чиқамиз:

$u = U_0 + U_m \mathrm{Sin}\omega t$ (U_m — кичик).



Бу график усулида ечилиш

Кичик тебранишлар учун аналитик ечимни ҳам олиш мумкин. ВАХнинг ишчи қисмини 2-даражали полином кўринишида тасвирлаш мумкин деб фараз қиламиз:

$$i = a_0 + a_1U + a_2U^2.$$

$i_0 = I_0 = \frac{U_0}{R_{im}}$ – ВАХнинг иш тармоғи марказини аниқлайди.

(Математикадан: $\mathrm{Cos}^2\alpha = \frac{1}{2} + \frac{1}{2}\mathrm{Cos}2\alpha$)

$U = V_m\mathrm{Cos}(\omega t + \psi)$ — кичик амплитудали гармоник кучланишни токнинг ифодасига жойлаштирамиз:

$$i = a_0 + a_1u + a_2u^2 =$$
$$= a_0 + a_1U_m\mathrm{Cos}(\omega t + \psi) + a_2U_m^2\mathrm{Cos}^2(\omega t + \psi) =$$
$$= a_0 + a_1U_m\mathrm{Cos}(\omega t + \psi) +$$
$$+ a_2U_m^2\left[\frac{1}{2} + \frac{1}{2}\mathrm{Cos}(2\omega t + 2\psi)\right] =$$
$$= a_0 + \frac{a_2U_m^2}{2} + a_1U_m\mathrm{Cos}(\omega t + \psi) +$$
$$+ \frac{a_2U_m^2}{2}\mathrm{Cos}(2\omega t + 2\psi)$$

Демак:

$$I_0 = a_0 + \frac{a_2U_m^2}{2}; \quad I_{1m} = a_1U_m;$$
$$I_{2m} = \frac{a_2U_m^2}{2}$$

Хулоса: токда 2-гармоника бор экан.

25-лекция

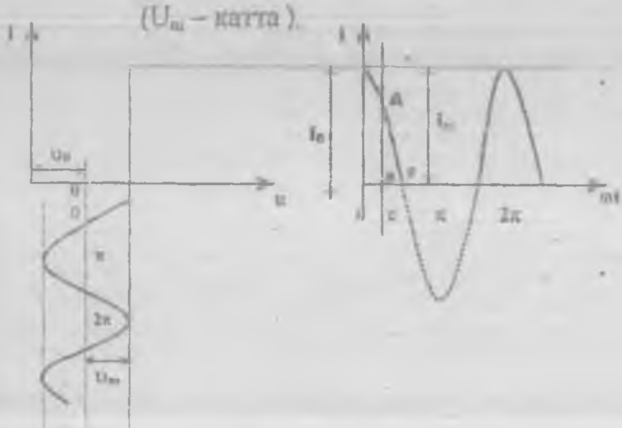
Ночизикли резистив занжирини катта амплитудали гармоник таъсирлар остидаги графо-аналитик ҳисоблаш усули

Катта амплитудали гармоник таъсирлар бўлганда, чизиқли бўлақлаб аппроксимациялаш ҳамда кескин узилиш бурчаги (отсечка) усулидан фойдаланиш ўринли бўлади.

Транзистор кучайтиргичлари, частота генераторлари ва частота купайтқичларини ҳисоблаш жараёнида мазкур усулдан фойдаланилади.

Кескин узилиш бурчаги (θ) – бу ярим давр, шу вақт давомида ночизиқли элемент орқали ток ўтади.

$u = U_0 + U_m\ Cos\omega t$ - таъсирини кўриб чиқамиз (U_m – катта).



Келтирилган графикларда:

I_a – занжир орқали доимий равишда ўтаётган ток амплитудасининг эҳтимоллиги;

I_m – ночизиқли элементли амалда мавжуд бўлган занжирдаги токнинг максимал қиймати;

θ – кескин узилиш бурчаги.

$0<\omega t<\theta$ интервалда:

$$i=AB=AC-BC=I_a Cos\omega t - I_a Cos\theta = I_a(Cos\omega t - Cos\theta)$$

I_mни топамиз:

$$I_m = i/_{\omega t=0} = I_a\ (Cos0^0 - Cos\theta) = I_a\ (1-Cos\theta)$$

Бошқа томонидан: $I_a = \frac{U_m}{R_a} = S^* U_m$, чунки $S = \frac{1}{R_a} = \frac{di}{du}$ (тиклик).

Буларни ҳисобга оламиз ва ёзамиз:

$$i = SU_m\ (Cos\omega t - Cos\theta)$$

ва $\quad I_m = SU_m\ (1-Cos\theta)$

Ночизиқли элемент учун берилган ВАХ-сининг тиклиги (S) ва берилган амплитуда учун (U_m) чиқишдаги ток фақат кескин узилиш бурчаги θга боғлиқ бўлади. Бу ток носинусоидал даврий функция орқали тасвирланади ва Фурье этувчиларга ёйилади. S ва U_m берилганда, мазкур гармоникалар ҳам фақат кескин узилиш бурчагига боғлиқ бўлади.

Махсус тайёр графиклар ёрдамида [α_i=f(θ) – Берг функциялари] чиқишдаги ток гармоникалар амплитудаларини бевосита ҳисоблаш мумкин:

$I_o = SU_m\alpha_o$; $I_{1m} = SU_m\alpha_1$;... $I_{nm} = SU_m\alpha_n$.

Мундарижа