ЎЗБЕКИСТОН АЛОҚА ВА АХБОРОТЛАШТИРИШ АГЕНТЛИГИ

ТОШКЕНТ АХБОРОТ ТЕХНОЛОГИЯЛАРИ УНИВЕРСИТЕТИ

РАДИОТЕХНИКА, РАДИОАЛОҚА ВА ТЕЛЕРАДИОЭШИТТИРИШ ФАКУЛЬТЕТИ

РАДИОТЕХНИКА ВА РАДИОАЛОҚА КАФЕДРАСИ

РАДИОТЕХНИКАНИНГ НАЗАРИЙ АСОСЛАРИ

Тузувчи: *катта ўқитувчи Шоюсупова Х.Х.*

Тошкент 2011

МУНДАРИЖА

№	Мавзу номи	бет
1	Радиотехника қурилмалари, тизимлари ва сигналлари хақида умумий маълумотлар.	3
2	Даврий бўлган сигналларни спектри ва Фурье қатори	9
3	Даврий бўлмаган сигналларнинг спектри.Сигналларнинг спектр зичлиги.Дельта импульс.	18
4	Ночизиқли ва параметрик элементлар ва уларнинг характеристикалари.	27
5	Ночизиқли ва параметрик элементлар ва уларнинг характеристикаларини аппроксимациялаш.	36
6	Ночизиқли занжирларда тебранишларнинг спектрал анализ ўсуллари.Спектрнинг фойдалиташкил этувчи тебранишларни ажратиб олиш	40
7	Чеклагичлар.Оний қиймат чеклагичлари.Амплитуда чеклагичлари	44
8	Частоталарни кўпайтириш	56
9	Кесма бўрчаги усули	62
10	Ночизиқли электр занжирларни таҳлил этиш усуллари.	65
11	LC автогенераторлар ишлаш принципи	73
12	Автогенераторлардаги энергетик боғланишлар	77
13	Автогенератор қўзғалиш шарти	80
14	RC-генераторининг дифференциал тенгламаси ,уйғониш шартлари. Уч нуқтали RC- автогенератор. Генерация частотаси .Вин кўприкли автогенератор.	85
15	Модуляция ҳақида тушунча.	91
16	Амплитудаси модуляция қилинган сигналларни шакллантириш. АМ сигналларнинг турлари.	94
17	АМ сигналларни чизиқли ва квадратик детекторлаш , синхрон детекторлаш.	99
18	Амплитудаси модуляцияланган сигналларни синхрон детекторлаш	107
19	Частота бўйича модуляцияланган сигналларни хосил қилиш. ЧМ сигналларни детекторлаш	109
20	Фаза модуляцияси. Фазаси бўйича модуляцияланган сигналларни ҳосил қилиш ва детекторлаш	115
21	Дискрет модуляция турлари.	118
22	Ўзлиқсиз сигналларни вақт бўйича дискретлаш.	120
23	Импульсли ташувчида модуляция ва детекторлаш	125
24	Узлуксиз сигналларни рақамли узатиш услублари. Импульс-кодли модуляция	133

МАЪРУЗА-1

РАДИОТЕХНИКА ҚУРИЛМАЛАРИ, ТИЗИМЛАРИ ВА СИГНАЛЛАРИ ҲАҚИДА УМУМИЙ МАЪЛУМОТЛАР. РАДИОАЛОҚА ТИЗИМИНИНГ ФУНКЦИОНАЛ СХЕМАСИ. “РАДИОТЕХНИКАНИНГ НАЗАРИЙ АСОСЛАРИ” ФАНИНИНГ ВАЗИФАСИ.

«РАДИОТЕХНИКА» ҲАҚИДА АСОСИЙ ТУШУНЧА ВА УМУМИЙ МАЪЛУМОТЛАР.

Радиотехника – халқ хўжалигининг кўп соҳаларида кенг қўлланиб келмоқда. Улар қаторига радиоалоқа, телевидение, радионавигация, радиолокация, радиотелеметрия, медицина, космик алоқа, мобил уяли алоқа, радиоастрономия, радиобошқариш ва ҳ.к. соҳалар киради.

Радиотехника асослари тарихи 1864 йилда инглиз физиги Максвелл томонидан электромагнит майдон математик тенгламасини яратишдан, Г.Герц томонидан электромагнит тўлқинларни тарқатувчи ва қабул қилувчи тебратгичларни яратилиши хамда 1895 йилда А.С.Попов томонидан радиоқабул қилгични ихтиро этилиши билан боғлиқ.

ЭЛЕКТРОМАГНИТ ТЎЛҚИНЛАР

Радиотехникада хабарни манбадан истеъмолчига етказиб бериш учун электромагнит тўлқинлардан фойдаланилади.

Электромагнит тўлқинларнинг тарқалиш тезлиги *C* га тенг бўлиб, унинг асосий параметри тўлқин узунлиги ҳисобланади. Агар ўтказгичдан ўтаётган токнинг ўзгариш частотаси f бўлса, унинг ўзгариш даври T=1/f бўлади. Ўтказгич нурлантираётган электромагнит тўлқиннинг T вақт ичида босиб ўтган тўғри масофаси тўлқин узунлиги деб аталади ва у қуйидагича аниқланади:

$$\lambda = c/f \qquad (1.1)$$

Масалан, электромагнит тўлқиннинг вакуумда тарқалиш тезлиги $C_o=3\cdot10^8$ м/с ва частотаси $f=3\cdot10^3$ Гц бўлса, унда (1.1) формулага асосан у тарқатаётган тўлқин узунлиги $\lambda=10^5$ м, агар $f=3\cdot10^9$ Гц = 3 ГГц бўлса, унда λ=10 см га тенг бўлади.

Радиотўлқинларни частота диапазони ва тўлқин узунлиги бўйича тақсимоти

ТР	**Радиочастоталарни номланиши**	**Частота диапазони**	**Радиотўлқин номи**	**Тўлқин узунлиги**
1.	Ҳаддан ташқари паст частота (ҲТПЧ)	3,0÷30 Гц	Декаметрли	100÷10Мм
2.	Жуда жуда паст частота (ЖЖПЧ)	30÷300 Гц	Мегаметрли	10÷1,0 Мм
3.	Инфра паст частота (ИПЧ)	300÷3000 Гц	Гектокилометрли	1000÷100 км
4.	Жуда паст частота (ЖПЧ)	3÷30 КГц	Мираметрли	100÷10 км
5.	Паст частота (ПЧ)	30÷300 КГц	Километрли	10÷1 км
6.	Ўрта частота (ЎЧ)	0,3÷3,0 МГц	Гектометрли	100÷10 м
7.	Юқори частота (ЮЧ)	3,0÷30,0 МГц	Декаметрли	10÷1,0 м
ТР	Радиочастоталарни номланиши	Частота диапазони	Радиотўлқин номи	Тўлқин узунлиги
8.	Жуда юқори частота (ЖЮЧ)	30,0÷300 МГц	Метрли	1,0÷0,1 м
9.	Ультра юқори частота (УЮЧ)	300÷3000 МГц	Дециметрли	10÷1,0 дм

10.	Ўта юқори частота (ЖЖЮЧ)	3,0÷30,0 ГГц	Сантиметрли	1,0÷0,1 см
11.	Ҳаддан ташқари юқори частота (ҲТЮЧ)	30,0÷300,0 ГГц	Миллиметрли	10÷1,0 мм
12.	Гипер юқори частота (ГЮЧ)	300,0÷3000 ГГц	Децимиллиметрли	1,0÷0,1 мм

Информация – бу ҳар хил физик жараёнлар, тарихий ҳодисалар тўғрисидаги маълумотдир.

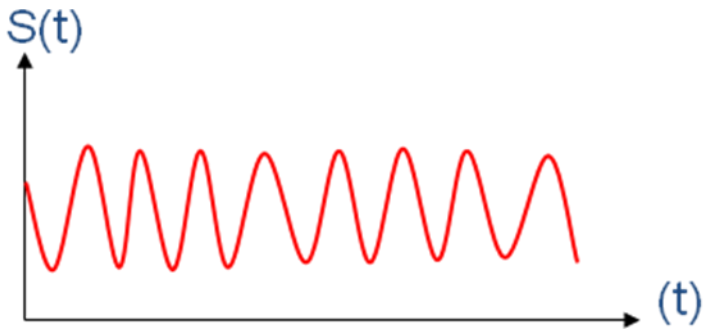
Информацияни узатиш учун уни маълум бир шаклга келтириш лозим, (масалан: матн, жадвал, график, расм, ҳаракатдаги тасвир ва бошқалар). Бундай шаклланиш натижасида информация хабарга айлантирилади. Хабарни биринчи фазовий нуқтадан иккинчи нуқтага узатиш учун уни бирор бир физик жараёнга юклашимиз, яъни сигналга айлантиришимиз лозим.

Сигнал – деб, бирор бир физик жараённинг бир ёки бир нечта параметрларини хабарга мос равишда ўзгаришига айтилади.

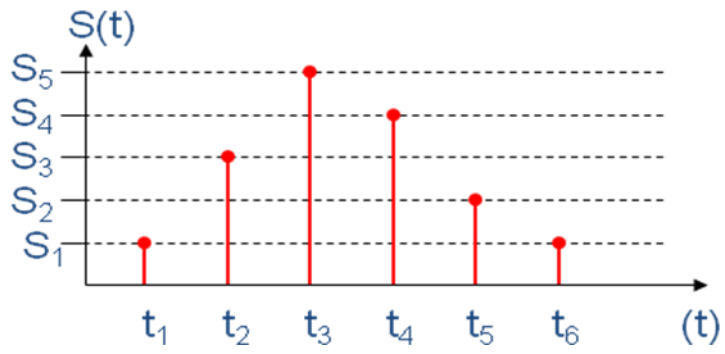
Электр сигнали – деб, электр жараённинг бир ёки бир нечта параметрларини хабарга мос равишда ўзгаришига айтилади.

Сигналларнинг турлари :

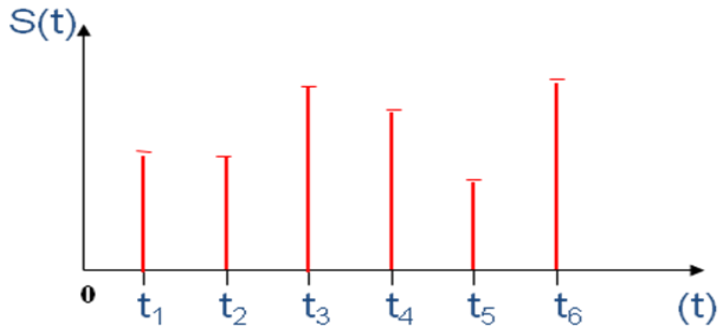
1). Узлуксиз сигнал.



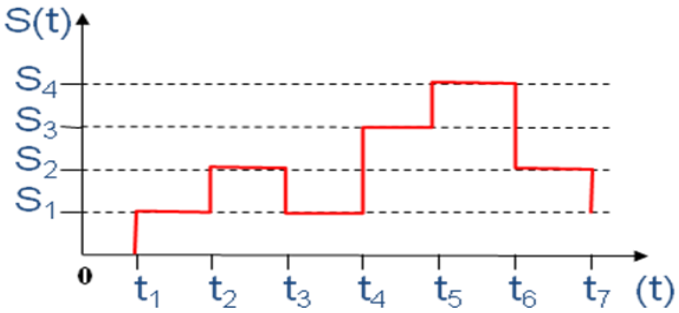
2). Сатҳ ва вақт бўйича дискрет сигнал.



3). Сатх бўйича узликсиз, вақт бўйича дискрет сигнал.

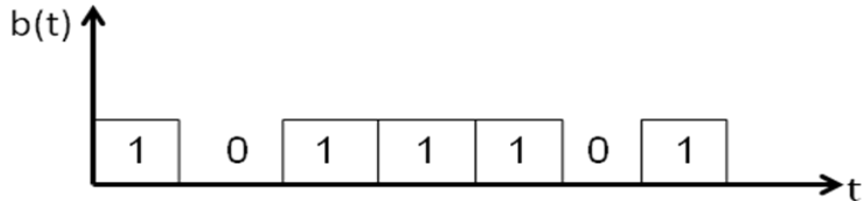


4). Сатх бўйича дискрет, вақт бўйича узликсиз.



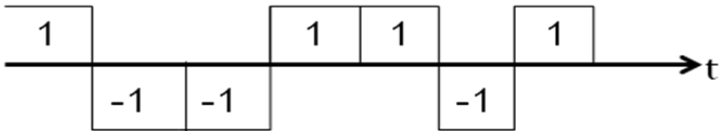
5). Икки асосли рақамли сигнал.

1). Униполяр, яъни бир қутбли.

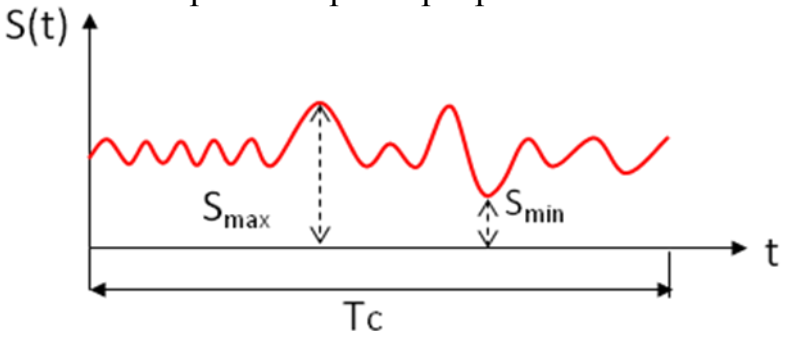


2). Биполар, яъни икки қутбли

b(t)



Сигналларнинг параметрлари.

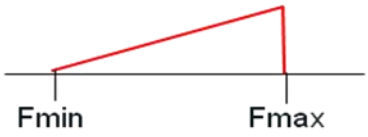


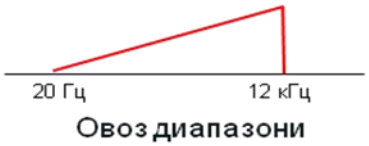
1) Сигналнинг давомийлиги. T_c - [сек].
2). Сигналнинг динамик диапазони:

$$Д_c = 10 \cdot \lg \frac{P_{max}}{P_{min}} \quad [дБ]$$

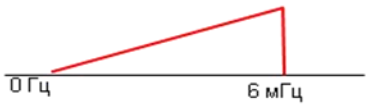
3). Сигналнинг спектр кенглиги.
[Гц] ўлчанади.

$$F_c = F_{max} - F_{min}$$

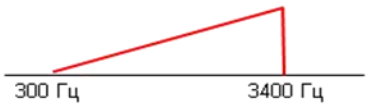




Овоз диапазони



Телевизион сигнал диапазони



Алоқа линияда узатиётган сигнал

4). Сигналнинг хажми. Хабарни узата олиш кобилиятини кўрсатади.

$$V_c = T_c \cdot Д_c \cdot F_c$$

Сигналнинг ёки хабарни хосил бўлган жойдан истимолчига етказиш учун керак бўлган техник курилмалар ва бошқалар $b_i(t)$ тўпламига $a_i(t)$ алоқа системаси дейилади. Умумий куринишдаги алока системасининг структуравий схемаси қўйидаги куринишга эга:

Реал алоқа системаларда сигналларга албатта халақитлар таъсир қилади. Ушбу халақитлар таъсирида сигналлар хато кабул килиниши мумкин. Халақитлар икки катта синфга бўлинади :

1. Аддитив халақитлар.
2. Мультипликатив халақитлар.

Агар сингалга халақит қўшилса бундай халақитга **АДДИТИВ** халақит дейилади.

ХМ – Хабар манбаи.
ХСА – Хабарни сигналга айлантирпич.
Уз – Узатгич (передатник)
АЛ – Алоқа линиясил
ҚҚ – Қабул қилгич (приёмник).
СХА – Сигнални хабарга айлантиргич.
ХИ – Хабар истеъмолчиси.

УТ – Узатиш томони.
Қ.Қ.Т – Қабул қилиш томони.
А.С. – Алоқа системаси.
$a_i(t)$ – Хабар
$в_i(t)$ – Бирламчи электр сигнали.
$S_i(t)$ – Алоқа линияси буйича узатилишга тайёрланган сигнал.

$$Z(t) = S_i(t) + n(t)$$

Агар сингалга халақит қўпайтирилса бундай халақит **МУЛЬТИПЛИКАТИВ** халақит дейилади.

$$Z(t) = S_i(t) \cdot n(t)$$ $Z(t)$ - қабул қиланаётган сигнал.

1.Нукт узатиш – телефония.
2.Харакатдаги тасвир – телевидиние.
3.Текст затиш – телетайп.
4.Ахборот узатиш – ахборот узатиш системаси ПК.

Алоқа каналларининг параметрлари :

1. Алоқа каналида сигнални узатиш вақти $T_к$ – [сек].
2. Алоқа каналининг динамик диапазони

$$Д_k = 10 \lg \frac{P_c}{P_x} \quad [Б]$$

3. Алоқа каналининг спектр кенглиги: $F_k \ -(Гц)$
4. Каналнинг ҳажми: $V_k = T_k \cdot Д_k \cdot F_k$

Сигналларни алоқа каналлардан йўқотишларсиз узатиш учун қўйидаги шарт бажарилиши лозим.

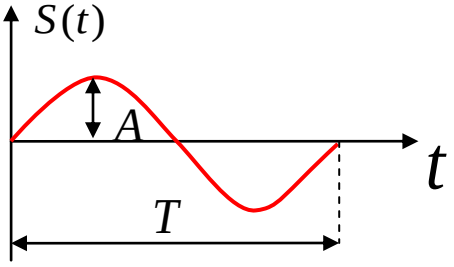
Сигналнинг ҳажми $V_c = T_c \cdot Д_c \cdot F_c$

МАЪРУЗА-2

ДАВРИЙ БЎЛГАН СИГНАЛЛАРНИНГ СПЕКТРИ ВА ФУРЬЕ ҚАТОРИ.

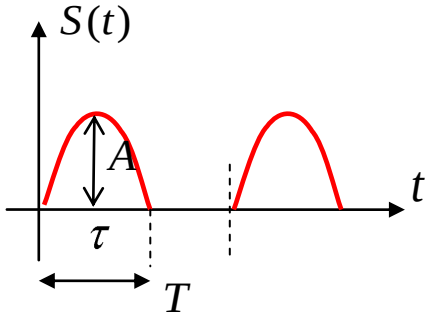
Хар қандай даврий бўлган сигналларни элементар ташкил этувчиларнинг йиғиндиси деб қараш мумкин. Элементар ташкил этувчилар сифатида қўйидаги функциялар ишлатилади:

$\sin k\Omega t$, $\cos k\Omega t$, $e^{jk\Omega t}$. k=1, 2,…n – ўзгармас сон.



Даврий сигналларни қўйидаги тригонометрик Фурье қаторига ёйиш мумкин.

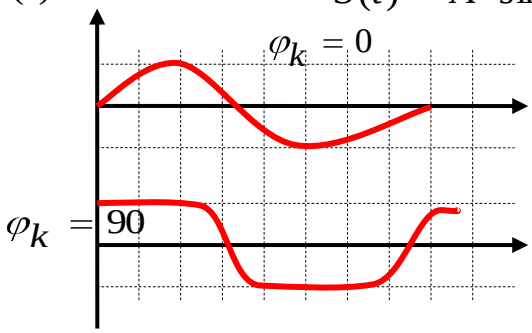
$$S(t) = a_0 + \sum_{k=1}^{\infty} (a_k \cos k\Omega t + в_k \sin k\Omega t) \qquad (1)$$



$$S(t + kT) = S(t)$$

$$a_0 = \frac{1}{T}\int_{-T/2}^{T/2} S(t)dt \qquad a_k = \frac{2}{T}\int_{-T/2}^{T/2} S(t)\cdot\cos k\Omega t dt$$

$$в_k = \frac{2}{T}\int_{-T/2}^{T/2} S(t)\cdot\sin k\Omega t dt \qquad S(t) = A\cdot\sin(\Omega t + \varphi_k)$$



Электр алоқа назарияси ва радиотехникада даврий сигналларнинг спектрини ўрганишда Фурье қаторининг иккинчи кўриниши ишлатилади:

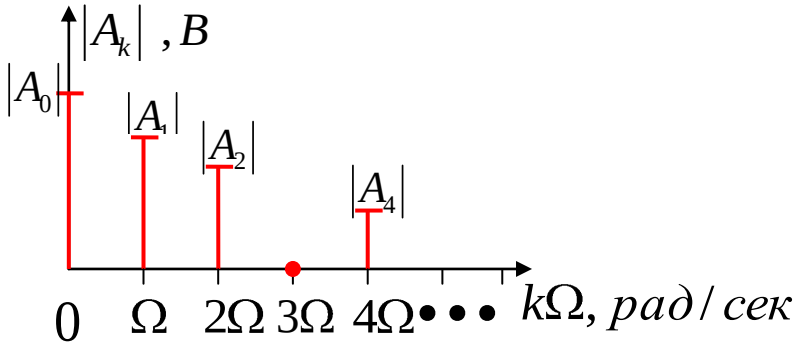
$$S(t) = A_0 + \sum_{k=1}^{\infty} A_k \cos(k\Omega t - \varphi_k) \qquad (2)$$

$A_0=a_0$, $A_k = \sqrt{a_k^2 + b_k^2}$, $\varphi_k = arctg\frac{в_k}{a_k}$.

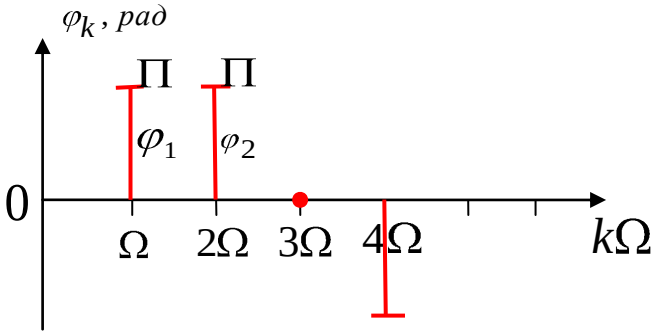
Даврий сигналларнинг спектрини таҳлил қилишда сигналларнинг қуйидаги спектрлари аниқланади:

1) АС – амплитуда сректри.

Амплитуда сректри сигналнинг элементар ташкил этувчиларининг амплитудаларини частота бўйича тақсимланишини кўрсатади.

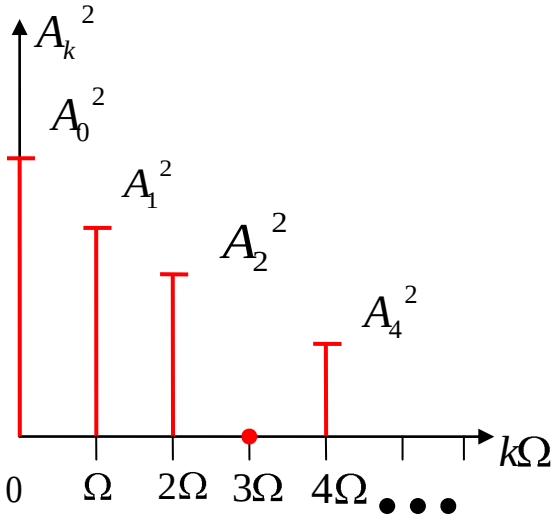


2) ФС – Фаза спектри.

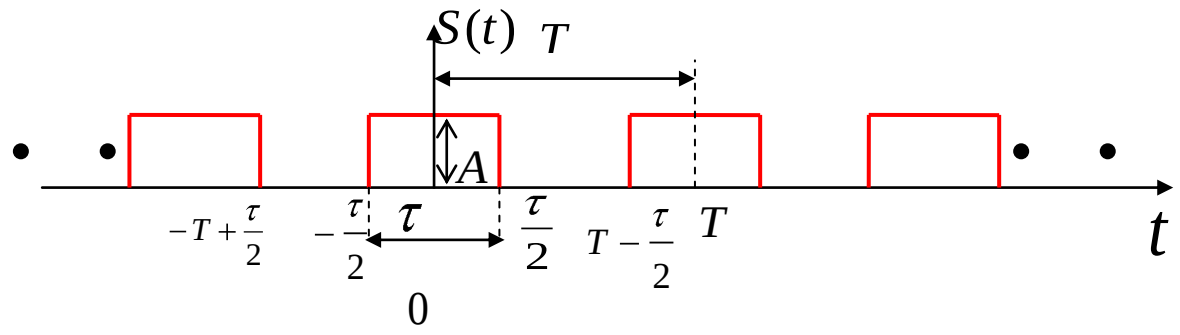


3) ҚС – қувват спектри.

$P = u \cdot I = I^2 \cdot R = \frac{U^2}{R}$, $R = 1Ом$, у ҳолда $P = u^2$



Тўғри тўрт бурчакли импульслар кетма – кетлигининг спектрини аниқлаймиз.



$$S(t)=\begin{cases}0, & -T+\tau/2 \prec t \prec -\tau/2\\ A, & -\tau/2 \le t \le \tau/2\\ 0, & \tau/2 \prec tT-\tau/2\end{cases}$$

$\Omega = \frac{2}{\pi}$, спектр чуқурлиги $q = \frac{T}{2}$

$$a_0 = \frac{1}{T}\int_{-T/2}^{T/2} S(t)dt = \frac{1}{T}\int_{-\tau/2}^{\tau/2} Adt = \frac{A}{T}t\Big|_{-\tau/2}^{\tau/2} =$$

$$= \frac{A}{T}(\tau/2-(-\tau/2)) = \frac{A}{T}*\tau = \frac{A}{q}$$

$$a_k = \frac{2}{T}\int_{T/2}^{T/2} S(t)\cdot\cos k\Omega t\ dt = \frac{2}{T}\int_{-\tau/2}^{\tau/2} A\cdot\cos k\Omega t\ dt =$$

$$= \frac{2A}{T}\cdot\frac{1}{k\Omega}\sin k\Omega t\Big|_{-\tau/2}^{\tau/2} = \frac{2A}{T}\cdot\frac{1}{k\Omega}$$

$$= \frac{2A}{T}\cdot\frac{1}{k\Omega}\left[\sin k\Omega(-\tau/2)\right]_{-\tau/2}^{\tau/2} = \frac{2A}{}$$

$$= \frac{2A}{T}\cdot\frac{1}{k\Omega}\,2\sin k\Omega\ \tau/2 \qquad \Omega = \frac{2\pi}{T}$$

$$= \frac{2A}{T}\tau\frac{\sin k\Omega\ \tau/2}{k\Omega\ \tau/2} = \frac{2A}{T}\tau\frac{\sin k\frac{2\pi}{T}\cdot\tau/2}{k\frac{2\pi}{T}\cdot\tau/2} = \frac{2A}{q}\cdot\frac{\sin k\pi/q}{k\pi/q};$$

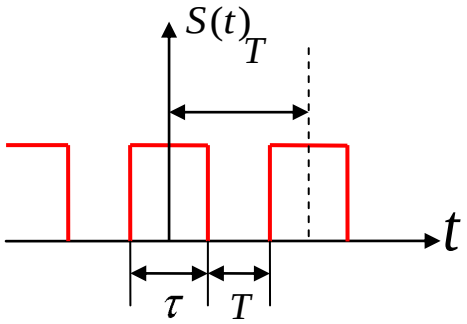
$$в_k = 0 \qquad A_0 = a_0 = \frac{A}{q} \qquad A_k = \sqrt{a_k^{\ 2} + в_k^{\ 2}} = a_k$$

$$A_k = \frac{2A}{q}\cdot\frac{\sin k\pi/q}{k\pi/q}$$

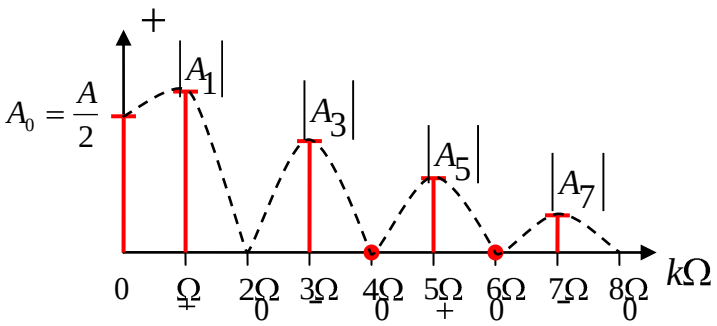
$$S(t) = \frac{A}{q} + \sum_{k=1}^{\infty}\frac{2A}{q}\cdot\frac{\sin k\pi/q}{k\pi/q}\cdot\cos(k\Omega t - \varphi_k)$$

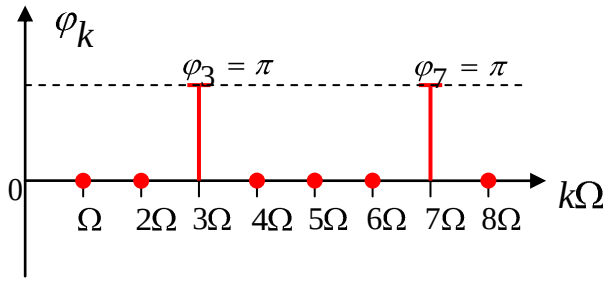
q – параметрлари хар хил қийматга эга бўлган холл учун тўғри тўрт бурчакли импульслар кетма – кетлигини учун амплитуда ва фаза спектрларни кўриб чиқамиз.

$A_k = \frac{2A}{q}\cdot\frac{\sin k\pi/q}{k\pi/q}$ $q = 2$ бу холда

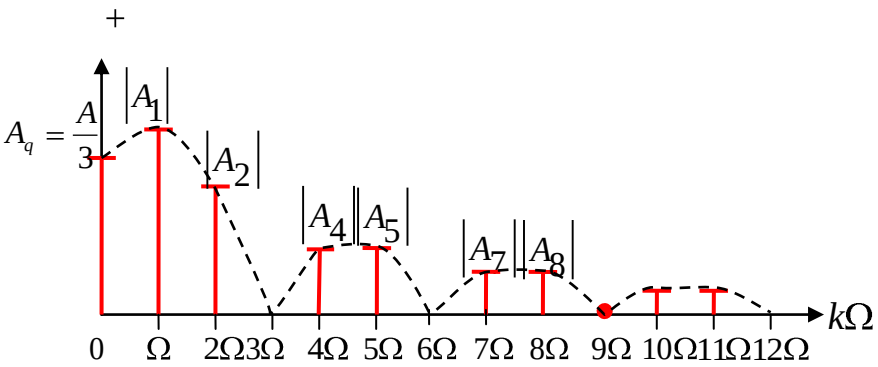


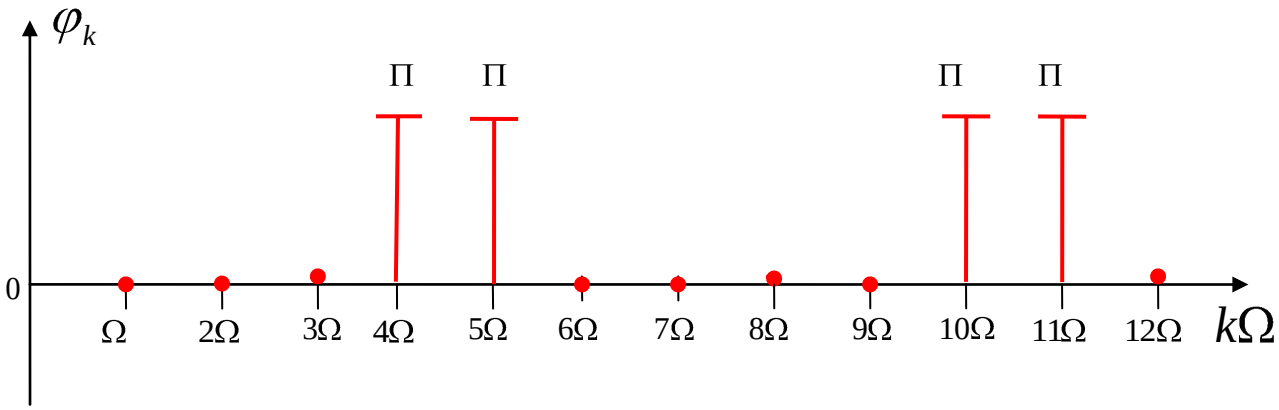
$T = 2\tau;$ $A_0 = \frac{A}{q}$



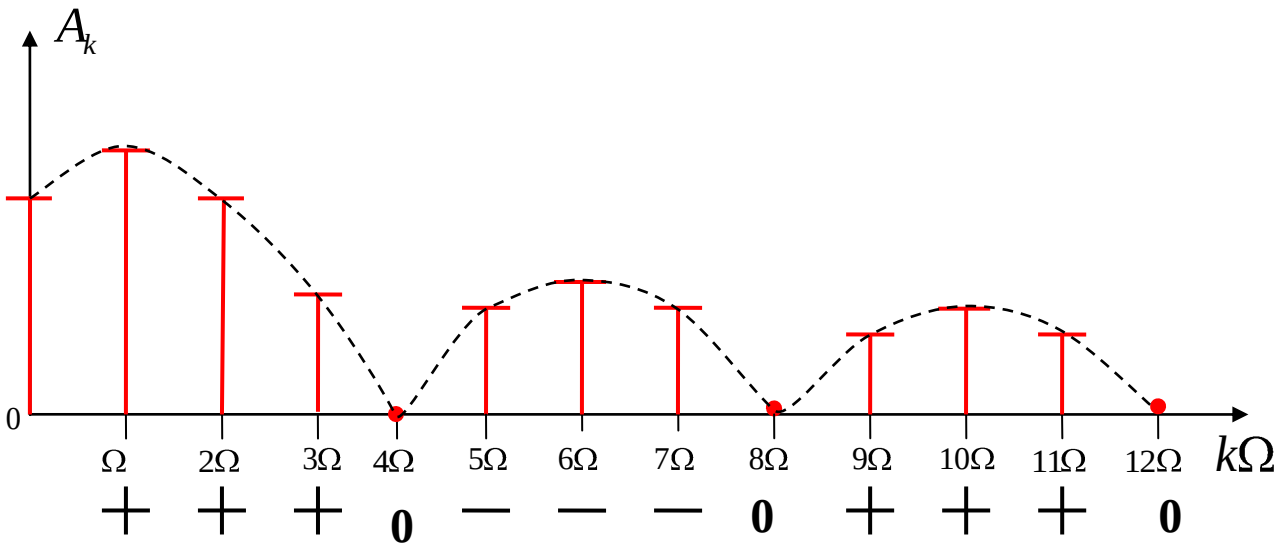


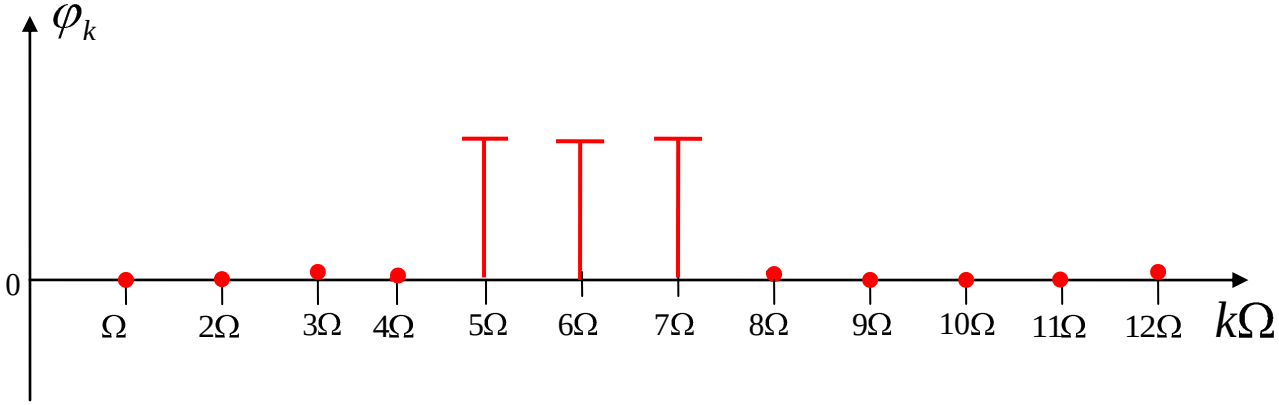
q = 3 қайтарилиш даври кенглигидан 3 баробар катта.





q = 4





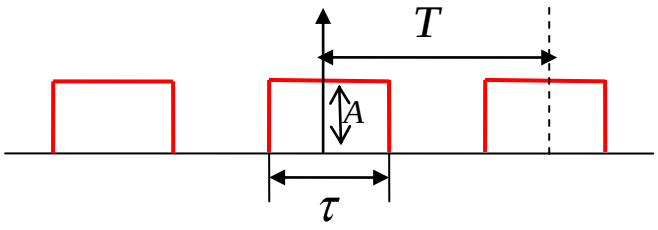
Мисол : Тўғри тўрт бурчакли импульслар кетма – кетлиги берилган бўлсин. Импульснинг ўртаси координата бошига тўғри келсин. Импульс баландлиги **A** тенг бўлсин, импульснинг қайтарилиш даври тенг **T** бўлсин. **q = 4** кўйидаги холлар учун амплитуда ва фаза спктрлари чизилсин.

$\tau_1 = 2 мсек$

$T_1 = 8 мсек$

1) $\tau_1 = const$

$T^1 = 2T_1$



2) $T_2 = T_1 = const$

$\tau_2 = 2\tau_1$

3) $T_2 = T_1 = const$

$\tau_2 = \tau_1 / 2$

4) $\tau_2 = \tau_1 = const$

$T_2 = T_1 / 2$

Даврий бўлган сигналларни комплекс кўринишдаги Фурье қаторига хам ёйиш мумкин.

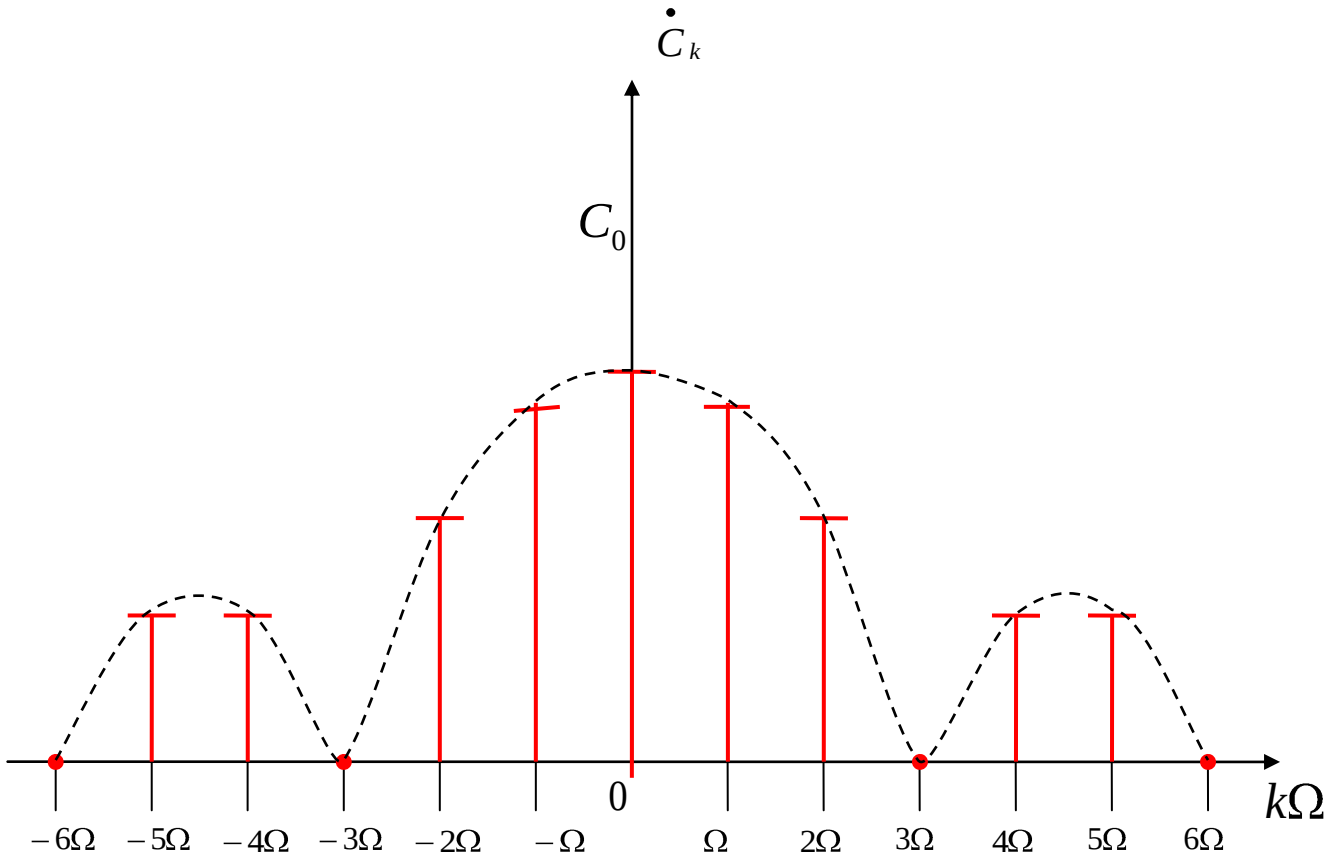
$$S(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} \dot{C}_n \cdot e^{jk\Omega t}$$

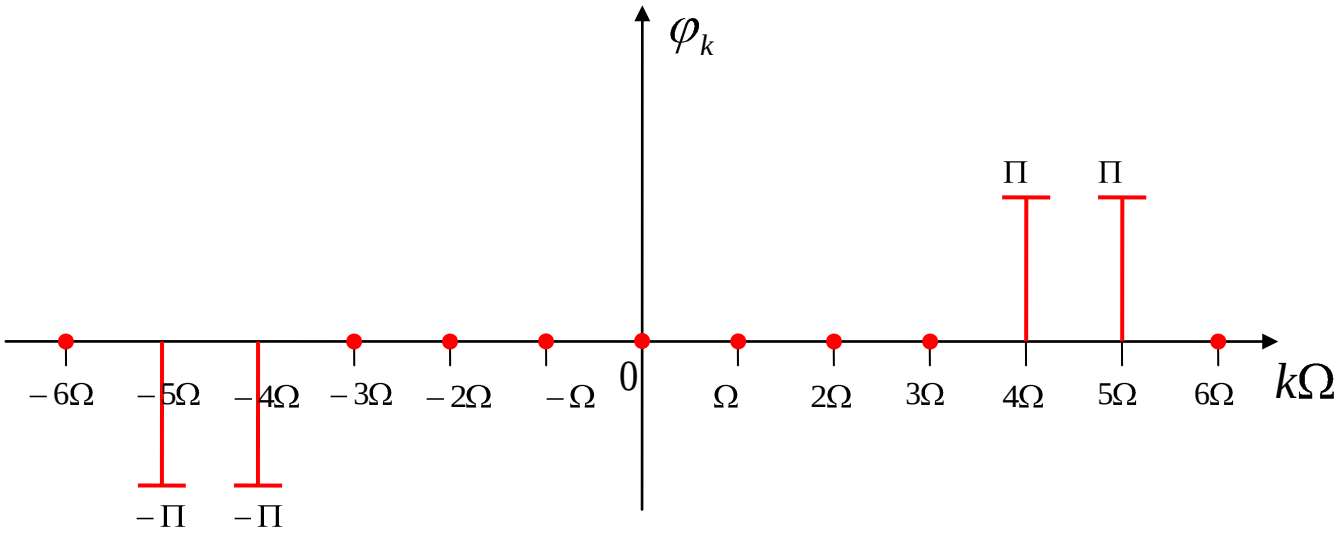
$$\dot{C}_n = \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} S(t) \cdot e^{-jk\Omega t} dt$$

$\dot{C}_n = a_k + jbk$ $\dot{C}_n = A_k / 2$

$$\dot{C}_k = \frac{A}{q} \cdot \frac{\sin k\Pi / q}{k\Pi / q}$$

$$q = 3$$

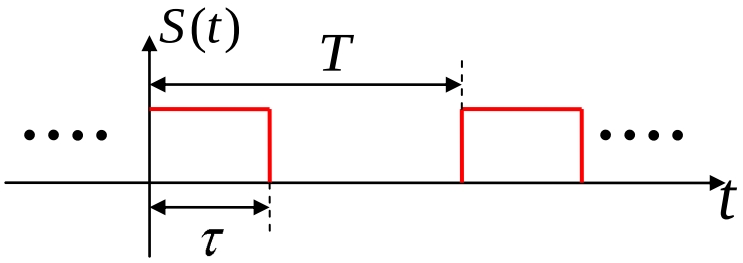




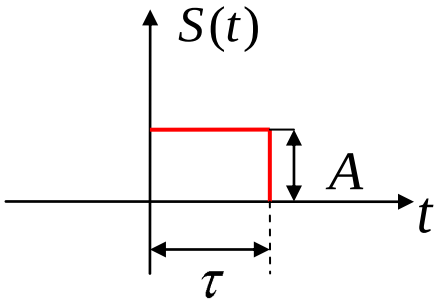
МАЪРУЗА-3

ДАВРИЙ БЎЛМАГАН СИГНАЛЛАРНИНГ СПЕКТРИ.СИГНАЛЛАРНИНГ СПЕКТР ЗИЧЛИГИ.ДЕЛЬТА ИМПУЛЬС.

Тўрт бурчакли импульслар кетма – кетлиги берилган бўлсин.



Ушбу даврий бўлган импульслар кетама – кетлигини қайтарилиш даврини ∞ интилтирсак бундай сигнал даврий бўлмаган тўғри тўрт бурчакли ягона импульсга айланиб қолади.



Даврий бўлган импульснинг спектрини аниқлашта Фурье қаторларни қўллаб бўлмайди.

$$\Omega = \frac{2\Pi}{T} = \frac{2\Pi}{\infty} = 0$$

Даврий бўлмаган сигналларнинг аниқлашта Фурье интерграллари тўғри ва тескари Фурье алмаштиришлари ишлатилади.

Тескари Фурье алмаштириш формуласи.

$$S(t) = \frac{1}{2\Pi}\int_{-\infty}^{\infty} S(j\omega)\cdot e^{j\omega t}d\omega$$

$S(j\omega)$ – *сигналнинг спектр зичлиги*

Тўғри Фурье алмаштириш формуласи.

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

Сигналнинг спектр зичлиги 1Гц оралиққа сигналнинг қанча амплитуда тўғри келишини кўрсатади.

$$S(j\omega) = S_1(\omega) - jS_2(\omega)$$

Действительная функция — **Мнимая**

$$S(j\omega) = S_1(\omega) - jS_2(\omega)$$

$$S_1(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} S(t) \cdot \cos 10tdt$$

$$S_2(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} S(t) \cdot \sin \omega tdt$$

бу ерда

$z = a \pm jв$ - Алгебраик кўриниши

$z = r \cdot e^{j\varphi}$ - Даражалик кўриниши

$$r = \sqrt{a^2 + в^2} = |z| \qquad \varphi = arctg \frac{в}{a}$$

$$S(\omega) = |S(j\omega)| = \sqrt{S_1^{\,2}(\omega) + S_2^{\,2}(\omega)}$$

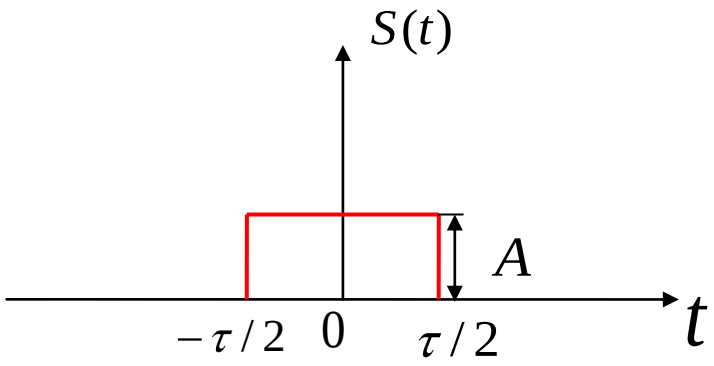
$$\varphi(\omega) = arctg - \frac{S_2(\omega)}{S_1(\omega)}$$

$S(j\omega) = S(\omega) \cdot e^{j\varphi(\omega)}$ -Кўпайтма кўриниши

$S(\omega) -$ *сигналнинг амплитуда спектри.*

$\varphi(\omega) -$ *сигналнинг фаза спектри*

Мисол: Тўғри тўрт бурчакли ягона импульс берилган бўлсин. Бу импульснинг ўртаси, координата бошига тўғри келган бўлсин. Импульснинг амплитудаси **А**–га тенг бўлсин. Импульснинг давомийлиги τ - га тенг бўлсин.



$$S(t)=\begin{cases} A, & -\tau/2 \le t \le \tau/2 \\ 0, & t<-\tau/2;\ \ t>\tau/2 \end{cases}$$

$$S_1(\omega)=\int_{-\tau/2}^{\tau/2} A\cdot\cos\ \omega\ t dt = A\frac{1}{\omega}\cdot\sin\ \omega t\Big|_{-\tau/2}^{\tau/2} =$$

$$= A\frac{1}{\omega}\left[\sin\omega\ \tau/2-\sin\omega(-\tau/2)\right] = A\frac{1}{\omega}2\sin\omega\ \tau/2 = A\cdot\tau\frac{\sin\omega\ \tau/2}{\omega\ \tau/2}$$

$$S_2(\omega)=\int_{-\tau/2}^{\tau/2} A\sin\omega\ t dt = -A\frac{1}{\omega}\cos\omega\ t\Big|_{-\tau/2}^{\tau/2} = -A\frac{1}{\omega}\left[\cos\omega\ \tau/2-\cos\omega(-\tau/2)\right] = 0$$

$$S(j\omega)=S_1(\omega)=A\cdot\tau\frac{\sin\omega\ \tau/2}{\omega\ \tau/2}$$

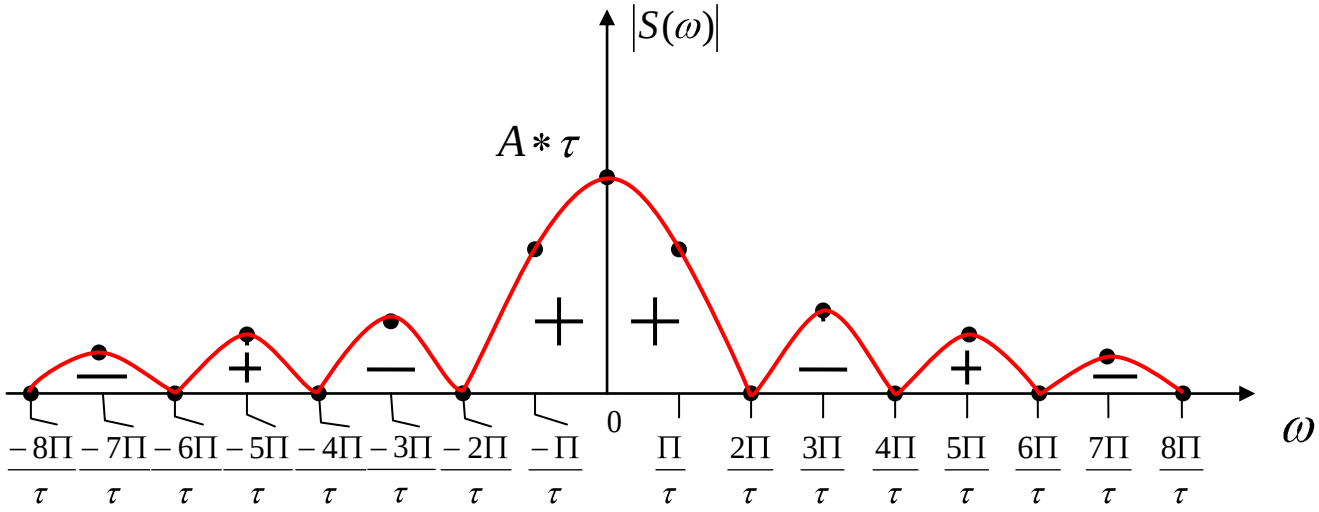
$$S(\omega)=\left|S(j\omega)\right|=\sqrt{S_1^{\,2}(\omega)}=S_1(\omega)=A\cdot\tau\frac{\sin\omega\ \tau/2}{\omega\ \tau/2}$$

$$\varphi(\omega)=arctg-\frac{S_2(\omega)}{S_1(\omega)}=arctg\frac{-0}{S_1(\omega)}$$

Бу ерда бу формула ишлатилмайди.

$$S(\omega) = A \cdot \tau \frac{\sin \omega \ \tau / 2}{\omega \ \tau / 2}; \qquad \omega = \frac{k\Pi}{\tau};$$

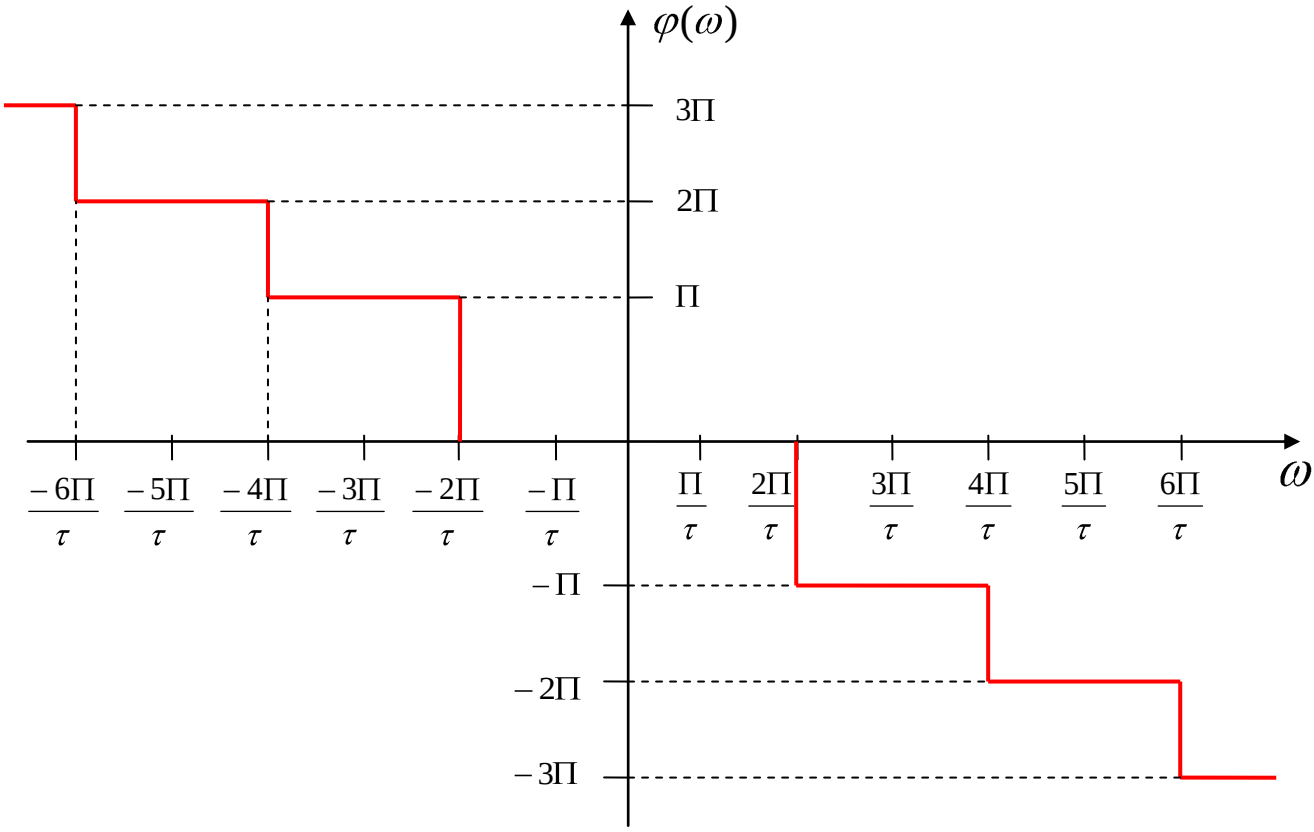
$$S(-\omega) = S(\omega) - жуфт \ функция$$

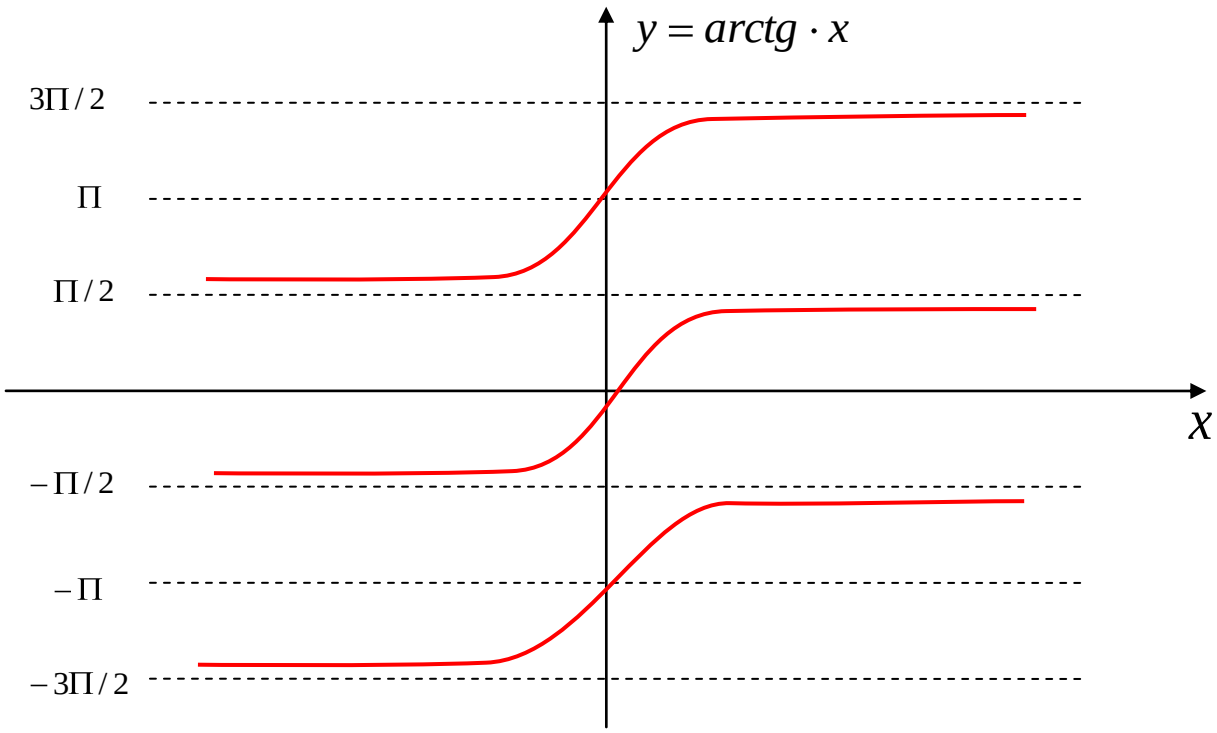


Тўғри тўрт бурчакли ягона импульснингдавомийлиги икки барабар кенгайса у холда сигналнинг спектр кенглиги тораяди (сиқилади). Импуль давомийлиги икки баробар торайса у холда сигналнинг спектр кенглиги икки барабар кенгаяди.

Берилган импульснинг фаза спектрни аниқлаймиз.

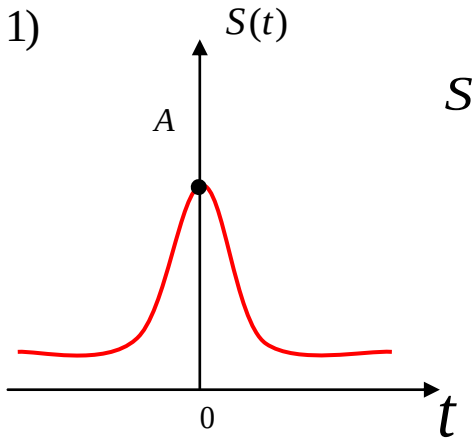
$\varphi(-\omega) = -\varphi(\omega)$ – Тоқ функцияси





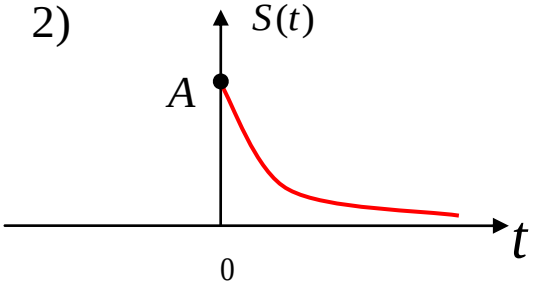
Мисол : Қўйидаги берилган сигналларниг амплитуда ва фаза спектрлар аниқлансин.

1)



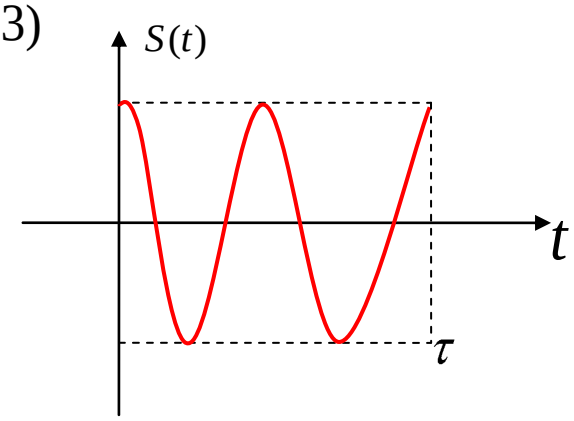
$$S(t) = A \cdot e^{-(a\ t)^2}$$

2)



$$S(t) = \begin{cases} A \cdot e^{-at}, & t > a \\ 0, & t < 0 \end{cases}$$

3)



$$S(t) = \begin{cases} A \cdot \cos\omega_1 t, & 0 \le t \le \tau \\ 0, & t < 0; \quad t > \tau \end{cases}$$

$$A = N_{вар}, \quad B$$

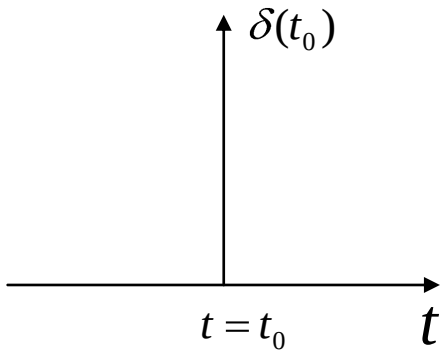
$$a = 10 \cdot N_{вар}$$

$$\tau = N_{вар} \cdot 200, \quad сек \qquad (\tau = \frac{4\Pi}{\omega_1})$$

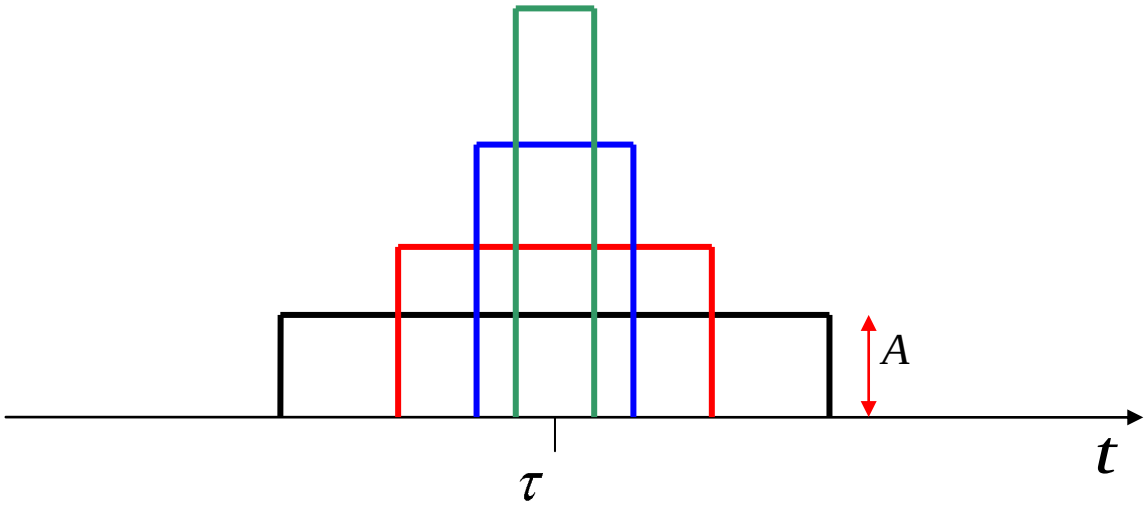
$$\omega_1 = 100 \cdot N_{вар}$$

Дельта импульс деб – Амплитуда чексизликка интилган импульс кенглиги “0” –га интелган юзаси эса “1”-га тенг бўлган импульсга айтилади.

$$\delta(t_0)=\begin{cases}\infty, & t=t_0\\ 0, & t\neq t_0\end{cases} \qquad \int_{-\infty}^{\infty}\delta(t_0)dt=1$$

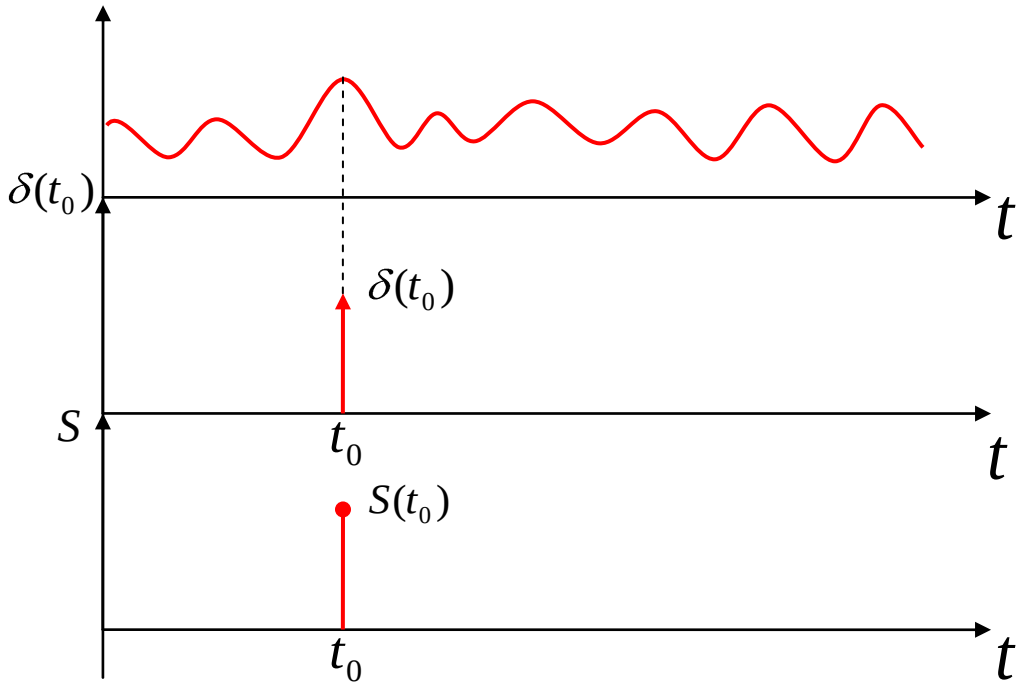


$$S=A\cdot\tau=1$$



Дельта импульснингспектрни аниқлаш учун дельта импульснинг фильтрлар хоссасидан фойдаланамиз.

$$\int_{-\infty}^{\infty}S(t)\cdot\delta(t_0)dt=S(t_0)$$



Дельта функциянинг спектри кўйидаги йўли билан аниқланади.

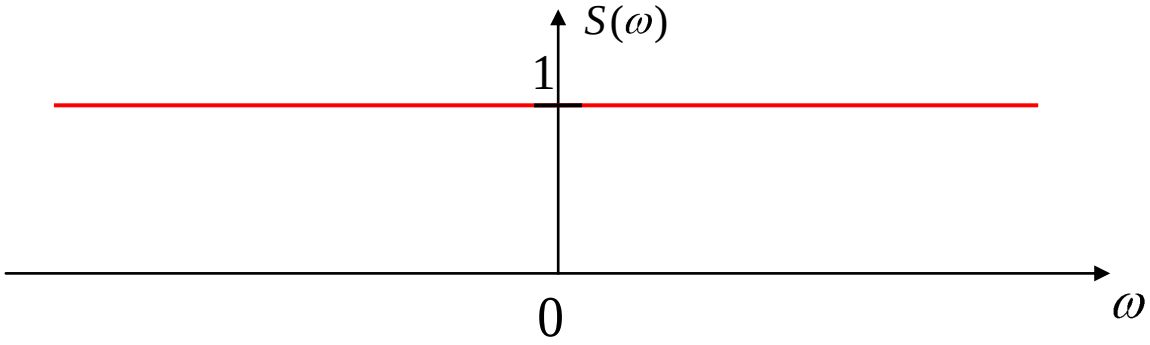
$$S(j\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} S(t) \cdot e^{-j\omega t} dt$$

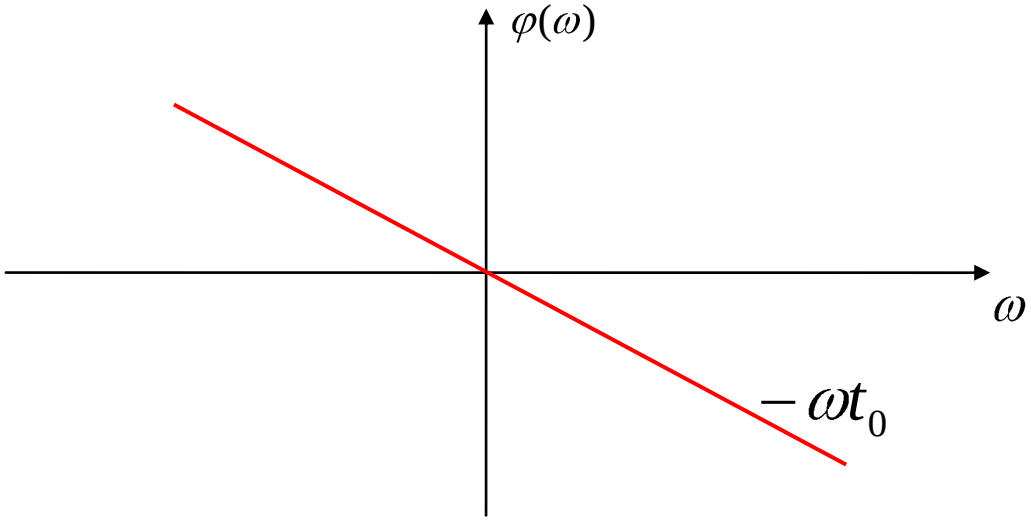
$$S(j\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} \delta(t_0) \cdot e^{-j\omega t} dt = e^{-j\omega t_0}$$

$$S(\omega) = S(\omega) \cdot e^{j\varphi(\omega)} = e^{-j\omega t_0}$$

$S(\omega) = 1$ – *Амплитуда спектори*

$\varphi(\omega) = -\omega t_0$ – *Фаза спектори*


$S(\omega)$
1
0
ω


$\varphi(\omega)$
ω
$-\omega t_0$

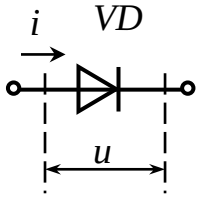
МАЪРУЗА-4

НОЧИЗИҚЛИ ВА ПАРАМЕТРИК ЭЛЕМЕНТЛАР ВА УЛАРНИНГ ХАРАКТЕРИСТИКАЛАРИ.

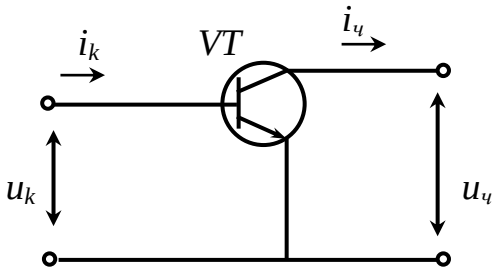
Ночизиқли элементлар (НЭ) ночизиқли электр занжирлари таркибига киради, уларнинг параметрлари ток кучи ёки кучланишга боғлиқ бўлади. НЭ ларни икки қутблик ёки тўрт қутблик сифатида қараш мумкин. НЭ кўп ҳолларда актив характердаги қаршиликка эга бўладилар.

Кўпчилик ҳолатларда улардан ўтаётган ток оний қиймати киришидаги кучланиш оний қийматига мос равишда кечикишсиз ўзгарса НЭларни инерциясиз элементлар деб ҳисоблаш мумкин. Ярим ўтказгич диодлар, транзисторлар ва электрон лампалар улардан чегаравий ишчи частотадан нисбатан паст частоталарда фойдаланилганда ушбу хусусиятга эга бўладилар.

Ярим ўтказгичли диод икки қутблик ҳисобланади ва у ток i ва кучланиш u қийматлари билан баҳоланади. Транзисторлар тўрт қутблик бўлиб, улар кириш ток ва кучланишлари $i_к$, $u_к$; чиқиш ток ва кучланишлари $i_ч$, $u_ч$ билан, бундан ташқари бир неча тур вольт-ампер характеристикалари орқали баҳоланадилар.



а)

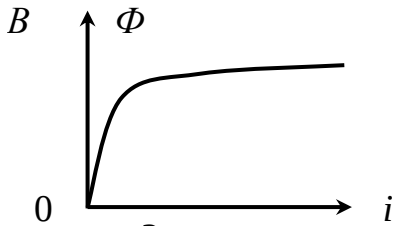


1-расм. б)

Инерцияли элементларда чиқишдаги ток билан киришдаги кучланиш орасида кечикиш пайдо бўлади. Масалан: ярим ўтказгич – терморезистор (термистор) орқали ток ўтганда уни ҳарорати пасаяди, натижада қаршилиги ҳам камаяди. Ҳарорат пасайиши аста-секин содир бўлгани учун, унинг қаршилиги ҳам аста-секин камаяди. Бунда термистор қаршилигининг

ўзгариши ток ўзгаришига нисбатан кечикади. Бунинг тескариси ночизиқли элемент барреттерларда кутилади.

Ночизиқли индуктивлик элементи реактив элемент ҳисобланади, олдатда уларда ферромагнит ўзак бўлади. Маълумки ферромагнит материалларда магнит индукция ғалтакдан ўтаётган ток билан ночизиқли боғланишга эга (2-расм).

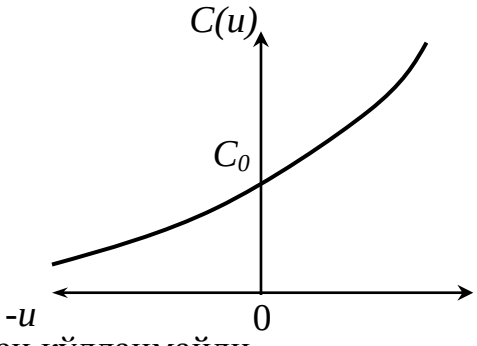


2-расм.

Индукцион ғалтак учун магнит оқими Ф магнит индукциясига тўғри пропорционал бўлгани учун, магнит оқимининг токка боғлиқлиги ҳам ночизиқли бшлади. Инерционлилик ва инерционсизлик тушунчаси индуктив элементларга нисбатан қўлланилмайди, чунки индуктивлик ғалтакдан ток ўтганда ҳарорат ўзгариши эмас, ўзакнинг ферромагнит ҳоссасига боғлиқ.

Ночизиқли конденсатор ҳам реактив элемент ҳисобланади. Мисол учун, варикап – ночизиқли конденсатор бўлиб, унда заряд миқдори конденсатор пластиналарига берилган кучланиш билан ночизиқли боғланишда, чунки вариконддa диэлектрик сифатида сегнетоэлектрик материал қўлланилади.

Ярим ўтказгия конденсатор варикапда *p-n* ўтиши сиғимини кучланиш (заряд миқдори) билан ночизиқли боғланишга эга. Ундан одатда бошқарилувчи ёки созловчи конденсатор сифатида фойдаланилади (3-расм).

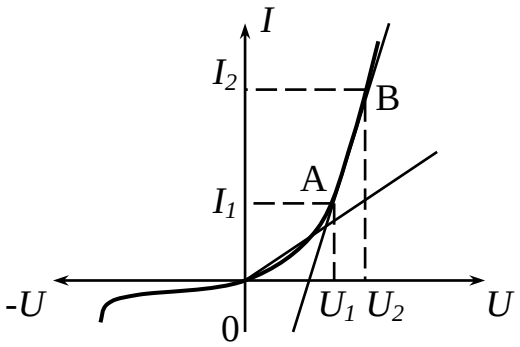


3-расм.

Варикапларга нисбатан инерцияли ва инерциясиз тушунчаси қўлланмайди.

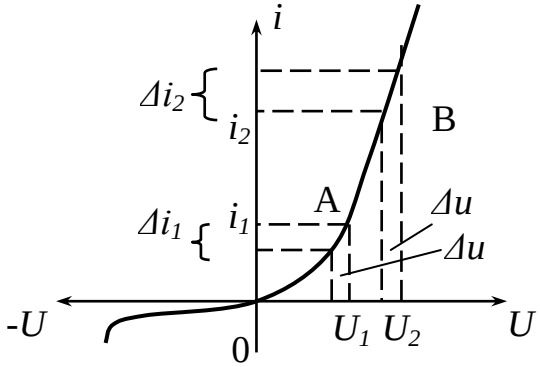
НОЧИЗИҚЛИ ЭЛЕМЕНТЛАР ТАВСИФЛАРИ ВА АСОСИЙ ПАРАМЕТРЛАРИ

Ночизиқли элементлар вольт-ампер характеристикалаари (ВАХ) орқали тавсифланадилар. Улар НЭ тўғрисида деярли тўлиқ маълумот берадилар. Мисол учун, ярим ўтказгич диод ВАХни олайлик (4-расм).



4-расм.

Агарда диодга U_1 кучланиш берсак, у орқали I_1 ток ўтади, у $I=Ф(U)$ ВАХли диодга кучланиш берилгандаги, унинг акс таъсири ҳисобланади. Агар U_1 ни I_1 га нисбатини олсак, у диоднинг доимий токка қаршилиги ёки статик қаршилик деб аталади, яъни $R^1_{=}=R^1_{ст}=U_1/I_1$ бўлади. Диодга U_2 кучланиш берсак ундан I_2 ток ўтади. Яъни $R^{11}_{=}= U_1/I_1$ бўлади. Диоднинг статик қаршилиги турли кучланишларда турлича бўлади, яъни $R^1_{=} \neq R^{11}_{=}$ статик қаршиликни тескариси статик ўтказувчанлик деб юритилади ва $G_{=}$ билан белгиланади. Статик қаршилик ёки статик ўтказувчанлик берилган кучланишга боғлиқ бўлса элемент ночизиқли ҳисобланади.



5-расм.

Агар диодга U_1 кучланиш билан бирга ўтказувчи кучланиш берсак, кучланишнинг ўзгарувчан қисми Δu токни Δi га нисбатининг лимитини олсак, яъни $\lim_{\Delta u \to 0} \Delta U_1/\Delta i_1 = dU/di = R^1_{\sim}$ ёки $R^1{}_{\alpha}$ - НЭ нинг ўзгарувчан токка қаршилиги ёки дифференциал (динамик) қаршилик деб аталади. Диодга U_2 кучланиш ва кичик ўзгарувчан кучланиш Δu берсак, у ҳолда В нуқта орсидаги дифференциал қаршилик $R^{11}{}_{\alpha} \neq R^1{}_{\alpha}$ бўлади. Ўзгарувчан токка қаршиликнинг тескариси ўзгарувчан ток ўтказувчанлиги ёки дифференциал ўтказувчанлик деб аталади. Яъни

$$1/R^1_{\sim} = G^1_{\sim},\ 1/R^{11}_{\sim} = G^{11}_{\sim} \text{ ва } G^1_{\sim} \neq G^{11}_{\sim}$$

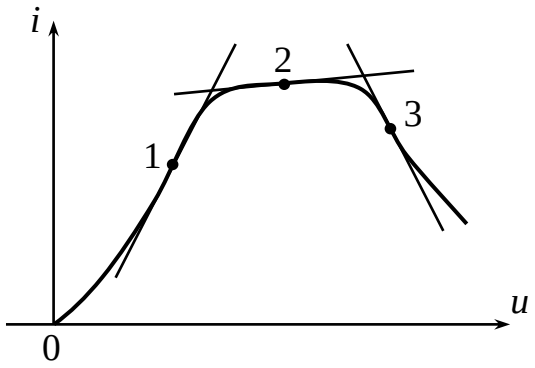
бўлади.

Ночизиқли элемент ВАХсининг турли нуқталарга ўзгармас ва ўзгарувчан кучланиш берилса, унинг статик ва дифференциал қаршиликлари турлича бўлади.

Дифференциал ўтказувчанлик $G_{\sim} = \Delta i/\Delta u$, кўп ҳолларда ночизиқли элемент ВАХсининг кучланиш берилган нуқтадаги тиклигини (крутизна) кўрсатади, у одатда $S = \Delta i/\Delta u$ шаклида аниқланади. Ночизиқли элемент ВАХ турли нуқталарининг тиклиги хар-хил бўлади.

6-расмда келтирилган ВАХнинг турли нуқталаридаги дифференциал қаршилик ёки тиклик турлича: 1 нуқтада дифференциал қаршилик мусбат ва муълум қийматга эга, 2 нуқтада $R_{\sim} \approx \infty$, чунки кучланишни Δu ўзгариши ток ўзгаришига олиб келмайди. 3 нуқтада $R_{\sim} < 0$, чунки кучланишнинг ошиши токнинг камайишига олиб келмоқда.

Манфий дифференциал қаршилик $R_{\sim}$ физик жиҳатдан энергия манбаи ҳисобланади. Мусбат қаршилик эса энергия истемолчиси ҳисобланади.



6-расм.

Кўп ҳолларда НЭ киришига гармоник шаклдаги кучланиш $u_г(t)$ берилганда у орқали ўтаётган ток биринчи гармоникаси амплитудаси I_1 нинг ўзгариши (боғлиқлиги) ни аниқлаш керак бўлади. Бу боғлиқлик ўртача қиялик $S_{ўр}$ орқали баҳоланади. НЭдан ўтаётган ток биринчи гармоникаси амплитудаси I_1 ни киришдаги гармоник тебраниш шаклидаги сигнал амплитудаси $U_г$ га нибати биринчи гармоника бўйича ўртача қиялик деб аталади ва $S_{ўр}=I_1/U_г$ га тенг бўлади. Шунга ўхшаш ток бошқа гармоникалари бўйича ҳам қияликни аниқлаш мумкин. Бунда:

$$S_{ўр2}=I_2/U_г\ ,\ S_{ўр3}=I_3/U_г\ ,\ .....\ S_{ўрn}=I_n/U_г$$

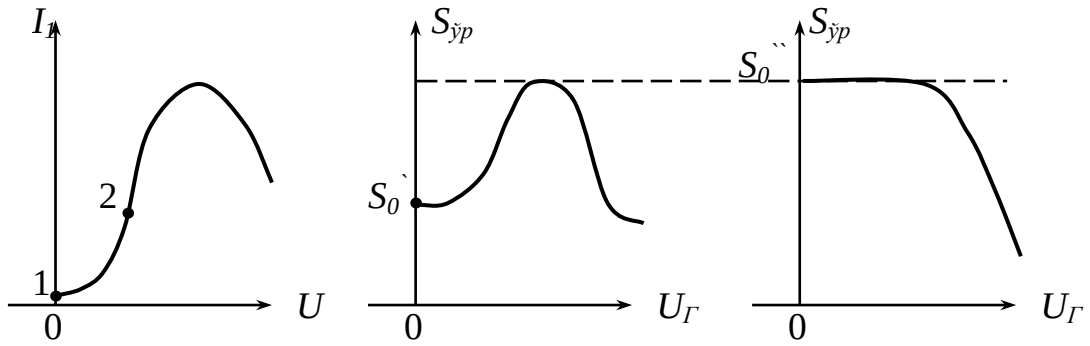
бўлади.

Кўп ҳолларда мулоҳаза биринчи гармоника бўйича қиялик устида борса, ўртача қиялик атамасидан фойдаланилади, гармоника тартиб рақами кўрсатилмайди.

НЭ ВАХ чизиқли қисмида $S_{ўр}=S_0$, яъни иш нуқтасидаги қияликка тенг бўлади. Ўртача қиялик кириш кучланиши амплитудасига боғлиқ ўзгариб боради, яъни $S_{ўр}=Ф(U_г)$ бўлиб, у $i=Ф(u)$ ВАХни кириш сигнали оний қиймати билан амплитудаси аниқланади. Кўпгина НЭ учун кириш сигнали амплитудасининг катталашиши ВАХси бошланғич ва охирги қисмларини ҳам эгаллайди, бунда НЭ ўтаётган токнинг максимал қиймати ортиши кириш сигнали амплитудасининг катталашишига нисбатан секинлашади. Бу жараёнда чиқиш токи шакли дастлабки гармоник шаклдан аста-секин фарқланиб, трапециясимон ва аста-секин тўртбурчаксимон импульс шаклини олади.

Ток биринчи гармоникаси катталашиши аста-секин тўхтайди, токнинг иккинчи I_2, учинчи I_3 ва ҳ.к. гармоникалари амплитудаси ошиб боради. Натижада ўртача қиялик кўрсаткичи $S_{ўр}$ камаяди.

7-расмда $S_{ўр}$ нинг кириш кучланиши амплитудаси $U_г$ га боғлиқлик чизмаси келтирилган. Бунда $S_{ўр}$ бошланғич қиймати ВАХнинг қайси нуқтасига кириш кучланиши берилганлигига боғлиқ.



1 – нуқта учун

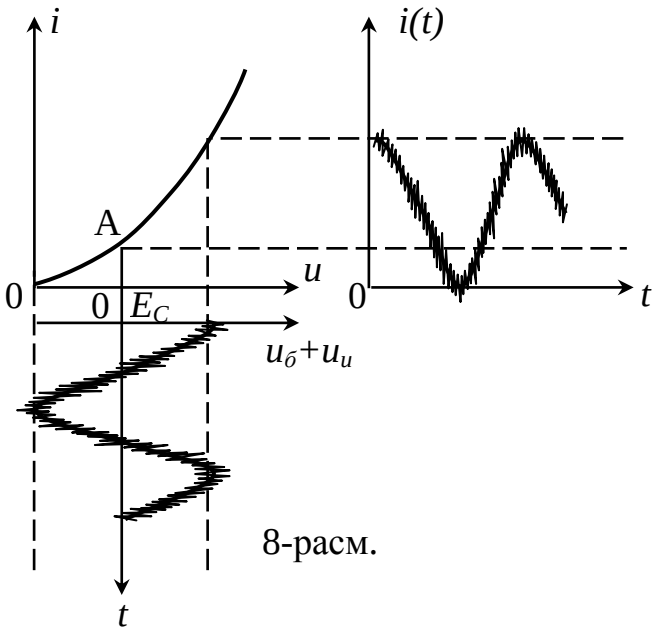
7-расм.

Бу расмларда: $S_0^{/}$ – ВАХнинг 1-нуқтаси статик қиялиги, $S_0^{//}$ – ВАХ нинг 2-нуқтаси статик қиялиги.

Кўп ҳолларда ночизиқли актив ва пассив элементлар ҳақидаги мулоҳазалар ночизиқли индуктивлик ва конденсаторлар учун тегишли бўлиб, мос равишда талқин этиш мумкин. Бунда дифференциал индуктивлик L_N ва дифференциал сиғим ҳамма ҳолларда мусбат катталикка эга бўлишини эътиборга олиш керак бўлади.

РЕЗИСТИВ ВА РЕАКТИВ НОЧИЗИҚЛИ ЭЛЕМЕНТЛАРДА ПАРАМЕТРИК ЖАРАЁНЛАР

Резистив ва реактив элементлар маълум бир иш ҳолатида параметрик элемент сифатида фойдаланилади. Мисол тариқасида резистив ночизиқли элемент ярим ўтказгич диодни олайлик. Унинг ВАХси 3.8-расмда келтирилган.



8-расм.

Диодга бири катта кучланишли бошқарувчи $u_г(t)=U_{mг}sin\omega_г t$ ва иккинчиси нисбатан паст кучланишли $u_и(t)=U_0sin\omega_0 t$ тебранишлар берилган бўлсин. Бунда бошқарувчи сигнал ишчи сигналга нисбатан секин ўзгарувчан, яъни $\omega_г«\omega_0$ бўлсин. Доимий силжиш кучланиши E_c ёрдамида иш нуқтасини диод ВАХнинг А нуқтасига ўрнатамиз. Бунда $U_г»U_и$ бўлгани учун ВАХнинг $U_и$ кучланиш қўйилган қисмини чизиқли деб ҳисоблаш мумкин. Бошқарувчи кучланиш $U_г$ диод ВАХнинг деярли ҳамма қисмини эгаллайди ва кучсиз ишчи сигналнинг ВАХ қуйилиш нуқтасини аста-секин ўзгартиради – бошқаради. Ҳар бир иш нуқтасига маълум оний қиялик S_0 тўғри келади. Иш нуқтаси бошқарувчи кучланиш $U_г$ таъсирида ўзгаргани учун қияликнинг оний қиймати ҳам ўзгаради, яъни $S_0(t)$ бўлади, вақт бўйича ўзгариб боради. Диоднинг $u_и(t)$ сигналга акс таъсир токи деярли синусоидал бўлади, аммо $u_и(t)$ га нисбатан диод тавсифи қиялиги вақт бўйича ўзгариб туради. Шунинг учун диоддан ўтаётган токни қуйидагича ифодалаш мумкин:

$$i(t)=S_0(t)\cdot u_и(t)=S_0(t)\cdot U_и sin\omega_0 t, \qquad (1)$$

шундай қилиб, кичик амплитудали ишчи кучланишга нисбатан чизиқли элемент ҳисобланади, аммо $S_0(t)$ вақт бўйича ўзгариб тургани учун диод чизиқли-параметрик режимда ишлайди. Ночизиқли элементлардан параметрик элемент ҳосил қилишда ишчи ва бошқарувчи кучланишлар НЭ битта киришига ёки турли киришлари –электродларига берилиши мумкин.

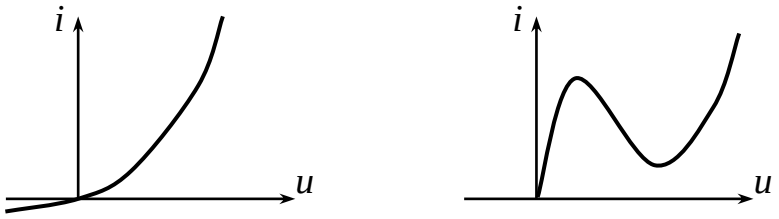
Юқоридагига ўхшаш принципда ночизиқли реактив элементларни ҳам параметрик элементга айлантириш мумкин.

НОЧИЗИҚЛИ РЕЗИСТИВ ВА РЕАКТИВ ЭЛЕМЕНТЛАР ХАРАКТЕРИСТИКАЛАРИ

Ночизиқли резистив ва реактив элементлар ишлаш принципи турли физик жараёнларга асосланган учун уларнинг вольт-ампер, вольт-кулон, магнит индукцияси (оқими) – ток боғланиш характеристикалари турлича.

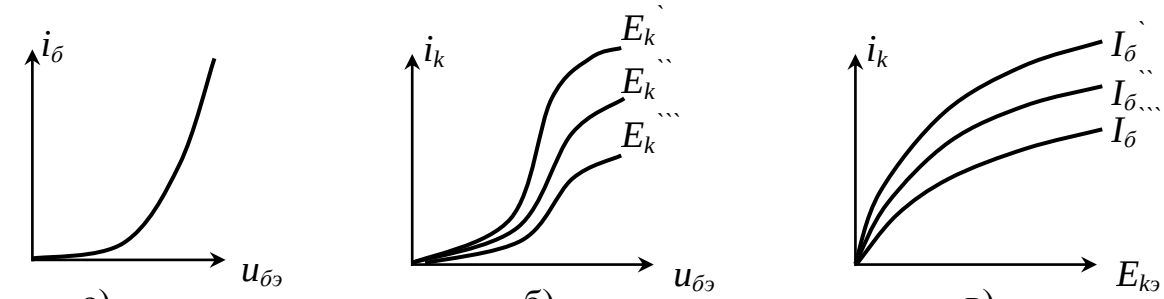
Ярим ўтказгич диод вольт-ампер характеристикаси 9а-расмда, туннел диод ВАХси 9б-расмда, биполяр транзистор кириш, ўтиш ва чиқиш

тавсифлари 10а, 10б, 10в расларда ва майдон транзистори затвор-сток, сток-исток, сток-затвор ВАХлари 11а, 11б, 11в расларда келтирилган.



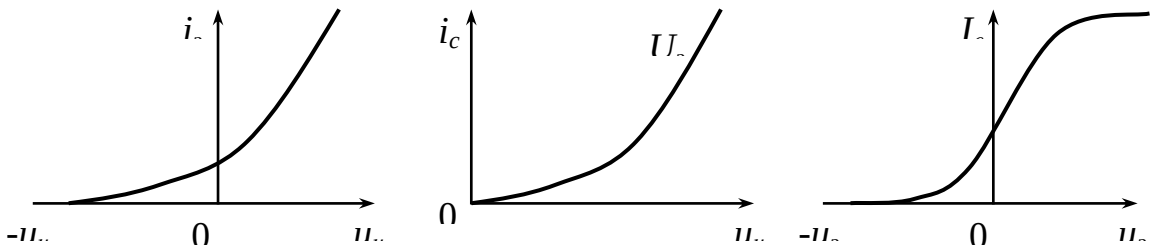
а) б)

9-расм.



а) б) в)

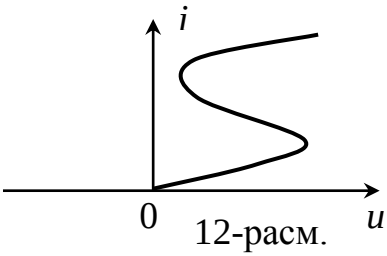
10-расм.



а) б) в)

11-расм.

12 расмда стабилитрон характеристикаси келтирилган. Ночизиқли элементлар бирдан-бир қиймат боғланишли (9а, 10 ва 11 расмлар), ва кўп қийматли боғланиши мумкин (9б ва 12 расмлар).



12-расм.

Баъзан ВАХнинг кўринишига қараб улар *N*-симон (9б-расм) ва S-симон (12-расм) деб аталади.

НОЧИЗИҚЛИ РЕЗИСТИВ ЭЛЕМЕНТНИНГ ГАРМОНИК ТЕБРАНИШГА АКС ТАЪСИРИ

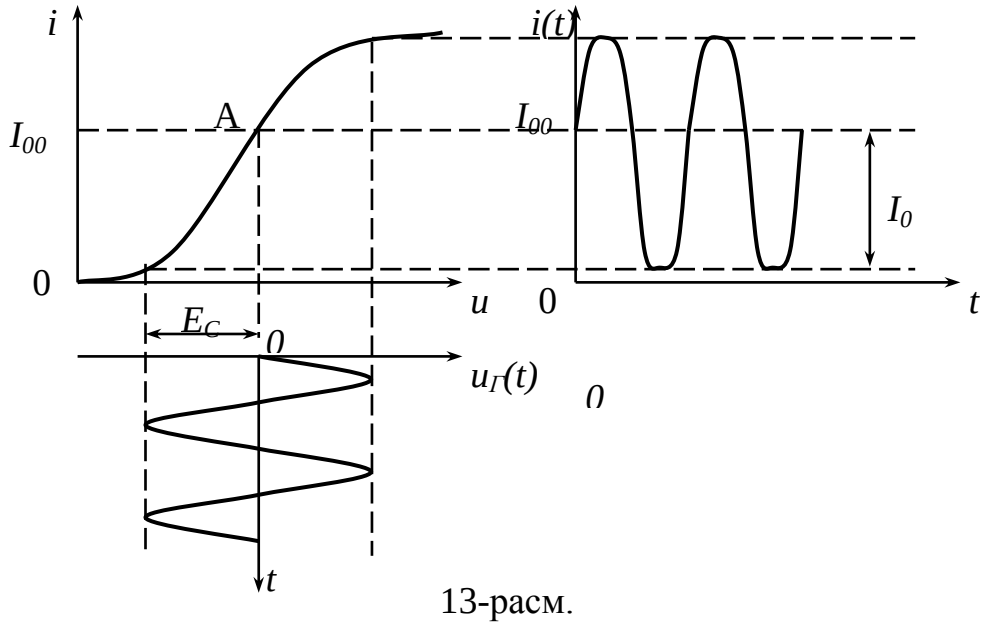
Ночизиқли резистив элементнинг ВАХ 13-расмда келтирилган. Унга E_c – силжиш кучланишини бериб, иш нуқтасини 0 (ноль) нуқтадан А нуқтага сурамиз. Ушбу нуқтага гармоник тебраниш шаклидаги

$$u_г(t)=U_г sin\omega_0 t \qquad (2)$$

кучланишни берамиз. НЭ га берилган умумий кучланиш

$$u_{ум}(t)=E_c+U_г sin\omega_0 t \qquad (3)$$

билан ифодаланади. НЭ чиқишидаги ток ўзгариш қонунини геометрик акс кўчириш, яъни график шаклида қурамиз.



13-расм.

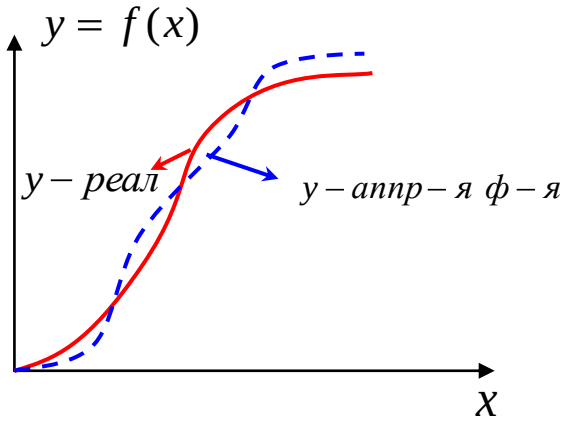
13 расмдан НЭ ўтувчи бошланғич ток – I_{00} , ток доимий ташкил этувчиси - I_0 , ток биринчи, иккинчи ва ҳ.к. гармоникалари амплитудаларини ҳисоблаб топиш мумкин. Бу усулда ишнинг бир қисми чизма шаклида, иккинчиси аналитик (математик) ҳолда бажарилгани учун бу усул графо-аналитик усул деб номланади.

Бу усул ўзининг кўрсатмали бўлиши билан бирга, НЭ нинг у ёки бу жиҳатдан энг мутаносиб ишлаш режимини аниқлаш имкониятини бермайди.

МАЪРУЗА-5

НОЧИЗИҚЛИ ВА ПАРАМЕТРИК ЭЛЕМЕНТЛАР ВА УЛАРНИНГ ХАРАКТЕРИСТИКАЛАРИНИ АППРОКСИМАЦИЯЛАШ.

Ночизиқли элемент ишлатилган ночизиқли занжирлани хисоблашта график ва аналитик усуллар ишлатилади. График усуллар ночизиқли занжирга элементар гармоник тебранишлар таъсир қилгандагина ишлатилади. Аналитик усул эса, ночизиқли занжирга мурракаб сигналлар таъсир этганда ишлатилади. Аналитик усулларнинг хисоблаш аниқлиги график усулларга нисбатан йўқори бўлади. Ночизиқли элементларини ишлаб чиқарувчи заводлар ночизиқли элементларнинг характеристикаларини справочникларда беради. Аммо таркибида ночизиқли элемент бўлган, ночизиқли занжир хисоблашда ишлатилган ночизиқли элементнинг аналитик ифодаси керак.
Афсуски уш бу ночизиқли элементларнинг аниқ аналитик ифодалари мавжут эмас, шунинг учун амалиётда ночизиқли элементнинг реал характеристикаси аналитик ифодаси маълум бўлган, реаллигига ухшаш график билан алмаштиррилади. Яъни характеристика аппроксимация қилинади.



Ночизиқли элементларни характеристикаларини аппроксимация қилишда қўйидаги аппроксимацияловчи фнукциялар ишлатлади:

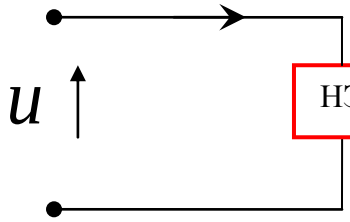
1) Даражали полиномлар (кўп хатлар).
2) Экспоненциал полиномлар.
3) Транцендент функциялар.
4) Булакли тўғри чизиқли аппроксимация.

1)

Даражали полиномлар (кўп хатлар).

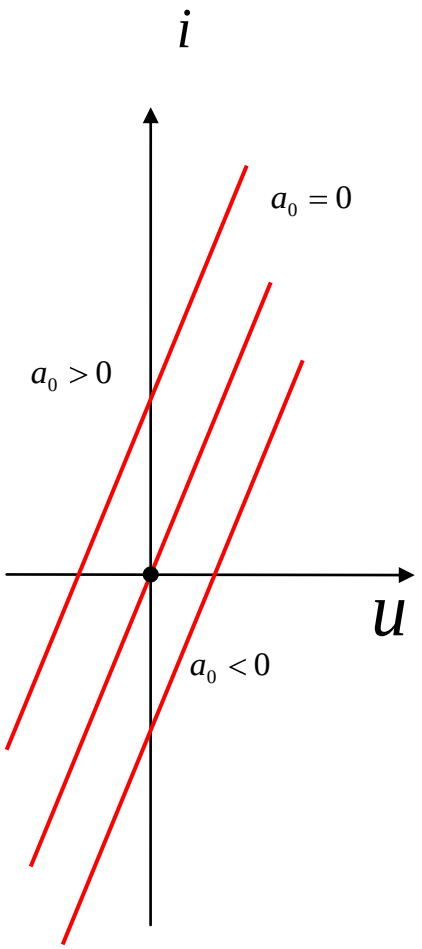
$$i = a_0 + a_1 u + a_2 u^2 + ... + a_n u^n$$

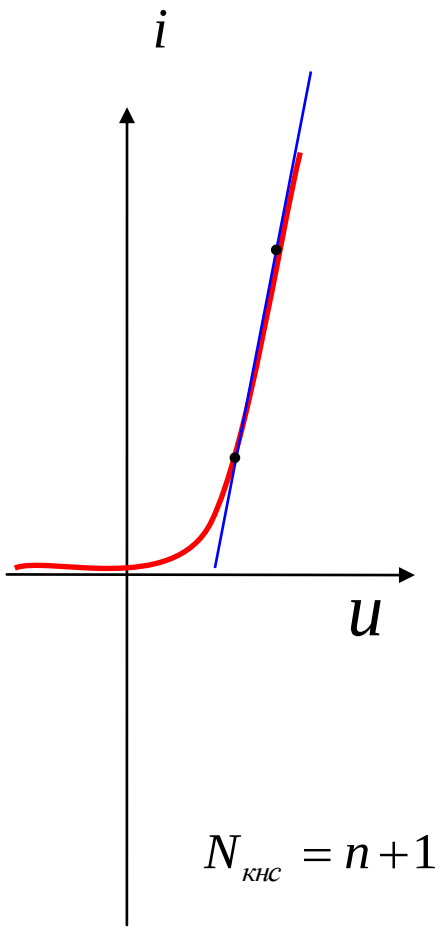
$a_0, a_1, a_2, ... a_n$ – *Аппроксимация коэффициентлари*



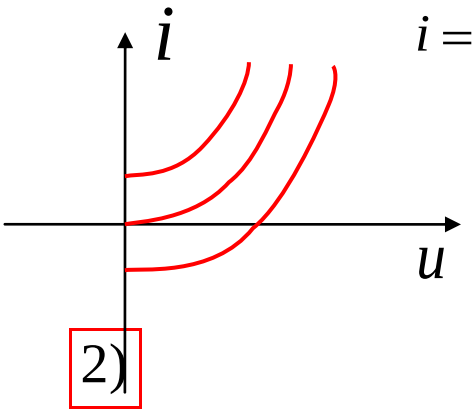
n – *полином даражаси кўрсатади.*

$$i = a_0 + a_1 u$$





$$N_{кнс} = n + 1$$



$$i = a_0 + a_1 u + a_2 u^2$$

$$a_0 = [mA] \qquad a_2 = \left[\frac{mA}{B^2}\right]$$

$$a_1 = \left[\frac{mA}{B}\right] \qquad a_n = \left[\frac{mA}{B^n}\right]$$

2)

Экспоненциал полиномлар.

$$i = A_1 \cdot e^{a_1 u} + A_2 \cdot e^{a_2 u} + A_3 \cdot e^{a_3 u} + \ldots\ldots + A_n \cdot e^{a_n u}$$

$$a_n = \left[\frac{1}{B}\right] \qquad A_n = [mA]$$

3)

Трансцендент функциялар.

$$i = A(1 + thau) \qquad i = A(e^{au} - 1)$$

$$A = [mA] \qquad A = [mA]$$

$$a = \left[\frac{1}{B}\right] \qquad a = \left[\frac{1}{B}\right]$$

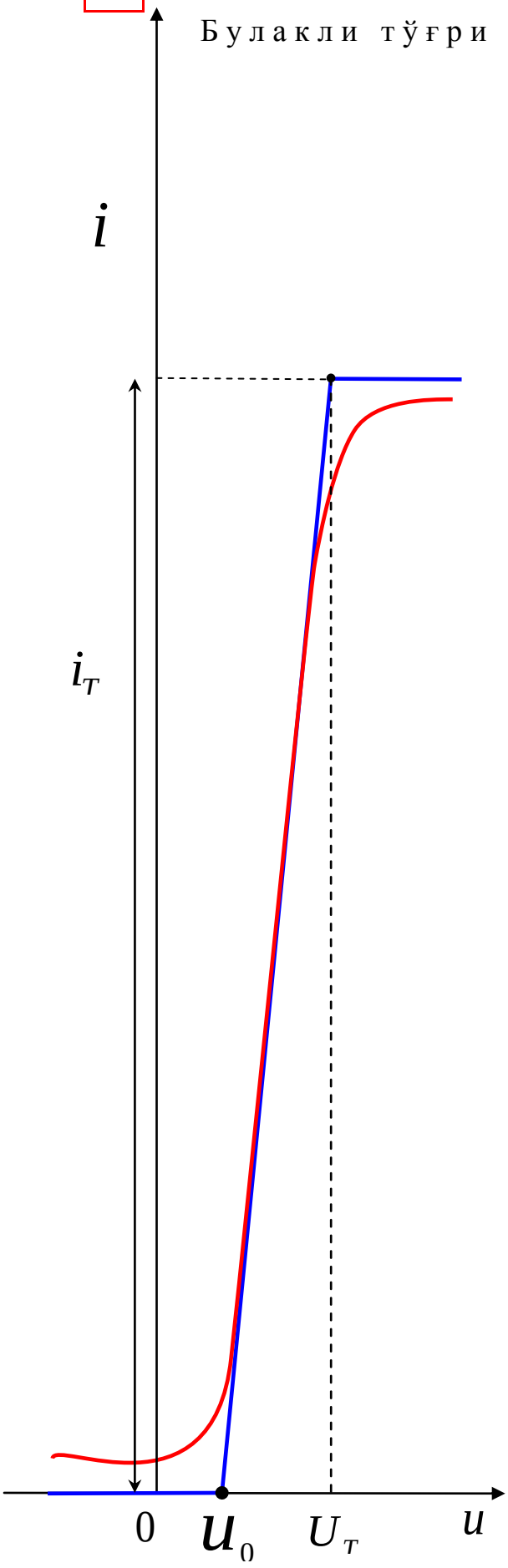
$$i = \begin{cases} 0, & u < u_0 \\ S(u - u_0), & u_0 \le u \le u_T \\ i_T, & u > u_T \end{cases} \qquad S = \left[\frac{mA}{B}\right]$$

S – Ночизиқли элементнинг В.А.Х сини тиклиги.

Электр алоқа назариясида ва радиотехникада биринчи ва тўртинчи аппроксимацияловчи функциялар энг кўп ишлатилади. Ночизиқли элементнинг киришига амплитудаси кичик бўлган сигнал берилса, у холда ночизиқли элементнинг В.А.Х си даражали полиномлар ёрдамида аппрксимация қилинади.

4)

Булакли тўғри чизиқли аппроксимация.



u_0 – Кесиб чиқишк ўчланиш.

МАЪРУЗА-6

НОЧИЗИҚЛИ ЗАНЖИРЛАРДА ТЕБРАНИШЛАРНИНГ СПЕКТРАЛ АНАЛИЗ ЎСУЛЛАРИ.СПЕКТРНИНГ ФОЙДАЛИТАШКИЛ ЭТУВЧИ ТЕБРАНИШЛАРНИ АЖРАТИБ ОЛИШ.

Сигналлар ночизиқли занжирларга берилганда улар устидан хар хил функционал амаллар бажарилади. Бунинг натижасидан, ночизиқли занжир чиқишидаги хам формаси, хам спектри ўзгаради. Ночизиқли элемент чиқишидаги сигналнинг спектрини аниқлаш лозим. Бунинг учун сигналларнинг спектрал анализ ўсуллари ишлатилади.
Сиганлларнинг спектрал анализининг қўйидаги ўсуллари мавжут :

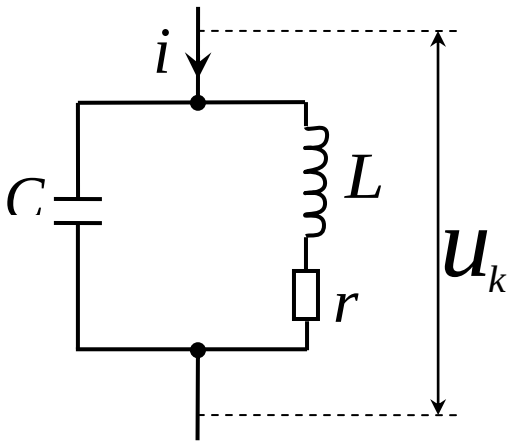
1) Карали аргументли тригонометрик функцияларни ишлатиш ўсули. (ночизиқли элементниг В.А.Х си даражали полином ёрдамида аппроксимация қилинганда ишлатилади).
2) Кесма бурчак ўсули (сигнал гармоник тебраниш бўлганда ночизиқли элементнинг В.А.Х си эса бўлакли тўғри чизиқли аппроксимация қилингандаишлатилади).
3) Ўч ва беш ординаталар ўсули (сигнал гармоник тебраниш бўлганда, ночизиқли элементнинг В.А.Х си эса график кўринишда берилганда ишлатилади).
4) Мавхум аргументли Бессель функцияларни ишлатишга асосланган ўсул.

Ночизиқли элементрларга сингаллар таъсир қилганда, ночизиқли элементрларнинг чиқишида фойдали ташкил этувчилардан ташқари, фойдасиз бўлган ташкил этувчилар хам хосил бўлади. Ушбу ташкил этувчиларга фойдалиларга зарарли таъсир этиб уларни ночизиқли бузилишига олиб келади. Нозиқли бузилиш коэффициенти орқали хисобланади. Ночизиқли элементнинг чиқишида хосил бўлган сигналнинг биринчи гармоникаси фойдали бўлса, у холда ночизиқли бўзилиш коэффициенти қўйидагича аниқланади:

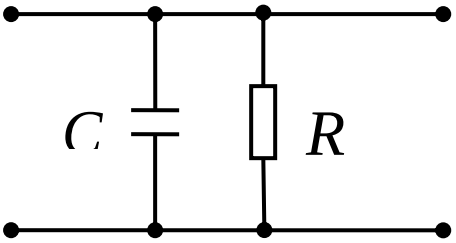
$$K_{нб} = \frac{\sqrt{I_0^{\,2} + I_2^{\,2} + I_3^{\,2} + \cdots + I_n^{\,2}}}{I_1}$$

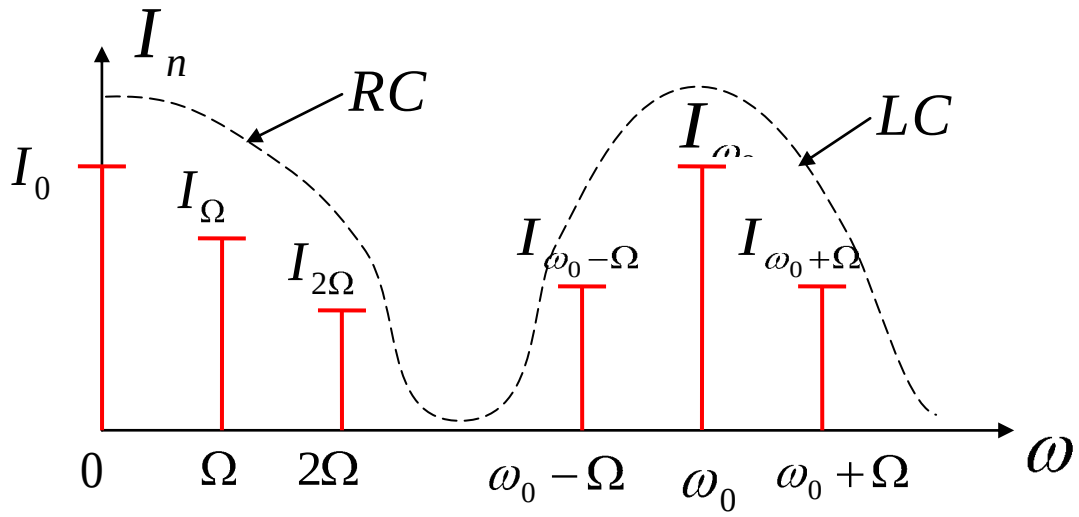
Спектрнинг фойдалий ташкил этувчилари умумий спектрдан асосан фильтерлаш усули ёрдаимида ажратиб олинади. Умумий спектридан, юқори частотали тебранишларни ажратиб олиш учун , LC параллель тебраниш контури ишлатилади. Ўзгармас ташкил этувчи ва паст частотали сигналларни ажратиб олиш учун эса RC параллель занжир ишлатилади.

Параллель тебраниш LC контури



Параллель тебраниш RC занжир





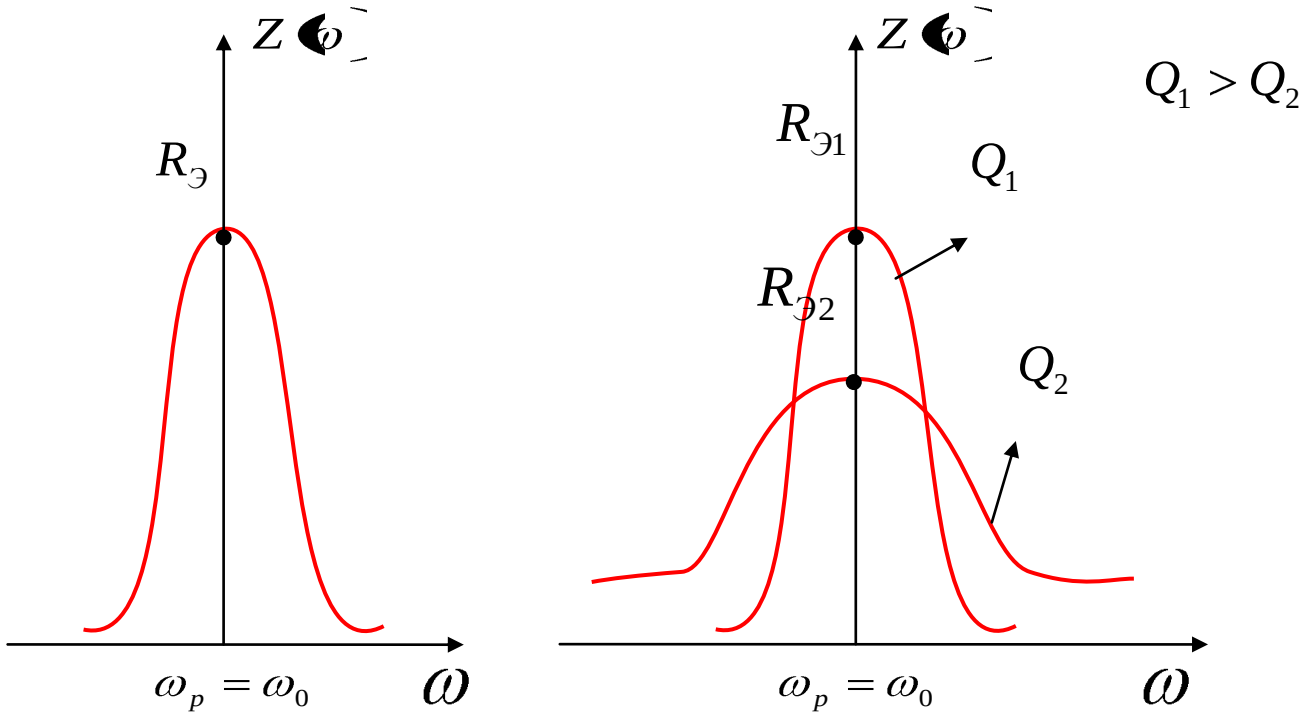
$$\omega_p = \frac{1}{\sqrt{LC}}$$

Резонанс частотаси $\omega_p = \omega_0$ частотага созданган LC тебраниш контурининг, қаршилигининг модули, кўйидаги ифода ёрдамида аниқланади :

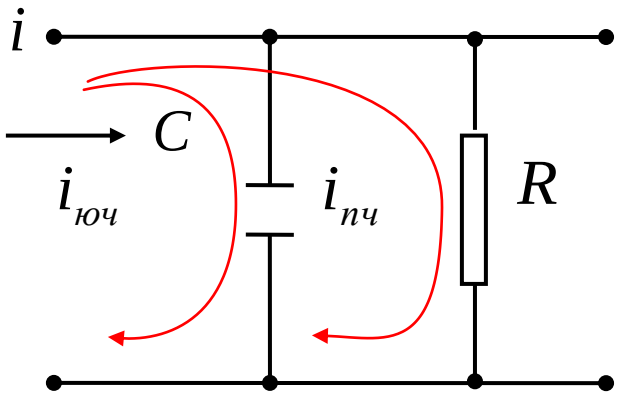
$Z(\omega) = \frac{R_Э}{\sqrt{1+Q^2\varepsilon^2}}$ Бу ерда $R_Э = \frac{L}{rC}$ контурининг эквивалент қаршилиги.

$$Q = \frac{1}{r}\sqrt{\frac{L}{C}} \; - \; Контурнинг\ асллиги.$$

$$\varepsilon = \frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \; - \; Частота\ четланиши.$$

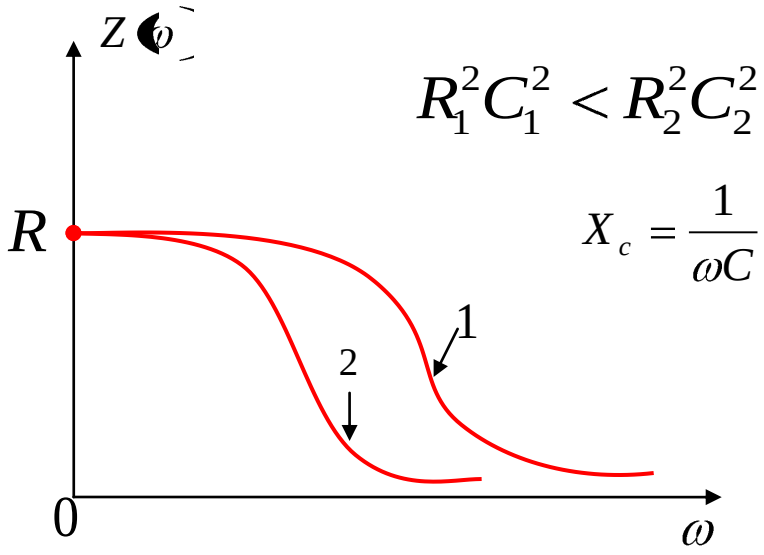


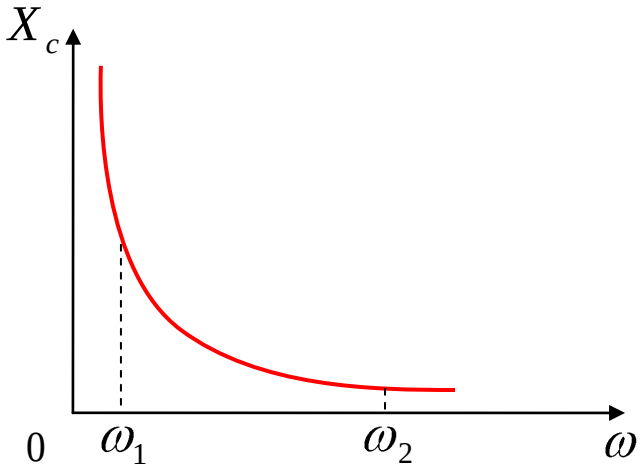
Пас частотали тебранишларни фильтерлаш учун RC параллель занжир ишлатилади.



Унинг қаршилигининг модули кўйидаги ифода ёрдамида аниқланади.

$$Z(\omega) = \frac{R}{\sqrt{1+\omega^2 R^2 C^2}}$$





МАЪРУЗА-7

ЧЕКЛАГИЧЛАР.ОНИЙ ҚИЙМАТ ЧЕКЛАГИЧЛАРИ.АМПЛИТУДА ЧЕКЛАГИЧЛАРИ

Чеклагичларнинг икки хил тури мавжут:

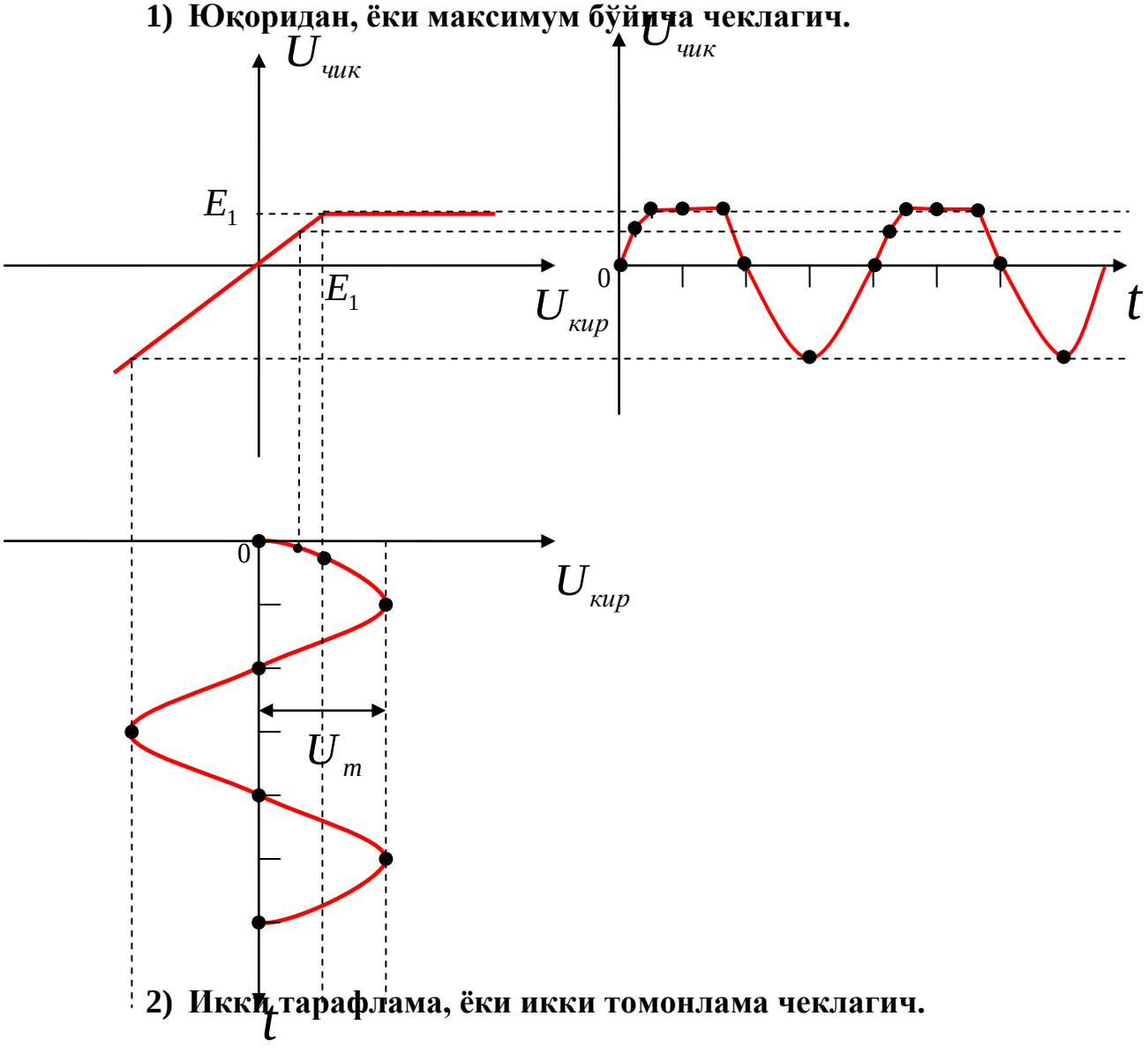
1) Оний қиймат чеклагичлари.
2) Амплитуда чеклагичлари.

Кучланиш ёки токнинг оний қийматларни чекланиши деб шундай ночизиқли амалга айтиладики бу холда кучланиш ёки токнинг оний қийматлари олдиндан берилган қийматлардан ошмайди, Ки камаймайди. Оний қиймат чеклагичларнинг уч хил тури мавжут:

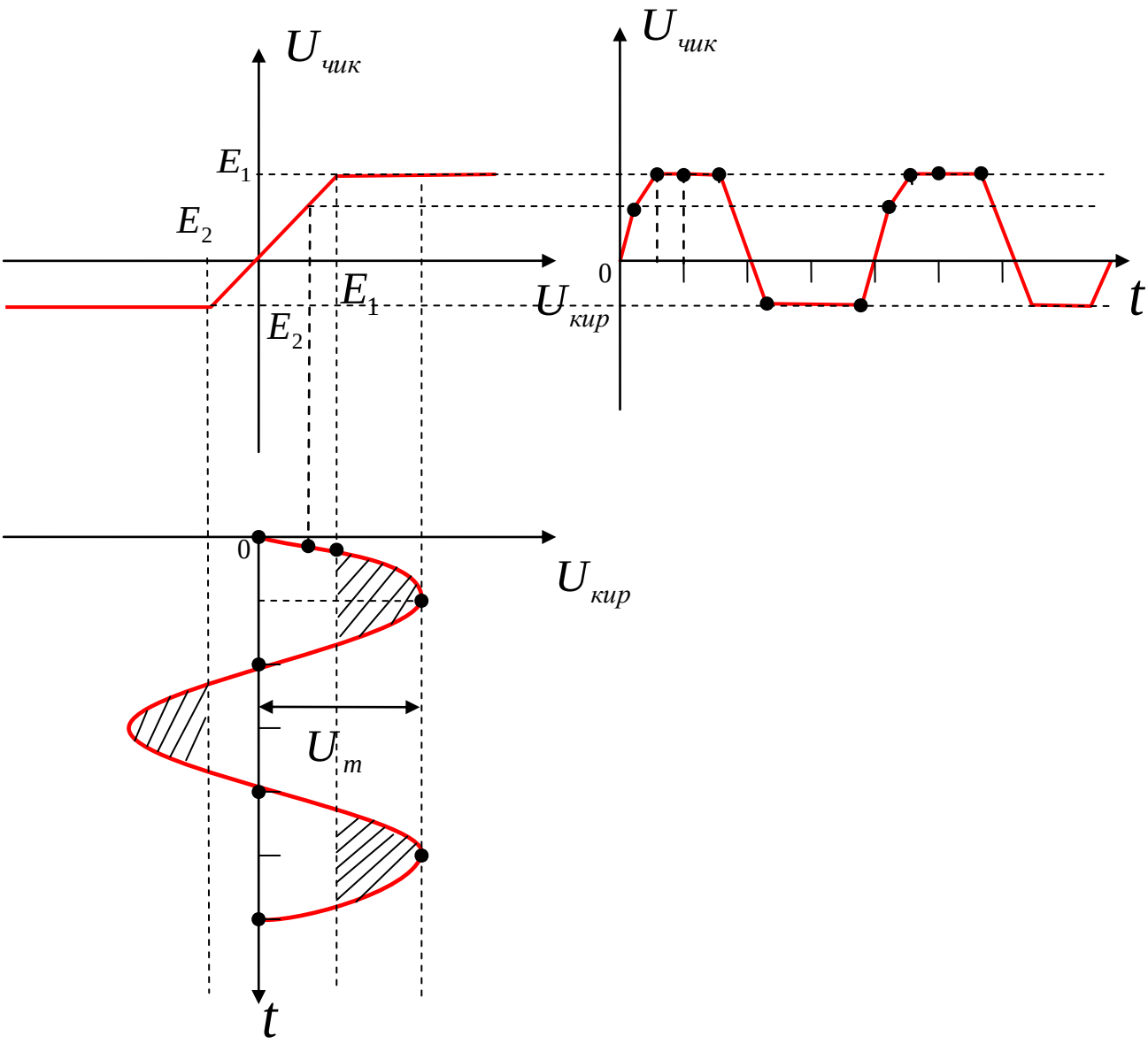
1) Юқоридан, ёки максимум бўйича чеклагич.
2) Пастдан, ёки минимум бўйича чеклагич.
3) Икки тарафлама, ёки икки томонлама чеклагич.

Чеклагичланинг асосий характеристикаси бу чеклагичнинг чиқиш кучланишини, кириш кучланишига боғликлик характеристикасидр. Чеклагичларнинг ишлаш принцепини ўч координата текслиги, усули ёрдамида кўрамиз.

1) Юқоридан, ёки максимум бўйича чеклагич.



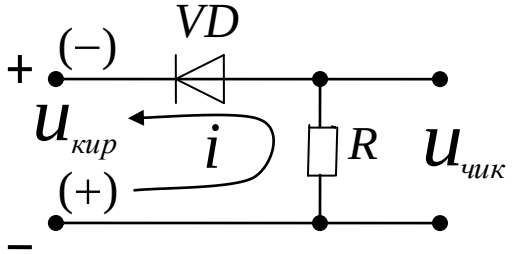
2) Икки тарафлама, ёки икки томонлама чеклагич.



Диодли оний қиймат чеклагичларни ишлаш принцепини кўриб чиқамиз.
Диодли оний қиймат чеклагичларнинг схемалари икки хил тури мавжут:

1) Кетма – кет схемелар.
2) Параллель схемалар.

(Киришга нисбатан диоднинг ўланишига қараб).
Диодли чеклагичлар диод ва резисторлардан иборат бўлади.Йўқоридан чекловчи, диодли чеклагичнинг кетма – кет схемасини ишлаш принцепини кўриб чиқайлик.
R < < r ёпиқ диод.
R > > r оичқ диод.



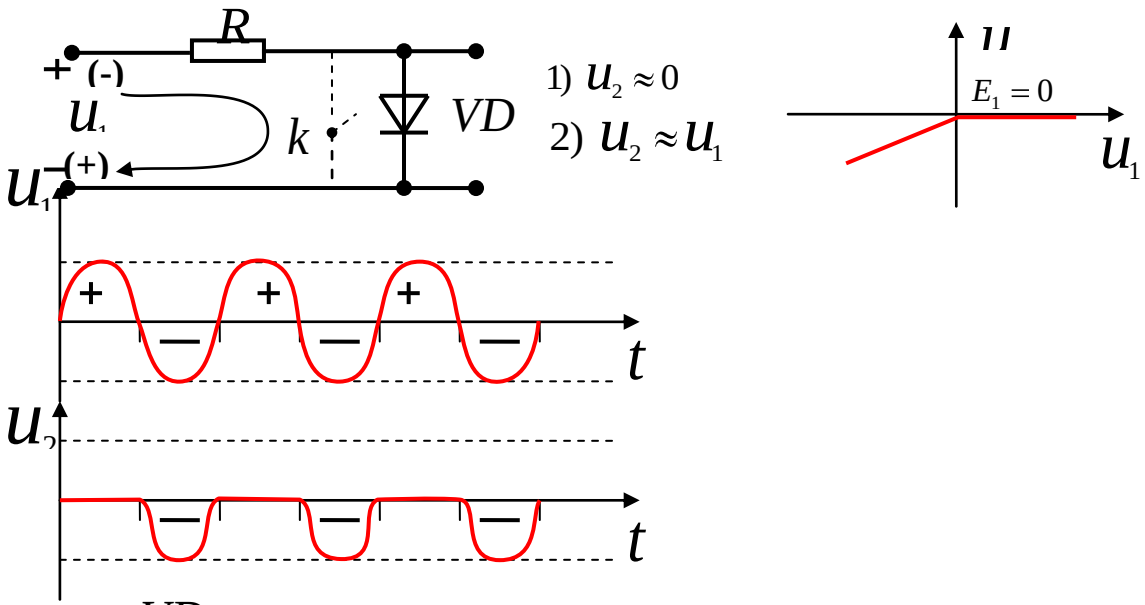
1) $u_{чик} \approx 0$

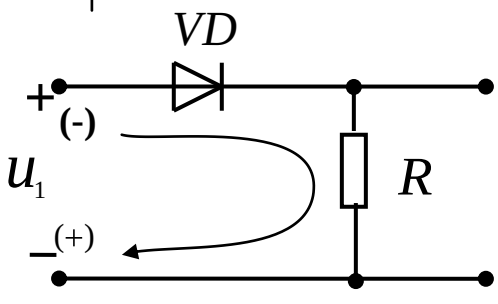
2) $u_{чик} \approx u_{кир}$

В.А.Х

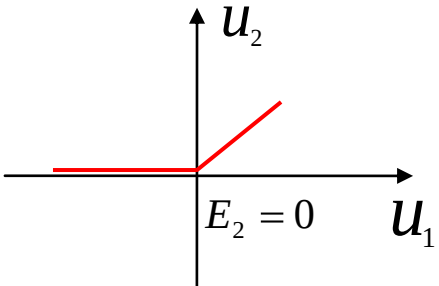
Диодли параллель оний қиймат чеклагичнинг ишлаш принцепини кўриб чиқайлик.

1) Юқоридан, ёки максимум бўйича чеклагич.

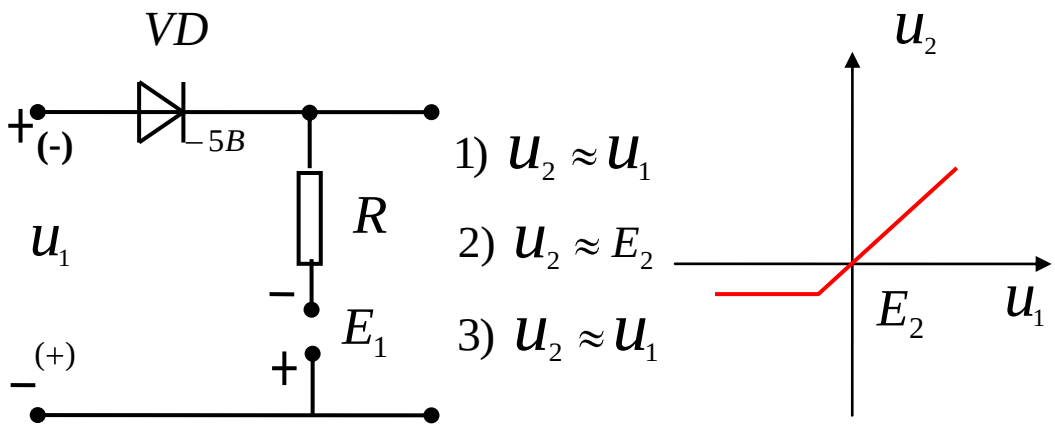


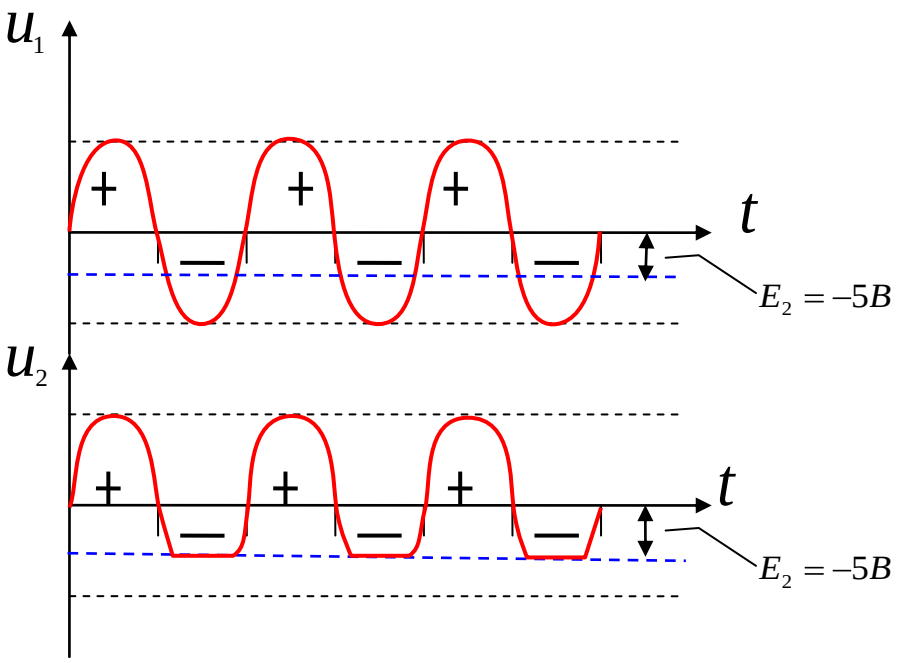


1) $u_2 \approx u_1$
2) $u_2 \approx 0$



2) Пастдан, ёки минимум бўйича чеклагич.

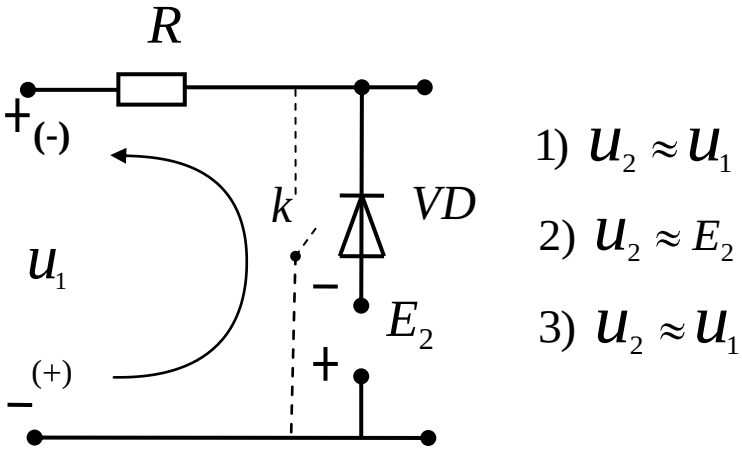




$u_m = 10B$

$E_2 = -5B$

Параллель схемаси

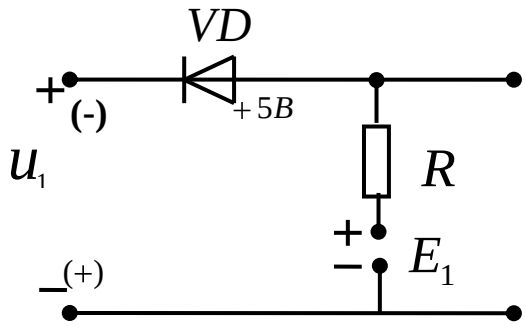


1) $u_2 \approx u_1$

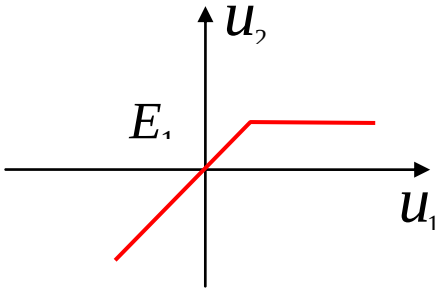
2) $u_2 \approx E_2$

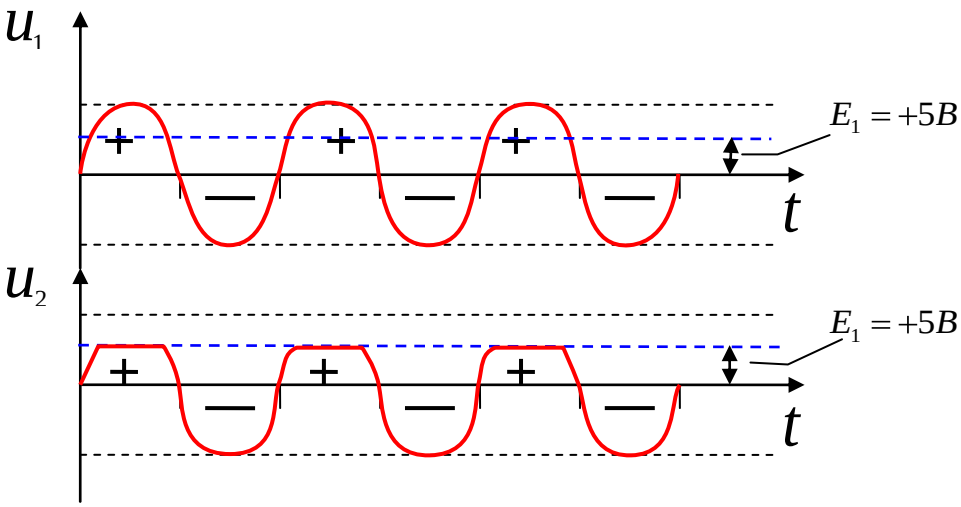
3) $u_2 \approx u_1$

Диодли икки тарафлама чеклагични хосил қилиш учун пастан ва юқоридан чекловчи параллель схемалардан фойдалинамиз.



1) $u_2 \approx u_1$
2) $u_2 \approx E_1$
3) $u_2 \approx u_1$

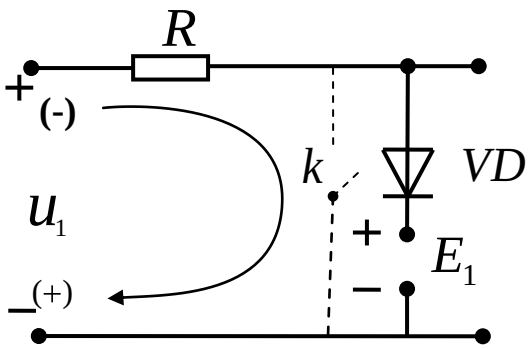




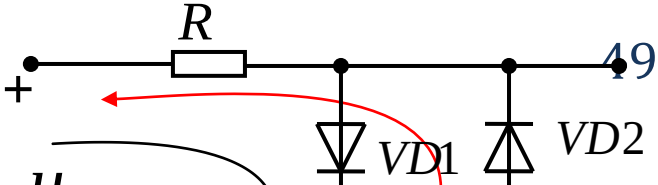
$u_m = 10B$

$E_1 = +5B$

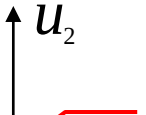
Параллель схемаси



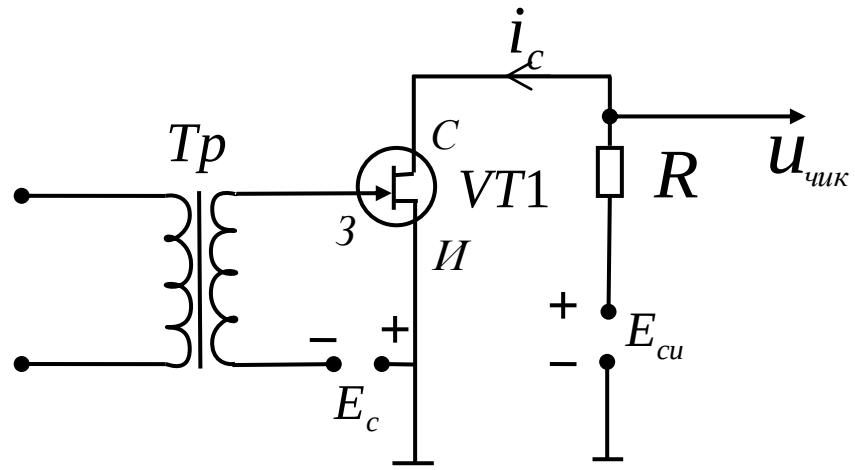
1) $u_2 \approx u_1$
2) $u_2 \approx E_1$
3) $u_2 \approx u_1$

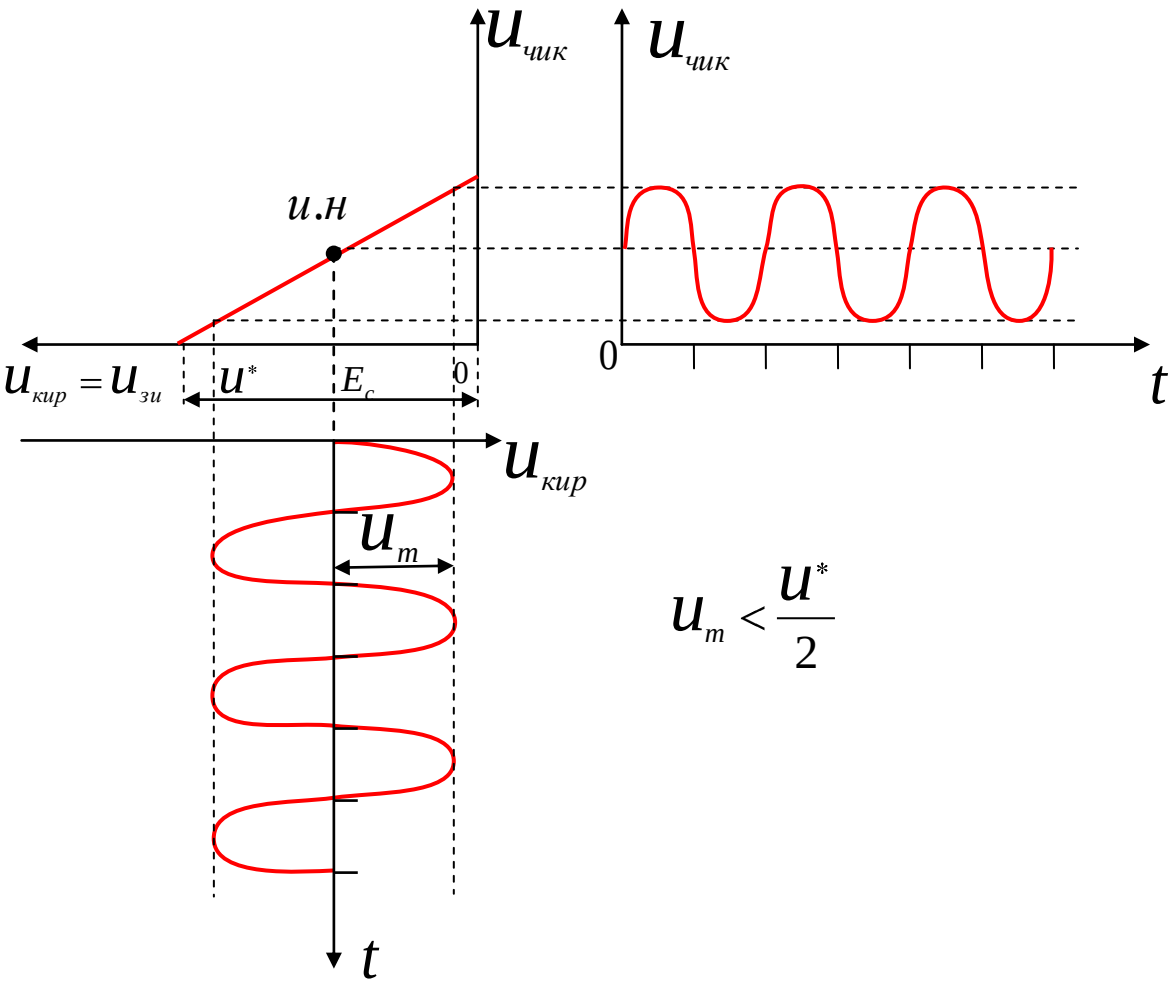


1) $u_2 \approx u_1$
2) $u_2 \approx E_1$



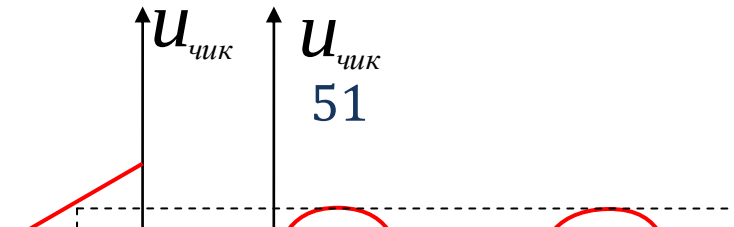
Майдонли транзистор асосида қўрилган оний қиймат чеклагичини ишлаш принцепини қўриб чиқамиз.

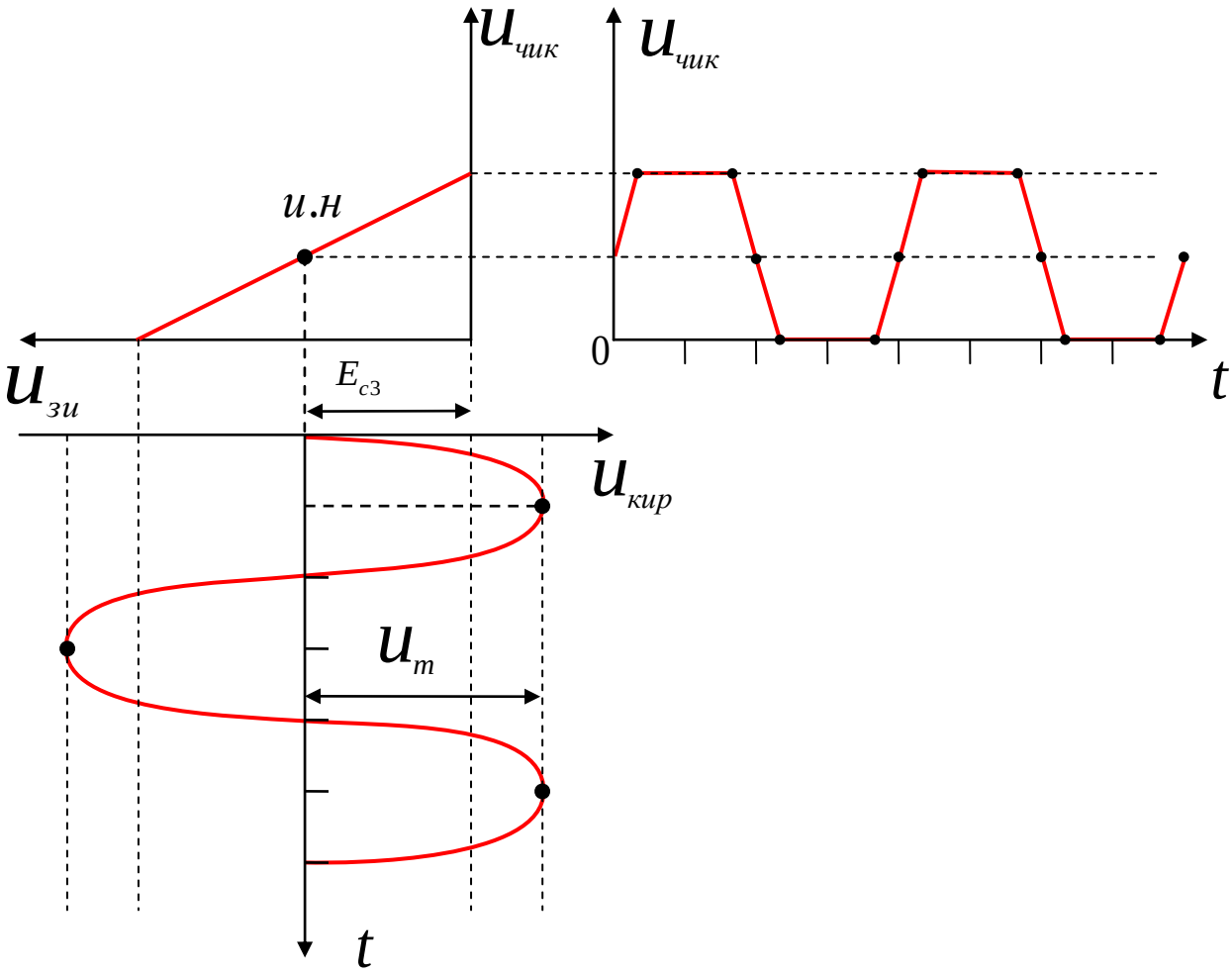




$$u_m < \frac{u^*}{2}$$

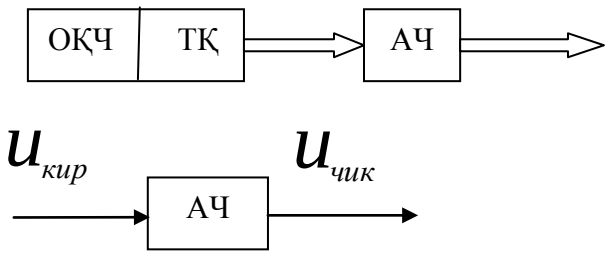
Транзисторли оний қиймат чеклагичнинг пастдан чекланиш жараёнини кўриб чиқамиз.

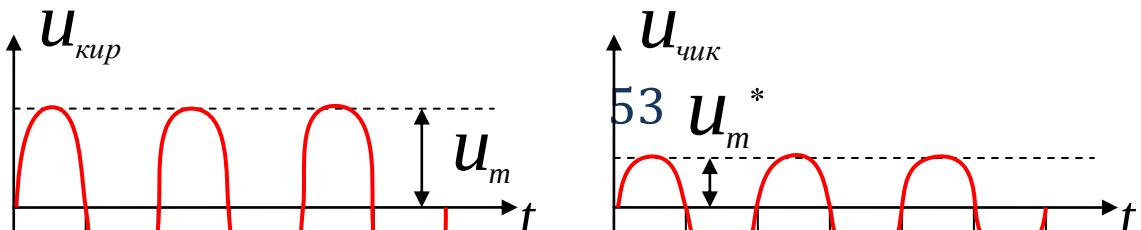




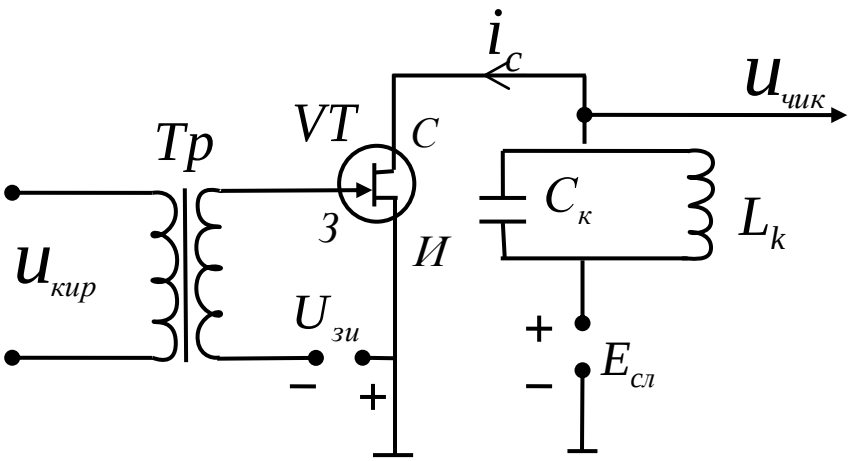
Оний қиймат чеклагичлари элементар гармоник тебранишлардан хар хил кўринишдги, керакли бўлган импульслар кетма – кетлигини ҳосил қилиш учун ишлатилади.

Амплитуда чеклагични ишлаш принципини кўриб чиқамиз. Амплитуда чеклагичлари оний қиймат чеклагич асосида кўрилади, Схемалар деярли бир хил аммо ночиқли элементнинг юқлама сифатида резистор ўрнига тебраниш контури ишлатилади.



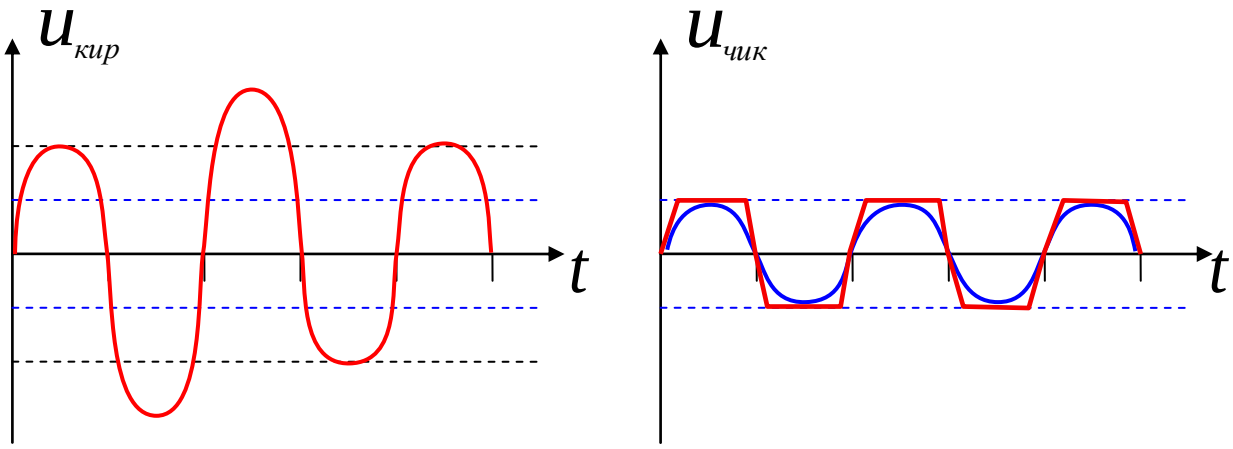


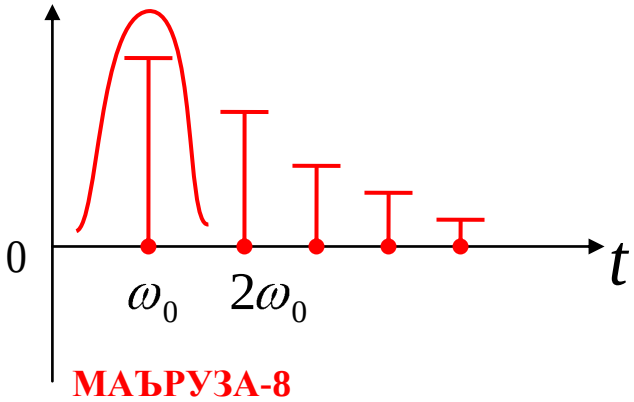
Майдонли транзистор асосида кўрилган амплитуда чеклагичининг схемаси.



$$\omega_p = \frac{1}{\sqrt{L_k \cdot C_k}} \qquad f_p = \frac{2\Pi}{\sqrt{L_k \cdot C_k}}$$

$$\omega_p = \omega_{кир} = \omega_0$$

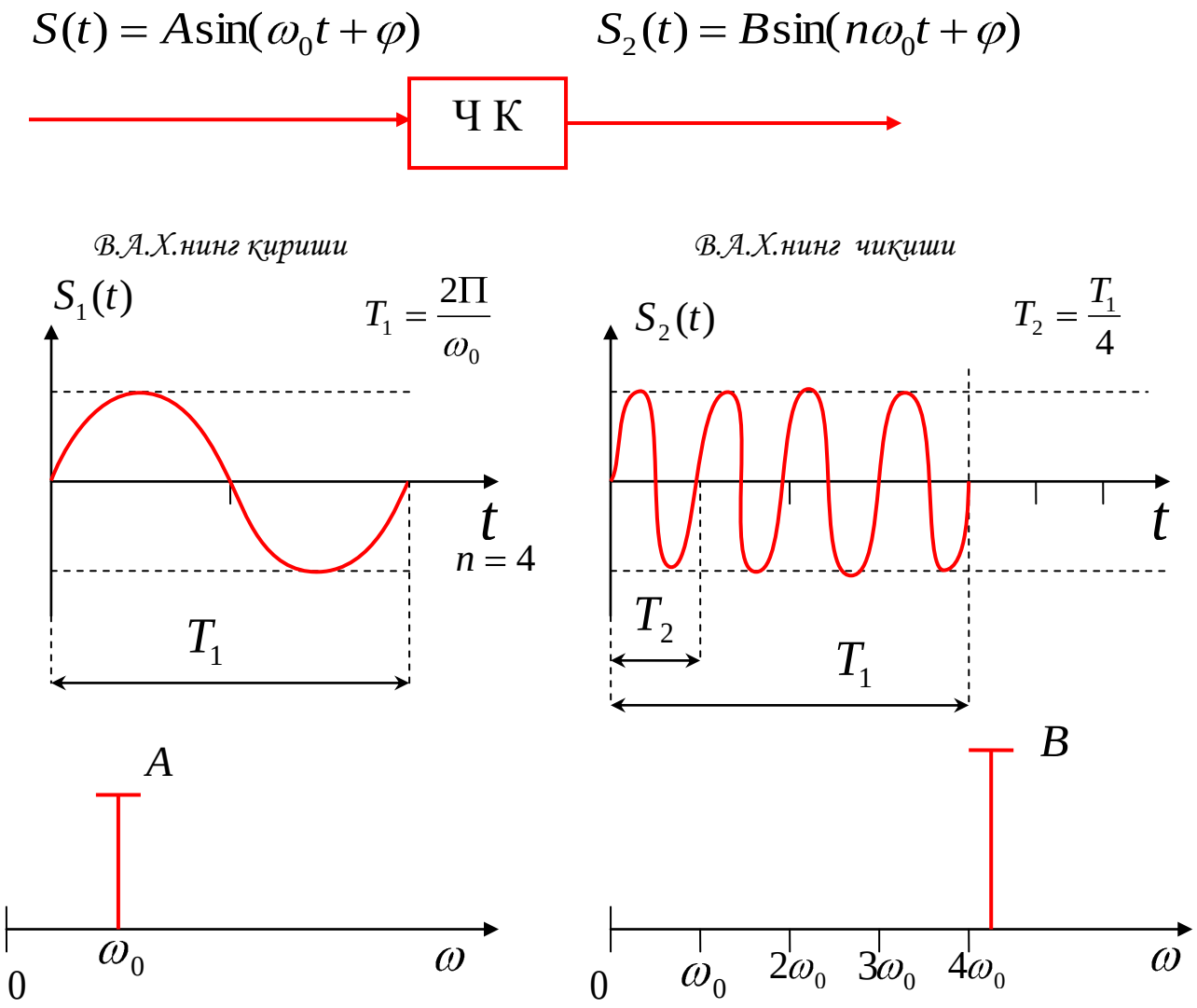




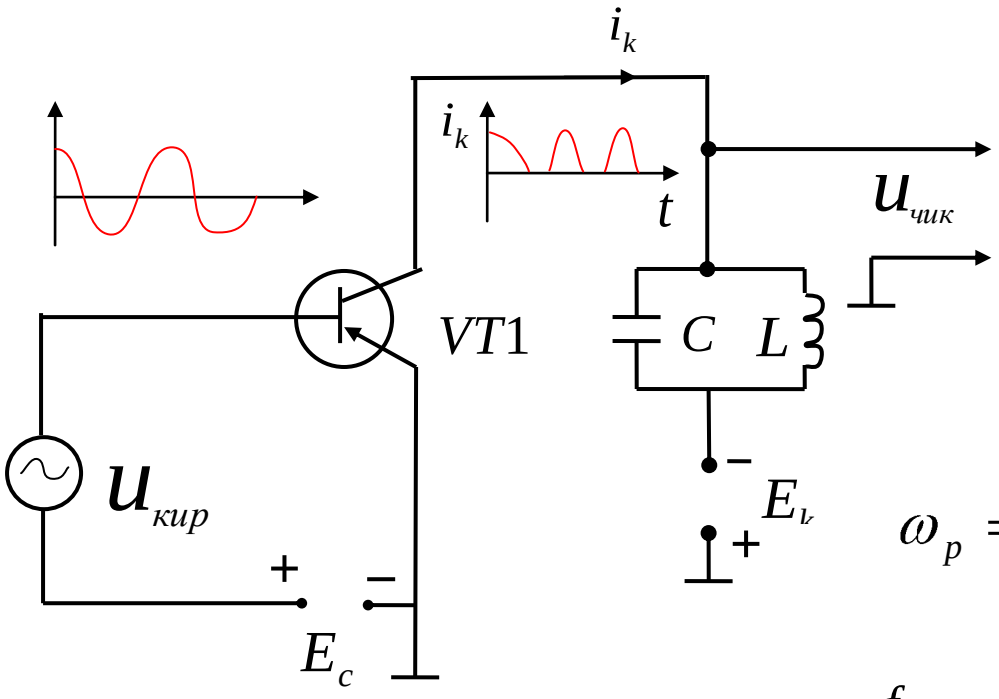
МАЪРУЗА-8

ЧАСТОТАЛАРНИ КЎПАЙТИРИШ

Частота купайтирилганда ночизиқли курилма киришига Ω = 0 тенг бўлган гармоник тебраниш берилади, унинг чиқишида эса частотаси $n\omega_0$ тенг бўлган гармоник тебраниш хосил қилади.



Транзисторли частота купайтиргичини ишлаш принцепини кўриб чиқайлик.

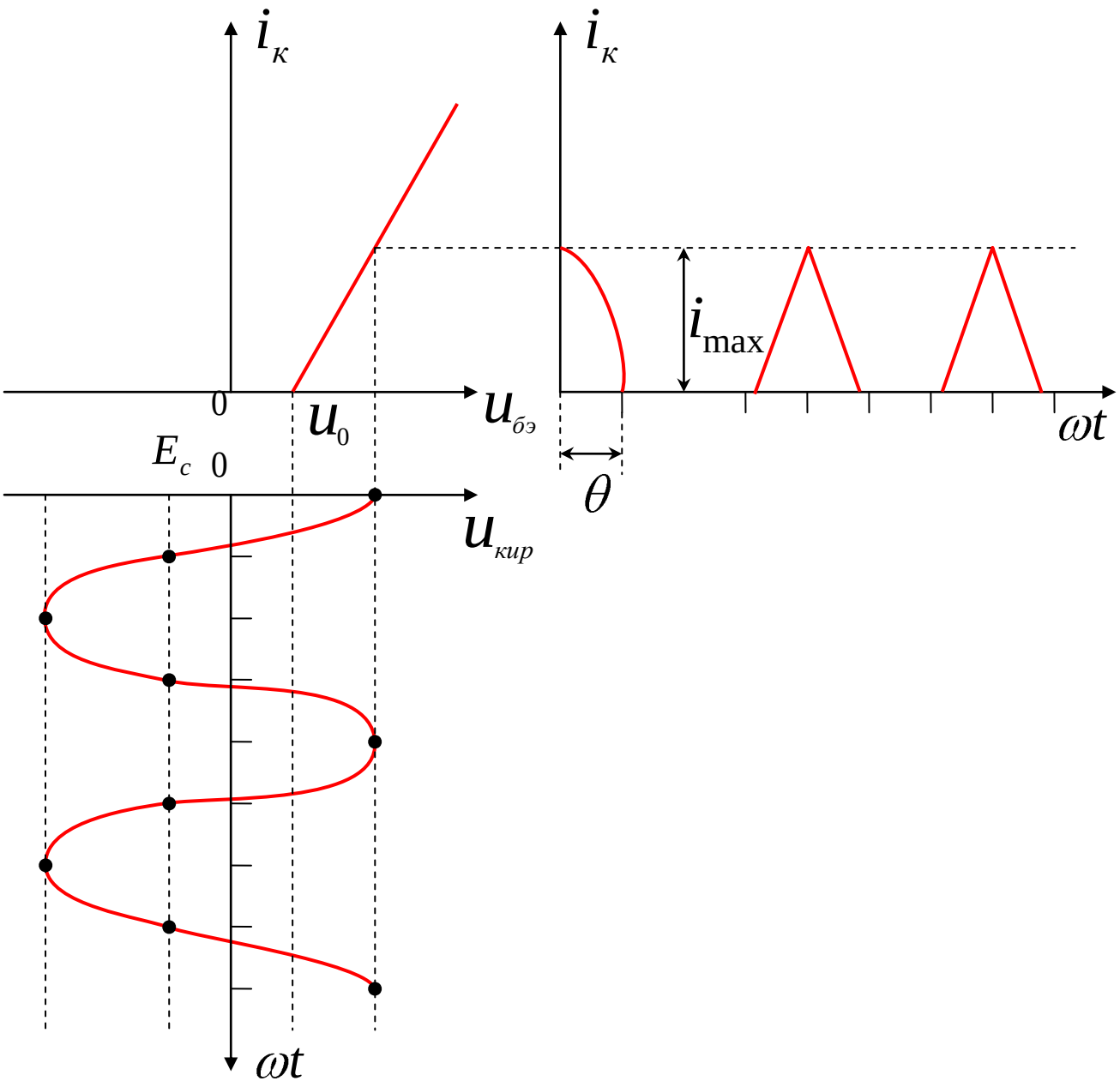


$$\omega_p = \frac{1}{\sqrt{LC}}$$

$$f_p = \frac{1}{2\Pi\sqrt{LC}}$$

$$\omega_p = n \cdot \omega_{кир} = n \cdot \omega_0$$

Кириш кучланиши гармоник тебраниш бўлганда $U_{кир} = U_m \cos\omega_0 t$ транзисторли чиқиш занжирдаги ток, (носинусойдал, ногармоник) кўринишда бўлиб ω_0 частотали тебранишдан ташқари, унинг юкори гармоникалар ҳам ҳосил бўлади. Ушбу занжирга асиллиги яҳши бўлган кириш сигналини n-чи гармоникасига созланган тебраниш контурини кўйиб. Бу контурида таҳминан синуоидал кўринишига эга бўлган частотаси $n\omega_0$ га тенг бўлган кучланиш ҳосил қилинади. Частота купайтиргичнинг киришига амплитудаси катта бўлган гармоник тебраниш берилганлиганлиги учун, транзисторнинг В.А.Х.си бўлакли тўғри чизиқли аппроксимация қилинади. Шунинг учун транзисторнинг коллекторидан оқиб ўтувчи токнинг гармоникаларни амплитудаларни аниқлаш учун кесма бўрчаги усули ишлатилади.



Коллектор токининг керакли бўлган гармоникасининг амплитудаси маълумки кўйдагича ифода ёрдамида аниқланади:

$$I_n = \alpha_n(\theta) \cdot i_{max} \qquad (\quad)$$

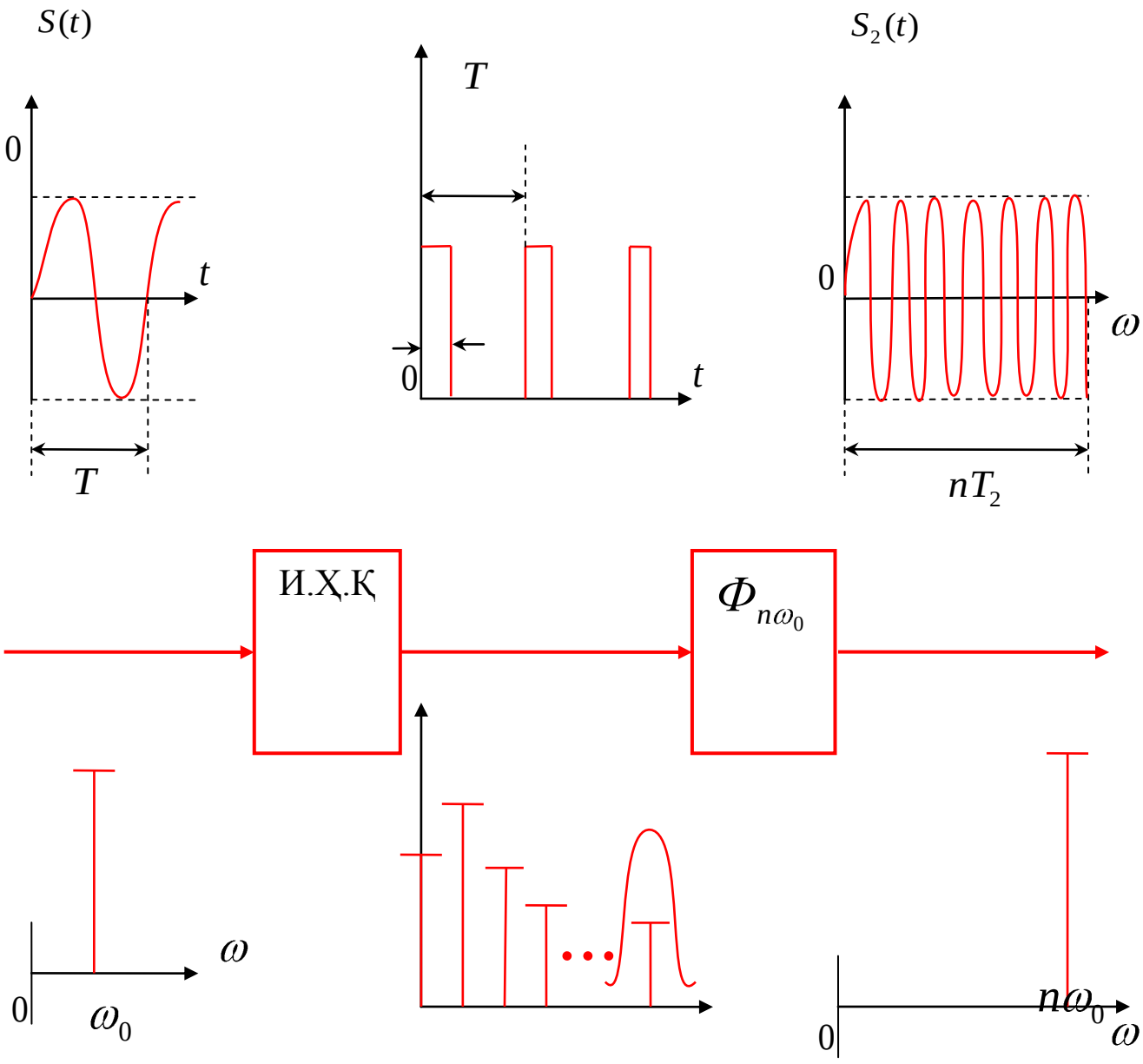
берилган i_{max} учун керакли бўлган гармониканинг I_n амплитудасининг максимал қийматини олиш учун кесиш бурчаги тетта оптималга бўлиши лозим.

$$\theta_{ОПТ} = \frac{120^0}{n} \qquad (\quad)$$

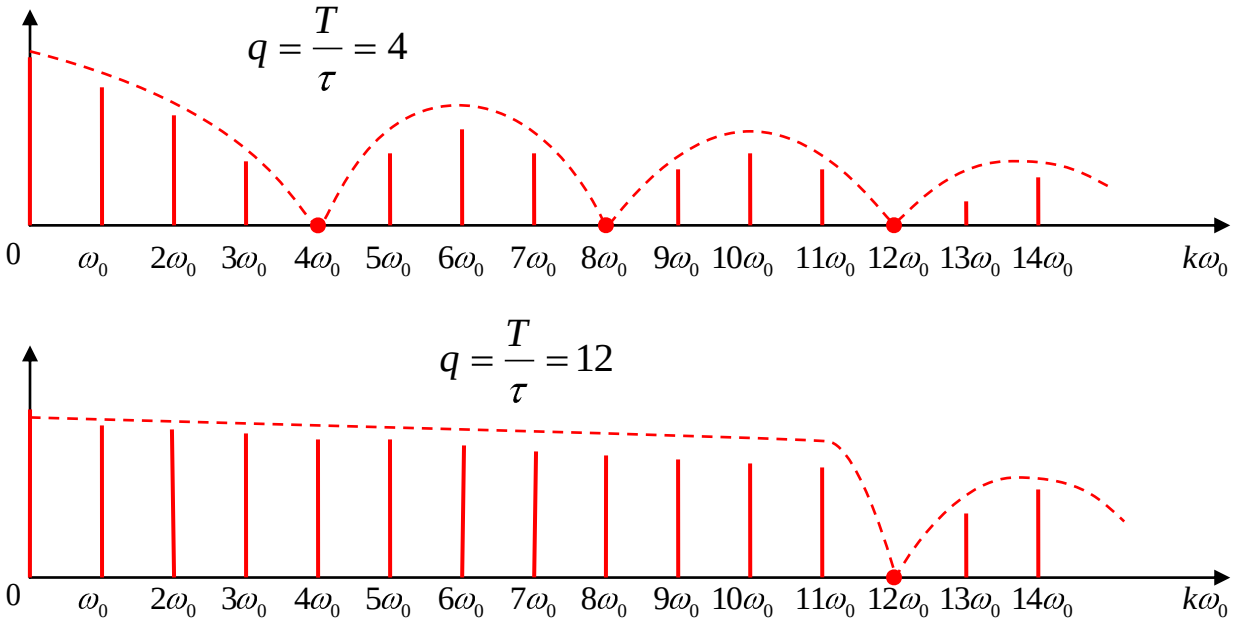
Берилган $i_{\max}$ ва $\theta_{ОПТ}$ қийматларга асосланиб E_C силжиш кўчланиш ва кириш кўчланишининг U_m ампоитудаси кўйидагича ифодалар ёрдамида аниқланади:

$$E_C = U_0 - U_m \cos\theta \quad (3) \qquad U_m = \frac{i_{\max}}{S(1-\cos\theta)} \quad (4)$$

гармоникаларнинг номери n –ни ошиши билан $\alpha_n\theta$ нинг қийматлари камайиб борганлиги учун I_n ларнинг қийматлари кескин равишда камайиб боради.Шунинг учун транзисторли частота купайтиргичи, ўч марта кўпайтириш мумкин. Частотани кўп мартагача кўпайтириш учун кўйидаги усулдан фойдалинади. Қайтарилиш даври $T = \frac{2\Pi}{\omega_0}$ га тенг бўлган гармоник тебраниш ночизиқли қурилма ёрдамида қайтарилиш худи шундай бўлган $\tau << T$ тўғри тғрт бурчакли импульслар кетма – кетлигига айлантиради. Фильтер ёрдамида эса керакли бўлган гармоника ажратиб олинади. Юқоридаги келтирилган ўсул бўйича, частота купайтириш кўйидагича структуравий схема ёрдамида амалга оширилади.



Тўғри тўрт бурчакли импульслар кетма – кетлигининг спекторига $q = \frac{T}{\tau}$нинг қийматини таъсирни кўриб чиқайлик:



Юқоридаги икки хил спекторни таққослашидан кўриниб турибдики τ қанчалик кичик қилиб олинса юқори частотали гармоникаларнинг амплитудалар шунчалик секинроқ камаяди. Натижада бу усул билан частотани кўпрок марта кўпайтириш мумкин. Амалиётда Ушбу усул ёрдамида, частотани 50 мартагача кўрайтириш мумкин.

МАЪРУЗА-9

КЕСМА БЎРЧАГИ УСУЛИ.

Кесма бурчаги усули ночизиқли элементнинг В.А.Х.си , бўлакли тўғри чизиқли аппроксимация қилинганда ишлатилади. Ночизиқли элементнинг В.А.Х.си, қўйидаги ифода ёрдамида берилган бўлсин:

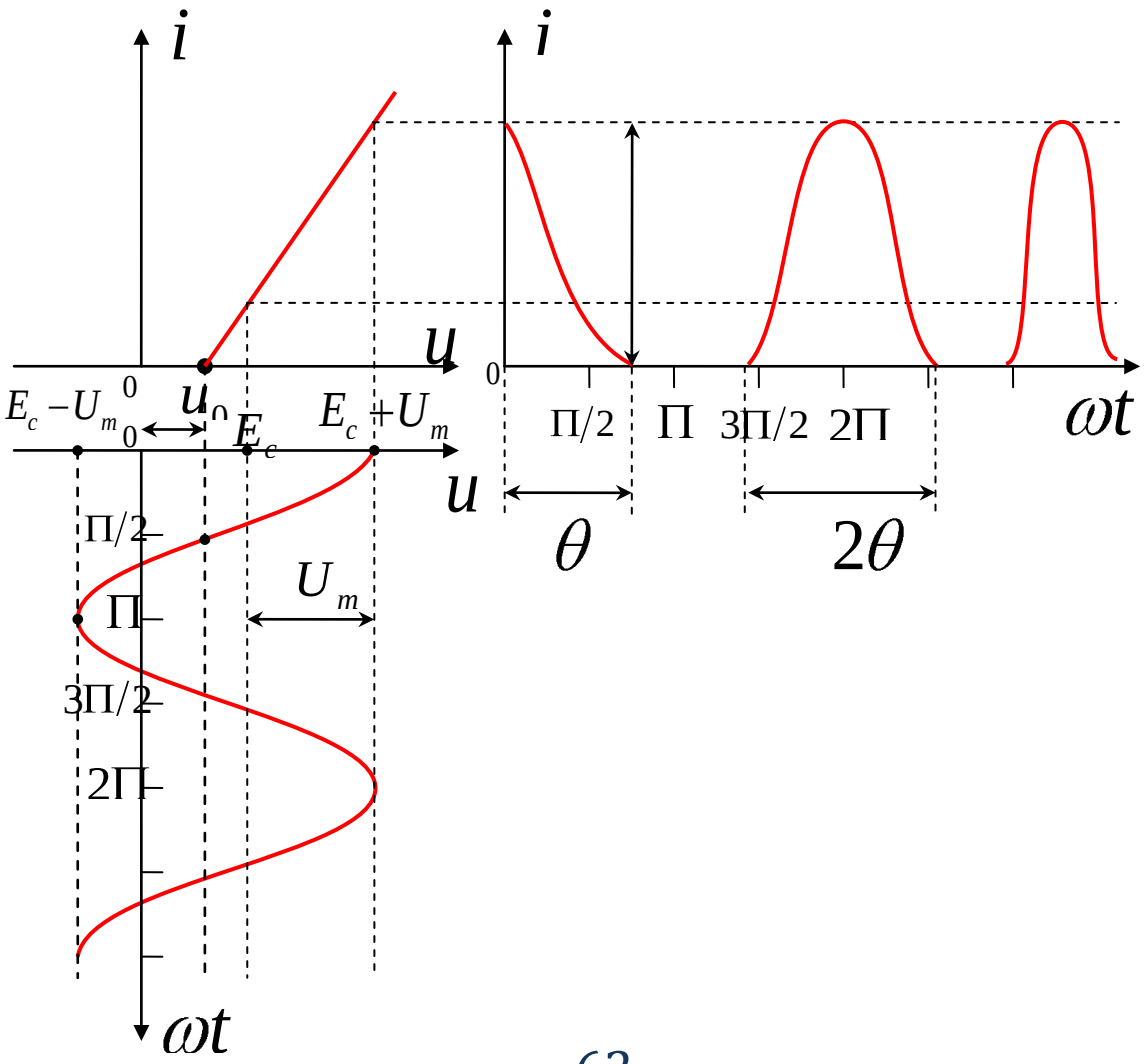
$$i = \begin{cases} 0 & агар \quad u < u_0 \\ S(u - u_0), & агар \quad u \geq u_0 \end{cases}$$

Ночизиқли элементнинг киришига қўйидаги кучланиш берилган бўлсин:

$$U = E_c + U_m \cos\omega t$$

Бу ерда E_C – Силжиш кучланиш.

Ночизиқли элементдан оқиб ўтувчи токни уч координата текслиги усули ёрдамида аниқлаймиз.



Кесиш бурчаги деб ночизиқли элементдан оқиб ўтаётган токни ”максимум”дан ”минимум” қийматгача ўзгариш давриги айтилади.

Кесиш бурчаги θ деб ночизиқли элементдан токнинг оқиб ўтиш давринг яримига айтилади.

Кесиш бурчагикўйидагича ифодалар билан аниқланади:

$$\cos\theta = -\frac{E_c - U_0}{U_m} \qquad \theta = \arccos\left[-\frac{E_c - U_0}{U_m}\right]$$

$$i_{\max} = SU_m(-\cos\theta)$$

Юқоридаги келтирилган графиклардан кўриниб турубдики, ночизиқли элементдан оқиб утаётган ток даврий булиб жуфт функция кўринишдадир. Ночизиқли элементдан оқиб утувчи токни Фурье қаторига ёйилмаси, ўзгармас ташкил этувчи ва чечсизда ўзгармас косинусоидал гармоникалардан иборат.

$$i = I_0 + I_1\cos\omega t + I_2\cos 2\omega t + \ldots\ldots + I_n\cos n\omega t + \ldots\ldots$$

Ушбу гармоникаларнинг амплитудалари i_{max} орқали аниқлаш мумкин.

$$I_0 = \alpha_0(\theta)\cdot i_{\max}$$

$$I_1 = \alpha_1(\theta)\cdot i_{\max}$$

$$I_2 = \alpha_2(\theta)\cdot i_{\max}$$

$$\vdots$$

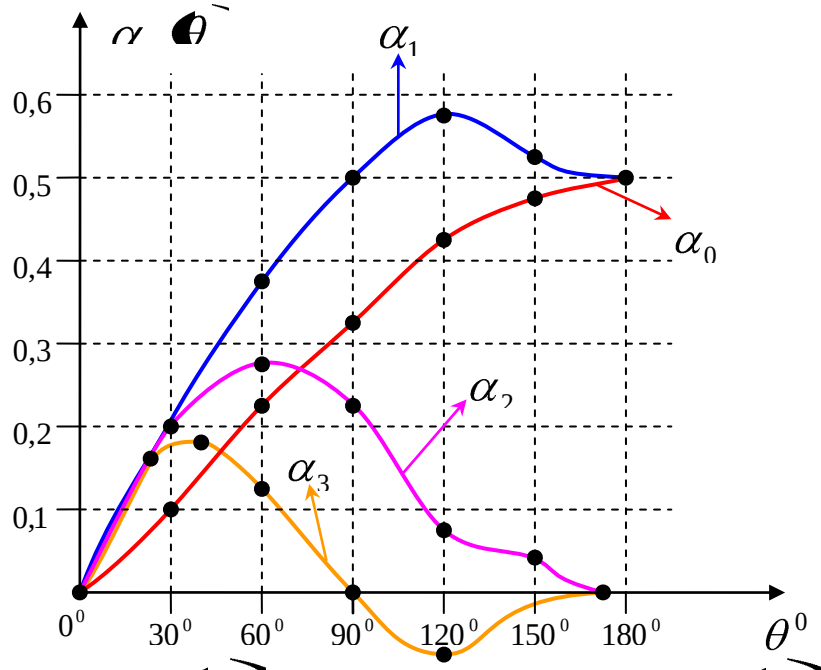
$$I_n = \alpha_n(\theta)\cdot i_{\max}$$

$\alpha_n(\theta)$ - Бундай коэффициентлагрни Берг дейлади.

$$\alpha_0 = \frac{I_0}{i_{\max}} = \frac{\sin\theta - \theta\cos\theta}{\Pi\cdot(1-\cos\theta)}$$

$$\alpha_n = \frac{I_n}{i_{\max}} = \frac{2(\sin\theta\cos\theta - n\ \cos\ n\theta\sin\theta)}{\Pi\cdot n(n^2-1)\cdot(1-\cos\theta)}$$

Берг коэффициентлари табуляция қилинган, яъни уларнинг қийматлари ҳисобланган ва жадвал ёки график кўринишда кўриб чиқамиз. Берг коэффициентларни кесиш бурчагига боғлиқлик графикларни кўриб чикамиз.



$$I_0 = \alpha_0(\theta) \cdot i_{\max} \qquad I_n = \alpha_n(\theta) \cdot i_{\max}$$

Кесма бурчагини усулини ночизиқли элементдан оқиб ўтаётган токни спектрини аниқлашда ишлатиш услуби берилган:

$S,\ u_0,\ U_m,\ E_c$ Қийматлар учун

θ - Кесиш бурчаги аниқланади.

$$\theta = \arccos\left[-\frac{E_c - u_0}{U_m}\right]$$

Ушбу кесиш бурчагига асосланиб жадвалда ёки графикларда $\alpha_n(\theta)$ - қийматлар аиқланади. Ночизиқли элементдан оқиб ўтаётган токнинг ”максимум” қиймати аниқланади.

$i_{\max} = SU_m(-\cos\theta)$ ва нихоят керакли бўлган гармониканинг амплитудалари аниқланади.

$I_n = \alpha_n(\theta) \cdot i_{\max}$ $\boxed{\theta_{ОПТ} = \frac{120^0}{n}}$ → ОПТИМАЛ КЕСИШ БУРЧАГИ

Агарда ночизиқли элементга бирор бир кучланиш таъсир қилганда оқиб ўтаётган токнинг i_{max} – ми ўзгарувчан бўлса у холда гармоникаларнинг амплитудасини аниқлаш учун кўйидаги формула ишлатилади:

$$I_n = SU_m\gamma_n(\theta) \qquad \theta_{ОПТ} = \frac{180^0}{n}$$

МАЪРУЗА-10

НОЧИЗИҚЛИ ЭЛЕКТР ЗАНЖИРЛАРНИ ТАҲЛИЛ ЭТИШ УСУЛЛАРИ.

НЭЛАРНИНГ ИШЛАШ РЕЖИМЛАРИ ВА УЛАРНИ ТАҲЛИЛ ЭТИШ УСУЛЛАРИ

Ночизиқли элементлар ва ночизиқли электр занжирларда кириш сигнали спектрининг бойиши ва қийматининг ўзгариши ҳодисаси рўй беради. Бойиган ток спектрининг баъзилари фойдали, қолганлари фойдасиз ҳисобланади. НЭ ва НЭЗ лари кириш тебранишлари (кириш кучланиши, сигнали) сонига қараб:

Моногармоник-битта кириш тебраниши

$u_k(t)=U_k \cos(\omega_0 t+ \varphi_0);$ (1)

Бигармоник-икки кириш тебраниши

$u_k(t)=U_{k1} \cos(\omega_1 t+ \varphi_1)+U_{k2} \cos(\omega_2 t+ \varphi_2)$; (2)

Полигармоник-бир неча кириш тебраниши

$$u_к(t)=\sum_{m}^{n} U_{кm} \cos(\omega_m t+\varphi_m)$$ (3)

режимлари фарқланади.

Бундан ташқари бигармоник режими тебраниш частоталари ω_1 ва ω_2 ларнинг ўзаро нисбатига қараб қуйидагича фарқланади: синхрон режим, агарда ω_1 ни ω_2 га нисбати катта бўлмаган сонлар нисбатида бўлса, яъни

$$\frac{\omega_1}{\omega_2}=2,3,4 \quad \text{ёки} \quad \frac{\omega_1}{\omega_2}=\frac{1}{2},\frac{1}{3},\frac{1}{4};$$

ва асинхрон режим, агарда ω_1 нинг ω_2 га нисбати ёки тескариси 1, 2, 3 сонлар нисбатида бўлмаса.

НЭ ва НЭЗ ларида ўтаётган токни гармоник ташкил этувчиларга ёйиш ва уларнинг қийматларини аниқлаш масаласининг турли усуллари мавжуд:

1. Каррали аргументли тригонометрик функциялардан фойдаланиш усули. Бу усулдан НЭ ВАХи *n*-даражали полином билан аппроксимацияланганда фойдаланилади.

2. Кесиш бурчаги (Берг) усули. Бу усулдан НЭ ВАХсини синиқ чизиқ бўлакчалари билан аппроксимацияланганда фойдаланилади.

3. Бессель функиясидан фойдаланиш усули. Бу усулдан НЭ ВАХсини экспонентасимон функция билан аппроксимацияланганда фойдаланилади.

3 ва 5 ординаталар усули. Бу усулдан фойдаланганда НЭ ВАХсини аппроксимациялаш талаб этилмайди. Ток спектрал ташкил этувчилари графо-аналитик усулда аниқланади.

КАРРАЛИ АРГУМЕНТЛИ ТРИГОНОМЕТРИК ФУНКЦИЯЛАРДАН ФОЙДАЛАНИШ УСУЛИ

НЭ ВАХси учинчи даражали полином билан аппроксимацияланган бўлсин,

$$i=a_0+a_1U+a_2U^2+a_3U^3. \qquad (4)$$

Унинг киришига битта гармоник тебраниш таъсир этсин,

$$u_k(t)=U_k\cos(\omega_0 t+\varphi_0). \qquad (5)$$

(5) ни (4) ифодага қўйиб, ҳамда

$$\cos^2\alpha=0{,}5(1+\cos 2\alpha)$$

$$\cos^3\alpha=3/4\ \cos\alpha+1/4\ \cos 3\alpha \qquad (6)$$

тригонометрик формулалардан фойдаланиб, НЭ дан ўтаётган ток спектрал ташкил этувчиларини қуйидаги йиғинди шаклида ифодалаймиз

$$i=a_0+a_1U_k\cos(\omega_0 t+\varphi_0)+a_2U^2_k\cos^2(\omega_0 t+\varphi_0)+a_3U^3_k\cos^3(\omega_0 t+\varphi_0)=$$

$$=a_0+a_1U_k\cos(\omega_0 t+\varphi_0)+0{,}5a_2U^2_k+0{,}5a_2U^2_k\cos(2\omega_0 t+2\varphi_0)+$$

$$+0{,}75a_3U^3_k\cos(\omega_0 t+\varphi_0)+0{,}25a_3U^3_k\cos(3\omega_0 t+3\varphi_0). \qquad (7)$$

Ушбу ток ω_1 частотали ташкил этувчидан ташқари, ток доимий ташкил этувчиси ($\omega_0=0$), иккинчи гармоника ($2\omega_0$) ва учинчи гармоника ($3\omega_0$)ташкил этувчилардан иборат. Бу ташкил этувчилар қуйидаги қийматларга эга:

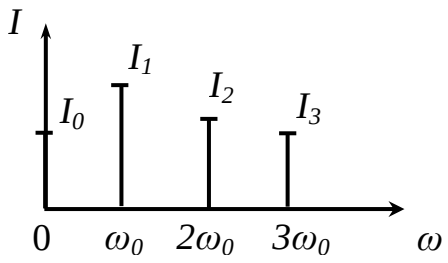
$$I_0=a_0+0{,}5a_2U^2_k\ ;$$

$$I_1=a_1U_k+0{,}75a_3U^3_k\ ;$$

$$I_2=0{,}5a_2U^2_k\ ; \qquad (8)$$

$$I_2=0{,}25a_3U^3_k\ .$$

Бунда токнинг доимий ташкил этувчиси ва жуфт гармоникалари аппроксимацияловчи полиномнинг жуфт даражали ташкил этувчилари ва тоқ гармоникалари тоқ даражали ташкил этувчилари ҳисобига пайдо бўлади, шу билан бирга аниқланадиган токнинг энг юқори гармоникаси аппроксимацияловчи полином даражасига тенг бўлади. Кўп ҳолларда аниқланадиган гармоника сони ошган сари уни қиймати аввалгиларига нисбатан камайиб боради. 4.1-расмда аниқланган ток спектрал ташкил этувчилари келтирилган.



1-расм.

ВАХси учинчи даражали полином (4) билан ифодаланган НЭ киришига иккита тебраниш таъсир этган ҳолатни кўриб чиқамиз. Бунда

$$u_1=U_1\cos(\omega_1 t+\varphi_1) \text{ ва } u_2=U_2\cos(\omega_2 t+\varphi_2)\ ; \qquad (9)$$

ва уларнинг частотаси $\omega_2 > \omega_1$ бўлсин.

(9) ни (4) ифодага қўямиз ва НЭ дан ўтаётган ток қийматларини аниқлаймиз:

$$i=a_0+a_1U_1\cos(\omega_1 t+\varphi_1)+a_1U_2\cos(\omega_2 t+\varphi_2)+a_2[U_1\cos(\omega_1 t+\varphi_1)+U_2\cos(\omega_2 t+\varphi_2)]^2++a_3[U_1\cos(\omega_1 t+\varphi_1)+U_2\cos(\omega_2 t+\varphi_2)]^3. \qquad (10)$$

$(a+b)^2$, $(a+b)^3$ ни ёйиш ва

$\cos\alpha\cdot\cos\beta=0{,}5\cos(\alpha+\beta)+0{,}5\cos(\alpha-\beta)$;

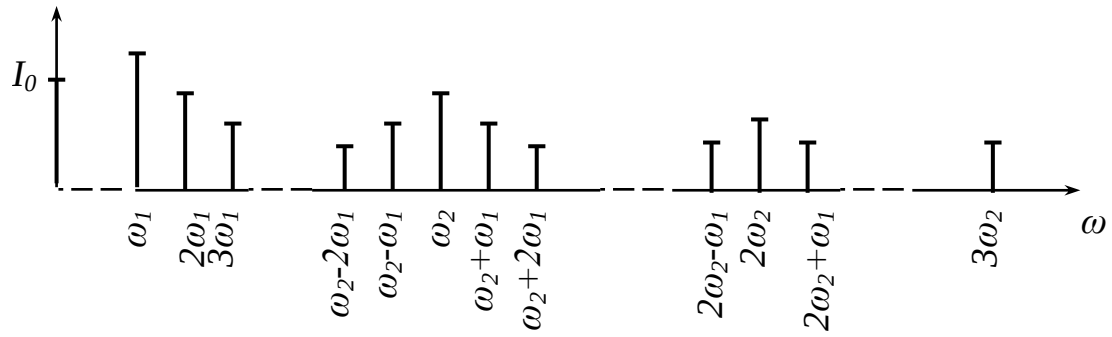
$\cos\alpha\cdot\cos^2\beta=0{,}5\cos\alpha+0{,}25\cos(2\alpha+\beta)+0{,}25\cos(2\alpha-\beta)$;

$\cos^2\alpha\cdot\cos\beta=0{,}5\cos\beta+0{,}25\cos(\alpha+2\beta)+0{,}25\cos(\alpha-2\beta)$;

тиргонометрик формулалардан фойдаланиб (10) ни қуйидаги кўринишга келтирамиз

$$i=a_0+a_1U_1\cos(\omega_1t+\varphi_1)+a_1U_2\cos(\omega_2t+\varphi_2)+0{,}5a_2U^2_1+0{,}5a_2U^2_2+$$
$$+0{,}5a_2U_1\cos(2\omega_1t+2\varphi_1)+0{,}5a_2U^2_2\cos(2\omega_2t+2\varphi_2)+a_2U_1U_2\cos[(\omega_1+\omega_2)t+$$
$$+(\varphi_1+\varphi_2)]+a_2U_1U_2\cos[(\omega_1-\omega_2)t+(\varphi_1-\varphi_2)]+0{,}75a_3U^3_1\cos(\omega_1t+\varphi_1)+$$
$$+0{,}75a_3U^3_2\cos(\omega_2t+\varphi_2)+0{,}25a_3U^3_1\cos(3\omega_1t+3\varphi_1)+0{,}25a_3U^3_2\cos(3\omega_2t+3\varphi_2)+$$
$$+1{,}5a_3U^2_1U_2\cos(\omega_2t+\varphi_2)+0{,}75a_3U^2_1U_2\cos[(\omega_1-2\omega_2)t+(\varphi_1-2\varphi_2)]+$$
$$+0{,}75a_3U^2_1U_2\cos[(\omega_1+2\omega_2)t+(\varphi_1+2\varphi_2)]+1{,}5a_3U_1U^2_2\cos(\omega_1t+\varphi_1)+$$
$$+0{,}75a_3U_1U^2_2\cos[(2\omega_1+\omega_2)t+(2\varphi_1+\varphi_2)]+0{,}75a_3U_1U^2_2\cos[(2\omega_1-\omega_2)t+(2\varphi_1-\varphi_2)]. \quad (11)$$

(11) ифодадаги НЭ орқали ўтган ток спектрал ташкил этувчилари спектрини чизамиз (2-расм).



2-расм.

Ночизиқли элемент орқали умумий ҳолда: биринчи сигнал ва унинг гармоникалари ($n\omega_1+n\varphi_1$); иккинчи сигнал ва унинг гармоникалари ($m\omega_2+m\varphi_2$) ва комбинацион частоталар [$(n\omega_1+n\varphi_1)\pm(m\omega_2+m\varphi_2)$] пайдо бўлади. Комбинацион частоталар мураккаблиги уларнинг тартиби $N=|n|+|m|$ орқали аниқланади (n ва m бутун натурал сонлар). Масалан $\omega_1+2\omega_2$ – учинчи тартибли, $2\omega_1+2\omega_2$ – тўртинчи тартибли комбинацион ташкил этувчилар ҳисобланадилар.

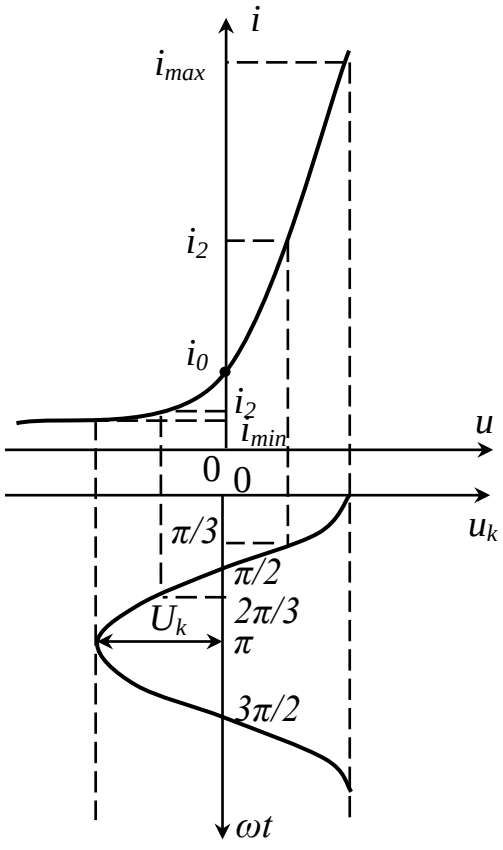
(11) ифодадаги ток ҳар бир спектрал ташкил этувчилари қиймати (амплитудаси) мос частотали спектрал ташкил этувчилар йиғиндиси билан аниқланади.

УЧ ВА БЕШ ОРДИНАТАЛАР УСУЛИ

Ушбу графо-аналитик усулдан ночизиқли элемент орқали ўтаётган ток спектрал ташкил этувчиларини тақрибан аниқлашда фойдаланилади.

Уч ордината усули токнинг доимий ташкил этувчиси ва биринчи, иккинчи гармоникалари амплитудаларини аниқлаш имкониятини беради. Беш ордината усули орқали қўшимча токнинг учинчи ва тўртинчи гармоникаларини аниқлаш мумкин.

Уч ордината усулини кўриб чиқамиз. НЭ ВАХси 3-расмда келтирилган шаклда бўлсин.



3-расм.

Унинг киришига $u_k(t) = U_k \cos\omega_0 t$ (12)

гармоник тебраниш шаклидаги кучланиш берилсин. Бунда НЭ дан ўтаётган ток шаклининг ўзгаришини кўрамиз. Бу ток доимий ташкил этувчи ва кириш тебранишлари гармоникасидан иборат бўлади, яъни

$$i(\omega t)=I_0+I_1\cos\omega_0 t+I_2\cos 2\omega_0 t+\ldots.+I_n\cos n\omega_0 t. \quad (13)$$

Кириш кучланишининг $\omega t=0$, $\omega t=\pi/2$ ва $\omega t=\pi$ вақтлардаги қийматларига мос келувчи токнинг i_{max}, i_0 ва i_{min} қийматларини аниқлаймиз

$$i_{max}=I_0+I_1+I_2\,;$$
$$i_0=I_0-I_2;$$
$$i_{min}=I_0-I_1+I_2\,. \qquad (14)$$

Бунда $cos0=1$, $cos\pi/2=0$ ва $cos\pi=-1$ эканлигини назарда тутиш керак.

(14) тенгликларни биргаликда ечиб I_0, I_1 ва I_2 ларни қуйидагича аниқлаймиз

$$I_0=0{,}25(i_{max}+i_{min})+0{,}5i_0;$$
$$I_1=0{,}5(i_{max}-i_{min}); \qquad (15)$$
$$I_2=0{,}25(i_{max}+i_{min})-0{,}5i_0.$$

Беш ордината усулидан фойдаланилганда уч ордината усулидагига қўшимча равишда кириш кучланишининг $\omega t=\pi/3$ ва $\omega t=2\pi/3$ оний қийматларига мос ток қийматлари i_1 ва i_2 ни аниқлаймиз

$$i_{max}=I_0+I_1+I_2+I_3+I_4; \quad \omega t=0;$$
$$i_1=I_0+0{,}5I_1-0{,}5I_2-I_3-0{,}5I_4; \quad \omega t=\pi/3;$$
$$i_0=I_0-I_2+I_4; \quad \omega t=\pi/2; \qquad (16)$$
$$i_2=I_0-0{,}5I_1-0{,}5I_2+I_3-0{,}5I_4; \quad \omega t=2\pi/3;$$
$$i_{min}=I_0-I_1+I_2-I_3+I_4; \quad \omega t=\pi.$$

Бунда $cos\pi/3=0{,}5$ ва $cos2\pi/3=-0{,}5$ эканлиги эътиборга олинган.

(16) тенгликларни биргаликда ечиб токнинг доимий ташкил этувчиси ва унинг биринчи, иккинчи, учинчи ва тўртинчи гармоникаларининг амплитудаларини топамиз.

$$I_0=1/6\,[i_{max}+i_{min}+2(i_1+i_2)];$$
$$I_1=1/3\,[i_{max}-i_{min}+i_1-i_2)];$$
$$I_2=0{,}25\,[i_{max}+i_{min}-2i_0)];$$
$$I_3=1/6\,[i_{max}-i_{min}-2(i_1-i_2)];$$
$$I_4=1/12\,[i_{max}+i_{min}-4(i_1+i_2)+6i_0]. \qquad (17)$$

Уч ва беш ординаталар усули билан аниқланган токлар қиймати хатолиги кириш кучланиши амплитудаси ошган сари кўпайиб боради. Шунга қарамасдан бу усул амалда паст частотали сигнал кучайтиргичлари, модулятор ва детекторларда ҳосил бўладиган ночизиқли бузилишларни тақрибан аниқлаш ва баҳолаш имкониятини беради. Юқоридаги қурилмалар ва шунга ўхшаш қурилмаларда бузилиш коэффициент қуйидаги ифода орқали ҳисобланади, бузилиш қиймати гармоникалар коэффициенти орқали аниқланади ва одатда фоизларда баҳоланади

$$K_г = \frac{\sqrt{I_2^2 + I_3^2 + I_4^2 + ... + I_n^2}}{I_1} * 100\%. \qquad (18)$$

БЕССЕЛЬ ФУНКЦИЯСИДАН ФОЙДАЛАНИШ УСУЛИ

Бу усулдан НЭ ВАХсини экспонента ва экспоненталар йиғиндиси билан аппроксимацияланганда фойдаланилади. Мисол учун, ярим ўтказгичли диод киришига

$$u_k(t)=E_c+U_k\cos\omega_0 t; \qquad (19)$$

силжиш кучланиши E_c ва U_k амплитудали гармоник тебраниш кучланиши берилган бўлсин. Аввал кўриб чиққанимиздек диод ВАХни экспонентасимон функция билан аппроксимация қиламиз

$$i = I_T\left(e^{\alpha u} - 1\right). \qquad (20)$$

(20) ифодага (19) ни қўямиз, бунда

$$i = I_т\left(e^{\alpha E_c} \cdot e^{\alpha U_к \cos\omega_0 t} - 1\right) \qquad (21)$$

ифодани оламиз. (21) ифода жуфт функция бўлганлиги учун, ундан ўтаётган ток фақат косинусоидал ташкил этувчилардан иборат бўлади ва уни қуйидаги Фурье қаторига ёйиш мумкин

$$i(\omega t)=I_0+I_1\cos\omega_0 t+I_2\cos 2\omega_0 t+....+I_n\cos n\omega_0 t. \qquad (22)$$

(22) ифодадаги ток спектрал ташкил этувчилари қийматларини аниқлаш учун Бессель функцияси назариясидан фойдаланамиз. Унга асосан

$$e^{\alpha U\cos\omega_0 t} = Б_0\left(\alpha U_k\right) + 2\sum_{k=1}^{\infty} Б_k\left(\alpha U_k\right)\cos k\omega_0 t; \qquad (23)$$

$$e^{\alpha U\sin\omega_0 t} = Б_0\left(\alpha U_k\right) + 2Б_1\left(\alpha U_k\right)\sin\omega_0 t + 2Б_2\left(\alpha U_k\right)\sin 2\omega_0 t + ... + 2Б_k\left(\alpha U_k\right)\sin k\omega_0 t. \qquad (24)$$

$Б_k(\alpha U_k)$ - коэффициентлар қиймати Бессель мавҳум аргументлари функцияси орқали аниқланади.

(23) ни (21) ифодага қўйиб,

$$i = I_T\left[e^{\alpha E_c}\cdot Б_0(\alpha U_k) - 1\right] + 2I_T e^{\alpha E_c}\cdot Б_1(\alpha U_k)\cos\omega_0 t + 2I_T e^{\alpha E_c}\cdot Б_2(\alpha U_k)\cos 2\omega_0 t +$$

$$+2I_T e^{\alpha E_c}\cdot Б_3(\alpha U_k)\cos 3_0\, t + \ldots. \qquad (25)$$

(25) ифодадан ток спектрал ташкил этувчилари қийматларини аниқлаймиз, булар:

$$I_0 = I_1\left[e^{\alpha E_c}\cdot Б_0(\alpha U_k) - 1\right],$$

$$I_1 = 2I_T e^{\alpha E_c}\cdot Б_1(\alpha U_k),$$

$$I_2 = 2I_T e^{\alpha E_c}\cdot Б_2(\alpha U_k), \qquad (26)$$

$$\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots$$

$$I_n = 2I_T e^{\alpha E_c}\cdot Б_n(\alpha U_k).$$

Ток гармоникалари амплитудалари Бессель коэффициентларига пропорционал, лекин гармоника тартиб рақами ошган сари унинг қиймати камайиб боради. Бу усулдан детекторлар, частота кўпайтиргичлар ва частота ўзгарткичларни таҳлил этишда фойдаланилади.

МАЪРУЗА-11

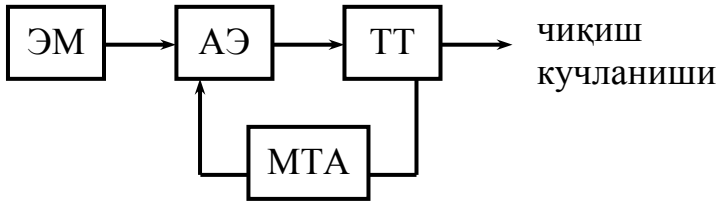
LC АВТОГЕНЕРАТОРЛАР ИШЛАШ ПРИНЦИПИ.

Кучайтириш қурилмалари, частота кўпайтгичлар, модуляторлар, детекторлар ва шу каби бир қатор қурилмалар, фақат уларнинг кириш қутбларига ташқи қурилмалардан сигналлар берилганда ўз чиқишларида

тегишли акс таъсир сигнални пайдо қиладилар. Бундай қурилмалар одатда мажбуран қўзғалувчи қурилмалар деб аталадилар.

Аммо шундай қурилмалар борки, уларнинг чиқишидаги тебранувчан кучланишлар, уларнинг киришига ташқаридан ҳеч қандай таъсир кучланиши берилмаганда ҳам ҳосил бўлади. Бундай тебранишлар автотебранишлар деб ва уларни ҳосил қилувчи қурилмалар автогенераторлар (АГ) ёки генераторлар деб аталадилар.

Тебранишларни генерациялаш ахборот тизимларидаги асосий вазифалардан бири ҳисобланади. Автогенераторлар доимий ток электр манбаи (ЭМ) қувватини сўнмайдиган даврий тебранишлар қувватига айлантириб берадилар. АГ нинг сруктуравий схемаси 1-расмда келтирилган.



1-расм.

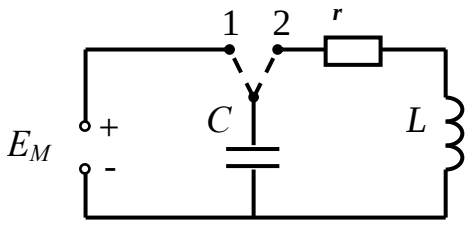
АГ нинг асосий элементлари: ЭМ – электр манбаи, АЭ – актив элемент (транзистор, электрон лампа ва ҳ.к.), ТТ – тебраниш тизими ва МТА – мусбат тескари алоқа.

АГ ўз-ўзидан қўзғалиши учун керакли шартларни батафсилроқ кўриб чиқамиз. Бунинг учун дастлаб оддий LC параллел контурга ташқи таъсир бўлганда унда бўладиган физик жараённи кузатамиз. Ташқи импульс таъсир этганда LC контурда синусоидал шаклда ўзгарувчи электр тебранишлари ҳосил бўлади. Контурдаги бу тебраниш чексиз давом этмайди, аста-секин сўнади, чунки контурдаги йўқотишлар сабабли ундаги энергия узлуксиз камайиб боради, индуктивлик ғалтаги хусусий қаршилигида сарфланади ва натижада нольга тенг бўлади.

Тебраниш контуридаги тебранишлар сўнмаслиги учун LC контурга сарфланаётган (йўқотилаётган) энергияни қопловчи энергия бериб туриш керак. LC контурнинг ўзида бундай ички манба йўқлиги учун, уни ташқи

манба ҳисобига қоплаш керак. Электр манбаи сифатида доимий ток ёки кучланиш манбаидан фойдланилади. Энди LC контурдаги физик жараённи

2-расм ёрдамида кўриб чиқамиз.



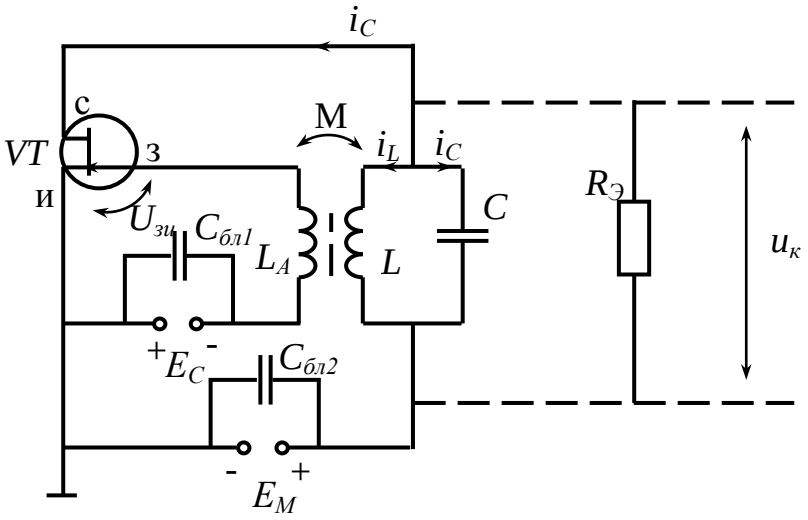
2-расм.

LC контурда бошланғич ҳолатда тебранишлар йўқ деб ҳисоблаб K калитни иккинчи ҳолатга ўтказсак конденсатор C кучланиш $E_м$ гача зарядланади. Сўнгра калитни 1-ҳолатга ўтказсак LC контурда синусоидал шаклидаги эркин тебранишлар пайдо бўлади. LC контурдаги тебранишлар индуктивлик L нинг йўқотиш қаршилиги r ҳисобига сўнмаслиги учун, тебранишлар даврига мос равишда конденсатор C – ни электр манбаи $E_м$ га улаб-узиб турамиз. Натижада конденсатор доимий равишда ўз зарядини тўлдириб туради. Шунинг ҳисобига LC контурдаги тебранишлар сўнмайди.

Калит K ни тебранишлар билан синхрон равишда $E_м$ га улаб-узиб туриш бошқарув занжири – тескари алоқа занжири бўлиши ва у калит K ни узиб-улаш ҳақида кўрсатма бериши керак. Бу ҳолда кўрсатмани тебранишлар частотаси $\omega_г = \frac{1}{\sqrt{LC}}$ ни ўрнатувчи LC контур бўлиши керак. Ушбу оддий схема автогенератор модели сифатида қабул қилиниши мумкин.

3-расмда АЭ сифатида майдон транзисторидан фойдаланилган LC автогенератор схемаси келтирилган. Бунда тебранишлар частотасини LC контур элементлари қийматлари аниқлайди, $E_м$ – доимий кучланш манбаи ва $E_с$ – транзистор затворига бериладиган силжиш кучланиши. Калит K вазифасини майдон транзисторининг затвор-исток қисми бажаради. Затвор-исток орасидаги кучланиш $U_{зи}$ сток токини бошқаради. Сток токининг

ўзгарувчан ташкил этувчиси LC – контур энергиясини тўлдиради. Тескари мусбат боғланиш L билан индуктив боғлиқ бўлган L_A – алоқа ғалтаги ёрдамида амалга оширилади. L_A ни L га боғлиқлиги ўзаро индукцион боғлиқлик коэффициенти M катталиги билан аниқланади. Транзистор на фақат калит K вазифасини бажаради, у “тескари боғланишга” ўзининг кучайтириш хусусияти ҳисобига LC контурга навбатдаги энергия қисмини етказиб беради. E_c ёрдамида транзисторнинг керакли иш режими бошланғич иш нуқтаси ўрнатилади. Аммо ўз-ўзидан генерация ҳисол бўлиши учун қўзғалиш шарти: тебранишлар амплитуда ва частотасини ўзгармас барқарор сақлаб туриш учун турғунлик шартлари бажарилиши керак.



3-расм.

Дастлаб ўз-ўзидан қўзғалиш жараёнини кўриб чиқамиз. Табиийки генераторда тебранишлар йўқдан бор бўлмайди, қандайдир ички ёки ташқи туртки бўлиши керак. Шундай туртки вазифасини заряд ташувчи электрон, ионларнинг иссиқлик ҳаракати натижасида пайдо бўладиган ток ёки кучланиш қийматининг тасодифий ўзгариши – флуктуацияси ҳисобланади. Бу флуктуациялар қуввати жуда оз бўлиб, маълум бир шароитда тартибли тебранишилар манбаи бўлиши мумкин. Бунинг учун 3-расмдаги қурилмада $E_м$ электр манбаи уланиши билан содир бўладиган жараённи кўриб чиқамиз. i_c сток токи пайдо бўлиши билан LC контур конденсатори C зарядланади ва контурда эркин сўнувчи тебранишлар ҳосил бўлади. Индуктивлик L дан ўтаётган i_L ток L_A ғалтагида ўзаро индукция натжасида ўзгарувчан кучланиш $U_{зи}$ ни ҳосил қилади. Транзистор затвори ва истоки орасига қўйилган $U_{зи}$ кучланиш, сток токи i_c ни бирдан ўзгаришига олиб келади. Бу i_c – токи ўзгарувчан ташкил этувчиси LC контурда $U_к$ кучланиш ҳосил қилади. Бу $U_к$

кучланиш затвор-исток оралиғидаги $U_{зи}$ кучланишни K марта кучайтириш натижаси деб қаралиши мумкин. Затвор-исток оралиғига берилган тебранишлар частотаси LC контурдаги тебранишлар частотасига тенг, демак i_c токи ўзгарувчи спектрал ташкил этувчиси частотаси ҳам $\omega_г = \frac{1}{\sqrt{LC}}$ га тенг. Шунинг учун LC контурда токлар резонанси содир бўлади ва контур қаршилиги ошиб $R_{ое}$ га тенг резистив қаршиликка эквивалент бўлади. Ўз-ўзидан қўзғалиш учун тескари мусбат боғланиш кераклигича катта бўлиши керак, акс ҳолда затвордаги кучсиз кучланиш $U_{зи}$ сток токи i_c нинг ўзгарувчи спектрал ташкил этувчисининг қуввати LC – контурдаги йўқотилган энергияни қоплашга етарли бўлмаслиги мумкин.

Автогенераторни бир томондан кучайтириш қурилмасига ўхшаш, чунки LC контурдаги тебраниш кучланишининг бир қисми тескари боғланиш орқали транзистор киришига берилади, у кучайтирилади ва LC контурда кучланиш ҳосил қилади, яна такроран тескари боғланиш орқали транзистор киришига берилади ва ушбу жараён қайта-қайта такрорланади. Тебранишлар амплитудаси аста-секин ошиб боради ва маълум катталикка эга бўлгандан сўнг, затвор-исток оралиғидаги $U_{зи}$ кучланиш кичик қийматларида чизиқли режимда ишлаётган транзистор, аста-секин $U_{зи}$ катта қийматга эришгандан сўнг ночизиқли режимга ўтади, сток токи тўйиниш токига тенг бўлади. Натижада LC контур қанча энергия йўқотса, унга шунча миқдорда энергия сток токи орқали келади, тебранишлар амплитудаси барқарорлашади.

Шундай қилиб генератор ўз-ўзидан қўзғалиши учун ва ундаги тебранишлар сўнмаслиги учун тескари боғланиш мусбат бўлиши ва унинг қиймати контурда йўқотилаётган энергияни тўлиқ қоплаш учун етарли бўлиши керак.

Агар тескари боғланиш манфий бўлса, на фақат ўз-ўзидан генерация содир бўлиши, балки дастлаб бўлган тебранишларни ҳам сўнишига сабаб бўлади.

МАЪРУЗА-12

АВТОГЕНЕРАТОРЛАРДАГИ ЭНЕРГЕТИК БОҒЛАНИШЛАР

LC контурда энергия йўқотилишининг асосий сабаби индуктивлик L нинг хусусий қаршилиги r ҳисобланади. Ушбу қаршилик r да йўқотиладиган қувват

$$P_{\sim} = 0{,}5 I_1 \cdot U_к, \qquad (1)$$

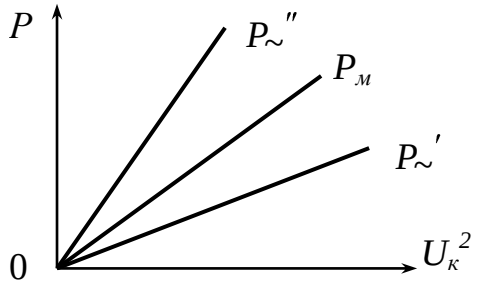
бунда, I_1 – сток токи биринчи гармоникаси амплитудаси, $U_к$ – контурдаги кучланиш бўлиб $I_1 = U_к / R_э$ лигини ва ўз навбатида $R_э = \frac{L}{rC} = \rho Q$ ни эътиборга олсак

$$P_{\sim} = 0{,}5 U_k^2 / R_э \qquad (2)$$

бўлади.

(2) ифодадан кўриб турибдики $P_{\sim}$ қувват контурдаги кучланиш $U_к$ нинг квадратига пропорционал.

Электр манбаидан контурга берилаётган қувват $P_м$ ҳам контурдаги кучланиш $U_к$ нинг квадратига пропорционал. $P_м$ ва $P_{\sim}$ ларнинг ўзаро нисбатлари LC контурдаги жараённинг ҳолатини ва унинг ривожланишини билдиради. 4-расмда $P_м$ ва $P_{\sim}$ қувватларнинг $U_к^2$ га боғлиқлик графиги келтирилган.



4-расм.

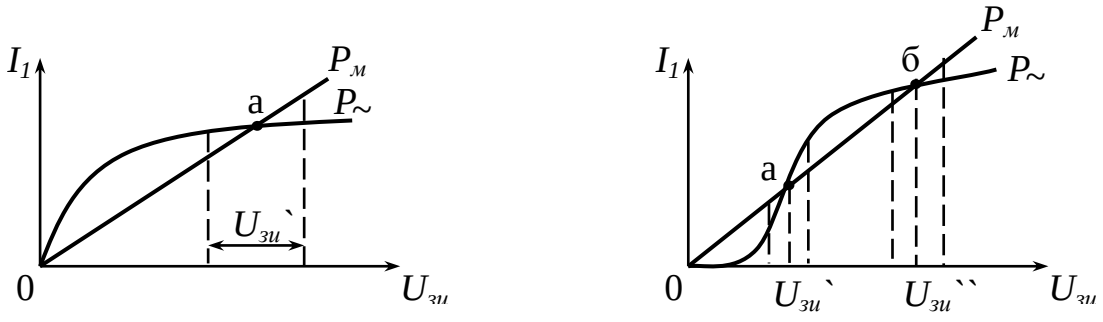
Агар $P_{\sim} > P_м$ бўлса, контурда фақат сўнувчи тебраниш бўлади. $P_м > P_{\sim}$ бўлса контур ортиқча қувват олади ва ундаги тебранишар амплитудаси катталашади. Ток флуктуацияси натижасида ҳосил бўлган ток ва кучланишнинг кичик қийматлари аста-секин ошиб боради, генераторнинг қўзғалиш шарти бажарилади, контурни турғун ҳолатдан тебраниш ҳолатига келтиради. Автогенераторнинг дастлабки ҳолати турғун бўлмайди, у генерация ҳолатига ўтади ва кучайтириш элементининг аста-секин ночизиқли режимга ўтиши дастлаб $P_{\sim}$ қийматининг ўсишини

секинлаштиради, натижада $P=P_м$ га эришилади. Тебранишлар амплитудаси барқарорлашади.

АВТОГЕНЕРАТОРЛАРНИНГ ИШЛАШ РЕЖИМЛАРИ

Автогенераторларнинг ишлаш режимлари уларнинг тебраниш характеристикалари ва ўртача қиялик характеристикалари орқали баҳоланади.

АГ нинг тебраниш характеристикаси деб, актив элемент (транзистор, электрон лампа ва ҳ.к.) дан ўтаётган ток биринчи гармоникаси I_1 нинг унинг киришидаги гармоник шаклдаги кучланиш $U_{зи}$ амплитудасига боғлиқлигига айтилади, яъни $I_1=Ф(U_{зи})$



а) б)

5-расм.

5а-расмдаги ҳолатда $U_{зи}$ қиймати нольга яқин ҳолатдан то (а) – нуқтагача $P_{\sim}>P_м$, демак ўз-ўзидан қўзғалиш генерация содир бўлади ва $P_{\sim}=P_м$ (а) – нуқтада тебранишлар амплитудаси барқарорлашади агар баъзи сабабларга кўра $U_{зи}$ нинг (а) – нуқтасига мос қиймати $\pm\Delta U$ га ўзгарса, унинг қиймати бир-оз вақтдан кейин ўзининг (а) – нуқтасига мос ҳолатига қайтади, чунки (а) – нуқтадан чапда $P_{\sim}>P_м$ жараён ривожланиб (а) – нуқтага интилади. (а) – нуқтадан ўнгда $P_{\sim}<P_м$ бўлиб бу ҳолат узоқ давом этолмайди ва яна аста-секин $P_{\sim}=P_м$ бўлган (а) – нуқтага қайтади. Бу режим юмшоқ режим деб юритилади. Бу режимда О – нуқтаси динамик режимда барқарор эмас, (а) –нуқтаси динамик режимда барқарор, бу ҳолат агар ташқи таъсир генерациянинг сўнишига ташқи сабаб бўлмаса генерация ҳолати барқарор давом этади.

5б-расмда $P_{\sim}$ ва $P_м$ уч нуқтада кесишади. Бошланғич нуқтада (О) $P_{\sim}=P_м$, агар, бирон бир сабаб билан $U_{зи}>U'_{зи}$ бўлса генерация содир бўлади, ва аммо $U_{зи}<U'_{зи}$ бўлса генерация содир бўлмайди. $P_{\sim}<P_м$ бўлган 0 – нуқта атрофида режими турғун, (а) – нуқтасида $P_{\sim}=P_м$, аммо ундан чапда $P_{\sim}<P_м$, ва аксинча (а) – нуқтадан ўнгда $P_{\sim}>P_м$. Агар (а) нуқтасига мос кучланиш қиймати $U'_{зи}$ амплитудаси $\pm\Delta U$ га ўзгарса, қурилма иш режими ўзгаради, бунда (а) нуқтадан чапда $P_{\sim}<P_м$ бўлгани учун бор бўлган тебраниш ҳам аста-секин сўнади, (а) нуқтанинг ўнг томонида $P_{\sim}>P_м$ бўлгани учун у (а) нуқтадаги ҳолатидан (б) нуқтага мос иш ҳолатига ўтади. (а) нуқтаси динамик режимда барқарор эмас. (б) нуқтаси динамик режимда барқарор (бу ҳолат юмшоқ режимдаги (а) нуқтасига ўхшаш ҳолат). 8.5б-расмдаги ҳолатда генерация ҳосил қилиш учун унга ташқаридан амплитудаси $U'_{зи}$ дан катта бўлган туртки кучланиши берилиши керак. Бу тақлидда ўз-ўзидан қўзғалувчи генератор режими қаттиқ режимда қўзғалиш режими деб аталади.

Генераторнинг юмшоқ ёки қаттиқ режимда ўз-ўзидан қўзғалиши – генерация қилиши иш нуқтаси АЭ ВАХсининг қайси қисмида ўрнатилганлигига боғлиқ.

Агар бошланғич ҳолат иш нуқтаси АЭ ВАХсининг энг катта қияликка эга қисмида ўрнатилса ва қўзғалиш шарти бажарилса, бу юмшоқ режимга мос келади. Бошланғич иш нуқтаси АЭ ВАХсининг қиялиги кам бўлган бошланғич қисмига ўрнатилган бўлса қаттиқ режимга мос келади.

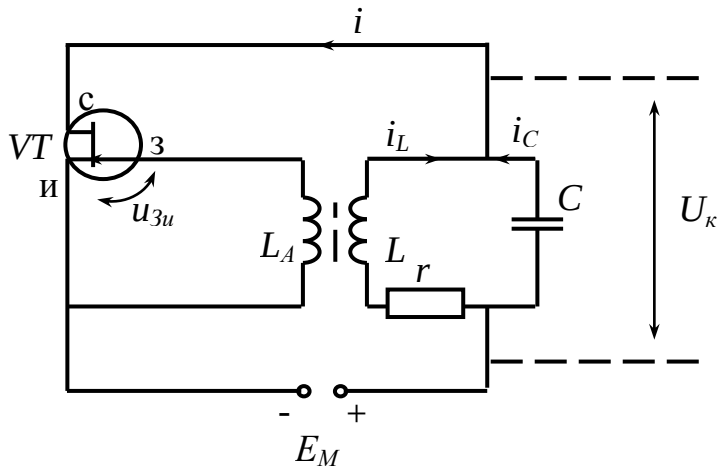
МАЪРУЗА-13

АВТОГЕНЕРАТОР ҚЎЗҒАЛИШ ШАРТИ

Транзистор киришидаги кучланиш унинг ВАХсининг жуда оз қисмига мос келса, ушбу нуқта атрофида унинг характеристикасини чизиқли ва қиялиги S_0 деб ҳисоблаш мумкин, чунки генерация жуда кучсиз ток ва

кучланишлар қийматининг тасодифий ўзгариши натижасида юзага келади. Генерация содир бўлиши жараёнида, уни чизиқли доимий параметрга эга деб қаралади.

Автогенератор тенгламасини тузиш учун Кирхгоф қонунидан фойдаланамиз.



6-расм.

Транзистор сток токи $i_c=i_L+i_c$ бўлиб

$$i_c=S_1U_{зи} \qquad (3)$$

га тенг. Транзистор затвор-истоки орасидаги кучланиш $U_{зи}$ алоқа индуктивлигидаги электр юритувчи кучи (ЭЮК) E_n га тенг

$$U_{зи}=E_n=M\frac{di_L}{dt}. \qquad (4)$$

(4) ни (3) ифодага қўйиб

$$i=MS_0\frac{dt_L}{dt} \qquad (5)$$

ни оламиз. Сиғим орқали ўтувчи токни LC контурдаги кучланиш $U_к$ орқали ифодалаймиз

$$i_C=C\frac{dU_к}{dt}. \qquad (6)$$

$U_к$ кучланиши L индуктивлик ва r даги кучланишлар йиғиндисига тенглигини эътиборга олсак

$$U_к=ri_L+L\frac{di_L}{dt}, \qquad (7)$$

(7) ифодани дифференциаллаб i_c ток учун қуйидаги ифодани оламиз

$$i_C=rC\frac{di_L}{dt}+LCd^2\frac{i_L}{dt^2}. \qquad (8)$$

i_c ва i_L токлар йиғиндиси i ни аниқлаймиз, яъни

$$MS_0 \frac{di_L}{dt} = i_L + rC\frac{di_L}{dt} + LC\frac{d^2 i_L}{dt^2}. \qquad (9)$$

(9) ифоданинг ҳамма ташкил этувчиларини LC га бўлиб, қуйидаги ифодани оламиз

$$\frac{d^2 i_L}{dt^2} + \left(\frac{r}{L} - \frac{MS_0}{LC}\right)\frac{di_L}{dt} + \omega_0^2 i_L = 0, \qquad (10)$$

бунда $\omega_0^2 = \frac{1}{LC}$ – LC контур резонанс частотаси.

(10) тенглама генераторнинг ўз-ўзидан қўзғалиш иш режимини ифодалайди. Бу иккинчи даражали дифференциал тенглама бўлиб, унинг ҳамма коэффициентлари доимий ва токка боғлиқ эмас.

Оддий параллел LC тебраниш контури қуйидаги дифференциал тенглама билан ифодаланади

$$\frac{d^2 i}{dt^2} + 2\alpha\frac{di}{dt} + \omega_0^2 i = 0, \qquad (11)$$

бунда $2\alpha = \frac{r}{L}$ – контур сўниш коэффициенти.

(10) ва (11) тенгламалар тузилиши бир хил. Шунинг учун генераторни сўниш коэффициенти тескари боғланиш қийматига боғлиқ тебраниш контури сифатида қаралиши мумкин. Бу ҳолда (10) ни (11) ўхшаш кўринишга олиб келиш мумкин.

$$\frac{d^2 i_L}{dt^2} + 2\alpha\frac{di_L}{dt} + \omega_0^2 i = 0 \qquad (12)$$

бунда, эквивалент сўниш коэффициенти

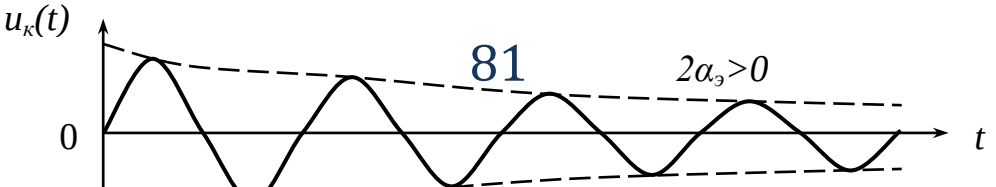
$$2\alpha_э = 2\alpha - \frac{MS_0}{LC}. \qquad (13)$$

(13) дан кўриниб турибдики, агар тескари боғланиш мусбат бўлса сўниш коэффициенти α камаяди, чунки $\frac{MS_0}{LC}$ - мусбат. Сўниш коэффициенти α тебранишнинг сўниш тезлигини, яъни энергиянинг қаршилик *r* да йўқотилиш тезлигини тавсифлайди. Демак мусбат тескари боғланиш (МТБ) орқали тебраниш контурига қўшимча энергия олиб кирилади, бу сўниш коэффициентини камайтириш демакдир.

7а-расмда $\alpha_э$- нинг мусбат қийматларида контурдаги тебранишнинг сўниш жараёни келтирилган. Сўниш тезлиги $\alpha_э$ нинг абсолют қийматига боғлиқ. Тескари боғланишли *M* ни ошириш ҳисобига

$$2\alpha_э = 2\alpha - \frac{MS_0}{LC} = 0 \qquad (14)$$

ҳолатга эришиш мумкин. Бунда контурдаги тебранишлар сўнмас бўлади (7б-расм) ва энергияни йўқотиш тўлиқ қопланган бўлади.



7-расм.

Агар M қийматини, яъни МТБ қийтамини янада оширсак $2\alpha_э$- манфий бўлади ва LC контурдаги тебранишлар амплитудасининг ошишига олиб келади, яъни

$$2\alpha_э = 2\alpha - \frac{MS_0}{LC} < 0. \qquad (15)$$

(15) ўз-ўзидан қўзғалиш шартини аниқлаш имкониятини беради.

(15) ифодага $2\alpha = \frac{r}{L}$ ни қўйиб

$$\frac{r}{L} - \frac{MS_0}{LC} < 0 \qquad (16)$$

ни оламиз. Бу (16) ифодадан М-нинг ўз-ўзидан генерация бўлиши учун керак қийматини аниқлаймиз, яъни

$$M > M_{кр} = \frac{rC}{S_0}. \qquad (17)$$

Қуйида мусбат тескари боғланишнинг бошқача талқинини келтирамиз. (10) тенгламани бошқа кўринишда

$$\frac{d^2 i_L}{dt^2} + \frac{1}{L}\left(Rr - \frac{MS_0}{C}\right)\frac{di_L}{dt} + \omega_0^2 i_L = 0 \qquad (18)$$

(18) ифодада $\frac{MS_0}{C}$ - қаршилик ўлчамига эга, чунки ушбу тенгламадаги r дан фақат ушбу физик бирликдаги катталикни айириш мумкин, яъни

$-\frac{MS_0}{C} = r$ бўлиб, контурга энергия олиб кирувчи мусбат тескари боғланиш, ушбу контурга манфий қаршилик киритилганлигига тенг бўлади. Шунинг учун генераторни LC тебраниш контурига унинг йўқотиш қаршилиги r га қўшимча манфий R_{-} қаршилик киритилган эквивалент схема (8-расм) кўринишида тасвирлаш мумкин. Генератор ўз-ўзидан қўзғалиши учун $r + R_{-} < 0$ ёки

$$|R_{-}| > |r| \qquad (19)$$

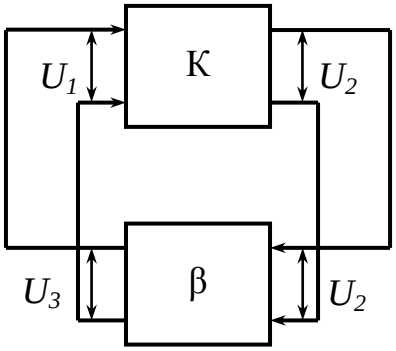
бўлиши шарт.

8-расм.

Демак LC тебраниш контурига манфий қаршилик R_{-} нинг киритилиши, унга ундаги йўқотилаётган энергияни қопловчи энергия киритилди деб ҳисобланиши мумкин.

АВТОГЕНЕРАТОР БАРҚАРОР РЕЖИМИ

Автогенераторни қуйидаги умумий кўринишда тасаввур этиш мумкин. У икки асосий қисмдан: кириш сигналини K марта кучайтирувчи қурилма ва кучайтирилган кучланишнинг бир қисмини тескари боғланиш ҳисобига кучайтиргич киришига қайта киритишни таъминловчи қисм.



9-расм.

Автогенератор барқарор режимда ишлаши учун унинг чиқишидаги кучланиш $\dot{U}_ч$, тескари боғланиш қисмида неча марта камайган бўлса, кучайтириш қурилмаси шунча маротаба $\dot{U}_з$ ни кучайтириши керак. Агар кучайтириш қисми ва тескари боғланиш коэффициентларини мос равишда

$$\dot{K} = K_K e^{j\varphi_K(\omega)} \text{ ва } \dot{\beta} = \beta e^{j\varphi_{TB}(\omega)} \qquad (20)$$

деб олишимиз мумкин. Барқарор режимда

$$\dot{K} \cdot \dot{\beta} = 1 \text{ ёки } K \cdot \beta = 1 \text{ ва } \varphi_K(\omega) + \varphi_\beta(\omega) = 2\pi n \qquad (21)$$

шарти бажарилиши керак.

(21) ифода автогенераторларнинг комплекс тенгламаси деб аталади. Унга биноан АГ ёпиқ тизимидаги умумий комплекс узатиш коэффициенти бирга тенг бўлиши керак ёки алоғида-алоҳида шарт сифатида, яъни:

- АГ ёпиқ тизимидаги узатиш коэффициенти бирга тенг бўлиши;
- АГ ёпиқ тизимидаги фазалар ўзгариши йиғиндиси 0 (ноль) га ёки $2\pi n$ га тенг бўлиши керак.

(21) ифодадаги фазалар баланси шарти бажарилиши учун LC тебраниш контури ёпиқ тизимга олиб кираётган фаза $\varphi_{LC}(\omega) = 0$ бўлиши керак. Ушбу шартдан автогенераторнинг тебраниш частотаси аниқланади, яъни $\omega_p = \omega_г = \frac{1}{\sqrt{LC}}$, чунки фақат контурнинг резонанс частотасида у резистив катталикка эга бўлади.

Хулоса қилиб айтганда LC генератор ўз-ўзидан қўзғалиши учун дастлаб $\dot{K} \cdot \dot{\beta} > 1$ бўлиши ва барқарор режимда $\dot{K}_K \cdot \dot{\beta} = 1$ бўлиши шарт.

МАЪРУЗА-14

RC-ГЕНЕРАТОРИНИНГ ДИФФЕРЕНЦИАЛ ТЕНГЛАМАСИ ,УЙҒОНИШ ШАРТЛАРИ. УЧ НУҚТАЛИ RC- АВТОГЕНЕРАТОР. ГЕНЕРАЦИЯ ЧАСТОТАСИ .ВИН КЎПРИКЛИ АВТОГЕНЕРАТОР.

LC контурли АГ ёрдамида паст частотали сигналларни генерациялаш қийин, чунки *L* ва *C* ларнинг қийматлари ошган сари LC контур асллиги *Q* жуда камайиб кетади ва амплитуда баланси шарти бажарилмайди,

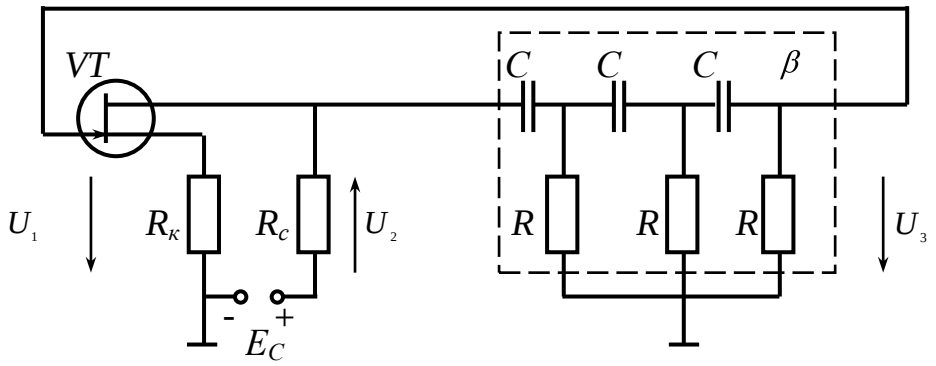
индуктивлик L ўрамлари сони ошади, натижада йўқотиш қаршилиги r да ток катта қуввати сарф бўлади, L ва C ларнинг геометрик ўлчамлари ҳам катталашади.

RC –генераторларда генерацияланадиган тебранишлар даври, ушбу элементлар вақт даврийлиги $\tau = RC$ билан ўлчамдош. R ва C ларнинг қийматлари катта бўлгани билан геометрик ўлчамлари кичик қилиб танлаш мумкин, натижада генерация частотаси Герцнинг мингдан биридан бир неча юз кГц бўлиши мумкин.

Худди LC автогенераторлардагидек, RC генераторларда ҳам амплитуда ва фаза баланси шарти бажарилиши керак. АЭ – биполяр транзистордан умумий эмиттер ёки майдон транзисторидан умумий исток схемаси бўйича фойдаланилса, уларнинг чиқишидаги кучланиш киришдагига нисбатан 180^0 га ўзгаради. Фазалар баланси шарти бажарилиши учун уни яна $\pm 180^0$ га суриш керак. Фазаларни 180^0 га суришни RC занжирчалар орқали амалга ошириш мумкин.

ФАЗА СУРУВЧИ RC ЗАНЖИРЛИ ГЕНЕРАТОР

Бундай генератор схемаси 12-расмда келтирилган бўлиб, майдон транзистори VT, унинг юкламаси $R_ю$ ва тескари боғланиш занжири β дан иборат. Фаза баланси бажариши учун тескари боғланиш занжири ўз киришидаги кучланишни 180^0 га суриши керак, натижада умумий фаза суриши 2π га тенг бўлади.



12-расм.

Битта юқори частота RC – занжири (13а-расм) киришидаги U_1, кучланишни φ градусга суради. 13б-расмда 12-расмдагига мос белгилашда вектор диаграмма келтирилган. Бунда асос қилиб ток $\dot{I}_m$ олинган, у билан резистор R даги кучланиш $\dot{U}_2$ мос келади; конденсатор C даги кучланиш $\dot{U}_C$ ток I_m дан 90^0 га кечикади. Кириш кучланиши $\dot{U}_1$ чиқиш кучланиши $\dot{U}_2$ ва конденсатордаги кучланиш вектор йиғиндиси шаклида аниқланади, натижада U_2 фазаси U_1 га нисбатан 90^0 га сурилган бўлади.

RC – занжир фаза-частота характеристикасини 8.13б-расмдаги вектор диаграмма орқали аниқлаймиз

$$tg\varphi = \frac{\dot{U}_1}{\dot{U}_2} = \frac{1}{\omega RC} \qquad (24)$$

13в-расмдаги RC – занжир фаза – частота характеристикасидан кўриниб турибдики, кириш ва чиқиш орасидаги кучланиш фазаси частотага боғлиқ. Частота нольга тенг бўлганда фаза силжиши 90^0 бўлади. Ушбу занжирнинг узатиш коэффициенти

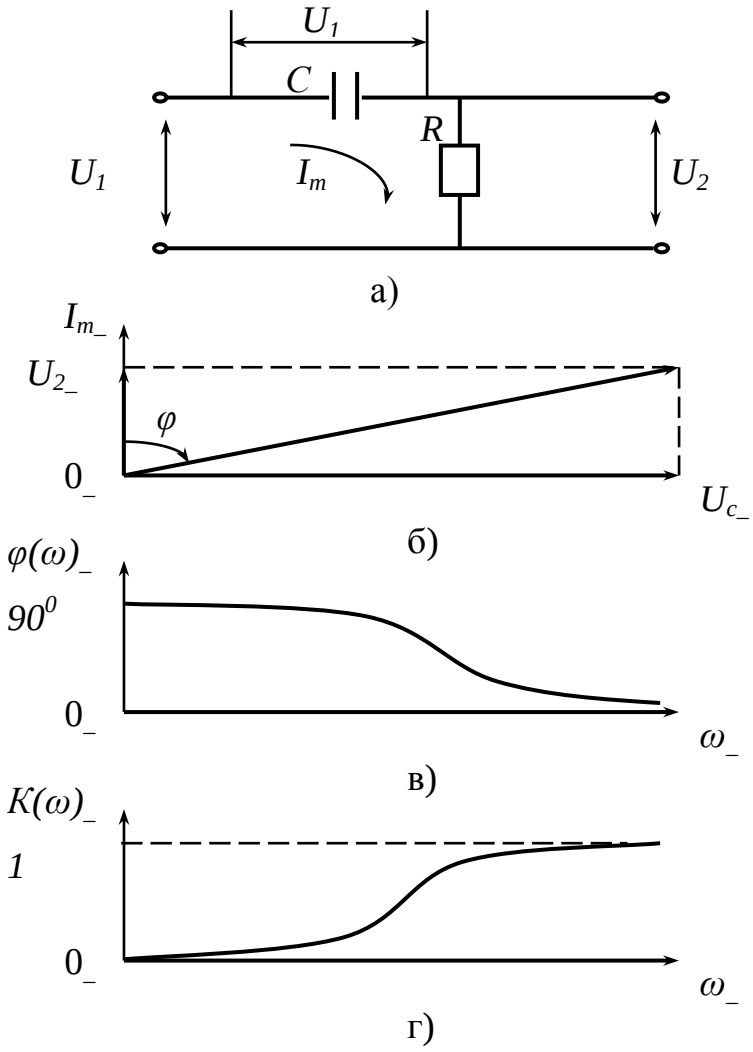
$$\dot{K}_{ук} = \frac{\dot{U}_2}{\dot{U}_1} = \frac{R}{\frac{1}{\omega C} + R} = \frac{1}{1 + \frac{1}{\omega RC}} \qquad (25)$$

RC – занжирнинг узатиш коэффициенти ($K_{ук}$) $\omega = 0$ да нольга тенг ва $\omega \to \infty$ да $K_{ук}=1$.

Ҳар бир RC – занжир қандайдир частота ω да кириш кучланиши фазасини 60^0 га силжитса, улардан учтаси 180^0 га суради.

Ушбу учта RC – занжирли генератор $\omega_г = \frac{1}{\sqrt{6}RC}$ частотада тебранади. Транзисторнинг кучайтириш коэффициенти $K_{кк}=29$ бўлганда амплитуда баланси шарти бажарилади.

Агар паст частота RC – занжиридан (13а-расм) учта олсак, генерация частотаси $\omega_г = \frac{\sqrt{6}}{RC}$ ва $K_{кк}=18$ бўлади.



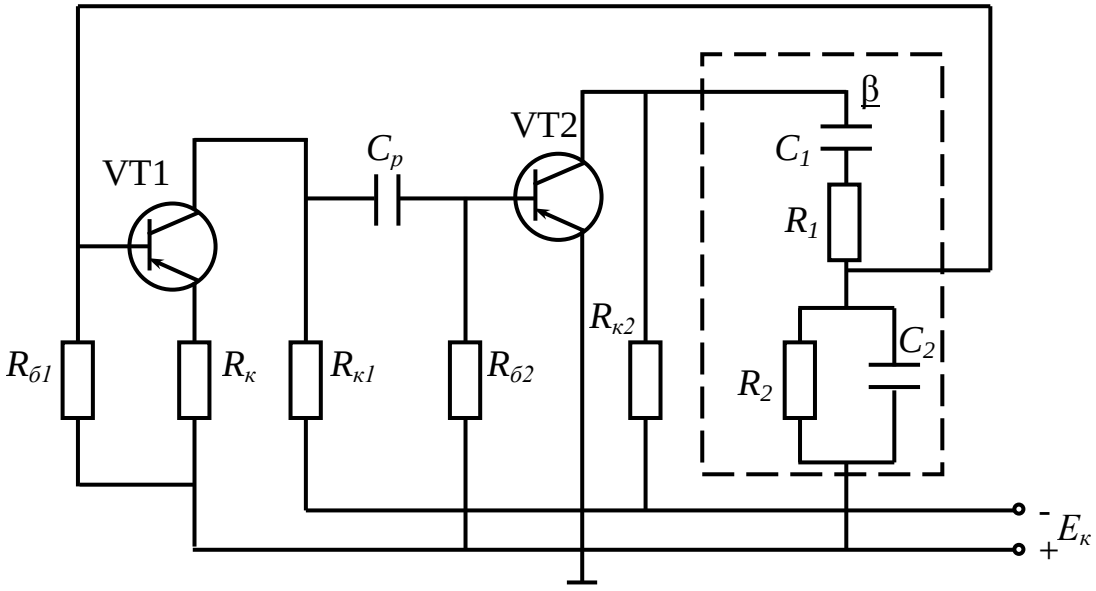
8.13-расм.

Ушбу турдаги генераторларда маълум бир кенг частоталар диапазонини қоплаш керак бўлса, у бир неча алоҳида диапазон қисмларига бўлинади.

Бунда ҳар бир диапазон ичида генерация частотасини ўзгартириш бир вақтда ҳар уч конденсатор C ларнинг сиғимини ўзгарувчан конденсатор ёрдамида бажарилади. Бир частоталар диапазонидан бошқасига ўтиш резисторлар қаршилигини алмаштириш ҳисобига амалга оширилади.

ФАЗАБАЛАНСЛОВЧИ ВИНН КЎПРИКЛИ RC ГЕНЕРАТОР

Фазабалансловчи Винн кўприкли RC генераторнинг схемаси 14 – расмда келтирилган.



14-расм.

Генератор иккита умумий эмиттерлик каскадли кучайтиргичдан ва тескари боғланиш занжири β дан иборат. Маълумки ҳар бир каскад кириш сигнали фазасини 180^0 га буради, натижада икки каскад 360^0 фаза сурилишини, яъни фаза баланс шартини бажарилишини таъминлайди. Кучайтириш каскадлари юкламалари $R_{к1}$ ва $R_{к2}$ лардаги кучланишлар шакли трапециясимон бўлади, чунки бир вақтнинг ўзида кенг спектрли частоталар учун фаза баланси шарти бажарилади. Бунга сабаб юкламалар $R_{к1}$ ва $R_{к2}$ танловчанлик хусусиятига эга эмаслар. Дастлаб генерация чизиқли режимда бошланиб сўнгра транзисторлар ночизиқли режимда ишлайдилар. Фаза

баланси шартини фақат битта частотада бажарилишини таъминлаш, бошқа частоталарда ушбу шартни бажарилишини бузиш учун параллел ва кетма – кет уланган RC занжир VT_2 транзистор коллектори ва умумий уланиш симига уланади ҳамда унинг параллел уланган RC занжири ва умумий сим орасидаги кучланиш қисми VT_1 базаси ва умумий уланиш сими орасига берилади. Одатда $R_1=R_2$ ва $C_1=C_2$ қийматлар танланади. Кетма-кет RC занжир ва параллел RC – занжирлар киритадиган фаза сурилиши фақат битта частотада нольга тенг бўлади, бошқа частоталардаги ток ташкил этувчилари учун ушбу занжирлар турлича катталикларда фазани сурадилар. Фаза сурилиши нольга тенг бўлган частотада генерация содир бўлади. 15а-расмда RC занжирлар алоҳида келтирилган, 15б-расмда RC занжирларнинг амплитуда-частота ва фаза-частота характеристикалари келтирилган. 15а-расмда U_1-VT_2 транзистор чиқишидаги кучланиш ва U_2-VT_1 киришидаги кучланиш 15а-расмдаги занжир киришига частотаси $\omega_0 \to 0$ кучланиш берилса, конденсаторнинг қаршилиги резисторнинг қаршилигидан жуда катта бўлади, яъни

$$\frac{1}{\omega C_1} \gg R_1 \text{ ва } \frac{1}{\omega C_2} \gg R_2, \qquad (26)$$

бунда RC занжир юқори частоталар фильтри сифатида қаралиши мумкин. Агар RC занжир кириш кучланишининг частотаси $\omega \to \infty$ бўлса, (26) нинг тескариси юз беради, яъни

$$\frac{1}{\omega C_1} \ll R_1 \text{ ва } \frac{1}{\omega C_2} \ll R_2 \qquad (27)$$

бўлади. Маълум бир частотада ушбу қаршиликлар тенг бўлади

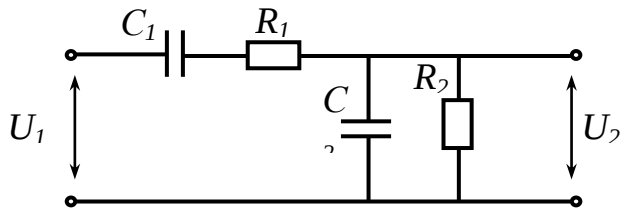
$$\frac{1}{\omega_0 RC} = \omega_0 RC . \qquad (28)$$

(28) ифодадан генерация частотасини аниқланади

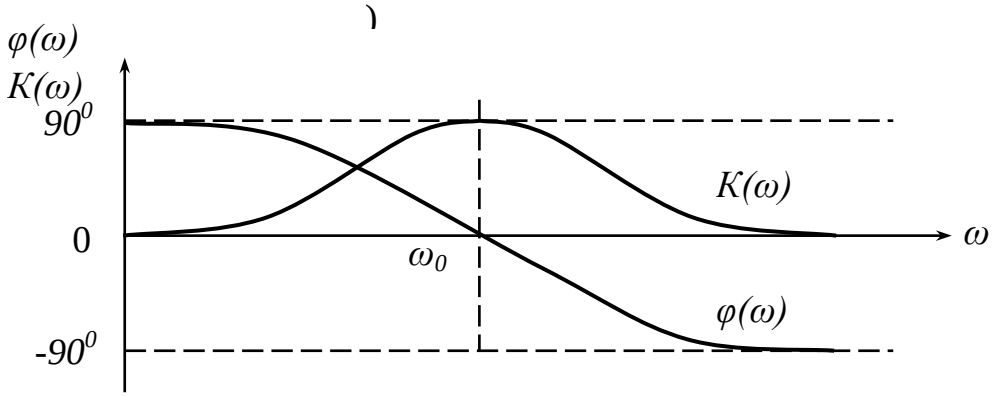
$$\omega_г = \omega_0 = \frac{1}{RC} . \qquad (29)$$

Ушбу икки каскадли кучайтиргичда амплитуда баланси шарти жуда осон бажарилади, чунки икки каскаддан $K_{кк}=3$ талаб қилинади. Тескари боғланиш занжири узатиш коэффициенти β одатда бирга яқин бўлади.

Винн кўприкли RC генератор амалиётда кенг қўлланади. Бу генераторда ҳам генерация қилиниши керак бўлган умумий частоталар диапазони бир неча диапазонларга бўлинади. Ҳар бир диапазончалар ичида генерация частотаси ҳар икки конденсатор сиғимини бир хил катталикда ўзгартириш ҳисобига эришилади. Кенг частоталар диапазонини қамраш ҳар икки резисторни қаршилиги бошқа резисторлар билан алмаштириш ҳисобига амалга оширилади.



а)



б)

15-расм.

МАЪРУЗА-15

МОДУЛЯЦИЯ ҲАҚИДА ТУШУНЧА.

Радиотехника ривожининг дастлабки йилларида модуляция паст частотали товуш ёки телеграф сигналларини узоқ масофага юқори частотали радиосигналлар орқали етказишда фойдаланилган бўлса, ҳозирда қуйидаги қўшимча талаблар қўйилган:

1. узатиладиган нисбатан паст частотали хабарларни ажратилган маълум радиочастоталар диапазонига жойлаштириш;
2. ажратилган радиочастоталар диапазонидан энг мақбул даражада фойдаланиш, электромагнит муҳитни таъминлаш;
3. модуляциянинг маълум турларидан фойдаланиб, хабарни истеъмолчига юқори ҳалақитбардошлик билан етказиш.

Юқори частотали ташувчини асосий параметрларидан бирини нисбатан паст частотали модуляцияловчи сигнал ўзгаришига мос равишда ўзгариши модуляция деб аталади. Ташувчининг модуляцияловчи сигналга мос равишда ўзгарувчи параметри унинг информацион параметри ҳисобланади.

Кўп ҳолларда ташувчи сигнал сифатида: юқори частотали гармоник шаклдаги сигналлар; тўғри бурчакли импульслар кетма-кетлиги ва шовқинсимон сигналлардан фойдаланилади.

АМПЛИТУДАСИ МОДУЛЯЦИЯЛАНГАН СИГНАЛЛАР

Ташувчи сифатида юқори частотали гармоник тебранувчи сигнални оламиз (1а-расм)

$$u_m(t)=U_\omega cos\omega_0 t. \qquad (1)$$

Модуляцияловчи сигналнинг частотаси Ω га тенг гармоник тебранувчи сигнал деб ҳисоблаймиз (1б-расм)

$$u_м(t)=U_\Omega cos\Omega t. \qquad (2)$$

Одатда $\omega_0 » \Omega$ этиб танланади.

(1) ташувчининг амплитудаси U_ω модуляцияловчи U_Ω сигнал амплитудасига мос равишда ўзгаради

$$u_{AM}(t)=[U_\omega+kU_\Omega cos\Omega t]\cdot cos\omega_0 t, \qquad (3)$$

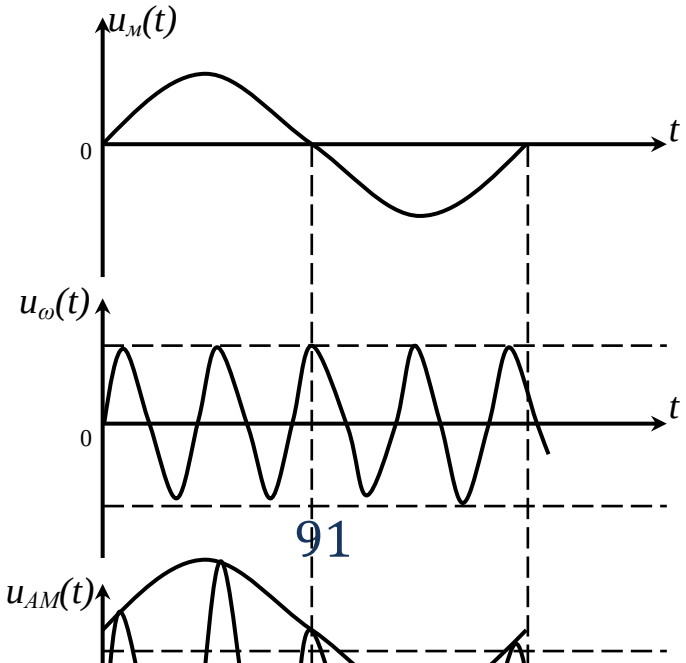
бунда, k – пропорционаллик коэффициенти бўлиб, модуляцияловчи сигнал амплитудаси ўзгаришини ташувчи U_ω амплитудаси ўзгариши ΔU_ω билан боғлайди, $\Delta U_\omega = kU_m$.

(3) ифодани қуйидаги шаклга келтирамиз (1б-расм)

$$u_{AM}(t) = U_\omega\left[1+\frac{\Delta U_\omega}{U_\omega} cos\Omega o\right] cos\omega_0 t\,, \qquad (4)$$

бунда, $\frac{\Delta U_\omega}{U_\omega} = m$ деб белгиласак, (6.4) ифодани қуйидагича ўзгартирамиз

$$u_{AM}(t)=U_\omega[1+mcos\Omega t]\cdot cos\omega_0 t. \qquad (5)$$



1-расм.

(5) бир тон Ω билан модуляцияланган амплитудаси модуляцияланган сигналнинг аналитик ифодаси ҳисобланади.

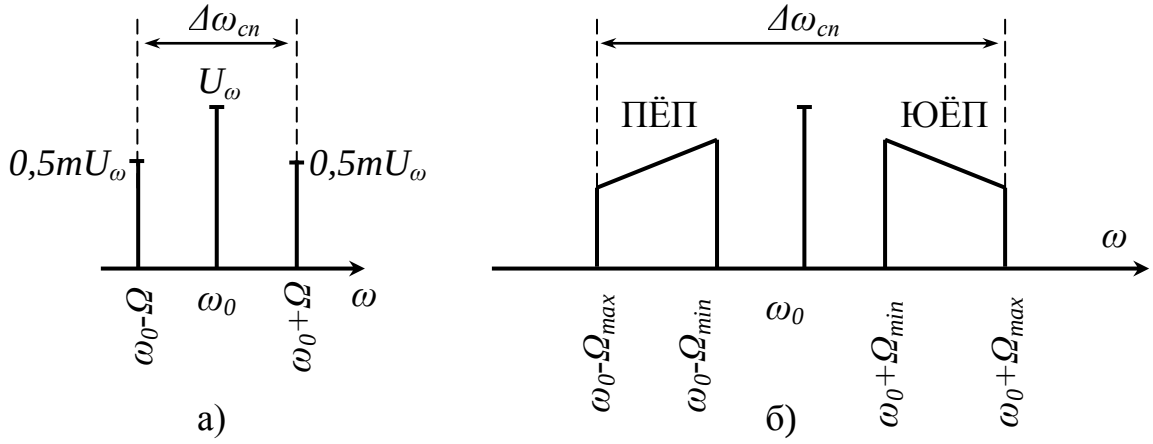
(5) ифодада m – модуляция коэффициенти, одатда у модуляция чуқурлиги деб ҳам аталади. Унинг қиймати модуляцияловчи сигнал шакли қабул қилиш қурилмаси чиқишида бузилмасдан акс эттирилиши учун 0÷1 оралиғида ўзгариши керак, яъни m=0÷1. техник фойдаланишда у фоизларда баҳоланади, яъни m=0÷1·100%. Агар m>1 бўлса, бундай модуляция ортиқча модуляцияга олиб келади ва бундай сигнал ёрдамида юборилган хабарни қабул қилиш қурилмаси қайта тўғри тиклай олмайди.

(5) ифодадаги АМ сигнал спектрал ташкил этувчиларини аниқлаш учун қавсни очамиз ва $cos\alpha \cdot cos\beta$ трогонометрик ифодани ёйишдан фойдаланамиз, натижада қуйидаги ифодани оламиз

$$u_{AM}(t)=U_\omega cos\omega_0 t + 0{,}5mU_\omega cos(\omega_0+\Omega)t + 0{,}5mU_\omega cos(\omega_0-\Omega)t. \quad (6)$$

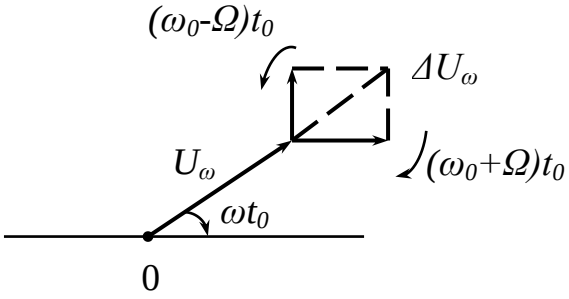
Бир тон Ω билан модуляцияланган АМ сигнал учта ташкил этувчидан иборат: ташувчи частота ω_0; $(\omega_0+\Omega)$ юқори ён полоса (ЮЁП) ва $(\omega_0-\Omega)$ паст ён полоса (ПЁП) спектр ташкил этувчилардан иборат бўлади (2б-расм). Бир тон Ω билан модуляцияланган АМ сигнал спектри кенглиги $\Delta\omega_{ск}=2\Omega_{max}$

(2а-расм).



2-расм.

АМ сигнал вектор диаграммаси 6.3-расмда келтирилган.



6.3-расм.

Ташувчи спектри $\Omega_{min} \div \Omega_{max}$ оралиғида жойлашган модуляцияловчи сигнал билан модуляцияланган ҳолатни кўриб чиқамиз. Бунда

$$u_m(t) = \sum_{k=1}^{n} U_{k\Omega} \cos \Omega_k t \qquad (7)$$

бўлади ва натижавий модуляция коэффициенти

$$M = \sum_{k=1}^{n} m_k \,, \qquad (8)$$

бунда, m_k – модуляцияловчи сигнал k–нчи спектр ташкил этувчиси таъсирида модуляция коэффициентининг ўзгариши. Аввал эслатиб ўтганимиздек натижавий модуляция чуқурлиги $M \leq 1$ бўлиши керак. (6.7) модуляцияланган АМ сигнални қуйидагича ифодалаш мумкин

$$u_m(t) = U_m \left[1 + M \sum_{k=1}^{n} \cos \Omega_k t \right] \cdot \cos \omega_0 t \,. \qquad (9)$$

Мураккаб сигнал билан модуляцияланган АМ сигнал спектри 6.2б-расмда келтирилган. У ташувчидан ва юқори ён полоса (ЮЁП) ва паст ён полоса (ПЁП) спектр ташкил этувчиларидан иборат бўлиб, спектри кенглиги $\Delta\omega_{ск} = 2\Omega_{max}$ га тенг. Бунда Ω_{max} энг юқори модуляцияловчи частота.

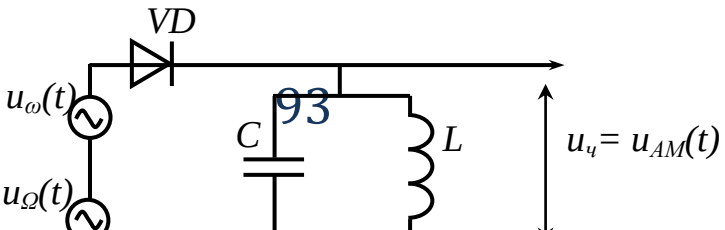
МАЪРУЗА-16

АМПЛИТУДАСИ МОДУЛЯЦИЯ ҚИЛИНГАН СИГНАЛЛАРНИ ШАКЛЛАНТИРИШ. АМ СИГНАЛЛАРНИНГ ТУРЛАРИ.

АМ сигналлар одатда ярим ўтказгич диод, транзистор ёки электрон лампалардан НЭ сифатида фойдаланиш орқали олинади.

Бир тактли диодли АМ модулятор

Бир тактли диодли АМ модулятор схемаси 4-расмда келитирилган.



4-расм.

Диод ВАХсини иккинчи даражали полином билан аппроксимация қиламиз, яъни

$$i=a_0+a_1u+a_2u^2, \qquad (10)$$

унга ташувчи $u_\omega(t)=U_\omega cos\omega_0 t$ ва модуляцияловчи $U_\Omega(t)=U_\Omega cos\Omega t$ сигналлар йиғиндиси $u=u_\omega+u_\Omega$ таъсир этади. Диоддан ўтаётган токни аниқлаймиз

$$i=a_0+a_1U_\omega cos\omega_0 t+a_1U_\Omega cos\Omega t+0,5a_2U^2{}_\omega+0,5a_2U^2{}_\Omega+2a_2U_\omega U_\Omega cos\Omega t cos\omega_0 t. \quad (6.11)$$

Бу умумий ток спектридан ω_0, $\omega_0+\Omega$ ва $\omega_0-\Omega$ частотали тебранишларни параллел контур ёрдамида ажратиб оламиз. Параллел контур ўтказиш полосаси АМ сигнал спектрига мос бўлиши керак. Параллел контур юклама вазифасини бажаради, унинг эквивалент қаршилигини R_{oe} ўтказиш полосасида доимий деб ҳисоблаб, ундаги кучланиш $u_ч(t)$ ни аниқлаймиз. Контурдаги кучланиш $u_ч(t)=u_{AM}(t)$ бўлиб, амплитудаси модуляцияланган бўлади

$$u_к(t)=u_{AM}(t)=R_{oe}(a_1U_\omega cos\omega_0 t+2a_2U_\omega U_\Omega cos\Omega t cos\omega_0 t). \qquad (12)$$

(6.12) да $a_1U_\omega cos\omega_0 t$ ни қавс ташқарисига чиқарамиз

$$u_{AM}(t)=a_1U_\omega R_{oe}(1+2a_2/a_1U_\Omega cos\Omega t)cos\omega_0 t. \qquad (13)$$

(13) ифодада $$2a_2/a_1U_\Omega=m, \qquad (6.14)$$

деб белгилаб, қуйидагини ҳосил қиламиз

$$u_{AM}(t)=a_1U_\omega R_{oe}(1+mcos\Omega t)cos\omega_0 t. \qquad (15)$$

(14) ифода (15) ифодадан a_1R_{oe} доимий ўзгармас катталикка фарқ қилади. (14) ифодадан кўриниб турибдики модуляция коэффициенти m модуляцияловчи сигнал амплитудаси U_Ω га тўғри пропорционал, яъни модуляция жараёни бузилишларсиз ўтади. $U_\Omega=const$ учун m нинг қиймати a_2

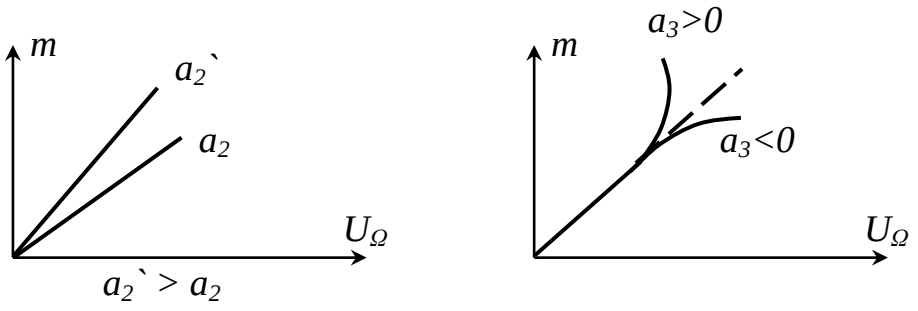
коэффициентга боғлиқ, у қанча катта бўлса, яъни ночизиқли коэффициенти a_2 қанча катта бўлса m шунча катта бўлади. Бу боғланишлар графиги

5-расмда келтирилган.

Агар $u=u_1+u_2$ йиғиндиси НЭ ВАХсининг иккинчи даражали полином билан аппроксимацияланган қисмидан ташқарига чиқса, у ҳолда ВАХни учинчи даражали полином билан аппроксимацияланади, натижада яна қўшимча спектрал ташкил этувчилар пайдо бўлади. Улардан $(\omega_0 \pm 2\Omega)$ частотали спектр ташкил этувчилар параллел контур-юклама ўтказиш полосасига тушиши мумкин агар $\Omega_м \leq 1/2\Omega_{мmax}$ бўлса, бузилиш пайдо бўлади, ташувчи бир вақтда $\Omega_м$ ва $2\Omega_м$ билан модуляцияланган бўлади. Модуляция коэффициенти бу ҳолда қуйидагича аниқланади

$$m = 2\frac{a_2}{a_1}U_\Omega + 0{,}75\frac{a_3}{a_1}U_\Omega . \qquad (16)$$

(15) ифода графиклари 6.5б-расмда келтирилган.



а) б)

5-расм.

ТРАНЗИСТОРЛИ АМПЛИТУДА МОДУЛЯТОРИ

АМ сигналларни олишда транзисторли модуляторлар модуляцияловчи сигнал актив элементларнинг қайси қутблари орасига берилганига қараб фарқланадилар.

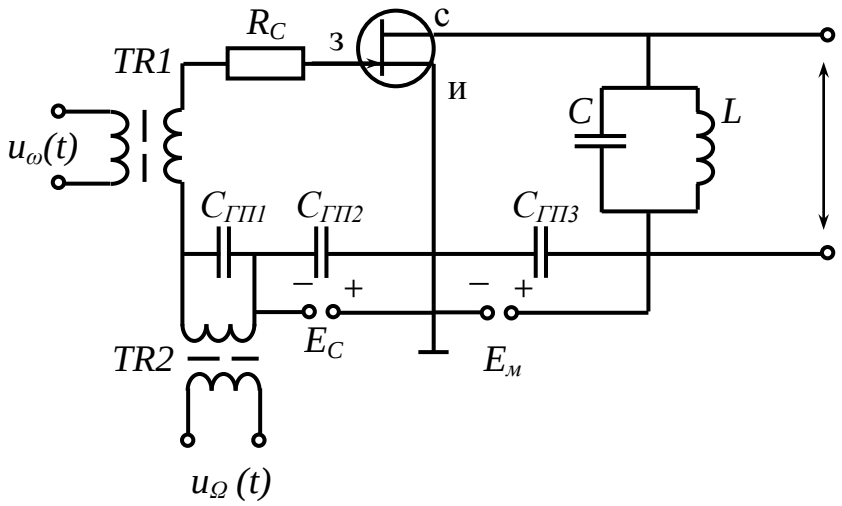
1. Ташувчи сигнал U_ω ва модуляцияловчи сигнал – U_Ω биполяр транзисторнинг база-эмиттер оралиғига берилган бўлса, база модуляцияси деб аталади.

2. Ташувчи сигнал U_ω база-эмиттер оралиғига ва модуляцияловчи сигнал U_Ω коллектор-эмиттер оралиғига берилган бўлса коллектор модулятори деб аталади.

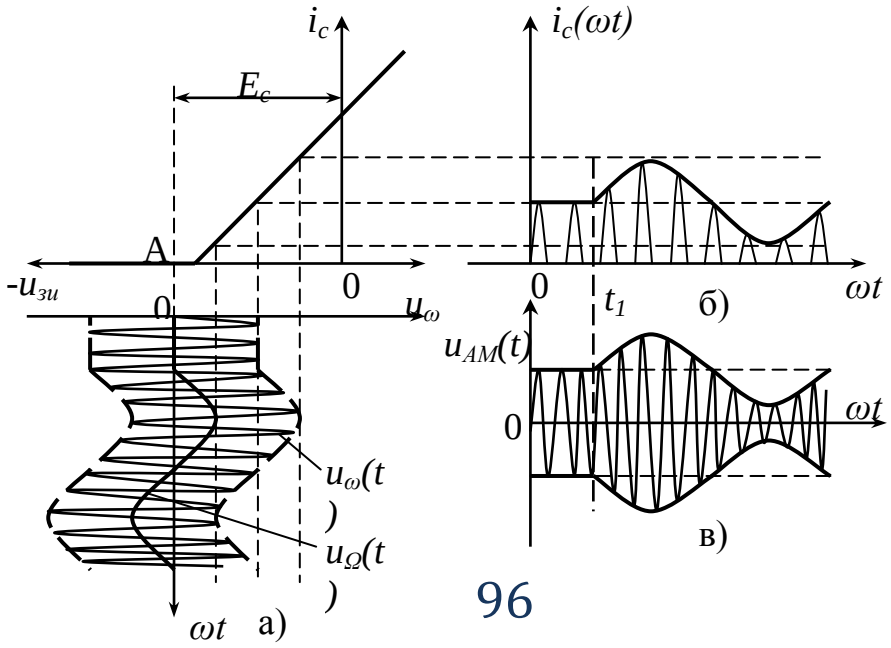
3. Ташувчи сигнал U_ω база-эмиттер оралиғига, модуляцияловчи сигнал бир вақтнинг ўзида база-эмиттер ва коллектор-эмиттер оралиғига берилса бундай модулятор мураккаб модуляция тури ҳисобланади.

Майдон транзисторлари ва электрон лампалардаги модуляторлар ҳам юқоридагиларга ўхшаш номланадилар. Масалан: затвор орқали модуляция, сток орқали модуляция, бошқариш тури орқали модуляция ва анод орқали модуляция.

Мисол тариқасида майдон транзисторидан фойдаланиб АМ сигнал олиш жараёни билан танишамиз. Майдон транзисторли модуляторнинг нисбатан соддалаштирилган электр схемаси 6-расмда келтирилган.



6-расм.



7-расм.

Транзистор характеристикасини синиқ чизиқ билан аппроксимациялаймиз. Иш нуқта E_c – сижиш кучланиши орқали A нуқтада ўрнатилган. t_1 вақтдан бошлаб $U_\Omega(t)$ кучланиш E_c билан бирга

$$E_C^1(t) = E_C + U_\Omega \cos \Omega t, \qquad (17)$$

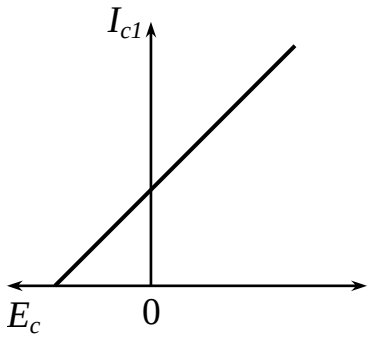
секин ўзгарувчи сифатида затвор-исток оралиғига берилиб, ташувчи $U_\omega(t)$ ни силжиб турувчи иш нуқтаси A нинг ВАХ бўйича турли жойларига берилишини таъминлайди. Шунинг учун бундай тур модуляция – силжиш модуляцияси деб аталади. $U_\omega(t)$ ВАХнинг турли нуқталарига берилиши натижасида сток токи импульсларининг баландлиги I_{max} ўзгаради. Бу ток бир қатор спектрал ташкил этувчиларга эга бўлади, шу жумладан ω_0, $\omega_0+\Omega_m$ ва $\omega_0-\Omega_m$ частотали ташкил этувчиларга. Токнинг бу ташкил этувчилари юклама – параллел контурда кучланиш ҳосил қилади, бу кучланиш амплитудаси ўзгариши модуляцияловчи $u_\Omega(t)$ кучланиш ўзгаришига мос келади (7в-расм).

Модуляторларнинг иш режими ва модуляциялаш сифати унинг статик модуляцион характеристикаси орқали баҳоланади. Кўрилган силжиш орқали модуляция модуляторининг статик модуляциялаш характеристикаси деб, сток токи биринчи гармоникаси I_{c1} нинг силжиш кучланиши E_c га боғлиқ равишда ўзгаришига айтилади. Бу характеристикани ўлчашда ва ҳисоблаб чиқишда $U_\Omega=const$, $E_м=const$ бўлиши керак. 6.8-расмда силжиш модулятори модуляцион характеристикаси келтирилган.

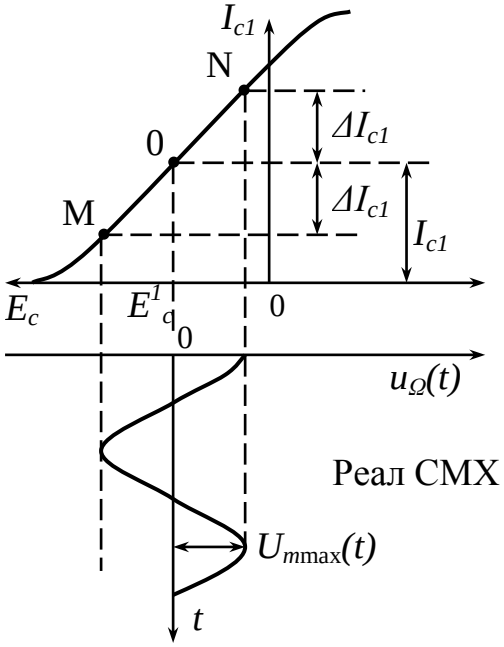
Бу характеристикадан қуйидагиларни аниқлаш мумкин:

1. Модуляцион характеристиканинг чизиқли қисми MN ни, бу ораликда I_{c1} силжиш кучланиши E_c га чизиқли боғланишда бўлади;
2. Статик модуляцион характеристика (СМХ) нинг MN қисми ўртасидан абцисса ўқига перпендикуляр тушириб, иш нуқтаси СМХ нинг ўртасида бўлишини таъминловчи силжиш кучланиши E_c қийматини аниқлаймиз;
3. M ва N нуқталаридан перпендикуляр чизиқ туширамиз, улар абцисса ўқи билан кесишган нуқта ва E^1_c катталик орасидаги кучланиш фарқини аниқлаймиз. У модуляторга бериш мумкин бўлган модуляцияловчи сигнал амплитудаси $U_{\Omega max}$ га тенг бўлади;

4. СМХ нинг *MN* қисмидан фойдаланилганда эришишлиги мумкин бўлган модуляция максимал коэффициенти m_{max} аниқланади, $m_{max}=\frac{\Delta I_{c1}}{I_{c1}}$;
5. СМХ дан 3 ва 5 ординаталар усулидан фойдаланиб, модуляцияда йўл қўйилган ночизиқли бузилиш коэффициентини ҳисоблаш мумкин.



Идеал СМХ



Реал СМХ

8-расм.

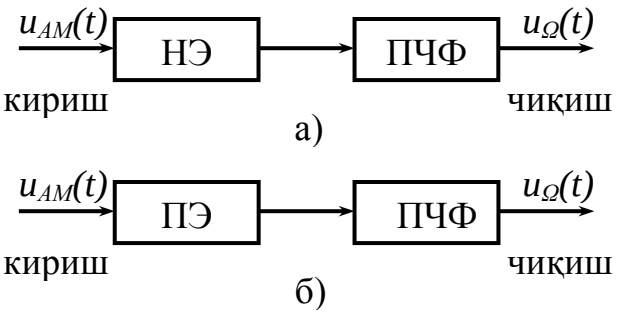
Ташувчили, икки ён полосали АМ сигнал бир қатор камчиликларга эга бўлгани учун одатда унинг қуйидаги турларидан ҳам фойдаланилади:

- икки полосали ташувчисиз АМ сигнал;
- бир ён полосали ташувчиси бор АМ сигнал;
- бир ёки икки ён полосали ташувчиси сатҳи камайтирилган АМ сигнал;
- бир ёки икки полосали ташувчиси ўрнига нисбатан паст сатҳли пилот сигнал қўшилган АМ сигнал.

МАЪРУЗА-17

АМ СИГНАЛЛАРНИ ЧИЗИҚЛИ ВА КВАДРАТИК ДЕТЕКТОРЛАШ , СИНХРОН ДЕТЕКТОРЛАШ.

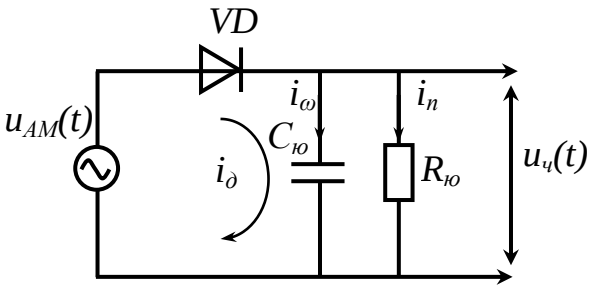
Детекторлаш юқори частотали модуляцияланган сигналдан паст частотали модуляция параметрини ўзгаришини ажратиб олиш билан боғлиқ бўлгани, яъни янги спектрал ташкил этувчи ҳосил этиш жараёни бўлгани учун детектор қурилмасида албатта ночизиқли ёки параметрик элемент бўлиши шарт. Амплитуда детектори структуравий схемаси 2-расмда келтирилган.



2-расм.

НЭ ёки ПЭ юқори частотали кириш сигнали спектрини ўзгартириб, қўшимча паст частоталар спектрини ҳам ҳосил қилади. Бу ўзгартириш натижасида паст частотали ток спектрал ташкил этувчилари билан бирга, юқори частотали кераксиз ташкил этувчилар ҳам пайдо бўлади. Фойдали паст частотали ток спектрал ташкил этувчилари паст частоталар фильтри орқали ажратиб олинади.

Одатда НЭ сифатида ярим ўтказгич диодлардан ёки транзисторлардан фойдаланилади. 3-расмда диодли амплитуда детектори (АД) схемаси келтирилган бўлиб, бу схемада $R_ю$ ва $C_ю$ элементлари биргаликда юклама, паст частоталар фильтри вазифасини бажаради.



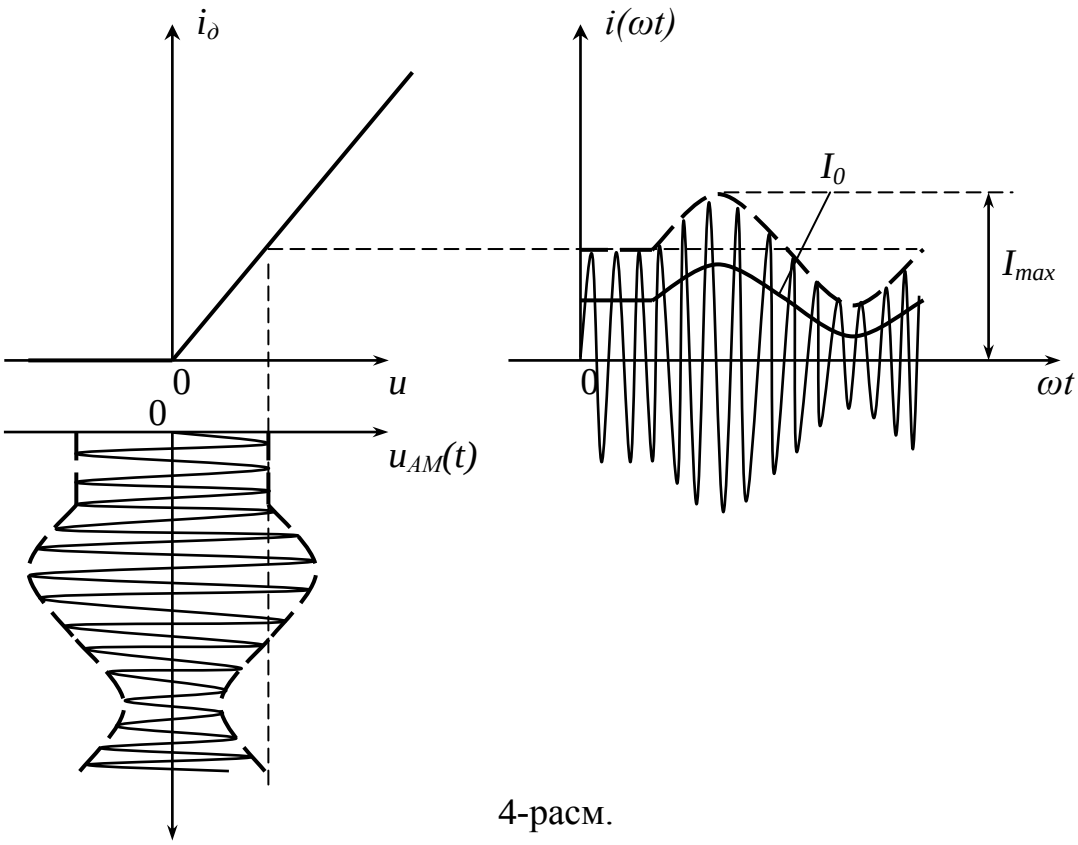
3-расм.

Диоддан ўтган ток $i_д$ паст ва юқори частотали ташкил этувчилардан иборат бўлгани учун уни шартли равишда $i_д=i_{юч}+i_{пч}$ деб ҳисоблаш мумкин. Ток юқори частотали ташкил этувчилари $i_{юч}$ – кераксиз бўлгани учун улар $C_ю$ орқали умумий улаш симига ўтиб кетади, паст частотали ташкил этувчи асосан $R_ю$ орқали ўтади ва унда чиқиш кучланиши $u_Ω(t)$ ҳосил бўлишига олиб келади. Юқоридаги жараён рўй бериши учун $R_ю$ ва $C_ю$ қийматлари қуйидаги шартга асосан танланиши керак

$$\frac{1}{\omega_0 C_ю} \langle\langle R_ю \langle\langle \frac{1}{\Omega_м C_ю} \qquad (1)$$

Дастлаб диодли детектор ишлаш жараёнини қуйидагича тасаввур қилайлик. Бунда $R_ю$ қаршиликни диод иш жараёнига таъсирини эътиборга олмаймиз.

Бу жараёнда ишловчи АД вақт диаграммалари 4-расмда келтирилган.



4-расм.

Диод характеристикасини синиқ чизиқ билан аппроксимациялаймиз. Детектор киришига $u_{AM}(t)$ сигнал берилса, диод орқали ўтувчи ток ҳосил бўлишига кириш сигналининг фақат мусбат ярим даври сабаб бўлади. Диоддан ўтган косинусоидал импульс амплитудаси кириш сигнали амплитудаси ўзгаришига мос ўзгаради, кесиш бурчаги $\theta=90^0$ бўлади. Бу косинусоидал ток импульсларидаги ток доимий ташкил этувчи бўлиб, уни

$$I_0 = \gamma_0(\theta) \cdot S \cdot U_\omega \qquad (2)$$

ифода орқали аниқлаш мумкин. (7.2) да $\theta=90^0$ ва S_0 – диод характеристикаси чизиқли қисми қиялигини билдиради, ток I_0 кириш сигнали амплитудаси U_ω га пропорционал ўзгаради. Ток I_0 юклама $R_ю$ орқали ўтиши натижасида чиқиш кучланиши

$$U_\Omega = \gamma_0(\theta) \cdot S_0 \cdot U_\omega \cdot R_н \qquad (3)$$

ҳосил бўлади. I_0 ва U_ω киришдаги юқори частотали сигнал амплитудаси ўзгаришига пропорционал бўлгани учун детекторлаш жараёни бузилишларсиз ўтади. АД детекторлаш характеристикаси тўғри чизиқ шаклида бўлади.

АД лар киришига берилаётган сигнал сатҳига қараб икки хил ҳолатда ишлайдилар:

- квадратик режимда, агар кириш сигнали сатҳи 0,2÷0,3 В дан кам бўлса, бунда диод характеристикасининг бошланғич ночизиқли қисмида детекторлаш жараёни рўй беради;

- чизиқли режимда, агар кириш сигнали сатҳи 0,5÷1,0 В дан катта бўлса, бунда диод ВАХ сини қуйидагича аппроксимациялаш мумкин

$$i=S_0U_{AM}\text{, агар } U_{AM}\geq 0. \qquad (4)$$

Ҳар икки режимда ҳам АД схемаси ўзгармас 3-расмдагидек сақланади.

Амплитуда детекторининг квадратик режимда ишлаши

Диод ВАХ си бошланғич қисмини иккинчи даражали полином билан аппроксимация қиламиз, яъни

$$i=a_0+a_1u+a_2u^2 \qquad (5)$$

ярим ўтказгич диод учун a_0=0.

Детектор киришига АМ сигнал

$$u_{AM}(t)=U_\omega(1+m\cos\Omega t)\cos\omega_0 t \qquad (6)$$

таъсир этади. (7.6) ни қуйидаги шаклга келтирамиз

$$u_{AM}(t)=U_\omega(t)\cos\omega_0 t, \qquad (7)$$

бунда

$$U_\omega(t)=U_\omega(1+m\cos\Omega t). \qquad (8)$$

(7) ни (5) га қўйиб диод орқали ўтувчи ток і ни аниқлаймиз

$$\begin{aligned} i(t) &= a_0+a_1U_\omega(t)\cos\omega_0 t+a_2U_\omega{}^2(t)\cos^2\omega_0 t = a_0+a_1U_\omega(t)\cos\omega_0 t+ \\ &+0{,}5a_2U_\omega{}^2(t)+0{,}5a_2U_\omega{}^2(t)\cos 2\omega_0 t = i_{пч}+i_{юч}. \end{aligned} \qquad (9)$$

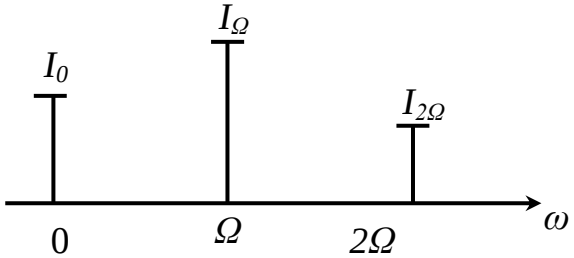
(7.9) дан ток паст частоталикларини ажратиб оламиз

$$i_{пч}(t)=0{,}5a_2U_\omega^2(t) \quad \text{ёки} \quad U_\Omega(t)=0{,}5a_2U_\omega^2(t)R_ю. \qquad (10)$$

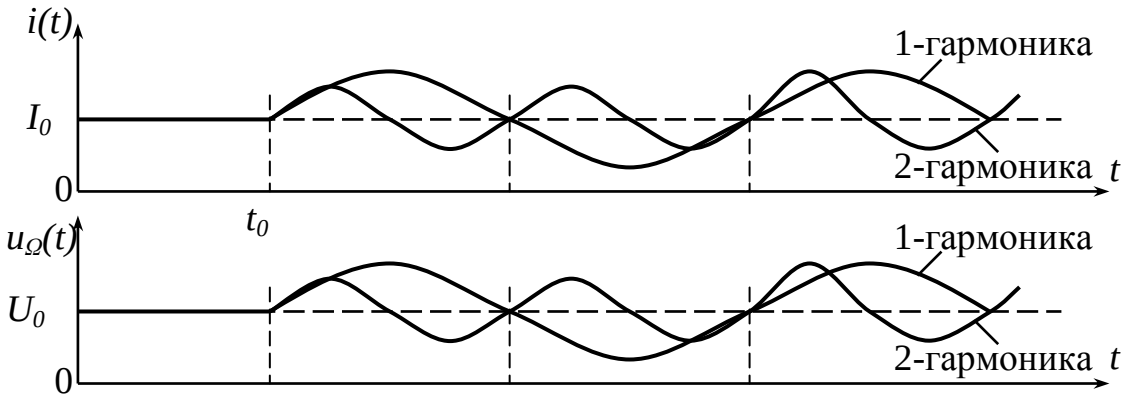
(7.10) ифодага (7.8) ни қўйиб қуйидагиларни аниқлаймиз

$$\begin{aligned} i_{пч}(t) &= 0{,}5a_2U_\omega^2(1+m\cos\Omega t)^2 = 0{,}5a_2U_\omega^2+a_2mU_\omega^2\cos\Omega t+ \\ &+0{,}25a_2mU_\omega^2+0{,}25a_2m^2U_\omega^2\cos 2\Omega t \end{aligned} \qquad (11)$$

АД киришига $u_{AM}(t)$ сигнал берилиши билан, токнинг доимий ташкил этувчиси, модуляция частотаси Ω ва унинг иккинчи гармоникаси 2Ω билан ўзгарувчилари пайдо бўлади (5-расм). Бу ток ташкил этувчилари юклама $R_ю$ дан ўтиши натижасида чиқиш кучланиши $u_\Omega(t)$ ҳосил бўлади. 6-расмда паст частотали ток ва чиқиш кучланиши $u_\Omega(t)$ вақт диаграммалари келтирилган.

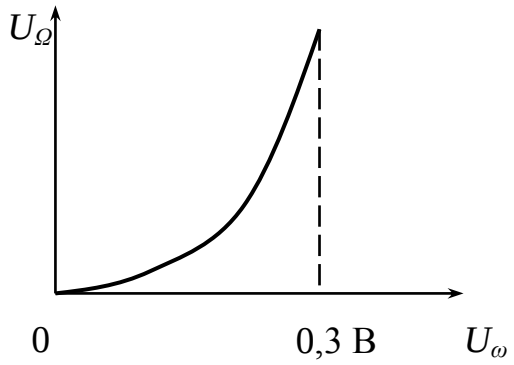


5-расм.



6-расм.

(10) ифодадан кўриниб турибдики АД чиқиш кучланиши u_Ω амплитудаси киришидаги сигнал амплитудаси квадратига пропорционал ўзгармоқда. Унинг детекторлаш характеристикаси (7-расм) ҳам квадратик парабола шаклида бўлади. Бу режимда ишловчи детектор квадратик *АД* деб аталади.



7-расм.

Квадратик АД да бузилиш коэффициенти

$$K_Б = \frac{0{,}25 a_2 m^2 U_\omega^2}{a_2 m U_\omega^2} = 0{,}25m \cdot 100\,\% \qquad (12)$$

га тенг. Модуляция чуқурлиги $m=1$ бўлса, бузилиш коэффициенти $K_Б=25{,}0\%$ бўлади. Бузилиш модуляциялаш частотаси иккинчи гармоникаси $2\Omega_м \le 1/2\Omega_{мтах}$ бўлган ҳолдагина АД да бузилиш содир бўлишига олиб келади.

АМПЛИТУДА ДЕТЕКТОРИНИНГ ЧИЗИҚЛИ РЕЖИМДА ИШЛАШИ

Амплитуда детекторининг ишлаш жараёнини ўрганишда юклама қаршилик $R_ю$ ни ночизиқли элемент диод иш режимига таъсирини эътиборга олинмаган эди, бунда кесиш бурчаги $\theta=90^0$ бўлиб, косинусоидал импульслар аплитудаси киришдаги АМ сигнал амплитудасига мос равишда ўзгаради деб қабул қилинган эди.

Одатда $R_ю$ қаршилиги диоднинг ички қаршилигидан (ток диод орқали тўғри йўналишда ўтган ҳолда) бир неча юз баробар катта бўлади, шунинг учун $R_ю$ ни диод орқали ўтувчи токка таъсирини ҳисобга олишга тўғри келади.

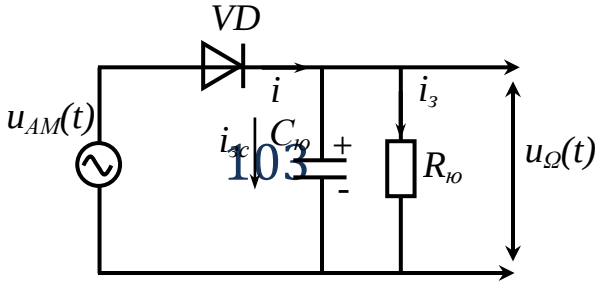
АД (7.8-расм) киришига гармоник тебраниш кўринишидаги кучланиш таъсир этса, яъни

$$U_{AM}(t)=U_ω cosω_0 t \qquad (13)$$

диодга қўйилган кучланиш

$$u_o(t)=U_{AM}(t)+ U_0 \qquad (14)$$

бўлади, у $R_ю C_ю$ занжир борлиги учун киришдаги кучланиш $u_{AM}(t)$ дан доимий силжиш кучланиши $U_0=-I_0 R_ю$ га фарқ қилади. 7.9-расмда диод ВАХси синиқ чизиқ билан аппроксимация қилинганда у орқали ўтадиган ток U_0 ни ҳисобга олинган ҳолда кўрсатилган. $R_ю$ катта қийматга эга бўлгани учун ток у орқали кичик кесиш бурчаги давомида ўтади. Диод очиқ ҳолатида у орқали ток ўтиб конденсатор $C_ю$ тезда зарядланади, ундаги кучланиш U_0 ошиши кузатилади. Кириш кучланиши $u_{AM}(t)$ конденсатордаги кучланиш $U_с$ дан кам вақт оралиғида диод ёпиқ ҳолатда бўлади. $C_ю$ конденсатор катта қаршилик $R_ю$ орқали аста зарядсизланади, бунда зарядланиш токи $i_з >> i_{зс}$ зарядсизланиш токидан анча катта бўлади.



8-расм.

(1) га асосан зарядсизланиш вақти $\tau_{зс}=R_{ю}\cdot C_{ю}$, юқори частотали ташувчи даври $T_0=\frac{2\pi}{\omega_0}$ дан анча катта бўлгани учун конденсатордаги кучланиш сезиларли даражада камаймайди. Кириш кучланиши U_{AM}, чиқиш кучланиши $U_{\Omega}=U_c$ ва диод орқали ўтувчи вақт даграммалари (10) расмда келтирилган.

Чиқиш кучланиши унинг сезиларли ўзгармасилигини ҳисобга олиб доимий катталик U_0 га тенг деб ҳисоблаймиз (штрих пунктир чизиқ). Натижада диодга қўйилган кучланишни

$$U_{д}(t)=U_{\omega}\cos\omega_0 t+\mathrm{I}'_0\mathrm{R}_{ю} \qquad (15)$$

деб ҳисоблаймиз. (15) дан $U_{д}=0$ ҳолатдаги кесиш бурчаги θ ни аниқлаймиз

$$\cos\theta=\frac{I'_0R_{ю}}{U_{\omega}}=\frac{U_{\Omega}}{U_{\omega}}. \qquad (16)$$

Диод орқали ўтувчи ток доимий ташкил этувчиси

$$I'_0=\frac{S_0U_{\omega}}{\pi}(\sin\theta-\theta\cos\theta). \qquad (17)$$

(17) ни (16) га қўйиб, кесиш бурчаги θ ни аниқлаш имкониятини берувчи тенгламани оламиз

$$tg\theta-\theta=\frac{\pi}{S_0R_{ю}} \qquad (18)$$

(18) ифодага кириш сигнали амплитудаси U_{ω} кирмайди, демак θ кириш кучланиши $u_{AM}(t)$ амплитудасига боғлиқ эмас. У фақат C_0 ва $R_{ю}$ қийматлари орқали аниқланади.

Ток доимий ташкил этувчиси I'_0 кириш кучланиши амплитудаси U_{ω} пропорционал ўзгаради (17 ифодага асосан), демак детекторлаш бузилишларсиз амалга ошади.

Детекторлаш характеристикаси чизиқли бўлган детектор чизиқли детектор деб аталади. Бунда чизиқли режимда ишловчи детектор ночизиқли

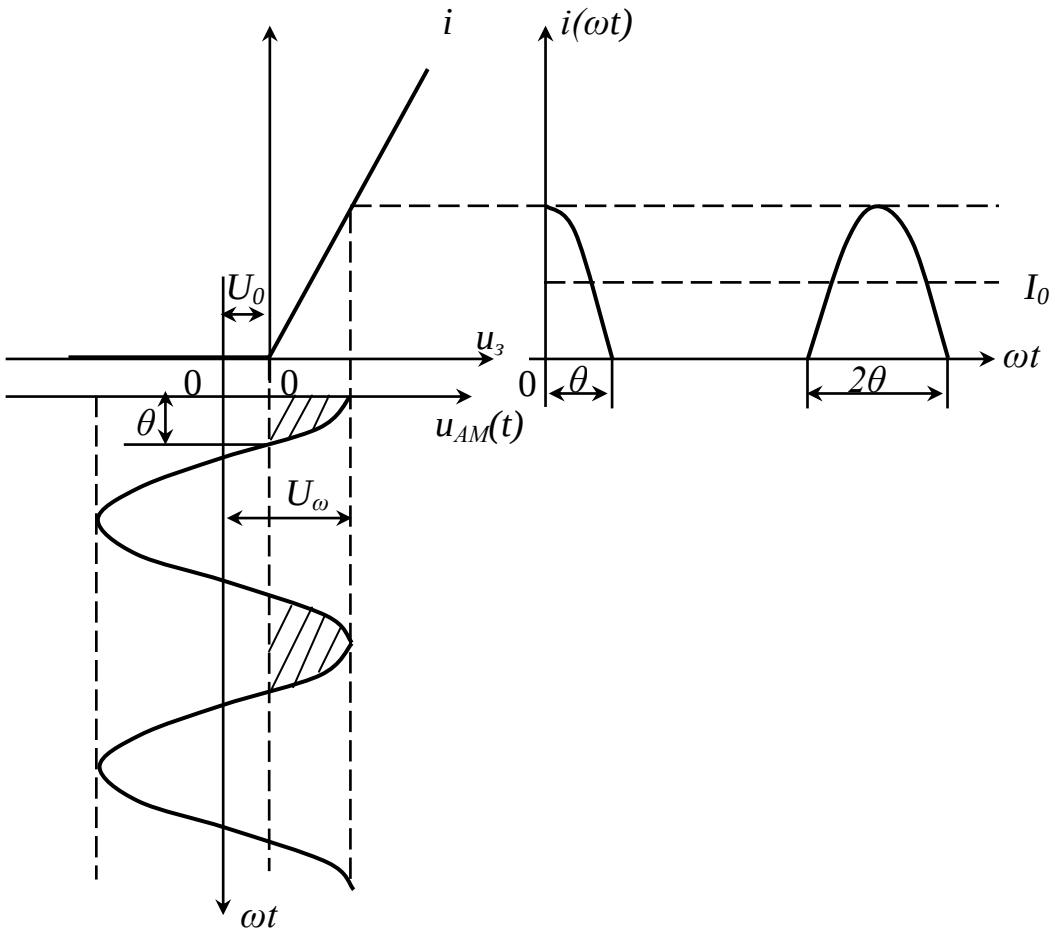
қурилма эканлигини хотирадан чиқармаслик керак, у кесиш бурчаги θ бўлган ҳолатда ишлайди.

Чизиқли АД узатиш коэффициенти $K=\frac{U_{\Omega}}{U_{\omega}}$ (15) ифоданинг ўнг томонига мос келади. Демак

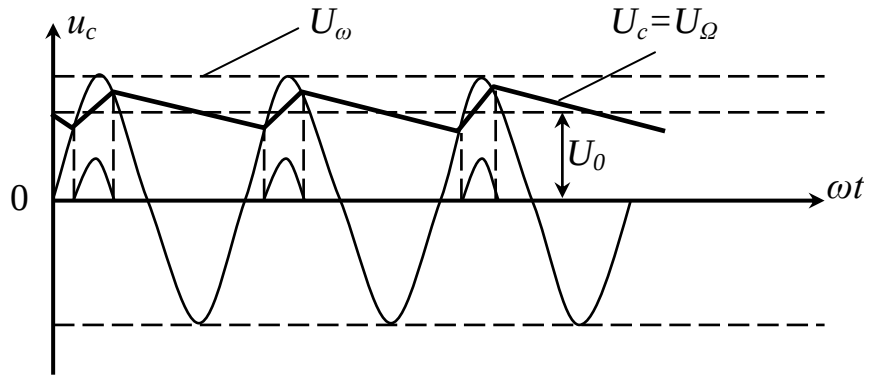
$$K=cos\theta<1. \qquad (19)$$

Одатда чизиқли детектор кесиш бурчаги $\theta=20\div30^0$ ни ташкил қилади. Кесиш бурчаги θ ни қийматини қуйидаги тақрибий ифода орқали аниқлаш мумкин

$$\theta=\sqrt[3]{\frac{3\pi}{S_0R_{ю}}}. \qquad (20)$$



9-расм.

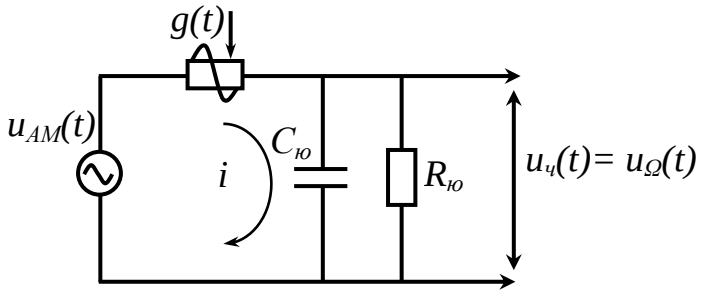


10-расм.

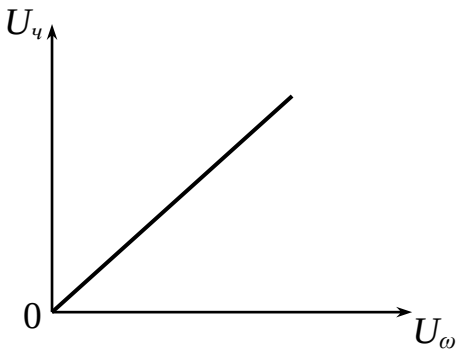
МАЪРУЗА-18

АМПЛИТУДАСИ МОДУЛЯЦИЯЛАНГАН СИГНАЛЛАРНИ СИНХРОН ДЕТЕКТОРЛАШ

Синхрон детектор (СД) деб бирон-бир параметри (ўтказувчанлиги, характеристикаси қиялиги, узатиш коэффициенти ва ҳ.к.) ташувчи частотасига тенг частота билан ўзгарувчи параметрик элементдан фойдаланишга асосланган детекторга айтилади. СД схемаси 7.11-расмда келтирилган.



11-расм.



12-расм.

СД киришига

$$u_{AM} = U_{\omega} \cos(\omega_0 t + \varphi) \qquad (21)$$

кучланиш берилган. Параметрик элементни ўтказувчанлиги

$$g = G_0 \left[1 + m_g \cos \omega_0 t\right] \qquad (22)$$

ифодага мос равишда вақт бўйича ўзгариб туради.

(22) ифодада G_0 –бошланғич ўтказувчанлик, $m_g = \frac{\Delta G}{G_0}$ -ўтказувчанликни ўзгариш коэффициенти.

СД да юклама конденсатори ва қаршилиги худди АД дагидек (1) шарт асосида танланади.

Параметрик элемент $g(t)$ дан ўтаётган токни аниқлаймиз

$$i(t) = g(u_{AM}) = G_0(1 + m_g \cos\omega_0 t)U_\omega \cos(\omega_0 t + \varphi) =$$
$$= G_0 U_\omega \cos(\omega_0 t + \varphi) + 0{,}5G_0 m_g U_\omega \cos(\omega_0 t + \varphi) + \quad (23)$$
$$+ 0{,}5G_0 m_g U_\omega \cos\varphi = i_{юч}(t) + i_{пч}(t)$$

(23) ифодадан детекторлаш натижаси бўлган паст частотали ток ташкил этувчисини $R_ю C_ю$ – юклама (паст частоталар фильтри) орқали ажратиб оламиз

$$i_{пч}(t) = 0{,}5G_0 \cdot m_g U \cos\varphi. \quad (24)$$

(24) га асосан чиқиш кучланиши

$$U_ч(t) = 0{,}5G_0 \cdot m_g U_\omega \cos\varphi \quad (25)$$

га тенг бўлади. (25) дан кўриниб турибдики чиқиш кучланиши $\varphi=0$, яъни $\cos\varphi=1$ бўлганда ўзининг энг катта қийматига эга бўлади, яъни

$$U_{ч\,max} = 0{,}5G_0 \cdot R_ю \cdot m_g U_\omega. \quad (26)$$

(25) ифодадан кўринадики чиқиш кучланиши $u_ч$ киришдаги кучланиш $u_\omega(t)$ амплитудасига пропорционал бўлади, демак детекторлаш бузилишсиз амалга ошди. Чиқиш кучланиши киришдаги кучланиш билан параметрик элемент ўтказувчанлиги частотаси ва фазаси бир-бирига тенг бўлганда детекторлаш энг мақбул ҳолатда амалга ошади. Синхрон детектор фаза ва частота танловчанлик хусусиятига эга. СД ёрдамида ташувчисиз бир ёки икки ён полосали АМ сигналларни детекторлаш мумкин.

МАЪРУЗА-19

ЧАСТОТА БЎЙИЧА МОДУЛЯЦИЯЛАНГАН СИГНАЛЛАРНИ ХОСИЛ ҚИЛИШ. ЧМ СИГНАЛЛАРНИ ДЕТЕКТОРЛАШ

Частота модуляция натижасида юқори частотали ташувчи

$$u_{\omega}(t) = U_{\omega}\cos(\omega_0 t + \varphi_0) \qquad (36)$$

нинг оний частотаси ўзгариши керак, бу ўзгариш $\Delta\omega_{\partial}$ модуляцияловчи сигнал

$$u_{\Omega}(t) = U_{\Omega}\cos\Omega t \qquad (37)$$

амплитудасига пропорционал бўлиши керак, яъни

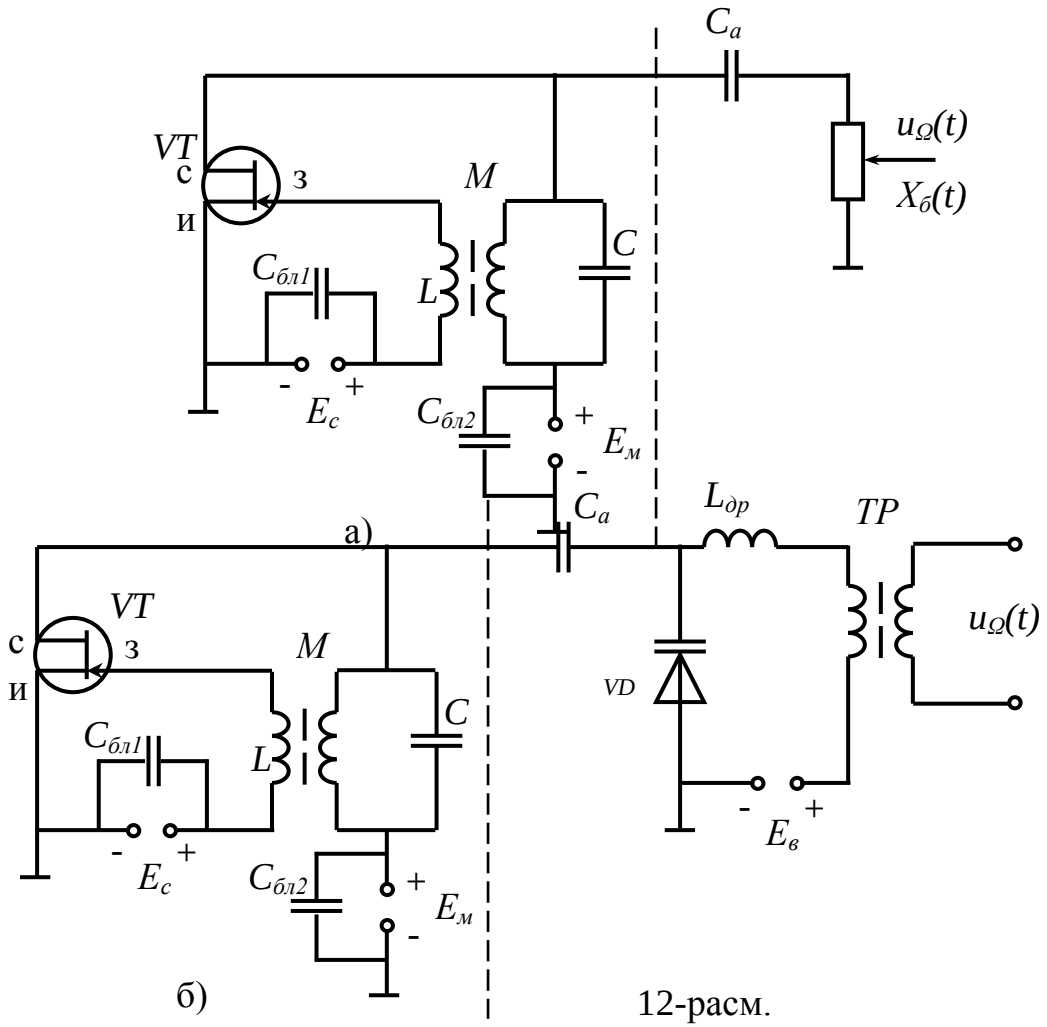
$$\omega(t) = \omega_0 + \Delta\omega = \omega_0 + k_{ЧМ}u_{\Omega}(t). \qquad (38)$$

Частота модулятори икки қисмдан ташкил топган бўлади: биринчиси, ω_0 частотали тебранишлар генератори ва иккинчиси, генерацияланаётган тебраниш частотасини модуляция сигнали орқали бошқарувчи қисм. Генератор қурилмаси билан қўлланманинг охирги қисмида танишамиз. Ҳозирча генераторда унинг тебраниш частотасини аниқловчи резонанс LC параллел контури бор деб ҳисоблаймиз. LC – контур резонанс частотаси ω_0 қуйидагига тенг

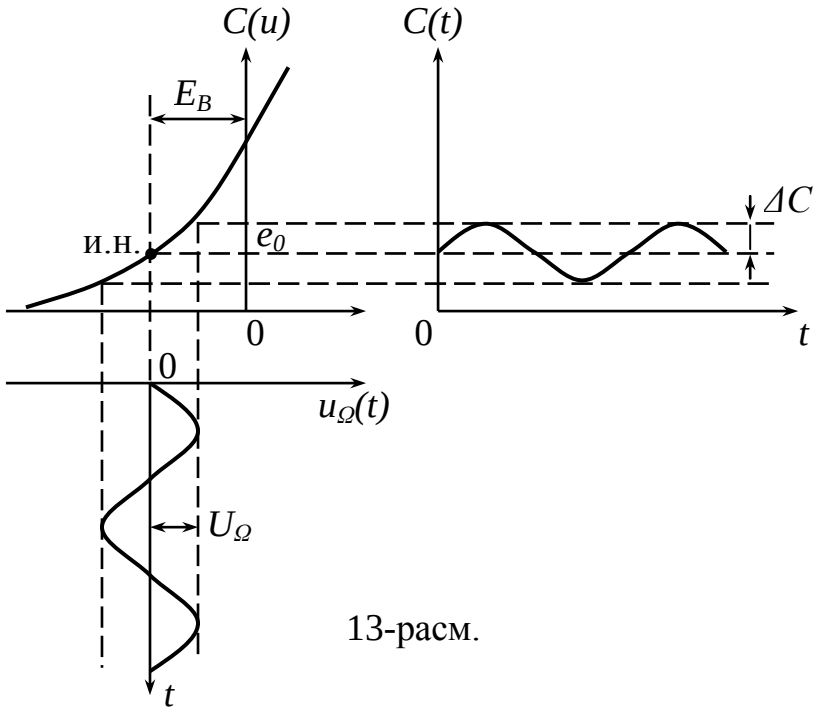
$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}. \qquad (39)$$

Демак, биз параллел контур индуктивлиги L ёки сиғими C ни ўзгартириб, унинг резонанс частотаси ω_0 ни ўзгартиришимиз мумкин. Натижада генератор частотаси ўзгаради. Контур параметрларини турли усуллар билан ўзгартириш мумкин. Ҳамма ҳолда ҳам бошқарувчи элемент $X_б(t)$ реактив элемент бўлиб, у L ёки C га таъсир этиши керак.

12а-расмда частота модулятори соддалашган схемаси ва 12б-расмда бошқарувчи элементи $X_б(t)$ сифатида варикапдан фойдаланилган частота модулятори схемаси келтирилган.



12-расм.



13-расм.

$X_б(t)$ модуляцияловчи кучланиш $u_Ω(t)$ орқали бошқарилади. Варикап p-n ўтиши сиғимини унга қўйилган кучланишга боғлиқлик характеристикаси $C=Ф(U)$ 13-расмда келтирилган.

12-расмда пунктир чизиқдан чап томони $ω_0$ частотали тебранишлар генератори, бўлиб унга варикап VD ажратувчи конденсатор C_a орқали уланган. Варикапнинг эквивалент қаршилиги ҳар бир онда, унинг доимий қисми C_0 ва ўзгарувчан қисми $ΔC(t)$ дан иборат, яъни

$$C_д(t) = C_0 + ΔC(t). \qquad (40)$$

Варикап вольт-фарада характеристикаси (13-расм) да иш нуқтаси унга бериладиган силжиш кучланиши – $E_в$ орқали ўрнатилади. Модуляцияловчи кучланиш $u_Ω(t)$ транформатор TP ва дроссел $L_{др}$ орқали силжиш кучланиши – $E_в$ билан бирга варикапга берилади. Бу кучланишлар таъсирида варикап сиғими бошқарилади. C_a – кичик сиғимли конденсатор $ω$ частотали юқори частотали тебранишлар учун қаршилик кўрсатмайди, натижада варикап ва LC контур бир-бирига параллел уланади. Иккинчи томондан C_a конденсатори модуляцияловчи $u_Ω(t)$ ни параллел контурга ўтказмайди. Бундан ташқари C_a варикап силжиш кучланиши манбаи $E_в$ ни L - индуктивлик орқали ўтишига йўл қўймайди. Дроссел $L_{др}$ параллел LC-контурни юқори частотада трансформатор TP ва $E_в$ - манба ички қаршилиги билан шунтланишини бартараф қилади.

Варикапга кичик сатҳли модуляцияловчи кучланиш $u_Ω(t)$ таъсирида унинг сиғими $C_д(t)$ модуляцияловчи кучланишга пропорционал ўзгаради

(13-расм). Бунинг натижасида генерация частотаси ўзгаради, у қуйидаги ифода орқали аниқланади

$$ω(t) = \frac{1}{\sqrt{L(C + C_д(t))}}, \qquad (41)$$

ёки

$$ω(t) = \frac{1}{\sqrt{L(C + C_0 + ΔC(t))}}. \qquad (42)$$

Варикап бошланғич сиғими C_0 ва параллел контур конденсатори C сиғими биргаликда ташувчиси частотасини $ω_0$ ни белгилайди. Демак $C'_0 = C + C_0$ деб олсак ташувчи частотаси $ω_0 = \frac{1}{\sqrt{LC'}}$ бўлади ва (42) қуйидаги кўринишни олади

$$\omega = \frac{\omega_0}{\sqrt{1+\frac{\Delta C}{C'0}}}. \qquad (43)$$

Демак параллел контур сиғимининг ΔC га ўзгариши унинг частотасини $\Delta\omega$ га ўзгаришига олиб келади, яъни

$$\omega(t) = \omega_0 + \Delta\omega(t) \qquad (44)$$

бўлади. Частота ўзгариши $\Delta\omega$ сиғим ўзгариши ΔC га пропорционал бўлиши учун $\frac{\Delta C}{C'_0} \le 0{,}1 \div 0{,}2$ бўлиши керак.

Бошқарувчи реактив элемент сифатида реактив транзисторлардан ҳам фойдаланилади.

Частота модуляторининг статик модуляцион характеристикаси (СМХ) деб, частота ўзгариши $\Delta\omega$ ни силжиш кучланиши $E_в$ га боғлиқлигига айтилади, яъни $\Delta\omega = \Phi(E_в)$. Бунда $u_\Omega(t) = 0$ ва генератор электр манбалари кучланиши ўзгармас деб ҳисобланади. Ушбу СМХ орқали модуляторнинг иш ҳолати ва модуляциялаш сифати аниқланади.

Чиқишидаги кучланиш киришидаги сигнал частотасига мос равишда ўзгарувчи қурилма частота детектори (ЧД) деб аталади. ЧМ сигналларни чизиқли электр занжирларда детекторлаш мумкин эмас, чунки унинг чиқишида токнинг янги спектр ташкил этувчилари пайдо бўлмайди. ЧД инерциясиз НЭЗ да ҳам яратиб бўлмайди, чунки унинг чиқишидаги кесиш бурчаги θ бўлган косинусоидал импульслар амплитудаси ўзгармайди. Одатда ЧМ ва ФМ сигналлар детекторлар киришига берилишидан аввал амплитуда чеклагич қурилмасидан ўтадилар.

ЧМ сигналларни тўғридан-тўғри детекторланмайди. Уларни детекторлашдан олдин модуляция шаклини чизиқли тизим ёрдамида ўзгартирилади ва сўнгра мос детектор ёрдамида детекторланади. Одатда:

а) ЧМ сигнал АМ сигналга айлантирилади ва АД ёрдамида детекторланади;

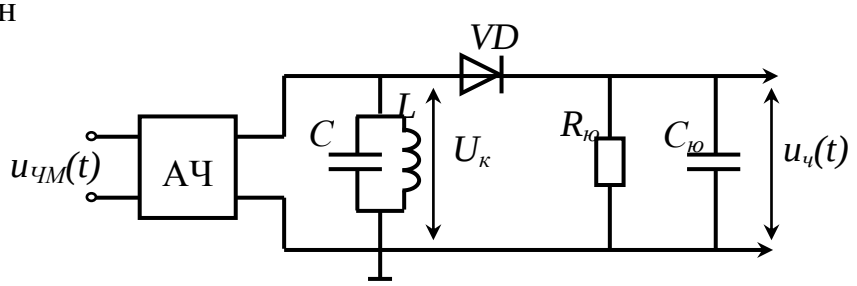
б) ЧМ сигнал ФМ сигналга айлантирилади ва ФД ёрдамида детекторланади;

в) ЧМ сигнал импульслар кетма-кетлиги оралиғи ўзгарувчан сигналга айлантирилади ва импульс детектори ёрдамида детекторланади.

Одатда детекторлаш характеристикаси симметрик шаклга эга бўлган ЧД лардан кенг фойдаланилади, чунки улар чизиқли детекторлаш характеристикасига эгалар. Натижада уларнинг чиқиш кучланишлари $u_ч(t)$ кириш сигнали частотаси ўзгаришига мос келади.

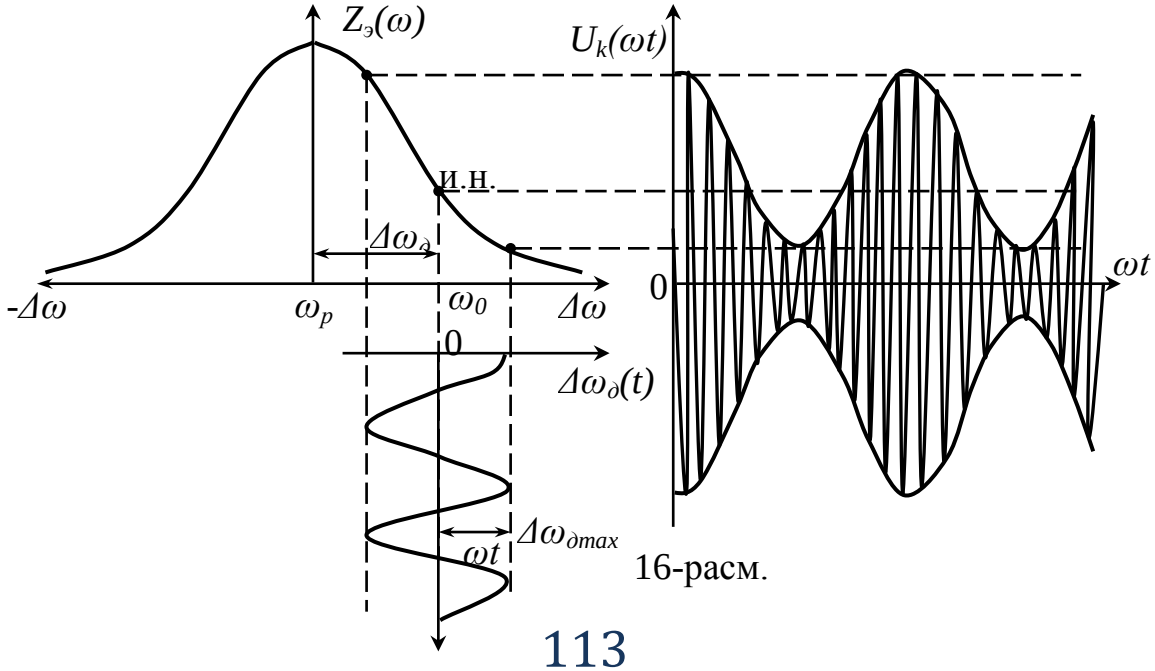
ЧАСТОТА ЎЗГАРИШИНИ АМПЛИТУДА ЎЗГАРИШИГА АЛМАШТИРИШГА АСОСЛАНГАН ЧАСТОТА ДЕТЕКТОРИ

Бир параллел контурли частота детектори схемаси 15-расмда келтирилган



15-расм.

Бу расмда АЧ-амплитуда чеклагич бўлиб, LC контур амплитуда-частота характеристикаси ўнг ёки чап томони деярли чизиқли қисми ўртасида киришдаги частотаси модуляцияланган сигнал частотаси ўртача қийматига мос қилиб иш нуқтаси ўрнатилади (7.16-расм).



16-расм.

АЧ чиқишидаги ток биринчи гармоникаси I_1 амплитудаси ўзгармайди, аммо унинг частотаси $\pm\Delta\omega_д$ га ўзгаришига LC-контур эквивалент қаршилиги $Z_э(\omega)$ нинг турли қийматлари мос келади, натижада LC-контурдаги кучланиш амплитудаси $\Delta\omega_д$ га мос равишда ўзгаради. Умуман LC-контурдаги кучланиш частота ва амплитудаси баробарига ўзгарувчи ЧАМ тебраниш кўринишида бўлади. Контурдаги кучланиш $U_к$ АД ёрдамида детекторланади. Детектор характеристикаси шакли LC-контур АЧХ нинг $\pm\Delta\omega_д$ оралиқдаги қисми шаклида бўлади. Бу ЧД чиқиш кучланиши

$$U_ч = \frac{K_д \cdot U_д}{\sqrt{1+\frac{2(\omega_0-\omega_p)}{\omega_p d}}} \qquad (34)$$

бунда $K_д$ – АД узатиш коэффициенти, ω_0 – ЧМ сигнал ўртача частотаси, ω_p – LC контур резонанс частотаси, $d = \frac{1}{Q}$ - контур сўниш коэффициенти, Q – контур асллиги.

Ушбу ЧД детекторлаш характеристикасини янада чизиқлироқ бўлиши учун унинг асллиги Q –ни камайтириш ёки тебраниш контурлари резонанс частоталари кириш сигнали ўртача частотаси ω_0 дан $\pm\Delta\omega$ га фарқ қилувчи икки контурли балансланган ЧД дан фойдаланиш керак.

МАЪРУЗА-20

ФАЗА МОДУЛЯЦИЯСИ. ФАЗАСИ БЎЙИЧА МОДУЛЯЦИЯЛАНГАН СИГНАЛЛАРНИ ҲОСИЛ ҚИЛИШ ВА ДЕТЕКТОРЛАШ

Фаза модуляцияси натижасида юқори частотали ташувчи фазаси модуляцияловчи кучланиш $u_\Omega(t)$ га пропорционал ўзгаради, яъни

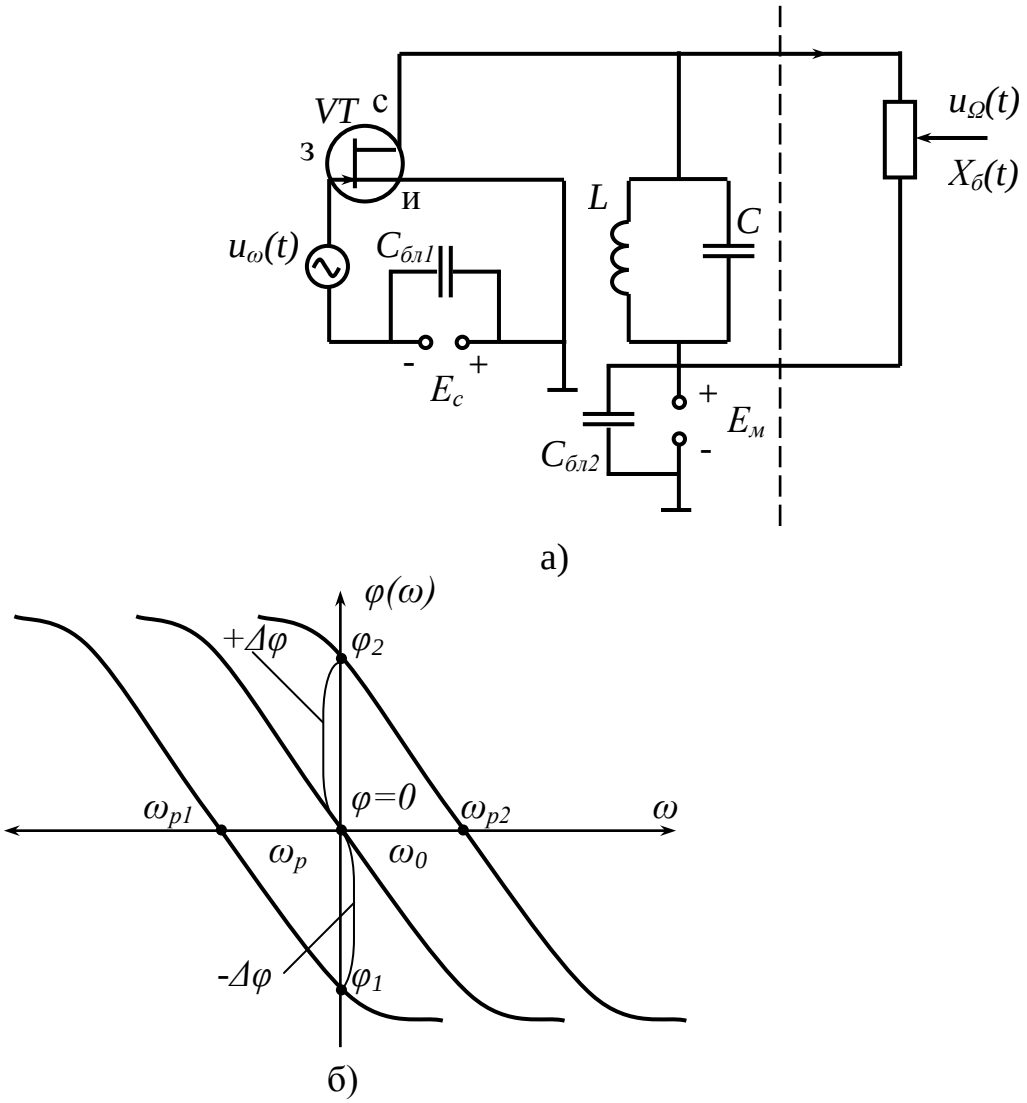
$$\varphi(t) = \varphi_0 + ku_m(t) = \varphi_0 + \Delta\varphi(t) \qquad (45)$$

бунда k - модуляцияловчи кучланиш $u_\Omega(t)$ ни фаза ўзгариши $\Delta\varphi(t)$ билан боғловчи коэффициент. Модуляция натижасида бошланғич фаза φ_0, $\Delta\varphi$ - га ўзгаради.

Сигнал частота ва фазаси бир-бирига боғлиқлигига қарамасдан, ЧМ ва ФМ сигналлар турлича шакллантириладилар. Агар ЧМ да модуляцияловчи кучланиш $u_\Omega(t)$ таъсирида унинг частотаси ўзгарса, ФМ да эса унинг фазаси $u_\Omega(t)$) га пропорционал ўзгариши керак. Шунинг учун ФМ модуляторнинг биринчи қисми генератор эмас, резонанс кучайтиргич бўлиши керак. Резонанс кучайтиргичнинг юкламаси – параллел LC контур ФМ да асосий вазифани бажаради. 14а-расмда ФМ соддалашган схемаси ва 14б-расмда параллел контур фаза-частота характеристикалари $\varphi(\omega)$ келтирилган. 14а-расмда $X_б(t)$ – бошқарувчи реактив элемент. Реактив элемент сифатида варикапдан фойдаланиш мумкин. У ҳолда 14а-расмдаги схеманинг пунктир чизиқдан ўнг томон қисми 12б-расм ўнг томони билан алмаштириш мумкин. $X_б(t)$ умумий ҳолда бу параметрик элемент эквивалент сиғими ёки индуктивлиги модуляцияловчи кучланиш $u_\Omega(t)$ га мос ўзгаради деб ҳисоблаш мумкин.

ФМ модулятор ишлаш жараёнини фаза-частота характеристикалари ёрдамида кўриб чиқамиз. Агар контур ташувчи сигнал частотаси ω_0 га созланган бўлса, унинг қаршилиги актив бўлади ва у орқали ўтаётган ток биринчи гармоникаси I_1 унда U_k – кучланиш, чиқиш кучланиши $U_ч$ ни келтириб чиқаради. I_1 ток фазаси U_k – кучланиш фазасига мос келади. Шунинг учун $\varphi(\omega)$ характеристика ω_0 нуқтадан ўтади (14б-расм). Агар $u_\Omega(t)$ таъсирида $X_б(t)$ ўзгариб LC контур резонанс частотаси ω_p камайса, бу контур резонанс частотаси ташувчи частота ω_0 га тенг бўлмайди. Натижада $\varphi(\omega)$ характеристика чапга сурилади ва частоталар ўқини ω_p^1 частотада кесиб ўтади. Бу ток I_1 фазаси котурдаги кучланиш U_k фазасидан $\Delta\varphi_1$ га кеч қолишига олиб келади. Параллел контур резонанс частотаси ω_p кўпайса U_k кучланиш ток I_1 дан $\Delta\varphi_2$ фазага кеч қолади. Контур $\varphi(\omega)$ характеристикаси ўнг томонга сурилади, $\omega_{p2} \rangle \omega_0$ бўлади. Шундай қилиб, $u_\Omega(t)$ таъсирида $X_б(t)$ – реактив қаршилиги ўзгаради, контур резонанс частотаси ω_p ташувчи частотаси ω_0 га нисбатан ўзгариб туради, натижада чиқиш кучланиши U_k фазаси I_1 ток фазасига нисбатан $\pm\Delta\varphi$ га ўзгариб туради.

Кучайтиргич чиқишидаги ток биринчи гармоникаси I_1 унинг киришидаги частотаси ω_0 бўлган кириш кучланиши U_k фазасига мос келади. Ташувчи кириш кучланиши $u_\omega(t)$ алоҳида генераторда шакллантирилиб кучайтириш қурилмасига берилади. Чиқиш кучланиши $u_ч(t)$ фазаси кириш сигнали $u_\omega(t)$ фазасига нисбатан модуляцияловчи кучланиш $u_\Omega(t)$ га мос равишда ўзгариб боради.



6.14-расм

Сигналнинг фазаси ва частотаси ўзаро боғлиқлиги учун ФМ сигнални частота модулятори ёрдамида ва ЧМ сигнални фаза модулятори ёрдамида олиш мумкин.

Чиқишидаги кучланиш киришидаги сигнал фазаси ўзгаришига мос равишда ўзгарувчи қурилма фаза детектори (ФД) деб аталади.

Фазаси ва частотаси модуляцияланган сигналлар доимий U_m амлпитудага эгалар, шунинг учун уларни амплитуда детектори ёрдамида детекторлаб бўлмайди, чунки АД лар чиқиш кучланишлари унинг киришидаги сигнал амплитудасига боғлиқ.

Агар бир вақтнинг ўзида АД (7.13б-расм) киришига генератордан таянч кучланиши

$$U_г(t)=U_г\cos\omega_0 t \qquad (7.27)$$

ва детекторланадиган ФМ кучланиш

$$u_{ФМ}(t)=U_\omega\cos[\omega_0 t+\varphi(t)], \qquad (7.28)$$

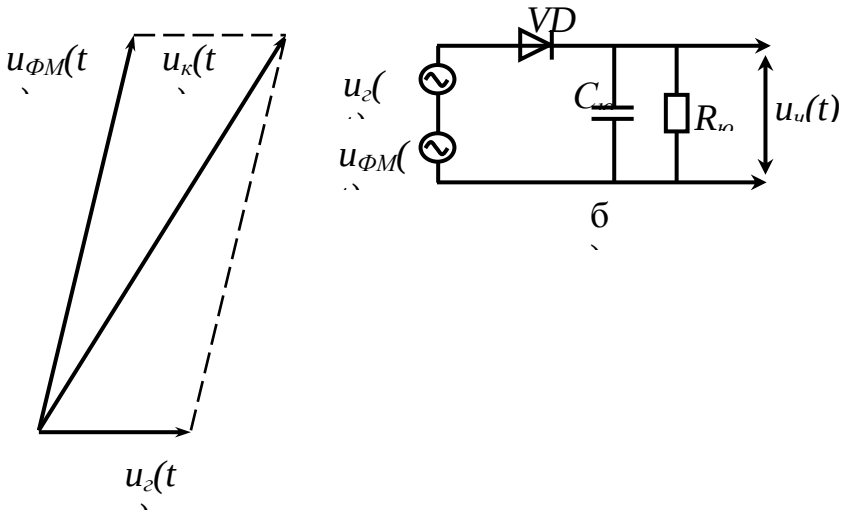
берсак, у ҳолда қурилма киришида

$$u_к(t)=u_г(t)+u_{ФМ}(t) \qquad (7.29)$$

бўлади. Бу ҳолда чизиқли режимда ишловчи АД киришидаги кучланиш амплитудаси

$$U_к=\sqrt{U_г^2+U_{фм}^2+2U_г U_{фм}\cos\varphi} \qquad (7.30)$$

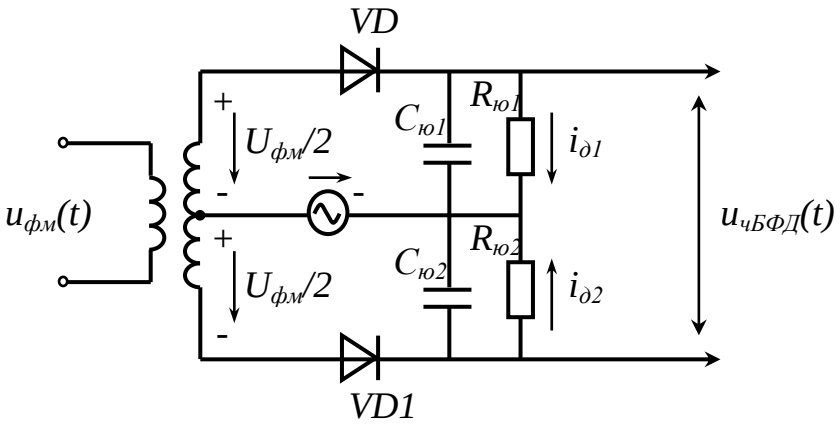
га тенг бўлиб у $\varphi(t)$ га боғлиқ ва $u_г(t)$ ва $u_{ФМ}(t)$ сигналлар тўқнашуви ўровчисининг вақт бўйича ўзгариши шаклини такрорлайди (7.13-расм).



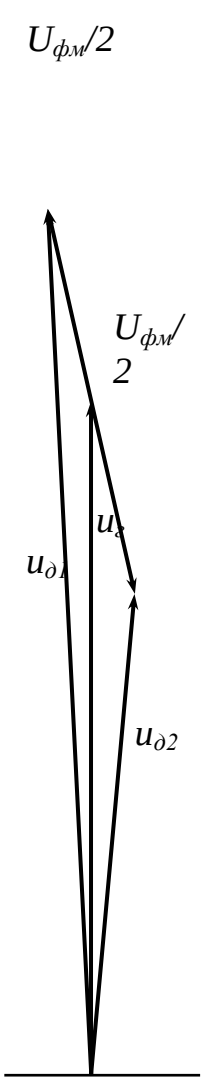
7.13-расм.

$u_{ФМ}(t)$ сигналнинг фазаси $\varphi(t)$ ўзгарса $u_к(t)$ кучланиш амплитудаси ўзгаради, натижада чиқиш кучланиши $u_ч(t)$ ҳам ўзгаради. $u_ч(t)$ нинг $\varphi(t)$ га боғлиқ ўзгариши ночизиқли бўлгани учун бир тактли фаза детектори (ФД)да детекторлаш катта бузилишлар билан кузатиб борилади. Шунинг учун бундай детекторлардан кам фойдаланилади.

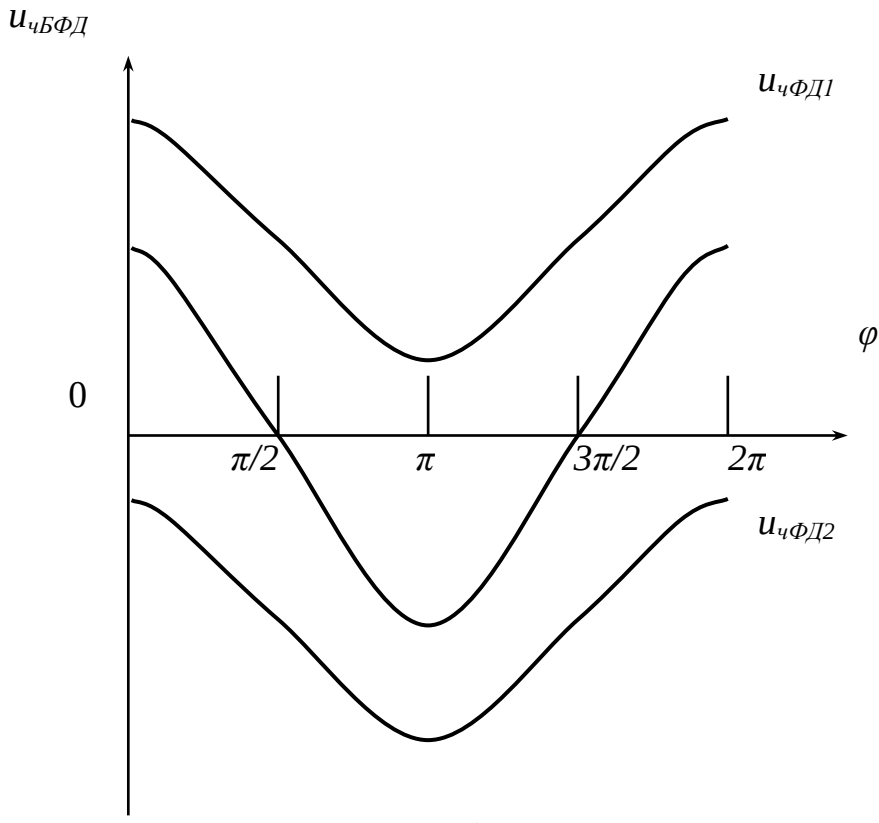
ФМ сигналларни детекторлашда икки тактли ФД лар кенг қўлланади, у иккита бир хил бир тактли ФД дан иборат бўлиб, унинг чиқиш кучланиши бир тактли ФД чиқиш кучларининг айирмасига тенг. Бундай икки тактли ФД одатда баланс фаза детектори (БФД) деб аталади, чунки бу ФД да: $R_{ю1}=R_{ю2}=R_ю$; $C_{ю1}=C_{ю2}=C_ю$, диодлар ҳам бир хил характеристикали ва транформаторнинг иккиламчи ўрами қоқ ўртасига таянч генератори кучланиши $u_г(t)$ берилади. Баланс ФД электр схемаси ва детекторлаш характеристикаси 7.14-расмда келтирилган.



а



б)



в)

7.14-расм.

$\dot{U}_{д1}$ ва $\dot{U}_{д2}$ диодлар каби кучланишлар комплекс амплитудаси

$$\left.\begin{aligned}\dot{U}_{\partial 1} &= \dot{U}_{г} + \frac{\dot{U}_{фм}}{2}\\ \dot{U}_{\partial 2} &= \dot{U}_{г} + \frac{\dot{U}_{фм}}{2}\end{aligned}\right\};\qquad (7.31)$$

Бир тактли ФД чиқишларидаги кучланишлар

$$\left.\begin{aligned}U_{чф\partial 1} &= K_{\partial}\cdot U_{\partial 1} = K_{\partial}\sqrt{U_{г}^2 + U_{фм}^2/4 + U_{г}U_{фм}\cos\varphi}\\ U_{чф\partial 2} &= K_{\partial}\cdot U_{\partial 2} = K_{\partial}\sqrt{U_{г}^2 + U_{фм}^2/4 + U_{г}U_{фм}\cos\varphi}\end{aligned}\right\}\qquad (7.32)$$

БФД чиқишидаги кучланиш

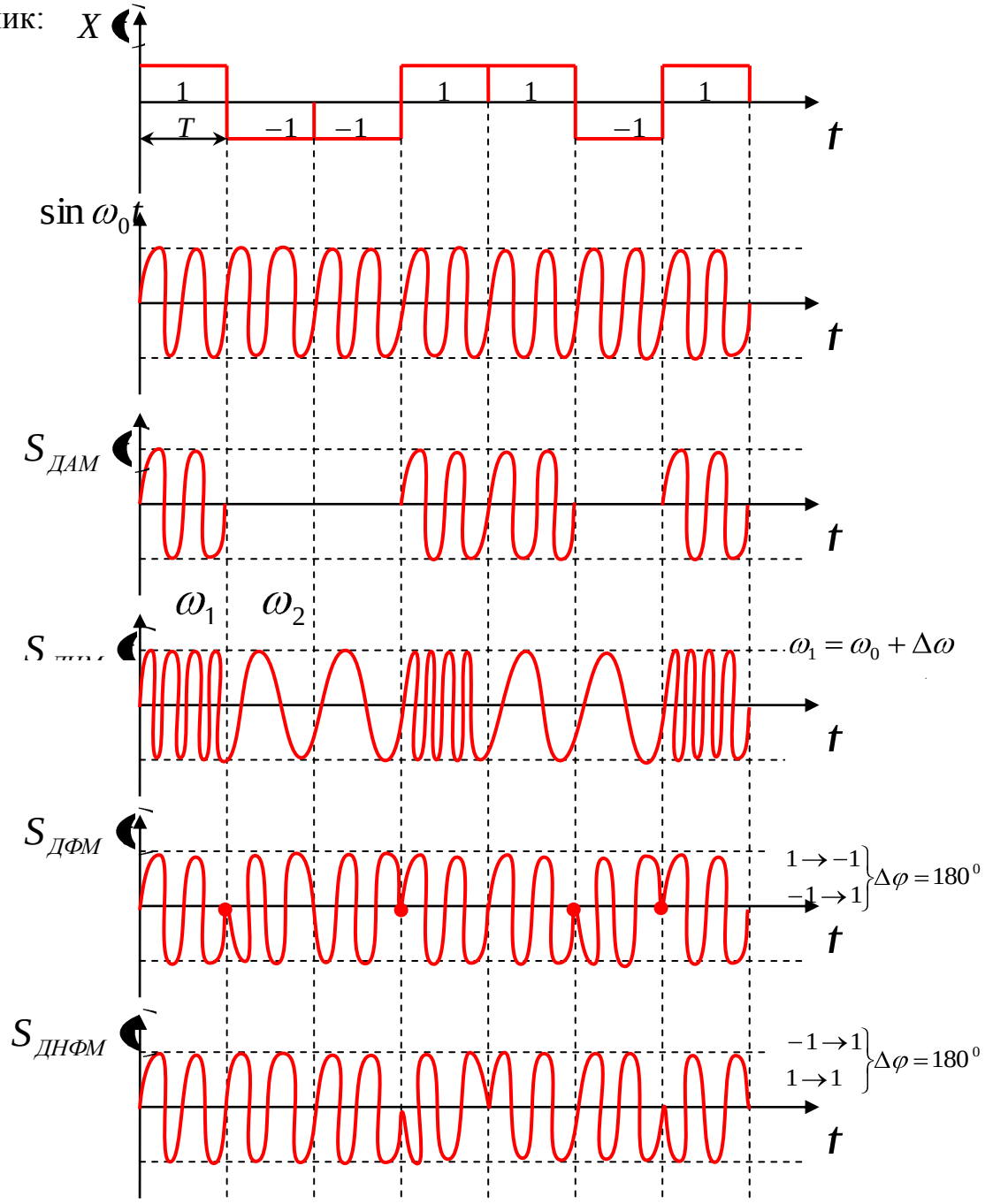
$$U_{чБФД} = U_{чФД1} - U_{чФД2} = K_{\partial}(U_{\partial 1} - U_{\partial 2}).\qquad (7.33)$$

Баланс фаза детектори детекторлаш характеристикаси $\varphi = 90^0$ ва 270^0 га яқин қисми деярли чизиқли кўринишга бўлади. Детекторлаш характеристикасининг ушбу қисмида детекторлаш кам бузилишларга эга бўлади. Бунинг учун $u_г(t) = U_г \cos\omega_0 t$ қонуни бўйича ўзгарса $u_{фм}(t) = U_{\omega} \sin[\omega_0 t + \varphi(t)]$ қонуни билан ўзгариши керак.

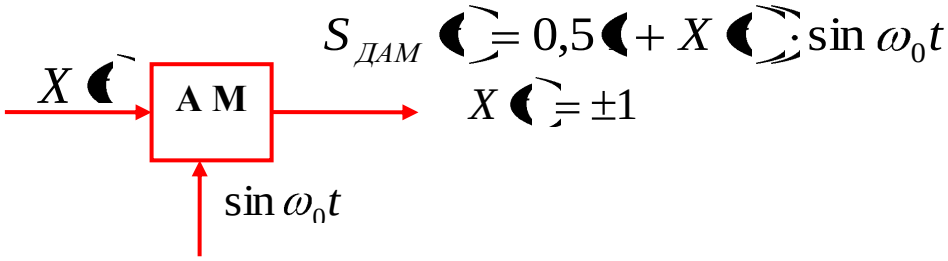
Агарда паст частотали бирламчи сигнал фақатгина дискрет қийматларга эга бўлса (телеграф сигнали, телетайп, телетекст, фототелеграф, компьютер чиқишдаги сигнал) у холда улар ёрдамида юқори частотали гармоник ташувчининг параметрлари (амплитудаси, частотаси, фазаси) сақраб ўзгаради. Шунинг учун дискрет модуляциянинг қўйидаги тўрлари мавжуд:

1) Дсикрет апмлитуда модуляцияси.
2) Дискрет частота модуляцияси.
3) Дискрет фаза модуляцияси.
4) Дискрет нисбий фаза модуляцияси.

Дискрет модуляция қилинган сигналларнинг В.А.Х. диаграммасини кўриб чиқайлик:



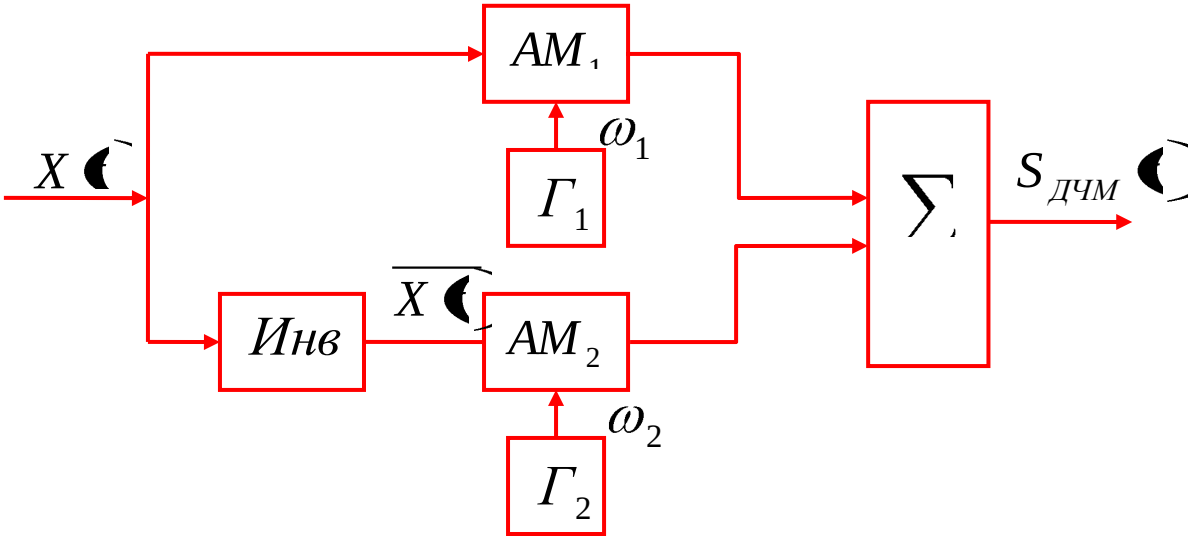
Дискрет АМ сигнални оддий амплитуда детектор ёрдамида ҳосил қилиш мумкин.

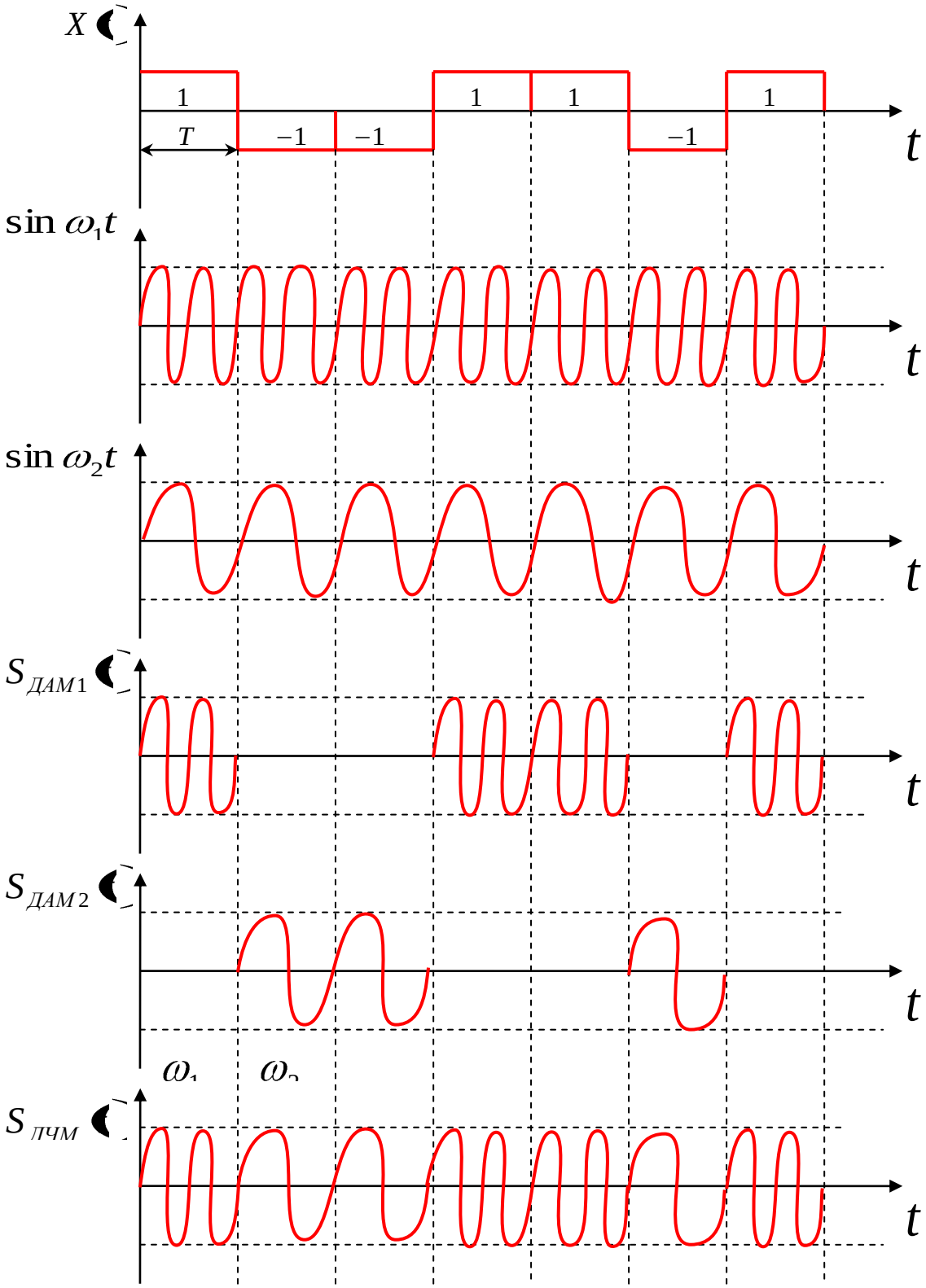


Дискрет ЧМ сигнални иккита АМ сигнални йиғиндиси деб қараш мумкин:

$$S_{ДЧМ}(t) = S_{ДАМ1}(t) + S_{ДАМ2}(t) = 0{,}5(1 + X(t))\sin\omega_1 t +$$
$$+ 0{,}5(1 + X(t))\sin\omega_2 t$$

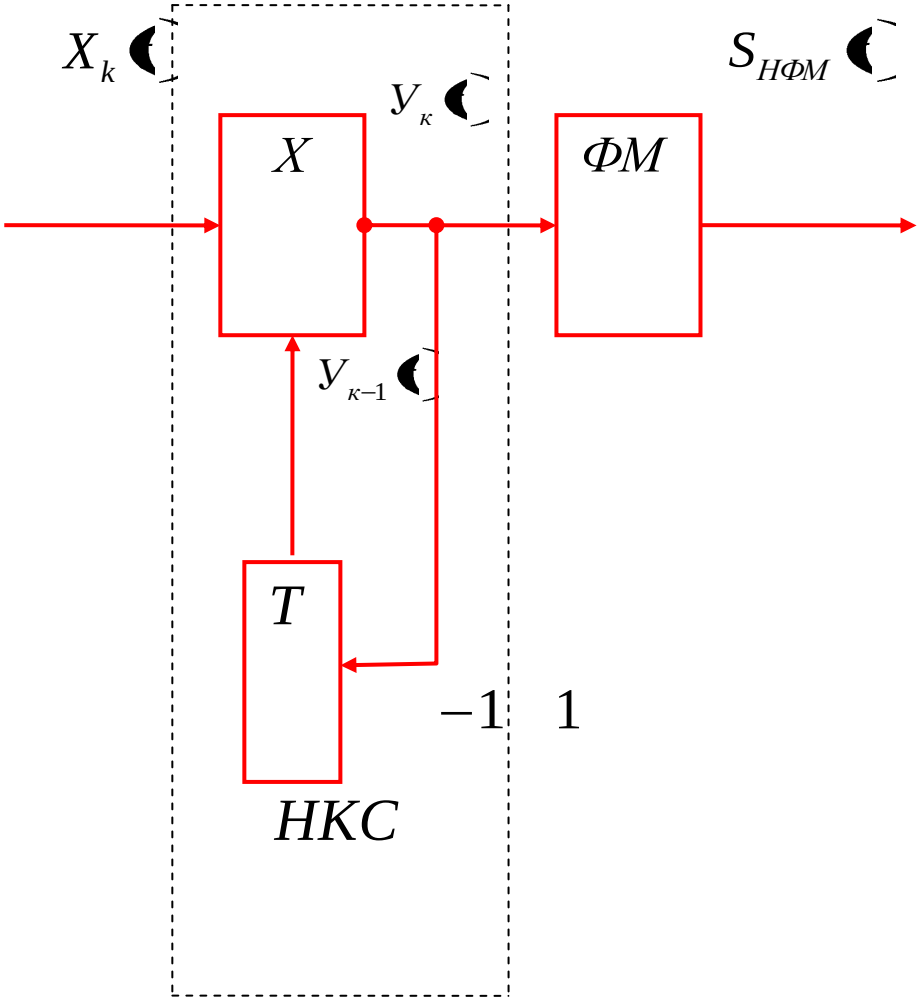
$$\overline{X(t)} = -X(t),$$
$$\omega_1 = \omega_0 + \Delta\omega,$$
$$\omega_2 = \omega_0 - \Delta\omega,$$
$$\omega_1 - \omega_2 = 2\Delta\omega,$$




X
1
T
−1
−1
1
1
−1
1
t
sin ω1t
t
sin ω2t
t
SДАМ1
t
SДАМ2
t
ω1
ω2
SЛЧМ
t

Дискрет ФМ сигнални хам иккита АМ сигнални йиғиндиси деб қараш мумкин:

$$S_{ДФМ}(\cdot) = S_{ДАМ1}(\cdot) + S_{ДАМ2}(\cdot) = 0{,}5(+X(\cdot)\cdot\sin\omega_0 t + \\ + 0{,}5(+\overline{X(\cdot)}\cdot\sin(\omega_0 t + П(\cdot)$$

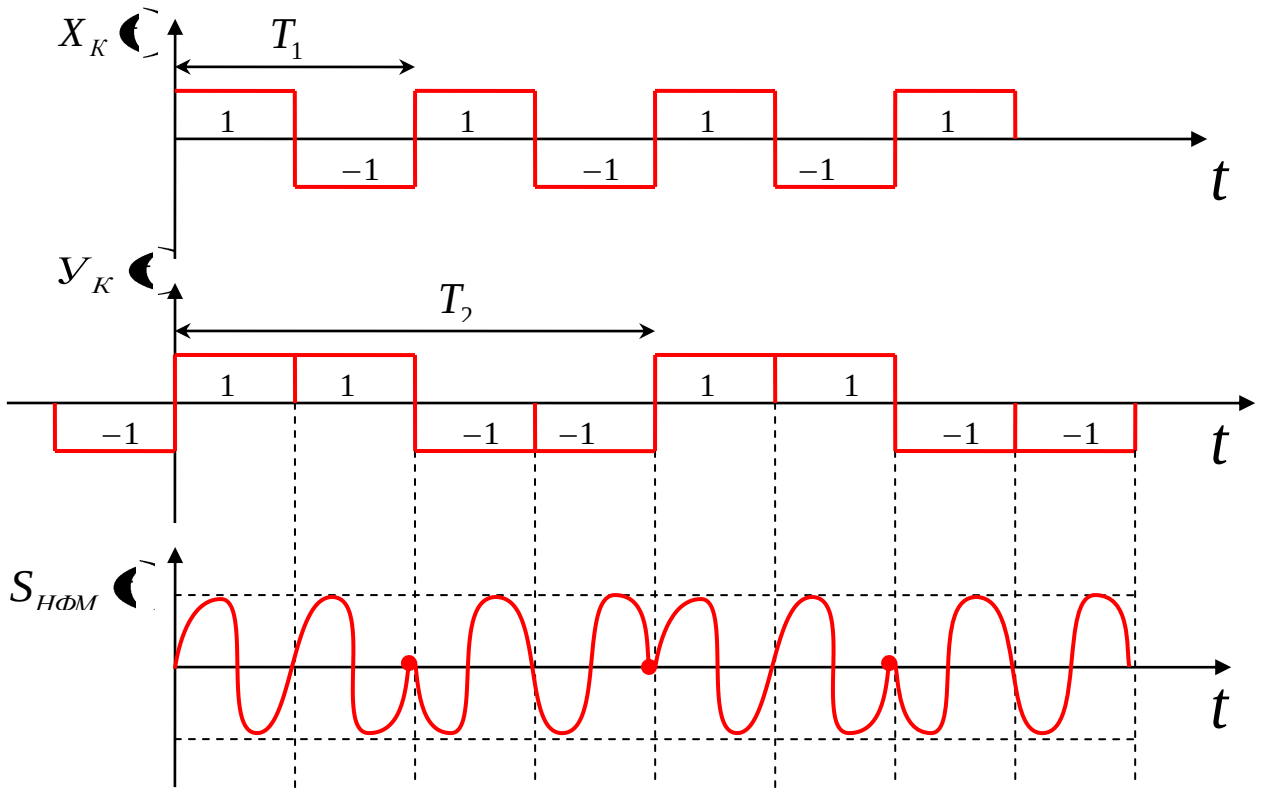


$$y_к(\cdot) = -X_к(\cdot)\cdot y_{к-1}(\cdot)$$

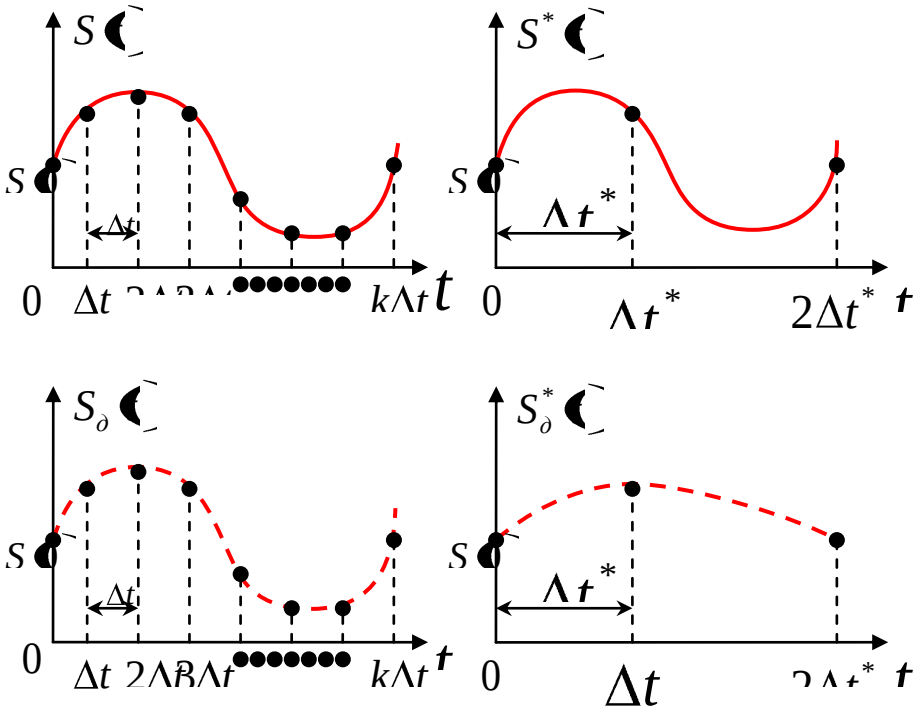
МАЪРУЗА-22

ЎЗЛИҚСИЗ СИГНАЛЛАРНИ ВАҚТ БЎЙИЧА ДИСКТЕРЛАШ.

Ўзлиқсиз сигнал берилган бўлсин :



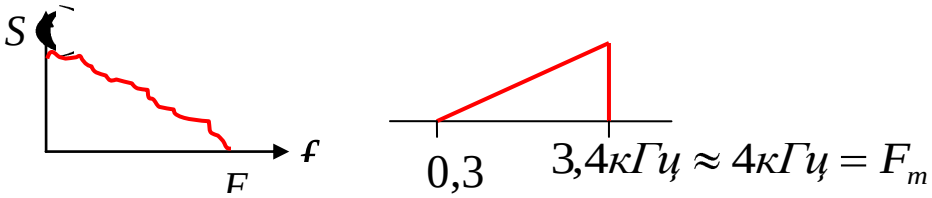
Ўзлиқсиз сигнал вақтнинг хар бир моментида ўзлиқсиз ўзатилади. Хар қандай S (t) ўзлиқсиз сигнални **Т** вақт интервалида аниқ қабул килиш (тиклаш учун) сигналнинг **Т** вақт интервалидаги
ҳамма вақт нуқталаридаги оний қийматларни олиш лозим. Аммо маълум шартлар тўплами бажарилганда ўзлиқсиз сигналнинг хар бир **Δt** оарлиқлардаги олинган оний қийматларни тўплами Ушбу ўзлиқсиз сигнални тўлиқ ифодалайди. Маълум шартлар бажарилиб **КΔt** вақт моментларидаги олнган сигналнинг оний қийматларига вақт бўйича дискретланган сигнал дейилади.



В.А.Х. бўйича дискретланган сигналлардан ўзлиқсиз сигнални унинг оний қийматилардан қайта тиклаш мумкин агарда **Δt** тўғри тикланса. Олинган оний қийматлар ўзлиқсиз сигнални керакли аниқлик билан ифодалаши (характерлаши учун) бу сигналнинг оний қиматлари тенг **Δt** оралиқларда керакли частота (тезлик) билан олиниши лозим. **Δt** оралиқ қандай танланиши лозим деган саволга Кательников теоремаси жавоб беради.

Кательников теоремаси : Спектори чекланган ($F_m < F_{max}$) хар қандай S(t) ўзлиқсиз сигнални унинг санoқли оний қиматлари орқали кайта тиклаш мумкин, агарда дискретлаш интервали қўйилагича олинса:

$\Delta t \le \frac{1}{2F_m}$ Бу ерда F_m ўзлиқсиз сигналнинг спекторидаги энг юқоричастота.



$$\Delta t = \frac{1}{2F_m} = \frac{1}{2 \cdot 4 \cdot 10^3} = 125 \ \ мкс \qquad f_д = \frac{1}{\Delta t} = \frac{1}{\frac{1}{2F_m}} = 2F_m;$$

$$f_д = 2F_m; \qquad f_д = 2 \cdot 4 кГц = 8 \ \ кГц$$

Кательников теоремасига асосланиб спектори чекланган хар қандай ўзликсиз сигналнинг қўйидаги Кательников қаторига ёйиш мумкин:

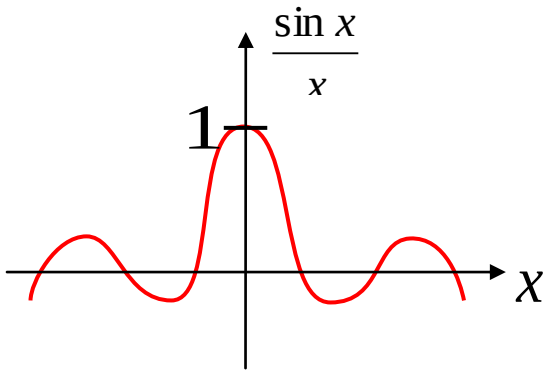
$$S(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} S(k\Delta t) \cdot \frac{\sin 2\Pi F_m (t - k\Delta t)}{2\Pi F_m (t - k\Delta t)}$$

Бу ерда $S(k\Delta t)$ Кательников қаторининг коэффициентлари ёки $k\Delta t$ вақт моментларидаги сигналнинг оний қийматлари. $\varphi_k(t)$ Кательников қаторининг Базис функцияси.

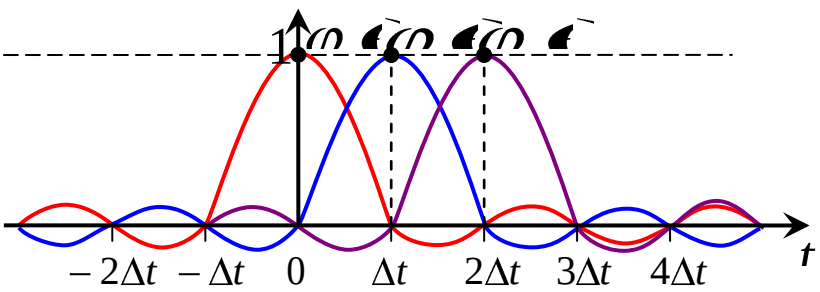
$$\varphi_k(t) = \frac{\sin 2\Pi F_m (t - k\Delta t)}{2\Pi F_m (t - k\Delta t)}$$

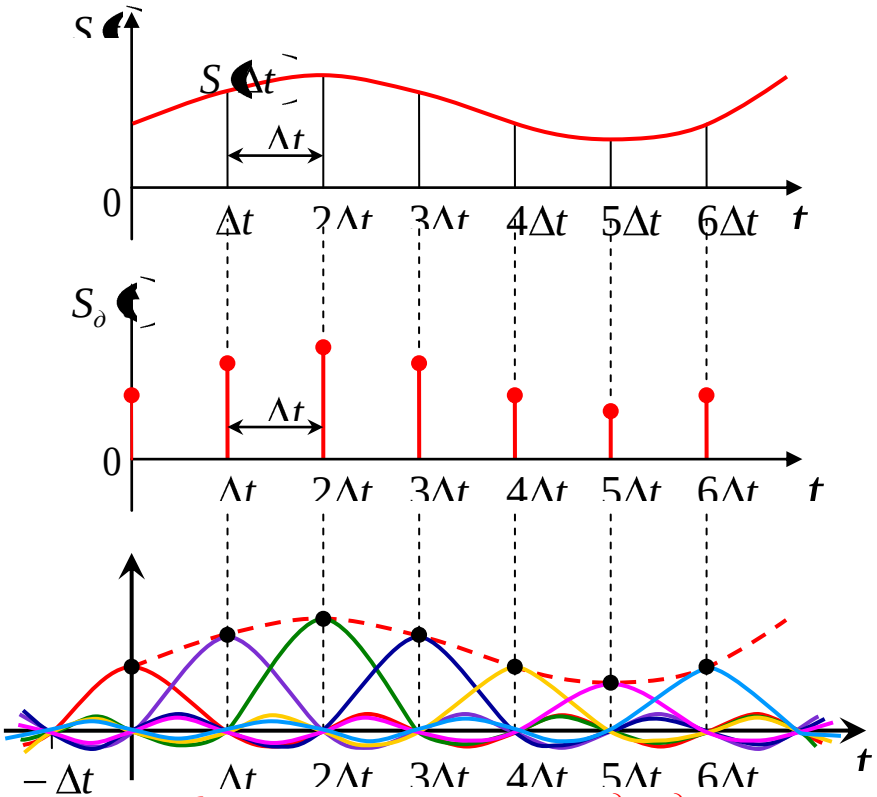
$$S(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} S(k\Delta t) \cdot \varphi_k(t)$$

$$\lim \frac{\sin x}{x} = 1$$



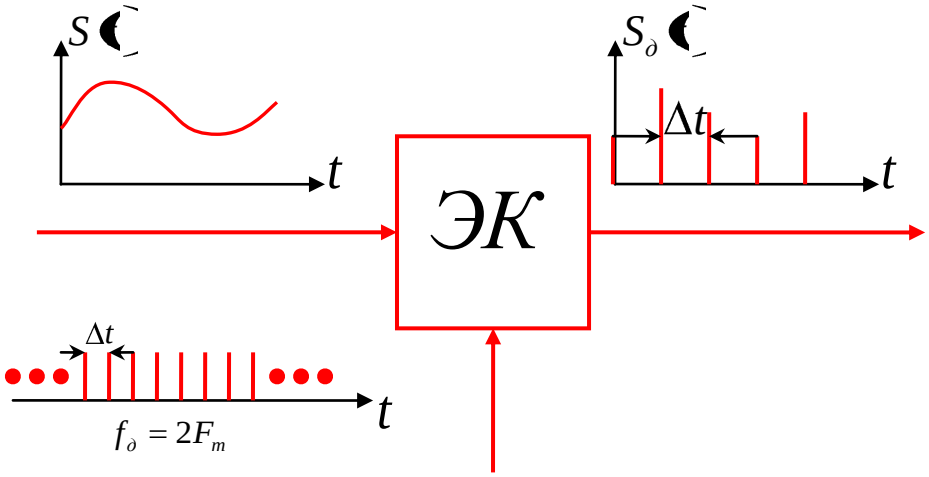
Базис функциси



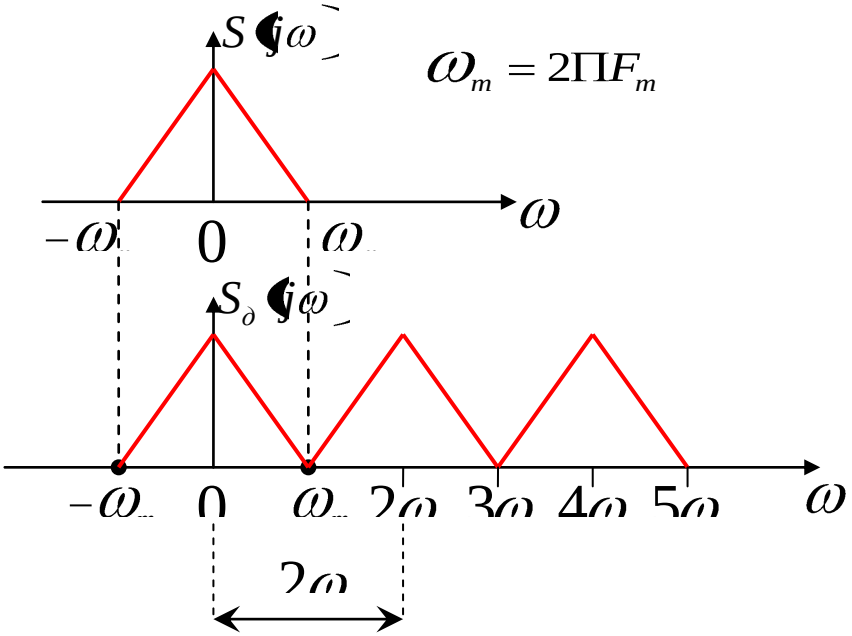


Кательников теорема қатори ёрдамида тикланган ўзлиқсиз сигнал.

Вақт бўйича дискретланган сигналлар ўзлиқсиз сигналлардан электрон калит ёрдамида ҳосил қилинади.



Вақт бўйича дискретланган сигнал спектрини кўриб чиқамиз.

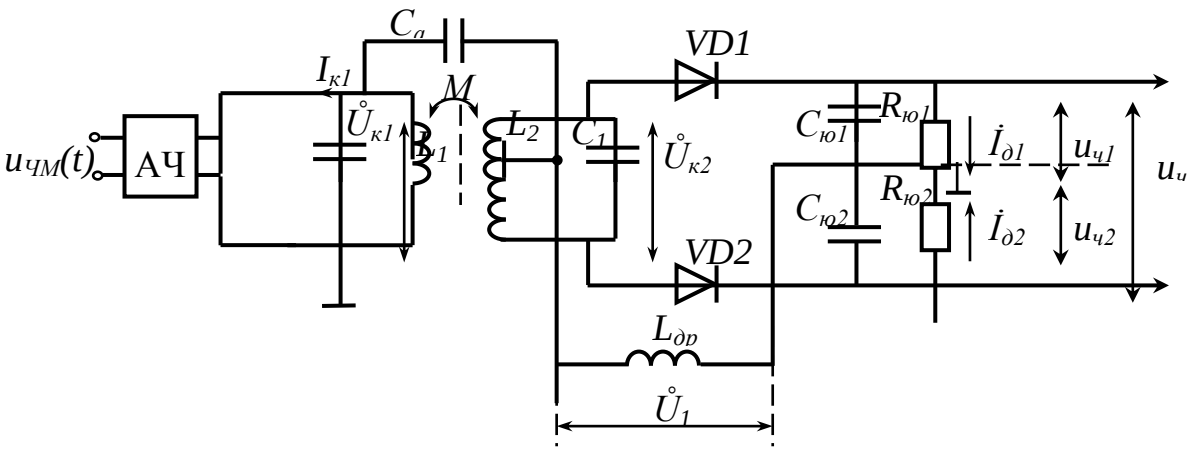


Юқори расимдан кўриниб турибдики вақт бўйича дискретланган сигналнинг спектори ўзлиқсиз сигналнинг спектрининг чексизта копияларни йиғиндисидан иборат экан. Бу копиялар бир – биридан $2\omega_m$ оралиқдан жойлашган экан.

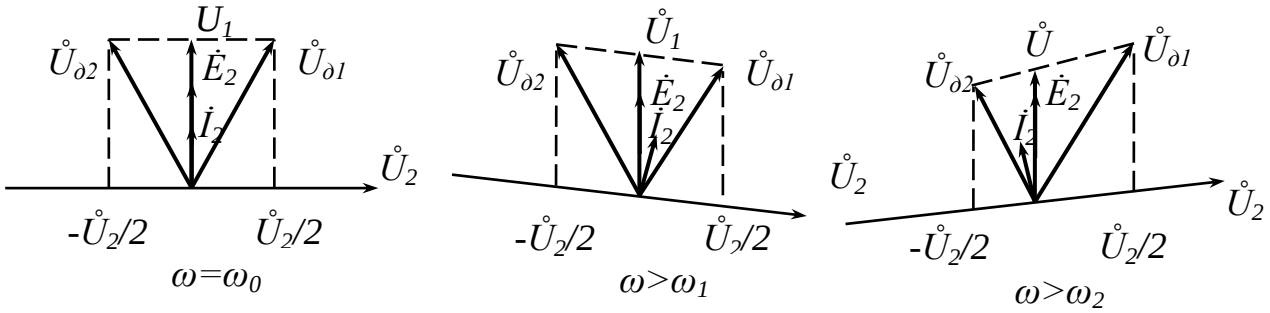
ИМПУЛЬСЛИ ТАШУВЧИДА МОДУЛЯЦИЯ ВА ДЕТЕКТОРЛАШ

Ушбу ЧД киришдаги ЧМ сигнал модуляциясини ФМ га ўзгартириш ва ФД орқали детекторлашга асосланган.

Контурлари ўзаро индуктив боғланган ЧД схемаси 7.20-расмда келтирилган. Одатда ушбу ЧД схемасидаги элементлар қийматлари бир хил этиб танланади: яъни $R_{ю1}=R_{ю2}=R_ю$; $C_{ю1}=C_{ю2}=C_ю$, ва диодлар бир турли.



7.20-расм.



а) б) в)

7.21-расм.

L_1C_1 ва L_2C_2 контурлар ЧМ сигнал ўртача частотасига созланган. Контурлар чиқишига $АД_1$ ва $АД_2$ уланган бўлиб, уларнинг чиқишидаги кучланишлар $U_{ч1}$ ва $U_{ч2}$. Ток доимий ташкил этувчиси $VD_1 \rightarrow R_{ю1} \rightarrow L_{др} - L_1$ нинг юқори ярим қисми ва VD_1 ёпиқ контур орқали; иккинчи диод орқали $VD_2 \rightarrow R_{ю2} \rightarrow L_{др} - L_2$ нинг пастки ярим қисми ва VD_2 ёпиқ контур орқали ўтади. $L_{др}$ – диодлар орқали ўтувчи ток доимий ташкил этувчиси занжирини улаш учун хизмат қилади. Ушбу ЧДда махсус айирувчи қурилма йўқ, чиқиш кучланиши $U_{ч1}$ ва $U_{ч2}$ ларни бир-биридан оддий айириш натижасида ҳосил бўлади, яъни

$$U_ч = U_{ч1} - U_{ч2}; \qquad (7.35)$$

бунда: $U_{ч1} = U_{д1}K_д = K_д(U_1 + 0{,}5U_2);$

$$U_{ч1} = U_{д2}K_д = K_д(U_к + 0{,}5U_2)\ ; \qquad (7.36)$$

(7.35) ифодага асосан $U_ч$ ни аниқлаш учун $U_{д1}$ ва $U_{д2}$ ни айириш керак. Диод VD_1 орқали ўтувчи юқори частотали токлар қуйидаги ёпиқ занжирдан: $VD_1 \rightarrow C_{к1} \rightarrow C_{к2} \rightarrow$ умумий уланиш сими $\rightarrow C_{бл} \rightarrow L_1C_1$ – контур $\rightarrow C_a \rightarrow L_2C_2$ контур VD_1 ўтиб умумий симга уланади.

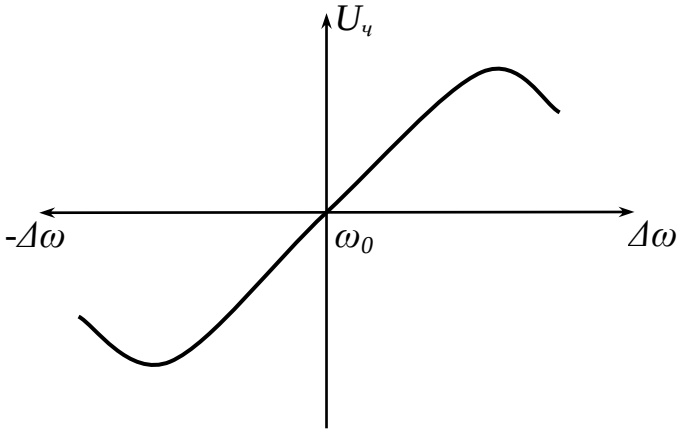
Диод VD_1 га икки кучланиш: биринчи L_1C_1 контурдаги $\dot{U}_{к1}$ кучланиш ва иккинчи L_2C_2 контурдаги кучланишнинг ярими, яъни $0{,}5\dot{U}$ қўйилган. $\dot{U}_{к1}$ кучланиши юқори частота бўйича L_1C_1 контурга параллел уланган $L_{др}$ – дроссел ажралади. $L_{др}$ – дроссел L_1C_1 контурга таъсир этмаслиги учун $L_{др} \approx 10L_1$ шарти бажарилиши керак. Ҳар бир онда $U_{д1}$ ва $U_{д2}$ кучланишлар бир-бирига тескари бўлади.

Боғланган ва созланган контурли ЧД ишлаш принципини 7.21-расмда келтирилган вектор диаграммалар билан тушунтириш осон. Агар $\omega = \omega_0$ бўлса (7.21а-расм), сигнал ўртача частотаси ω_0 контурлар L_1C_1 ва L_2C_2 резонанс частотасига тенг бўлади. $\dot{U}_{к1}$ кучланиш фазасини ноль деб олсак, иккинчи контурдаги электр юритувчи куч (ЭЮК) $\dot{E}_2$ фазаси $\dot{U}_{к1}$ фазасига мос келади. Резонансда иккинчи контурдаги ток $\dot{I}_2$ ЭЮК $\dot{E}_2$ билан фазаси бир хил бўлади. L_2C_2 контурдаги кучланиш $\dot{U}_{к2} = \dot{I}_2 \cdot \frac{1}{j\omega c_2}$ конденсатор C_2 га қўйилган бўлиб, унинг фазаси $\dot{I}_2$ ток фазасидан 90^0 кеч қолади. $\dot{U}_2$ кучланишнинг VD_2 га қўйиладиган ярми $\dot{U}_{к1}$ фазасидан 90^0 га ортади; VD_1 га қўйиладиган иккинчи ярми 90^0 га кечикади. Диаграммадан $U_{д1}$ ва $U_{д2}$ ларни аниқлаймиз, $U_{д1} = U_{д2}$, демак $U_{ч1} = U_{ч2}$ ва $U_ч = 0$ бўлади.

7.21б-расмда кўриш сигнали частотаси $\omega > \omega_0$ ҳолат учун вектор диаграммаси келтирилган. Бунда ҳам $\dot{U}_{к1}$ ни асосий вектор деб танлаймиз. $\dot{E}_2 = \frac{M}{L_1} \cdot \dot{U}_{к1}$ бўлгани учун унинг фазаси $\dot{U}_{к1}$ фазасига мос келади.

$\omega>\omega_0$ да $\omega L_2-\frac{1}{\omega C_2}$ ток $\dot{I}_2$ учун индуктив характерга эга бўлади. У E_2 фазасига нисбатан кеч қолади. $\dot{U}_{к2}$ кучланиш $\dot{I}_2$ дан 90^0 га кеч қолади. Унинг биринчи ярми VD_1 диодга ва иккинчи ярми VD_2 диодга берилади. VD_1 даги қисми $\dot{I}_2$ дан 90^0 га кечикади ва VD_2 даги қисми $\dot{I}_2$ дан 90^0 га илгарилайди. $\dot{U}_{к1}$ ва $0{,}5\dot{U}_{к2}$ векторларни қўшиб $\dot{U}_{д1}$ ва $\dot{U}_{д2}$ кучланишларни аниқлаймиз. Диаграммадан кўриниб турибдики $\dot{U}_{д2}>\dot{U}_{д1}$, бунда $U_{ч1}>U_{ч2}$ ва натижада $U_ч<0$ бўлади. Юқоридаги тартибда $\omega<\omega_0$ ҳолатни ҳам таҳлил этиш мумкин, натижада $U_ч>0$ бўлади.

7.22-расмда тебраниш контурлари бир-бири билан индуктив боғланган ва ҳар иккала L_1C_1 ва L_2C_2 контури киришдаги ЧМ сигнал ўртача частотасига созланган балансланган ЧД детекторлаш характеристикаси келтирилган. Ушбу ЧД детекторлаш характеристикаси анча кенг чизиқли қисмга эга бўлиб, унинг кенглигини L_1C_1 ва L_2C_2 контурлар асллиги Q га ва улар орасидаги магнит индукцияси M катталигига боғлиқ. Кириш частотасининг ўзгариши L_2C_2 контурдаги $\dot{U}_2$ кучланиш билан биринчи контур L_1C_1 даги кучланиш $\dot{U}_{к1}$ орасидаги фазанинг 90^0 дан ошишига ёки камайишига сабаб бўлади, натижада VD_1 ва VD_2 ларга қўйилган кучланишлар $\dot{U}_{д1}$ ва $\dot{U}_{д2}$ қийматлари ўзгаради. Бу ўз навбатида ЧД чиқишидаги кучланиш $U_ч$ ни кириш частотаси ўзгаришига мос ўзгаришига олиб келади.



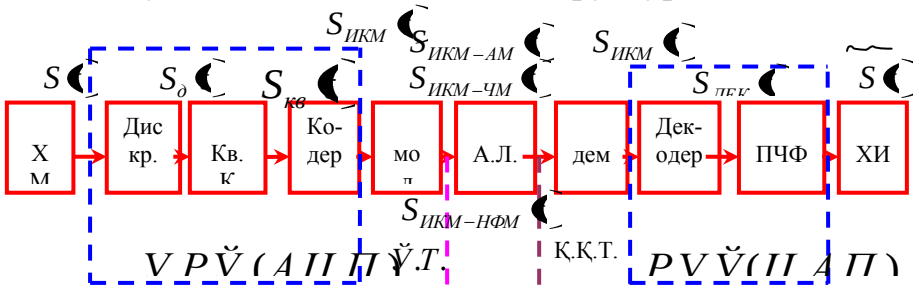
7.22-расм.

УЗЛУКСИЗ СИГНАЛЛАРНИ РАҚАМЛИ УЗАТИШ УСЛУБЛАРИ. ИМПУЛЬС-КОДЛИ МОДУЛЯЦИЯ

Ўзлиқсиз сигналларни рақамли холда ўзатиш учун рақамли модуляция тўрлари ишлатилади:

1) Импульс кодли модуляция – **И.К.М.**
2) Дельта модуляция – **Д.М.**
3) Деференциал кодли импульс модуляция – **Д.К.М.**
4) Адаптив дельта модуляция – **А.Д.М.**
5)

И.К.М. ўзатиш алоқа системаси структуравий схемасини кўриб чиқамиз:



- Х.М. – Хабар манбаи.
- Дискр – Дискретизатор.
- Кв.Қ – Квантловчи қурилма.
- Мод. – Модулятор.
- А.Л. – Алоқа линия.
- Дем – Демодулятор.
- П.Ч.Ф. – Паст частотали фильтер.
- Х.И. – Хабар истемолчи.
- А.Ц.П. – Аналого цифровой преобразователь.
- Ц.А.П. – Цифро аналоговый преобразователь.

Дискретизатор Кательников теоремасига асосланиб ўзлиқсиз сигнални вақт бўйича дискретланган сигналга айлантириб беради. Аммо бу сигналнинг оний қийматлари ўзлиқсиз қийматлар. Кванловчи курилма вақт бўйича дискретланган сигналнинг ўзлиқсиз оний қийматларни сатҳи бўйича квантлаб ҳам. Сатҳ бўйича ҳам вақт бўйича дискрет сигналларга айлантириб беради.

Кодер ҳам сатҳ, ҳам вақт бўйича квантланган сигнални иккиламчи код ёрдамида кодлайди, яъни уни И.К.М. рақамли сигналга айлантириб беради.

Сигнални ўзоқ масофаларга ўзатиш учун И.К.М сигнал кушимча дискрет модуляция қилинади.

(ИКМ – АМ ; ИКМ – ЧМ ; ИКМ – НФМ).

Ўзатилган ва қабул қилинган ўзлиқсиз сигналлар умуман олганда улар айнан тенг эмасдирлар. Чунки ўзлиқсиз сигнал рақамли сигналга айлантираётган пайта сигналга дискретлаш квантлаш хатоликлари олдиндан киритилади.