ЎЗБЕКИСТОН РЕСПУБЛИКАСИ АХБОРОТ ТЕХНОЛОГИЯЛАРИ ВА КОММУНИКАЦИЯЛАРИНИ РИВОЖЛАНТИРИШ ВАЗИРЛИГИ
ТОШКЕНТ АХБОРОТ ТЕХНОЛОГИЯЛАРИ УНИВЕРСИТЕТИ

ТЕЛЕКОММУНИКАЦИЯ ТЕХНОЛОГИЯЛАРИ ФАКУЛТЕТИ

ЭЛЕКТРОНИКА ВА РАДИОТЕХНИКА КАФЕДРАСИ

РАДИОТЕХНИК ЗАНЖИРЛАР ВА СИГНАЛЛАР

Тошкент 2016

МУНДАРИЖА

№	Мавзу номи	бет
1	**РАДИОТЕХНИКА ҚУРИЛМАЛАРИ, ТИЗИМЛАРИ ВА СИГНАЛЛАРИ ХАҚИДА УМУМИЙ МАЪЛУМОТЛАР. РАДИОАЛОҚА ТИЗИМИНИНГ ФУНКЦИОНАЛ СХЕМАСИ. РАДИОТЕХНИКЗАНЖИРЛАР ВА СИГНАЛЛАР ФАНИНИНГ ВАЗИФАСИ.**	4
2	**ХАБАР ВА СИГНАЛЛАРНИНГ МАТЕМАТИК МОДЕЛЛАРИ. ХАБАР ВА СИГНАЛЛАРНИ КЛАССИФИКАЦИЯСИ. ФУНКЦИОНАЛ ФАЗОЛАР ВА УЛАРНИНГ БАЗИСЛАРИ.**	11
3	**СИГНАЛЛАРНИ УМУМЛАШТИРИЛГАН ФУРЬЕ ҚАТОРИГА ЁЙИШ.**	18
4	**ДАВРИЙ БЎЛМАГАН СИГНАЛЛАРНИНГ СПЕКТРИ. СИГНАЛЛАРНИНГ СПЕКТР ЗИЧЛИГИ. ДЕЛЬТА ИМПУЛЬС.**	27
5	**НОЧИЗИҚЛИ ВА ПАРАМЕТРИК ЭЛЕМЕНТЛАР ВА УЛАРНИНГ ХАРАКТЕРИСТИКАЛАРИ.**	34
6	**ТЕБРАНИШЛАРНИ ПАРАМЕТРИК ВА НОЧИЗИҚЛИ ЗАНЖИРЛАРДА ЎЗГАРТИРИШ.**	41
7	**АВТОГЕНЕРАТОРЛАР. АВТОГЕНЕРАТОРЛАР СТРУКТУРАВИЙ СХЕМАСИ, АВТОГЕНЕРАТОРНИНГ УЙҒОНИШ ШАРТИ, АМПЛИТУДА ВА ФАЗАЛАР БАЛАНС ШАРТИ.**	49
8	LC –ГЕНЕРАТОРИНИНГ ДИФФЕРЕНЦИАЛ ТЕНГЛАМАСИ, УЙҒОНИШ ШАРТЛАРИ. УЧ НУҚТАЛИ LC- АВТОГЕНЕРАТОРЛАР.	54
9	RC генераторнинг дифференциал тенгламаси, уйғониш шартлари. Уч нуқтали лар RC –автогенератор. Генерация частотаси. Вин кўприкли автогенератор.	59
10	**АВТОГЕНЕРАТОРЛАР ЧАСТОТАСИНИ ДОИМИЙЛИГИНИ ТАЪМИНЛАШ УСУЛЛАРИ.**	65
11	**МОДУЛЯЦИЯ ВА ДЕТЕКТОРЛАШ. МОДУЛЯЦИЯ ҲАҚИДА ТУШУНЧА**.	68
12	АМПЛИТУДАСИ МОДУЛЯЦИЯ ҚИЛИНГАН СИГНАЛЛАРНИ ШАКЛЛАНТИРИШ ВА ДЕТЕКТОРЛАШ.	72
13	**БУРЧАКЛИ МОДУЛЯЦИЯ ҚИЛИНГАН СИГНАЛЛАРНИ ШАКЛЛАНТИРИШ ВА ДЕТЕКТОРЛАШ.**	77
14	**ДИСКРЕТ ХАБАРЛАР БИЛАН МОДУЛЯЦИЯ ҚИЛИНГАН СИГНАЛЛАРНИ ШАКЛЛАНТИРИШ ВА ДЕТЕКТОРЛАШ.**	83
15	Узлуксиз сигналларни рақамли узатиш назарияси. Узлуксиз сигналларни дискрет узатиш принципи.	88
16	**ИМПУЛЬСЛИ ТАШУВЧИДА МОДУЛЯЦИЯ ВА ДЕТЕКТОРЛАШ**	99
17	**УЗЛУКСИЗ СИГНАЛЛАРНИ РАҚАМЛИ УЗАТИШ УСЛУБЛАРИ. ИМПУЛЬС КОДЛИ МОДУЛЯЦИЯ. БАШОРАТ ҚИЛУВЧИ ДИКМ ВА ДМ РАҚАМЛИ УЗАТИШ ТИЗИМЛАРИ**	103
18	**ТАСОДИФИЙ ЖАРАЁНЛАР НАЗАРИЯСИ. ЭХТИМОЛЛАР НАЗАРИЯСИНИНГ АСОСИЙ НИСБАТЛАРИ.**	110

19	**ТАСОДИФИЙ ЖАРАЁНЛАР СИГНАЛ ВА ХАЛАҚИТЛАРНИ МАТЕМАТИК МОДЕЛИ СИФАТИДА**	118
20	**СТАЦИОНАР ТАСОДИФИЙ ЖАРАЁНЛАРНИ СПЕКТРАЛ ИФОДАЛАШ**	123
21	**ХАЛАҚИТБАРДОШЛИК НАЗАРИЯСИНИНГ АСОСИЙ ТУШУНЧАЛАРИ. ДИСКРЕТ ХАБАРЛАРНИ ОПТИМАЛ ҚАБУЛ ҚИЛИШ МЕЗОНЛАРИ.**	128
22	**ТЎЛИҚ МАЪЛУМ БЎЛГАН СИГНАЛЛАРНИ ОПТИМАЛ ҚАБУЛ ҚИЛИШ АЛГОРИТМЛАРИ (КОГЕРЕНТ ҚАБУЛ ҚИЛИШ). АМ,ЧМ,ФМ СИГНАЛЛАРНИ КОГЕРЕНТ ҚАБУЛ ҚИЛИШ.**	135
23	**ОПТИМАЛ ҚАБУЛ ҚИЛИШ АЛГОРИТМИ МОСЛАШГАН ФИЛТРЛАР АСОСИДА АМАЛГА ОШИРИШ.**	145
24	**ФАЗАСИ АНИҚЛАНМАГАН СИГНАЛЛАРНИ ОПТИМАЛ ҚАБУЛ ҚИЛИШ (НОКОГЕРЕНТ ҚАБУЛ ҚИЛИШ).**	152
25	**ДИСКРЕТ СИГНАЛЛАРНИ ҚАБУЛ ҚИЛИШДА ПОТЕНЦИАЛ ХАЛАҚИТБАРДОШЛИК**..	157
26	**ТАСОДИФИЙ ЖАРАЁНЛАРНИНГ ЭЛЕКТР ЗАНЖИРЛАРИДАН ЎТИШИ. ЧИЗИҚЛИ ЗАНЖИРЛАРГА ТАСОДИФИЙ ЖАРАЁНЛАРНИНГ ТАЪСИРИ.**	164
27	**НОЧИЗИҚЛИ ЗАНЖИРЛАРГА ТАСОДИФИЙ ЖАРАЁНЛАРНИНГ ТАЪСИРИ.**	171
28	**Тор полосали тасодифий жараёнлар.**	174
29	**СИГНАЛЛАРНИ ВЕЙВЕЛЬТ ОРТОГОНАЛ ФУНКЦИЯЛАРИ ЁРДАМИДА ТАХЛИЛ ҚИЛИШ. СИГНАЛЛАРНИ СИҚИШ.**	182
30	**СИГНАЛЛАРНИ РАҚАМЛИ ФИЛЬТРЛАР ЁРДАМИДА ҚАЙТА ИШЛАШ. РАҚАМЛИ ФИЛЬТРЛАРНИНГ ТУРЛАРИ, АСОСИЙ ХАРАКТЕРИСТИКАЛАРИ. ҚЎЛЛАНИЛИШ СОХАСИ.**	188
31	**РАҚАМЛИ ФИЛЬТРЛАРНИ СИНТЕЗ ҚИЛИШ, СОДДАЛАШГАН ФУНКЦИОНАЛ СХЕМАСИ, АВЗАЛЛИГИ ВА КАМЧИЛИКЛАРИ.**	193
	ҚИСҚАРТМАЛАР ЛУҒАТИ	199
	АДАБИЁТЛАР РУЙХАТИ	201

МАЪРУЗА-1. РАДИОТЕХНИКА ҚУРИЛМАЛАРИ, ТИЗИМЛАРИ ВА СИГНАЛЛАРИ ҲАҚИДА УМУМИЙ МАЪЛУМОТЛАР. РАДИОАЛОҚА ТИЗИМИНИНГФУНКЦИОНАЛ СХЕМАСИ. “РАДИОТЕХНИК ЗАНЖИРЛАР ВА СИГНАЛЛАР” ФАНИНИНГ ВАЗИФАСИ.

МАЪРУЗА РЕЖАСИ.

1. Радиотехника хакида асосий тушунча ва умумий маълумотлар.
2.. Ахборот манбаи ва ахборотни истемолчиси.
3.Электромагнит тўлқинлар.
4.Радиотулкинларни частота диапазони ва тулкин узунлиги буйича таксимоти.
5.Радиоалоқа тизимини функционал схемаси.

Радиотехника – халқ хўжалигининг кўп соҳаларида кенг қўлланиб келмоқда. Улар қаторига радиоалоқа, телевидение, радионавигация, радиолокация, радиотелеметрия, медицина, космик алоқа, мобил уяли алоқа, радиоасторномия, 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 $Co=3\cdot10^8$ 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 $\lambda=10$ 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.

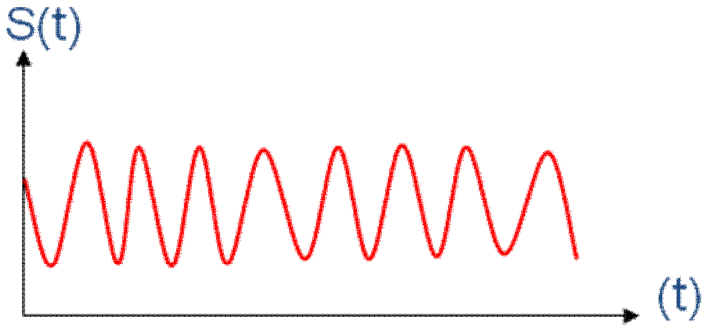
Информацияни узатиш учун уни маълум бир шаклга келтириш лозим, (масалан: матн, жадвал, график, расм, ҳаракатдаги тасвир ва бошқалар). Бундай шаклланиш натижасида информация хабарга айлантирилади. Хабарни биринчи фазовий нуқтадан иккинчи нуқтага узатиш учун уни бирор бир физик жараёнга юклашимиз, яъни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

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

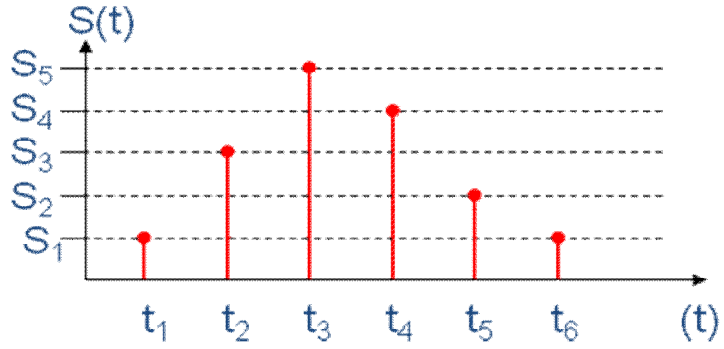
Электр сигнали – деб, электр жараённинг бир ёки бир нечта параметрларини хабарга мос равишда ўзгаришига айтилади.

Сигналларнинг турлари :

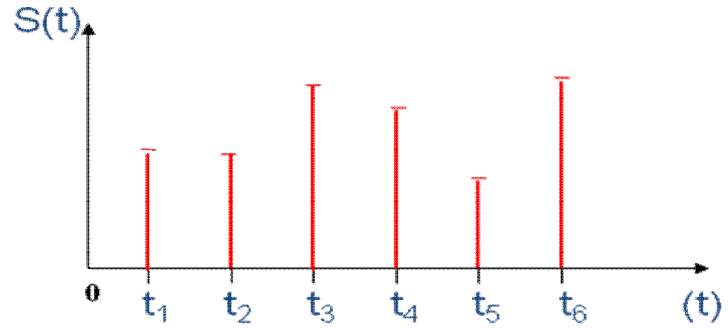
1). Узлуксиз сигнал.



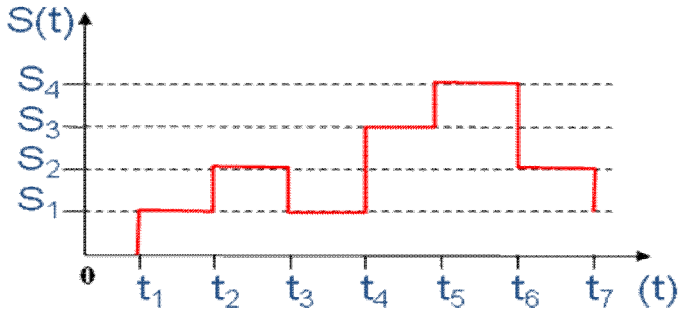
2). Сатҳ ва вақт бўйича дискрет сигнал.



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

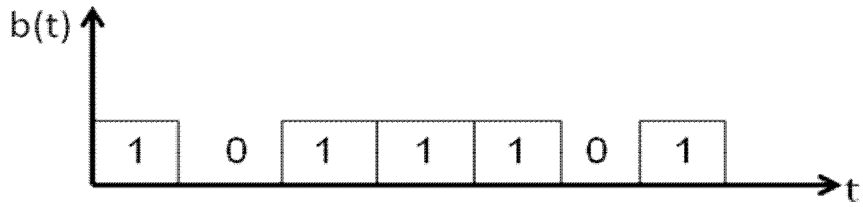


4). Сатх бўйича дискрет, вақт бўйича узликсиз.



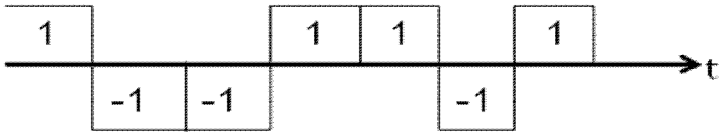
5). Икки асосли рақамли сигнал.

1). Униполяр, яъни бир қутбли.

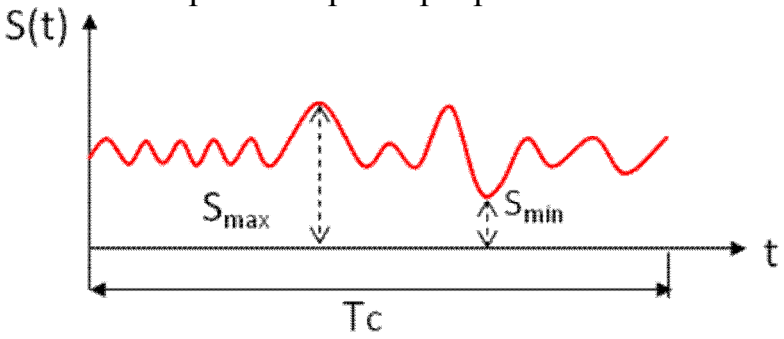


2). Биполар, яъни икки қутбли

b(t)



Сигналларнинг параметрлари.

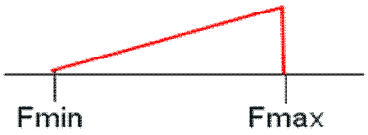


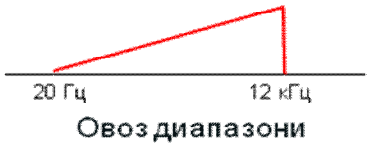
1) Сигналнинг давомийлиги. T_c - [сек].
2). Сигналнинг динамик диапазони:

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

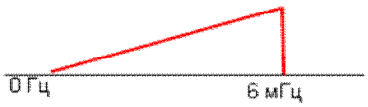
3). Сигналнинг спектр кенглиги. [Гц] ўлчанади.

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

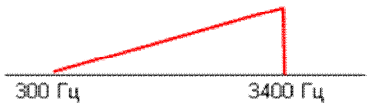




Овоз диапазони



Телевизион сигнал диапазони

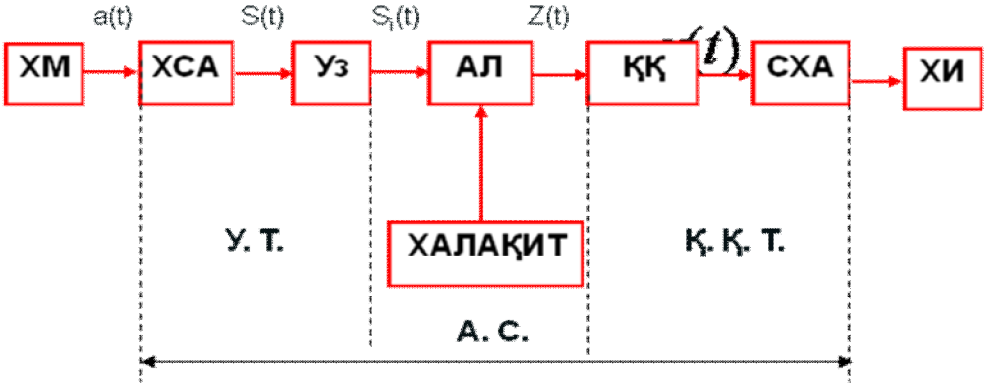


Алоқа линияда узатиётган сигнал

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 кўйидаги куринишга эга:



ХМ – Хабар манбаи.
ХСА – Хабарни сигналга айлантиргич.
Уз – Узатгич (передатчик).
АЛ – Алоқа линияси.
ҚҚ – Қабул қилгич (приёмник).
СХА – Сигналнн 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 бўйича узатилишга мослаштирилган сигнал.

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.

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

Агар сингалга халақит кўпайтирилса 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

$$Д_k = 10 \lg \frac{P_c}{P_x} \qquad [дБ]$$

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 $V_c = T_c \cdot Д_c \cdot F_c$ алоқа каналининг хажмидан кичик бўлиши керак.

НАЗОРАТ УЧУН САВОЛЛАР.

1. **Радиотехника» хакида асосий тушунча ва умумий маълумотлар хаыида нимани биласиз?**
2. **Информация, сигнал ва электр сигналига таъриф беринг.**
3. **Сигналларнинг турларининг неча хил тури бор?**
4. **Алоқа системасининг структуравий схемасини чизиб беринг?**
5. **Халақитларнинг турлари.**
6. **Алоқа каналларининг параметрлари хақида тушунча.**

2. МАЪРУЗА ХАБАР ВА СИГНАЛЛАРНИ КЛАССИФИКАЦИЯСИ. ФУНКЦИОНАЛ ФАЗОЛАР ВА УЛАРНИНГ БАЗИСЛАРИ.

МАЪРУЗА РЕЖАСИ:

1. Хабар ва сигналлар хақида тушунча ва уларнинг математик модели.
2. Тасодифий сигналлар хақида тушунча.
3. Узлуксиз ва дискрет сигналлар.
4. Сигналларни фукционал фазода тасвирлаш.
5. Функционал ва ортоганал фазалар хақида тушунча.

Хабарлар ва сигналлар қуйидагича фарқланадилар:

1. Шакли аввалдан маълум хабар ва сигналлар. Бундай сигналлар маълум математик формула орқали ифодаланади. Масалан: гармоник тебранишлар шаклидаги сигнал

$$u(t)=U_0\cos(\omega_0 t+\varphi_0). \qquad (2.2)$$

Бундай сигналнинг ҳар қандай t_1 вақтда оний қиймати $u(t_1)$ ни аниқлаш мумкин. Бундай сигналлардан қурилмани созлаш ва текширишда фойдаланилади.

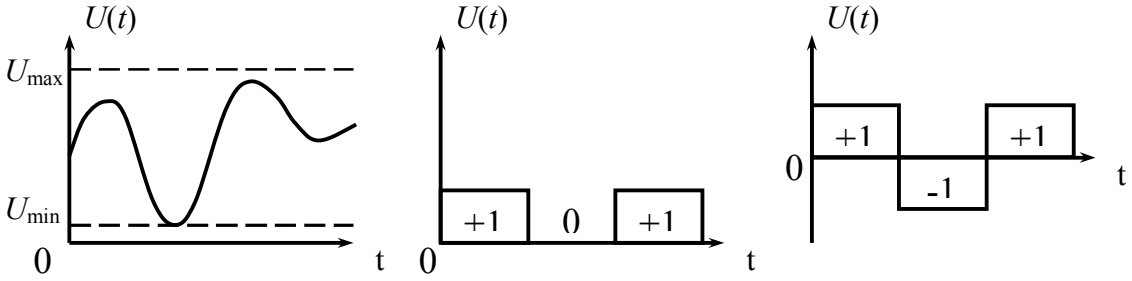
2. Тасодифий сигналлар. Бундай сигналларнинг берилган t_1 вақтдаги оний қийматини бирга тенг эҳтимолликда аниқлаб бўлмайди. Уларни аввалдан маълум бир математик формула билан ифодалаб бўлмайди. Тасодифий сигналларгина хабар етказиш қобилиятига эга.

Хабарлар ва сигналлар кўп ҳолларда вақт функцияси ҳисобланади ва қуйидаги турларга бўлинади:

1. Узлуксиз хабар дастлаб узлуксиз сигналга айлантирилади (1.2а-расм). Масалан: микрофон олдидаги айтилган сўз, мусиқа унинг олдидаги фазо зичлигини ўзгартиради ва микрофон диафрагмасига таъсир этиб уни ҳаракатга келтиради. Диафрагмага бириктирилган ғалтак (катушка) ўзгармас магнит майдонида жойлашган бўлгани учун унинг ҳаракати натижасида ғалтак қутбларида электр юритиш кучи ҳосил бўлади. Ёпиқ занжирдаги ток қиймати ва унинг бир қисмига уланган юклама қаршилик $R_ю$ даги кучланиш қиймати ўзгаради. Ушбу $R_ю$ дан ўтаётган ток қиймати натижада ундаги кучланишнинг ўзгариши микрофон олдидаги ҳаво зичлигига мос равишда ўзгаради, хабар сигналга айлантирилади. Бундай $u(t)$ сигнал аналог сигнал, яъни хабарга мос, ўхшаш сигнал деб юритилади. Телевизион камера ўз объективи олдидаги тасвирни ҳар бир нуқтаси ёруғлиги (ранги) ва жойлашиш координаталарини аниқлайди ва узлуксиз $u(t, x, y)$ сигналга айлантиради. Бундай сигнал видеосигнал (тасвир сигнали) деб юритилади.

Узлуксиз сигналлар қиймати ўзининг энг кичик қиймати U_{min} ва энг катта қиймати U_{max} оралиғидаги ҳар қандай катталикка эга бўлади.

2. Узлукли (дискрет) хабар дискрет сигналга айлантирилади. Масалан: бирон-бир матндаги ҳарфлар уларга мос кодлар комбинацияси билан алмаштирилади. Кўп ҳолларда кодлар комбинацияси токли (1) ёки токсиз (0) импульслардан иборат бўлади (2.2б-расм), +1 ва -1 импульслардан ташкил топган бўлади (2.2в-расм).

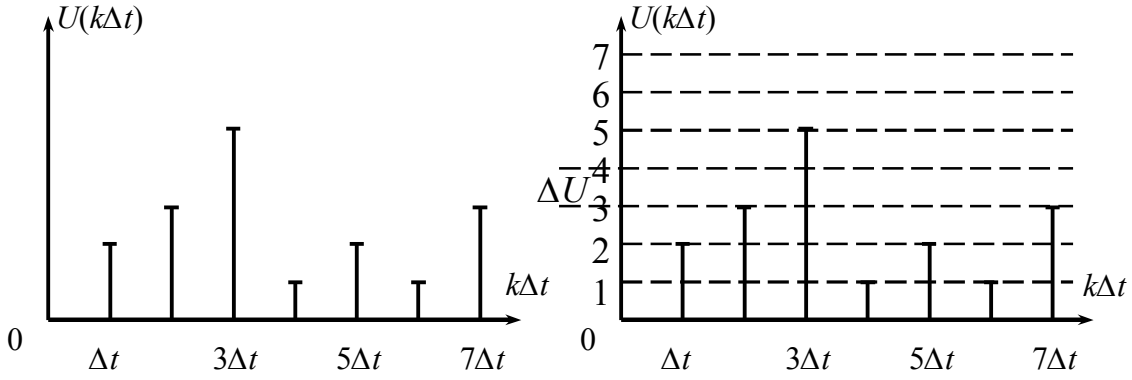


а) б) в)

2.1-расм. Хабар ва сигналларнинг турлари. а) узлуксиз сигнал, б) иккилик “+1” ва “0” импульсли сигнал, в) иккилик “+1” ва “-1” импульсли сигнал.

Одатда 1; 0 ва +1; -1 оддий сигналлар давомийлиги бир хил танланади.

3. Вақт бўйича дискрет сигналлар қиймати ўзининг энг кичик U_{min} ва энг катта U_{max} қийматлари орасидаги ҳар қандай катталикка эга бўлиши мумкин (1.3а-расм).



а) б)

2.2-расм. Вақт ва сатҳ бўйича дискрет сигналлар. а) вақт бўйича дискрет сигнал, б) сатҳ бўйича дискрет сигнал.

Одатда вақт оралиғи Δt бир хил қилиб танланади.

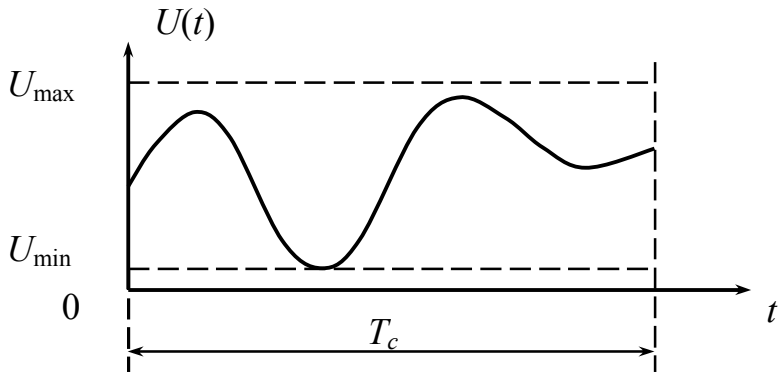
4. Вақт ва сатҳи бўйича дискрет сигналлар (2.3б-расм) деб, ҳар бир дискрет $k\Delta t$ вақтда қиймати аввалдан ўрнатилган $n\Delta U$ сатҳлардан бирига тенг сигналга айтилади. Бунда ΔU – сигнал қўшни сатҳлари орасидаги фарқ. Одатда $k\Delta t$ – вақт оралиқлари бир хил ўрнатилади, ΔU – бир хил ёки сигналнинг вақт бўйича секин ёки тез ўзгаришига қараб турлича ўрнатилиши мумкин. Δt – вақт бўйича дискретлаш қадами деб ва ΔU сатҳ бўйича дискретлаш қадами деб аталади. Узлуксиз сигнал вақт ва сатҳ бўйича дискрет сигналга айлантирилиши ва унинг ҳар бир $k\Delta t$ вақтдаги оний қиймати мос равишда $n\Delta U$ сатҳ қийматлари билан алмаштирилиши, сатҳ қийматлари рақамлар билан белгиланиши ўз навбатида рақамлар тегишли кодлар комбинацияси билан алмаштирилиши асосида ҳосил бўлган сигнал рақамли сигнал деб аталади. Масалан: $3\Delta t$ вақтда сигнал сатҳи $5\Delta U$ га тенг бўлсин, уҳолда 5 рақами 10110 код билан алмаштирилади ва алоқа линияси орқали модуляциянинг маълум бир тури орқали узатилади, яъни сатҳга мос импульс сигналлар рақамга алмашитирилади, кодланади ва модуляцияланган сигнал ИКМ-ЧМ, ИКМ-ФМ шаклида алоқа линияси орқали узатилади. Бунда оҳирги икки ҳарф фойдаланилган модуляция турини кўрсатади.

Узлуксиз сигналнинг $k\Delta$t дискрет вақтдаги оний қийматлари ўрнатилган сатҳ қийматига тенг бўлмаса бу оний қиймат энг яқин ўрнатилган сатҳ қиймати билан алмаштирилади. Бунда сигнал оний қийматини ўрнатилган сатҳ қиймати билан алмаштиришдаги ҳатолик ε_x , сатҳлар оралиқ қийматининг ярмидан ошмайди, яъни $\varepsilon_x=\Delta U/2$ бўлади. Бу ҳатолик алоқа каналида квантлаш шовқини шаклида пайдо бўлади. Сигналнни сатҳ бўйича дискретлаш квантлаш деб аталади.

Аксарият сигналлар вақт функцияси $s(t)$ шаклида ифодаланиши мумкин. Сигналга мос математик ифода ёрдамида сигналнинг асосий хусусиятларини аниқлаш мумкин. Кўп ҳолларда турли сигналлар учун умумий бўлган сигнал бир неча кўрсаткичлари (параметрлари)ни билиш етарли ҳисобланади.

Сигналларни алоқа каналлари орқали ахборот ташувчи деб ҳисоблаб, уни бирон бир буюмни жўнатишдаги асосий кўрсаткичлар (эни, бўйи ва баландлиги)ига ўхшаш кўрсаткичларини аниқлаймиз. Буюмни жўнатишда кўп ҳолларда уни ранги, юмшоқ ёки қаттиқлиги эътиборга олинмайди.

Ҳар қандай сигнал вақт функцияси ҳисобланади, маълум бир T_c вақт давомийлигида узатилади (1.4-расм). Сигнал T_c вақт оралиғида ўзининг энг кичик оний қиймати $U_{\min}$ билан энг катта оний қиймати $U_{\max}$ оралиғида ўзгаради. Сигнал энг катта қиймати $U_{\max}$ нинг унинг энг кичик қиймати $U_{\min}$ га нисбати, яъни $U_{\max}/U_{\min}=D_c$ сигнал динамик диапазони деб аталади. Сигнал T_c вақт давомида ўзининг $U_{\max}$ қийматидан $U_{\min}$ қиймати оралиғида тез ва секин ўзгаради. Сигналнинг ўзгариш тезлиги унинг спектри кенглиги F_c – га боғлиқ, яъни кенг спектрли сигнал тор спектрли сигналга нисбатан тез ўзгаради ва тескариси. Шундай қилиб сигнал асосан учта кўрсаткичи билан баҳоланади: T_c – сигнал давомийлиги; D_c – сигнал динамик диапазони ва F_c – сигнал спектри кенглиги.



2.3 -расм. Узлуксиз сигнал.

Сигнал асосий уч кўрсаткичларининг кўпайтмаси

$$T_c \cdot D_c \cdot F_c = V_c \qquad (2.3)$$

сигнал ҳажми деб аталади.

Радио ёки телевидение суҳандони нутқ сигнали динамик диапазони 25-30 ДБ, унча катта бўлмаган ашула гуруҳи 45-55 ДБ ва симфоник оркестр сигнали диапазони эса 65-75 ДБ га тенг.

Ҳар қандай алоқа каналида фойдали сигнал бор ёки йўқлигидан қатъий назар доимо ҳалақит бўлади. Сигнални қониқарли сифат билан узатиш учун фойдали сигнал қуввати ҳалақит қувватидан катта бўлиши керак. Шунинг учун баъзи ҳолларда сигнал динамик диапазони D_c ўрнига, сигнал қувватини ҳалақит қувватига бўлган нисбати $P_c/P_x=q$ дан фойдаланилади.

Сигнал спектри одатда жуда кенг бўлади. Бу ҳолда сигнал спектри кенглиги қилиб сигнал қувватининг асосий қисми жойлашган спектр кенглиги олинади. Баъзи ҳолларда сигнал спектри кенглиги уни узатиш сифатига қўйилган техник талаб асосида аниқланади. Масалан: телефон орқали алоқада қуйидаги икки талаб асосида спектр кенглиги аниқланади: биринчиси – нутқнинг дона-доналиги ва иккинчиси – телефон орқали сўзлашаётган икки шахс бир-бирини товушидан таниб олиши. Бу талабларга товуш спектрининг 300÷3400 Гц ораликдаги қисмини узатиш орқали эришиш мумкин.

Телевидение тизимида асосий талаб тасвирнинг тиниқлиги ҳисобланади. Тасвир бир кадрини 625 қаторга ёйиш ва бир қатор ўтказиб тасвирни ёйиш усулидан фойдаланилганда, телевизион сигнал спектри 6,25 МГц га яқин бўлади. Телевидение сигнали спектри телефон ва радиоэшиттириш тизими сигнали спектридан жуда катта, бу телевизион сигнал узатиш тизимини бир неча бор мураккаблаштиради. Телеграф сигнали спектр кенглиги сигнал узатиш тезлигига боғлиқ бўлиб $F_c=1{,}5v$ ифода орқали аниқланади, бунда v – телеграфлаш тезлиги. Бодларда баҳоланади ва вақт бирлигида узатилган телеграф элементар сигналлари сони билан аниқланади. Агар $v=50$ Бод бўлса, $F_c=75$ Гц бўлади.

Кўп ҳолларда модуляцияланган сигнал спектри модуляцияловчи – узатиладиган хабар сигнали спектридан кенг бўлади.

Сигналларни фукционал фазода тасвирлаш.

Сигналлар мураккаб жараён бўлганлиги учун уларни тўғридан – тўғри тадбиқ қилиш жуда кийин. Шунинг учун сигналларни таҳлил қилишда, уларни оддий ташкил этувчилрга ажратиб, уларни хусусиятларини аниқлаб, умумлаштириб сигнал ҳақида маълумот олиш мумкин.

Юқорида айтиб ўтилганларни амалга ошириш учун ***n*** ўлчовли фазадаги вектор деб қараш мумкин. Бу векторнинг ҳар бир координата ўкидаги проекциялар унинг ташкил этувчилари бўлади. Уч ўлчовли фазадаги векторни кўриб чиқайлик.

$$\bar{A} = iA_x + jA_y + kA_z \qquad (2.1)$$

А – вектор учта A_x, A_y, A_z векторларнинг йиғиндисидан иборат.

$$d_A = \left\|\overline{A}\right\| = \sqrt{A_x^2 + A_y^2 + A_z^2} \qquad (2.2)$$

d_A – А *векторнинг нормаси ёки узунлиги* дейилади.

Реал сигналлар учун ўлчов бирлиги катта бўлганлиги учун (2) формулани қуйидагича ёзиш мумкин.

$$d_A = \sqrt{\sum_{k=1}^{n} A_k^2} \qquad (2.3)$$

Агар уч ўлчовли фазада иккита А ва В векторлар берилган бўлса, бу иккита вектор орасидаги масофа қуйидаги формула бўйича топилади.

$$d_{AB} = \sqrt{\sum_{k=1}^{n} (A_k - B_k)^2} \qquad (2.4)$$

Ортаганал фазо деб, фаза ўклари узаро перпендикуляр бўлган (90^0) фазага айтилади.

Сигнални тахлил қилишда умумий кўринишдаги Фурье қатори жуда қўл келади.

$$S(t) = \sum_{k=0}^{n} a_k \varphi_k(t) \qquad (2.5)$$

$a_к$ – Фурье қатори коэффициенти.

$\varphi_к(t)$ – Фурье қаторининг базис функцияси.

Агар $\varphi_к(t)$ базис функция вақтга боғлиқ бўлса, бундай фаза *функционал фаза* дейилади.Агар 2 чи формулада $n \to \infty$ десак , у ҳолда сигнални нормаси ёки сигнални узунлиги қуйидаги формула ёрдамида топилади.

$$d_{s1} = \sqrt{\int_0^T S_1^2(t)dt} \qquad (2.6.)$$

$$E = \int_0^T S_1^2(t)dt \qquad (2.7) \qquad \text{– сигнални энергияси.}$$

Агар S_1 ва S_2 сигналлар берилган бўлса улар орасидаги масофа қуйидагича топилади.

$$d_{S_1S_2} = \sqrt{\int_0^T (S_1(t) - S_2(t))^2 dt} \qquad (2.8)$$

Базис функциялар ортоганал бўлиши учун улар орасидаги бурчак 90^0C бўлиши керак.

$$\begin{cases} \int_0^T \varphi_l(t)\varphi_k(t)dt = 0 \quad ,\kappa \neq l \\ \int_0^T \varphi_k^2(t)dt \neq 0 \quad ,\kappa = l \end{cases} \qquad (2.9)$$

Умумий кўринишда Фурье қаторини қуйидагича ёзиш мумкин:

$$S(t) = \sum_{k=0}^{n} a_k\varphi_k(t) = a_0\varphi_0(t) + a_1\varphi_1(t) + a_2\varphi_2(t) + \text{K} + a_k\varphi_k(t) + \text{K} \qquad (2.10)$$

$a_к$ – коэффициентини қуйидаги формула орқали топилади.

$$a_k = \frac{\int_0^T S(t)\varphi_k(t)dt}{\int_0^T \varphi_k^2(t)dt} \qquad (2.11)$$

Базис функциялар сифатида кўп ҳолларда ***Sin kΩt, Cos kΩt*** , $\frac{Sink\Omega t}{k\Omega t}$ ва $e^{-jk\Omega t}$ кўринишдаги функциялар ишлатилади.

НАЗОРАТ УЧУН САВОЛЛАР.

1. Хабар ва сигналлар хақида тушунча ва уларнинг математик модели хаыида нималарни биласиз?

2. Тасодифий сигналлар хақида тушунчангиз.

3. Узлуксиз ва дискрет сигналлар бир биридан фарқини тушунтириб беринг.

4. Сигналларни фукционал фазода тасвирлаш.

5. Базис функциялар ортоганал бўлиши учун улар орасидаги бурчак неча градус бўлиши керак?

6. Функционал ва ортоганал фазалар хақида тушунча.

7. Агар S_1 ва S_2 сигналлар берилган бўлса улар орасидаги масофа ыандай топилади?

8. Умумий кўринишда Фурье қаторини қайдай ёзиш мумкин?

9.Функцтонал фазо деб ыайдай фазога айтилади?

10. Агар уч ўлчовли фазада иккита А ва В векторлар берилган бўлса, бу иккита вектор орасидаги масофа вайси формула бўйича топилади?

МАЪРУЗА 3. СИГНАЛЛАРНИ УМУМЛАШТИРИЛГАН ФУРЬЕ ҚАТОРИГА ЁЙИШ.

МАВЗУ РЕЖАСИ.

1. Даврий бўлган сигналларни спектри хақида тушунча.
2. Даврий бўлган сигналларни Фурье қаторига ёйиш.
3. Амплитуда, фаза ва қувват спектрлари.

Давомийлиги τ ва қайтарилиш даври Т ҳамда амплитудаси А бўлган тугртўртбурчакли импульслар кетма-кетлиги берилган. Координата боши импульсларидан бирининг ўртасига қилиб танланган. Берилган кетма-кетликни Фуръе тригонометрик қаторга ёйиб, қуйидаги диаграммаларни чизамиз:

1. Вақт диаграммаси

2. Амплитуда спектри диаграммаси
3. Фаза спектри диаграммаси
4. Қувват спектри диаграммаси

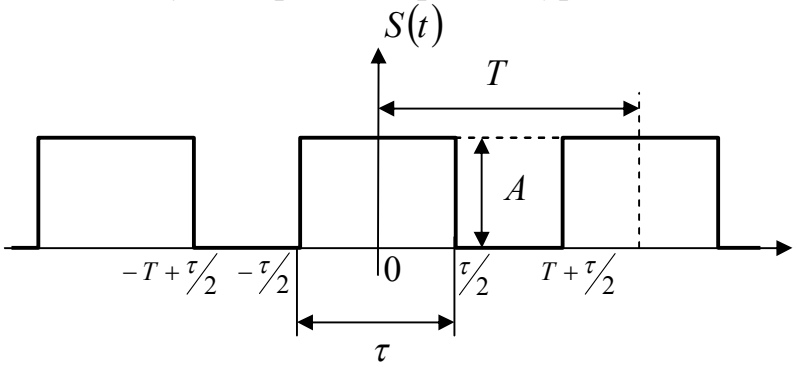
Масалан
τ = 19 мс
T = 38 мс
A = 10 В

$$S(t) = a_o + \sum_{k=1}^{\infty}(a_k \cos k\Omega t + b_k \sin k\Omega t) \qquad \text{ёки} \qquad S(t) = c_o + \sum_{k=1}^{\infty} c_k \cos(k\Omega t - \varphi_k)$$

$$c_o = a_o = \frac{1}{T}\int_{-\infty}^{\infty} S(t)dt \qquad a_k = \frac{2}{T}\int_{-\infty}^{\infty} S(t) * \cos k\Omega t dt \qquad b_k = \frac{2}{T}\int_{-\infty}^{\infty} S(t) * \sin k\Omega t dt$$

$$\varphi_k = arctg\frac{b_k}{a_k} \qquad \Omega = \frac{2\pi}{T} \qquad q = \frac{T}{\tau} \qquad c_k = \sqrt{a_k^2 + b_k^2}$$

1. Координата боши импульсларнинг бирининг ўртасида қилиб танланган.



$$S(t) = \begin{cases} A, & -\frac{\tau}{2} < t < \frac{\tau}{2} \\ 0, & -T + \frac{\tau}{2} < t < -\frac{\tau}{2} \\ 0, & \frac{\tau}{2} < t < T + \frac{\tau}{2} \end{cases}$$

$$c_o = a_o = \frac{1}{T}\int_{-\frac{\tau}{2}}^{\frac{\tau}{2}} S(t)dt = \frac{1}{T}\int_{-\frac{\tau}{2}}^{\frac{\tau}{2}} Adt = \frac{A}{T} * t\Big|_{-\frac{\tau}{2}}^{\frac{\tau}{2}} = \frac{A}{T} * \tau = \frac{A}{q}$$

$$a_k = \frac{2}{T}\int_{-\frac{\tau}{2}}^{\frac{\tau}{2}} \cos k\Omega t dt = \frac{2A}{T} * \frac{1}{k\Omega} * \sin k\Omega t \Big|_{-\frac{\tau}{2}}^{\frac{\tau}{2}} = \frac{2A}{Tk\Omega}\left(\sin\left(k\Omega\frac{\tau}{2}\right) - \sin\left(k\Omega\left(-\frac{\tau}{2}\right)\right)\right) = \frac{2A}{Tk\Omega} * 2\sin k\Omega\frac{\tau}{2} =$$

$$= \frac{2A\tau}{T} * \frac{\sin k\Omega\frac{\tau}{2}}{k\Omega\frac{\tau}{2}} = \frac{2A\tau}{T} * \frac{\sin\frac{2\pi}{T} * \frac{\tau}{2}}{k\frac{2\pi}{T} * \frac{\tau}{2}} = \frac{2A}{q} * \frac{\sin k\frac{\pi}{q}}{k\frac{\pi}{q}}$$

$$b_k = \frac{2}{T}\int_{-\frac{\tau}{2}}^{\frac{\tau}{2}} \sin k\Omega t dt = \frac{2A}{T} * \frac{1}{k\Omega} * \cos k\Omega t \Big|_{-\frac{\tau}{2}}^{\frac{\tau}{2}} = \frac{2A}{Tk\Omega} * \left(\cos\left(k\Omega\frac{\tau}{2}\right) - \cos\left(k\Omega\left(-\frac{\tau}{2}\right)\right)\right) = 0$$

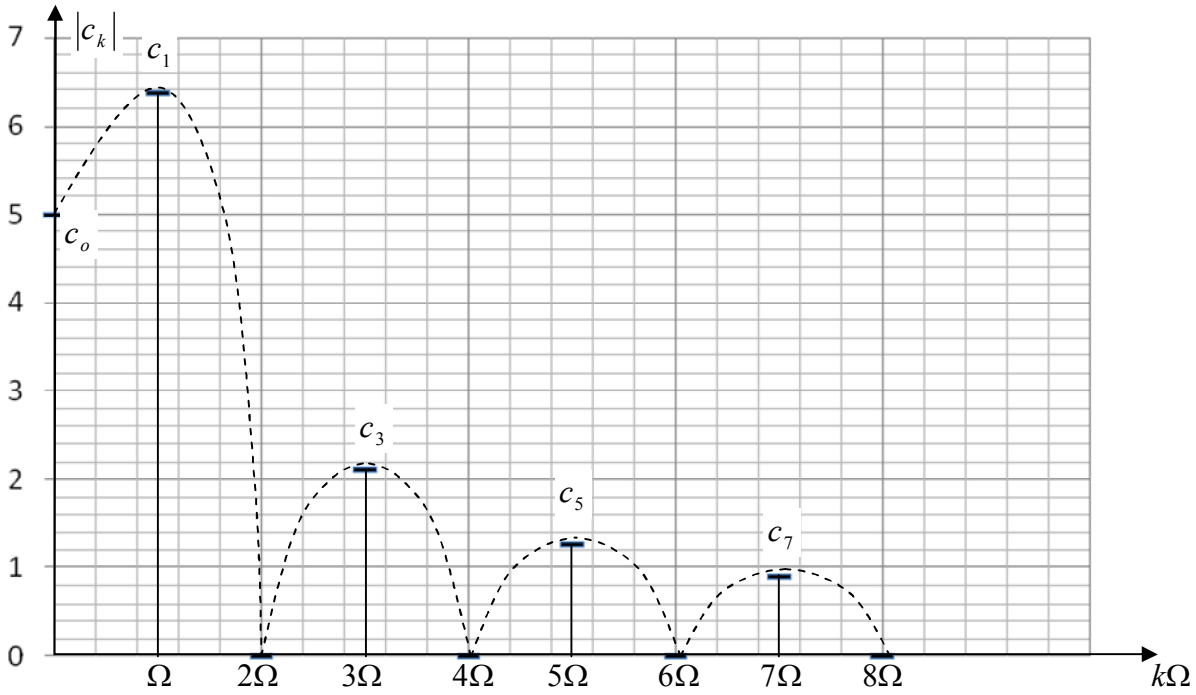
$c_k = a_k$ $\qquad\qquad$ $\varphi_k = arctg\frac{b_k}{a_k} = 0$

$q = 2$

$c_o = 5$

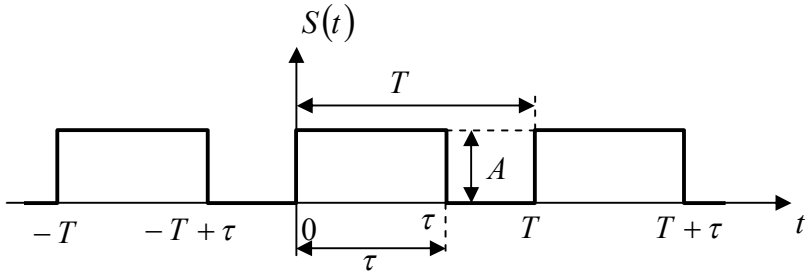
k	1	2	3	4	5	6	7	8
$c_k = a_k$	6,37	0	- 2,12	0	1,27	0	- 0,91	0
b_k	0	0	0	0	0	0	0	0
φ_k	0	0	π	0	0	0	π	0
c_k^2	40,58	0	4,49	0	1,61	0	0,83	0

Амплитуда спектори



Фаза спектри

2. Координата боши, импульс бошида танланган.



$$S(t)=\begin{cases}0, & -T+\tau<t<0\\ A, & 0<t<\tau\\ 0, & \tau<t<T\end{cases}$$

$$c_o=a_o=\frac{1}{T}\int_0^{\tau}S(t)dt=\frac{1}{T}\int_0^{\tau}Adt=\frac{A}{T}*t\Big|_0^{\tau}=\frac{A}{T}*\tau=\frac{A}{q}$$

$$a_k = \frac{2}{T}\int_0^{\tau} A\cos k\Omega t dt = \frac{2A * \sin k\Omega t}{Tk\Omega}\Big|_0^{\tau} = \frac{2A}{Tk\Omega}\left(\sin k\Omega\tau - \sin 0\right) = \frac{2A}{Tk\Omega}\sin k\Omega\tau = \frac{A}{\pi k}\sin\frac{2\pi k}{q}$$

$$b_k = \frac{2}{T}\int_0^{\tau} \sin k\Omega t dt = -\frac{2A}{Tk\Omega} * \cos k\Omega t\Big|_0^{\tau} = -\frac{2A}{Tk\Omega} * \left(\cos\left(k\Omega\tau\right) - \cos 0\right) = \frac{2A}{Tk\Omega} - \frac{2A}{Tk\Omega}\cos k\Omega\tau =$$

$$= \frac{2A}{Tk\Omega}\left(1 - \cos k\Omega\tau\right) = \frac{A}{\pi k}\left(1 - \cos\frac{2\pi k}{q}\right)$$

$$c_k = \sqrt{a_k^2 + b_k^2} = \sqrt{\left(\frac{2A}{Tk\Omega}\sin k\Omega\tau\right)^2 + \left(\frac{2A}{Tk\Omega} - \frac{2A}{Tk\Omega}\cos k\Omega\tau\right)^2} =$$

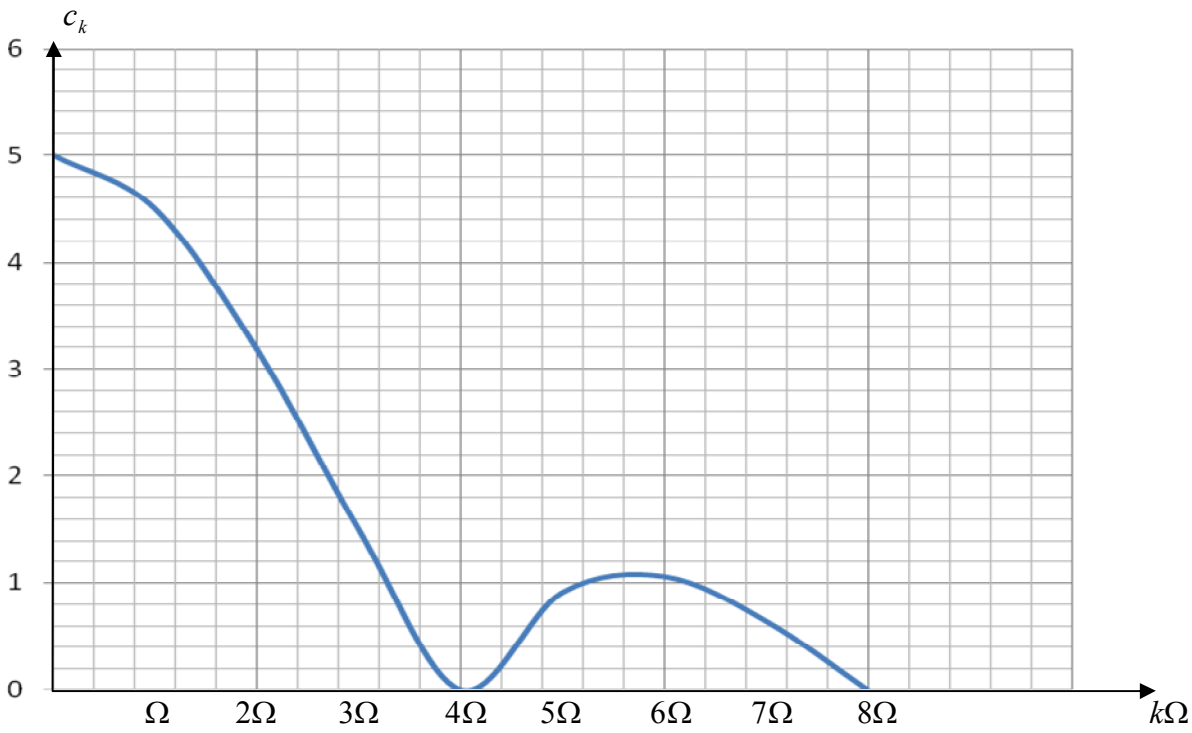
$$= \frac{2A}{Tk\Omega}\sqrt{\sin^2 k\Omega\tau + 1 - 2\cos k\Omega\tau + \cos^2 k\Omega\tau} = \frac{2A}{Tk\Omega}\sqrt{2 - 2\cos k\Omega\tau} = \frac{2A}{Tk\Omega}\sqrt{4\sin^2\frac{k\Omega}{2}\tau} =$$

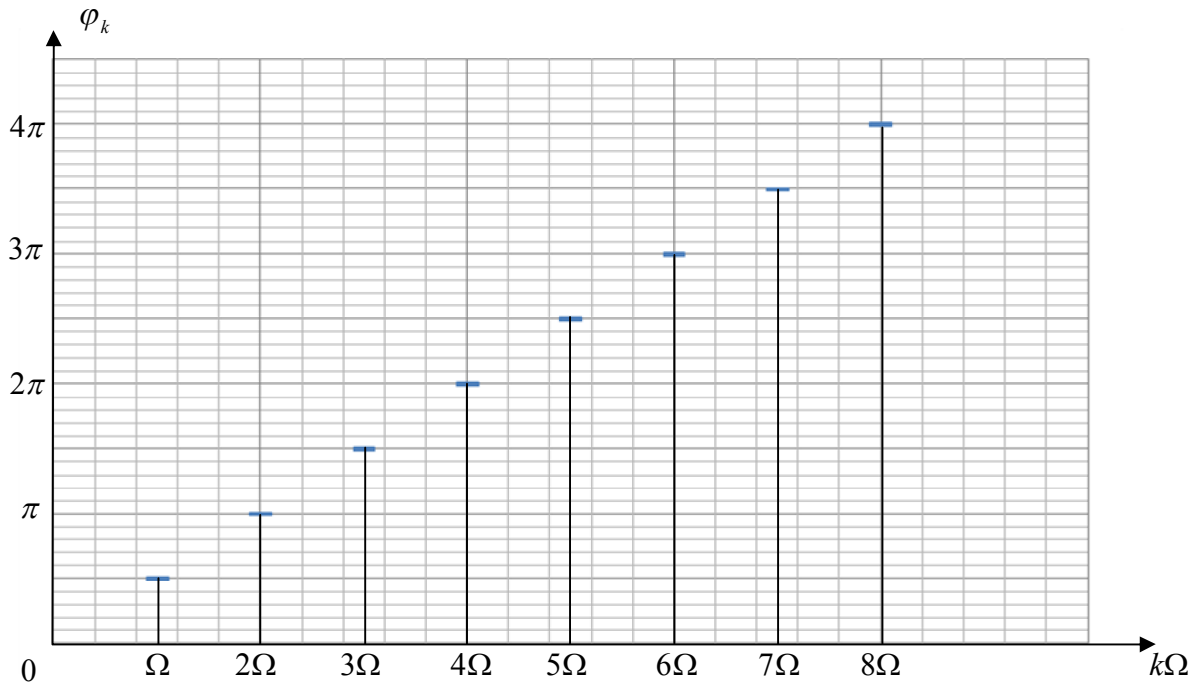
$$= \frac{2A}{Tk\Omega} * 2\sin\frac{k\Omega}{2}\tau = \frac{4A\sin\frac{k\Omega}{2}\tau}{Tk\Omega} = \frac{2A}{\pi k}\sin\frac{\pi k}{q}$$

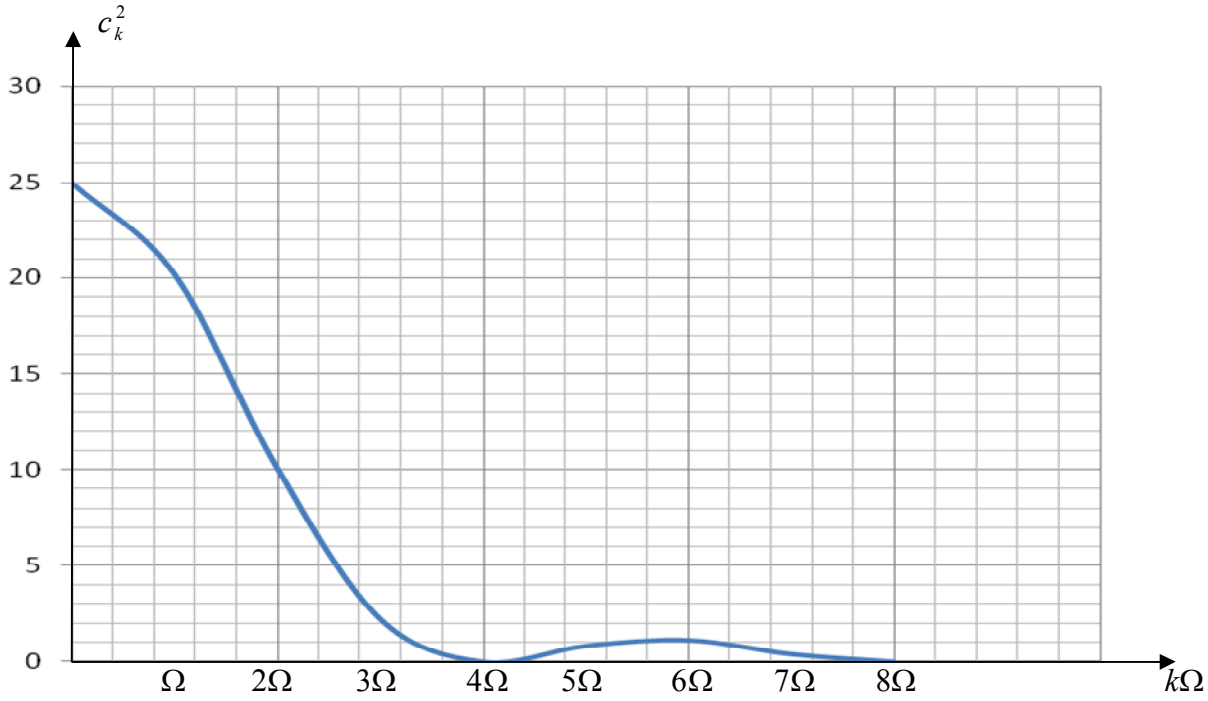
$$\varphi_k = arctg\frac{b_k}{a_k} = arctg\frac{\frac{A}{\pi k}\left(1 - \cos\frac{2\pi k}{q}\right)}{\frac{A}{\pi k}\sin\frac{2\pi k}{q}} = arctg\frac{2\sin\frac{2\pi k}{q}}{2\sin\frac{\pi k}{q} * \cos\frac{\pi k}{q}} = arctg\ tg\frac{\pi k}{q} = \frac{\pi k}{q}$$

$q = 2$

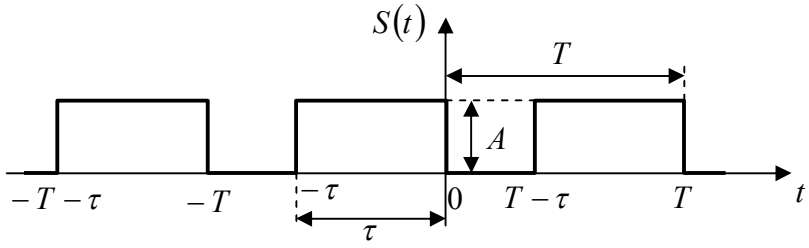
k	1	2	3	4	5	6	7	8
a_k	3,18	0	-1,06	0	0,64	0	-0,45	0
b_k	3,18	3,18	1,06	0	0,64	1,06	0,45	0
c_k	4,5	3,18	1,5	0	0,91	1,06	0,64	0
φ_k	π/2	π	3π/2	2π	5π/2	3π	7π/2	8π
c_k^2	20,22	10,11	2,25	0	0,82	1,12	0,4	0


c_k
6
5
4
3
2
1
0
Ω
2Ω
3Ω
4Ω
5Ω
6Ω
7Ω
8Ω
kΩ


φ_k
4π
3π
2π
π
0
Ω
2Ω
3Ω
4Ω
5Ω
6Ω
7Ω
8Ω
kΩ



3. Координата боши, импульс охирида танланган.



$$S(t)=\begin{cases}0, & -T<t<-\tau\\ A, & -\tau<t<0\\ 0, & 0<t<T-\tau\end{cases}$$

$$c_o=\frac{1}{T}\int_{-\tau}^{0}S(t)dt=\frac{1}{T}\int_{-\tau}^{0}Adt=\frac{A}{T}*t\Big|_{-\tau}^{0}=\frac{A}{T}*\tau=\frac{A}{q}$$

$$a_k = \frac{2}{T}\int_{-\tau}^{0} A\cos k\Omega t dt = \frac{2A * \sin k\Omega t}{Tk\Omega}\Big|_{-\tau}^{0} = \frac{2A}{Tk\Omega}(0 + \sin k\Omega\tau) = \frac{2A}{T\frac{2\pi}{T}k}\sin\frac{2\pi k\tau}{T} = \frac{A}{\pi k}\sin\frac{2\pi k}{q}$$

$$b_k = \frac{2}{T}\int_{-\tau}^{0} A\sin k\Omega t dt = -\frac{2A}{Tk\Omega} * \cos k\Omega t\Big|_{-\tau}^{0} = \frac{2A}{Tk\Omega} * (\cos(k\Omega\tau) - \cos 0) = \frac{2A}{Tk\Omega}\left(\cos\frac{2\pi\tau}{T}k - 1\right) =$$

$$= \frac{A}{\pi k}\left(\cos\frac{2\pi k}{q} - 1\right)$$

$$c_k = \sqrt{a_k^2 + b_k^2} = \frac{A}{\pi k}\sqrt{\sin^2\frac{2\pi k}{q} + \cos^2\frac{2\pi k}{q} - 2\cos\frac{2\pi k}{q} + 1} = \frac{A}{\pi k}\sqrt{2\left(1 - \cos\frac{2\pi k}{q}\right)} =$$

$$= \frac{A}{\pi k}\sqrt{4\sin^2\frac{\pi k}{q}} = \frac{2A}{\pi k}\sin\frac{\pi k}{q}$$

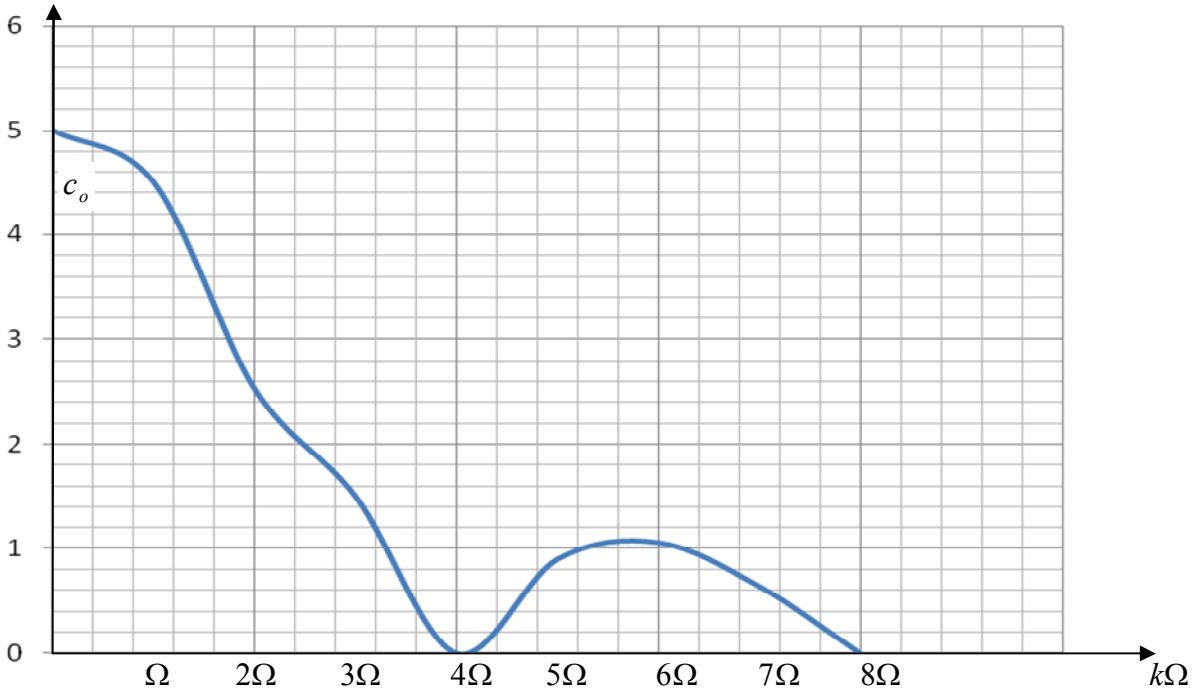
$$\varphi_k = arctg\frac{b_k}{a_k} = arctg\frac{\cos\frac{2\pi k}{q} - 1}{\sin\frac{2\pi k}{q}} = arctg - \frac{2\sin\frac{2\pi k}{q}}{2\sin\frac{\pi k}{q} * \cos\frac{\pi k}{q}} = arctg\left(-tg\frac{\pi k}{q}\right)$$

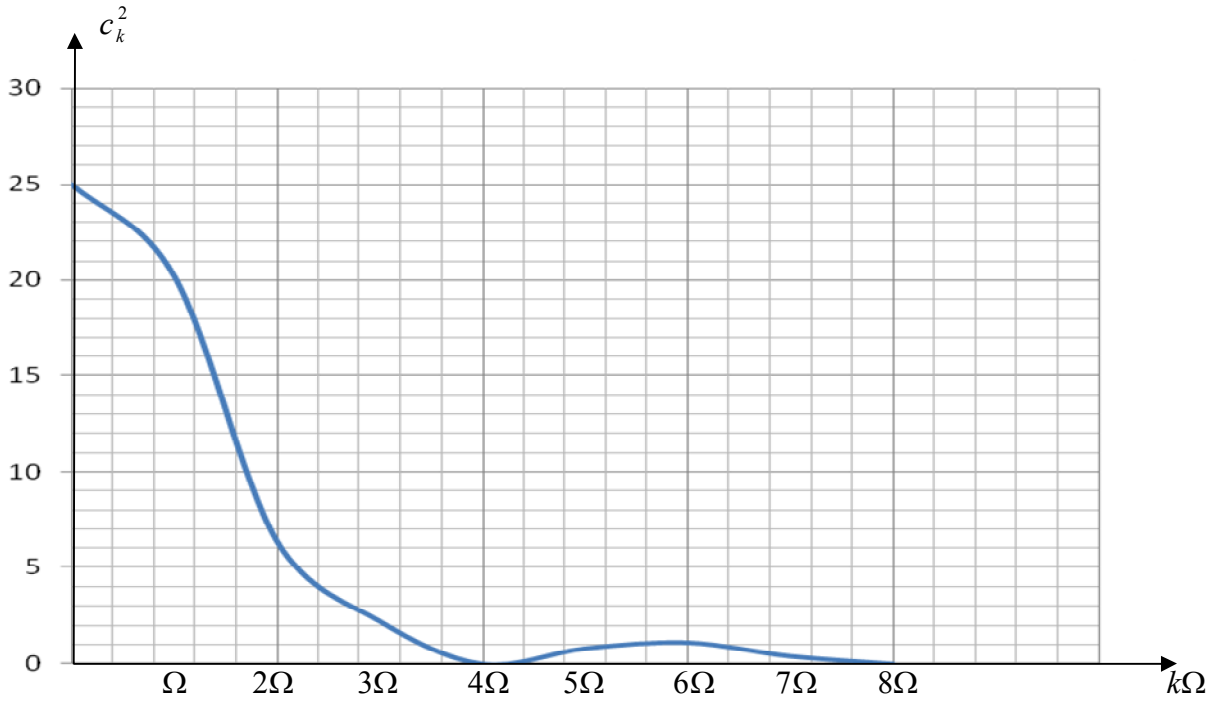
$q = 2$

$c_o = 5$

k	1	2	3	4	5	6	7	8
a_k	3,18	0	-1,06	0	0,64	0	-0,45	0
b_k	-3,18	-2,53	-1,06	0	-0,64	-1,06	-0,45	0
c_k	4,5	2,53	1,5	0	0,9	1,06	0,64	0
c_k^2	20,25	6,40	2,25	0	0,81	1,12	0,41	0

$|c_k|$





НАЗОРАТ САВОЛЛАРИ.

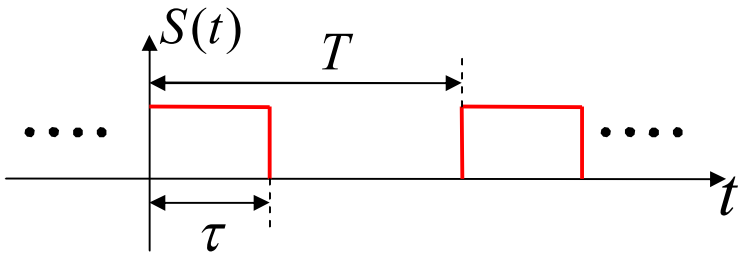
1. Фурье қаторини тригонометрик ва комплекс шаклда ёзинг.
2. Фурье қаторининг коэффициентлари қандай аниқланади.
3. Агар даврий тўғри туртбурчакли импульслар кетма-кетлигининг спектридан, гармоникалардан бирини олиб ташласак, сигналнинг шакли қандай ўзгаради?
4. Даврий радиоимпульлар кетма-кетлиги спектрини тўғри тўртбурчак шаклида чизиб беринг.
5. Гармоник ташувчи сигналнинг ва даврий тўғрибурчакли АМ импульслар кетма-кетлигининг спектрларини чизиб беринг.
6. Даврий радиоимпульслар кетма-кетлиги спектри билан тўғрибурчакли айланма хамда модуляцияланмаган тўлдиришларнинг бир-бирларидан фарқларини тушунтириб беринг.
7. Тонал модуляция ва мураккаб сигнал модуляцияларида АМ сигналнинг спектри қандай кўринишга эга бўлади?
8. Тональ амплитуда импульсли-модуляция АИМ сигналининг спектрини чизиб беринг.

4 –МАЪРУЗА. ДАВРИЙ БЎЛМАГАН СИГНАЛЛАРНИНГ СПЕКТРИ. СИГНАЛЛАРНИНГ СПЕКТР ЗИЧЛИГИ. ДЕЛЬТА ИМПУЛЬС.

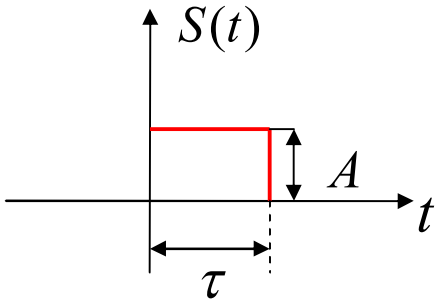
МАЪРУЗА РЕЖАСИ:

1. Тескари Фурье алмаштириш.
2. Тўғри Фурье алмаштириш.
3. Сигналнинг амплитуда ва фаза спектрининг кўриниши.
4. Дельта импульс ва унинг спектр кўриниши.

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 ораликка сигналнинг қанча амплитуда тўғри келишини кўрсатади.

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

Действительная **Мнимая**

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

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

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

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

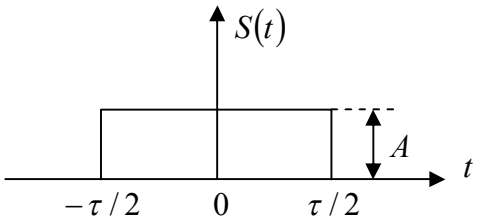
$S(\omega)-$ *сигналнинг амплитуда спектри.*

$\varphi(\omega)-$ *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. Унинг амплитуда спектрини аниклаб, спектр диаграммасини чизинг.

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



$S(j\omega)=\int_{-\infty}^{\infty} S(t)*e^{j\omega t}dt$ – спектр зичлиги формуласи

$$S(j\omega)=\int_{-\tau/2}^{\tau/2} A*e^{-j\omega t}dt = A\int_{-\tau/2}^{\tau/2} e^{-j\omega t}dt = -A\frac{1}{j\omega}*e^{-j\omega t}\Big|_{-\tau/2}^{\tau/2} = -A\frac{1}{j\omega}\left(e^{-j\omega\tau/2}-e^{j\omega\tau/2}\right)=$$

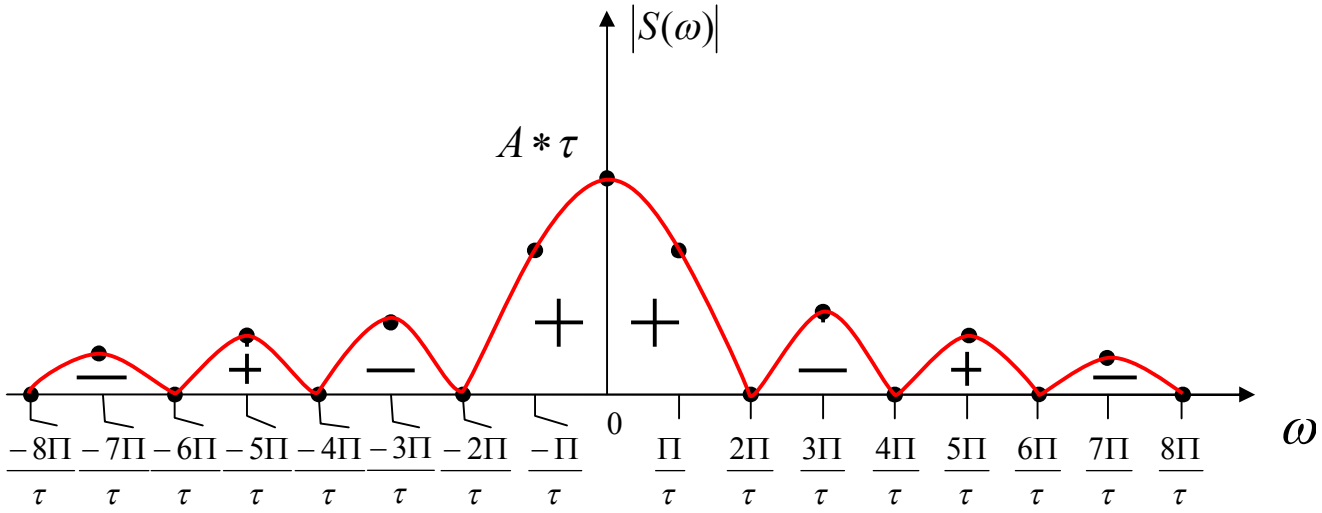
$$=\frac{2A}{\omega}\left(\frac{e^{j\omega\tau/2}-e^{-j\omega\tau/2}}{2j}\right)=\frac{2A}{\omega}\sin\omega\tau/2=\frac{2A\tau}{k\pi}\sin\frac{k\pi}{\tau}*\frac{\tau}{2}=\frac{2A\tau}{k\pi}\sin\frac{k\pi}{2}$$

$\frac{e^{jy}-e^{-jy}}{2j}=\sin y \qquad \omega=\frac{k\pi}{\tau}$ деб белгилаймиз.

$$S(j\omega)=\frac{2A\tau}{k\pi}\sin\frac{k\pi}{2}=A*\tau\frac{\sin k\pi/2}{k\pi/2}$$

$S(j\omega)=S(\omega)*e^{j\varphi(\omega)}$

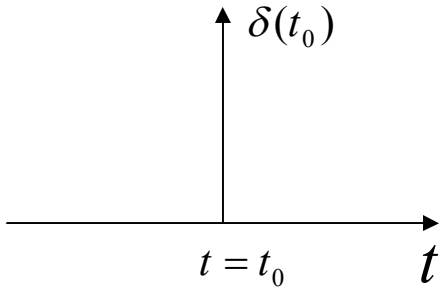
$e^{j\varphi(\omega)}=1\Rightarrow S(\omega)=A*\tau\frac{\sin k\pi/2}{k\pi/2}$



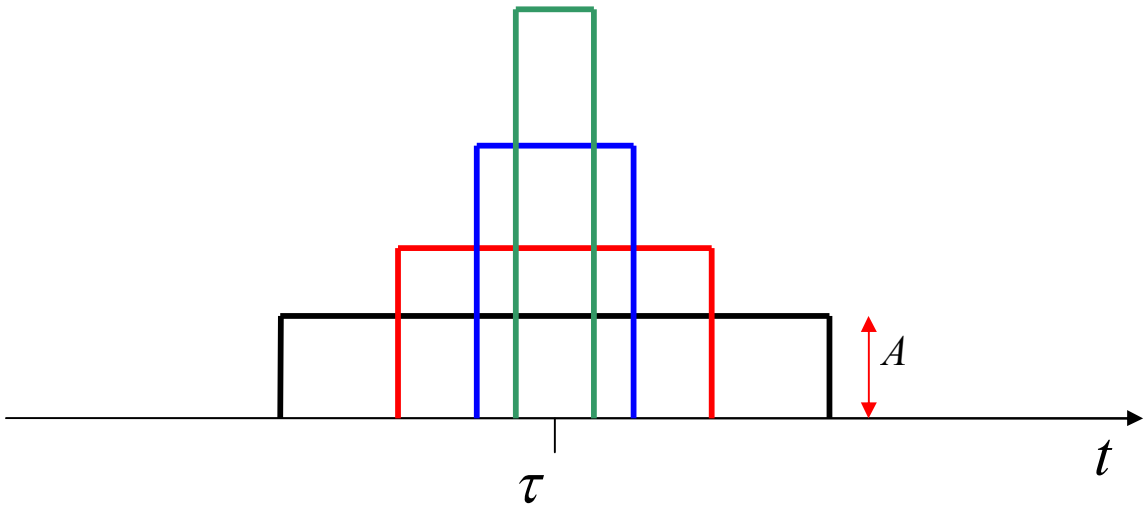
Дельта импульс

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

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

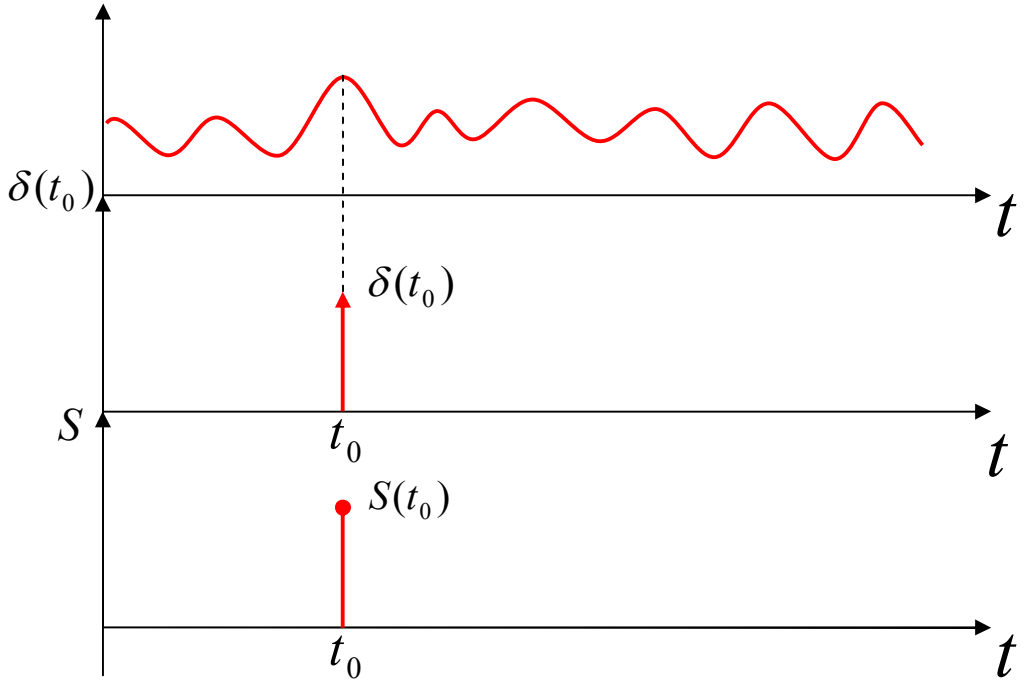


$$S = A \cdot \tau = 1$$



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 қўйидаги йўли билан аниқланади.

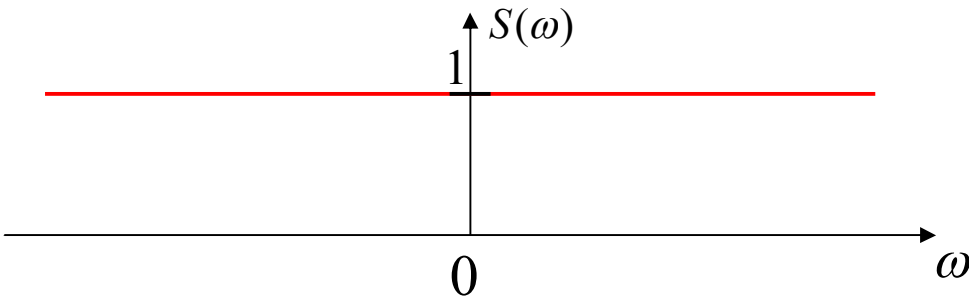
$$S(j\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} S(t)\cdot e^{-j\omega t}\,dt$$

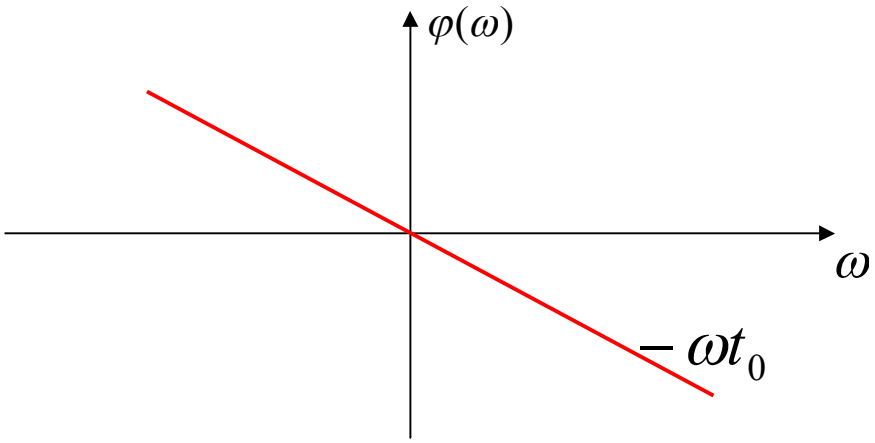
$$S(j\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} \delta(t_0) \cdot e^{-j\omega t} dt = e^{-j\omega t_0}$$

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

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

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





НАЗОРАТ САВОЛЛАРИ.

1. Фурьенинг тўғри ва тескари ўзгартириш ифодаларини ёзиб беринг.
2.Даврий импульсларни Фурье қаторига ёйиш формуласини ёзиб беринг.
3. Текширилган сигналлар учун комплекс спектралрнинг ифодаларини ёзиб беринг.
4. Текширилган сигнал турлари учун амплитуда,частота ва фаза-частота спектр диаграммаларини чизиб беринг.
5. Амплитуда ва фаза спектрлар, импульсларнинг давомийлиги хамда уларнинг қайтарилиш даври қандай боғлиқдирлар?
6. Импульслар кетма-кетликлари учун аналитик ифодаларни ёзиб беринг.

5-МАЪРУЗА. НОЧИЗИҚЛИ ВА ПАРАМЕТРИК ЭЛЕМЕНТЛАР ВА УЛАРНИНГ ХАРАКТЕРИСТИКАЛАРИ.

МАЪРУЗА РЕЖАСИ:

1. Чизиқли электр занжири.
2. Чизиқли элементга гармоник сигналнинг таъсири.
3. Ночизиқли электр занжирлар.
4. Параметрик электр занжирлар

Агарда электр занжир элементлари (R, L ва C) параметрлари доимий бўлса, яъни вақт давомида ўзгармас ва улардан ўтаётган ток, ёки кучланишга боғлиқ бўлмаса, бундай занжир чизиқли электр занжир деб аталади.

Қаршилик учун Ом қонуни асосидаги чизиқли боғланиш U=RI, I=U/R ва I=GU бажарилади.

Ўзгарувчан ток ўтувчи доимий сиғимли конденсатор учун

$$i=\frac{dq}{dt}=\frac{d}{dt}(CU)=C\frac{dU}{dt} \qquad \text{ёки} \qquad U=\frac{1}{C}\int idt\,,$$

бунда q=CU заряд Кулонда бўлиб q ва U орасида чизиқли боғлиқлик мавжуд.

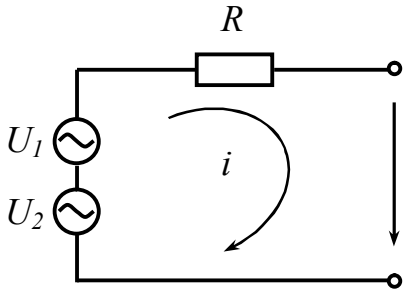
Доимий индуктивликдаги кучланиш

$$U=\frac{d\Phi}{dt}\frac{d}{dt}(Li)=L\frac{di}{dt} \qquad \text{ёки} \qquad i=\frac{1}{L}\int Udt\,,$$

бунда Ф=Li – магнит оқими ушбу индуктивлик орқали ўтаётган токга пропорционал.

Чизиқли электр занжирларга (ЧЭЗ) нисбатан суперпозиция принципини қўллаш мумкин, яъни ЧЭЗ киришига бир неча сигнал берилгандаги чиқиш токи, ҳар бир сигнал алоҳида-алоҳида берилгандаги чиқиш токлари йиғиндисига тенг.

Масалан: ЧЭЗ ўтаётган ток қўйилган кучланиш билан i=aU ифода орқали боғланган бўлсин ва $U_k=U_1+U_2$ бунда $i_\Sigma=a_1U_1+a_2U_2$ бўлади. Агар $U_2=0$ бўлса $i_1=aU_1$ бўлади ва $U_1=0$ бўлса $i_2=aU_2$ ва ниҳоят $i_1+i_2=i_2=a_1U_1+a_2U_2$ га тенг бўлади.



5.1-расм. Чизиқли электр занжири.

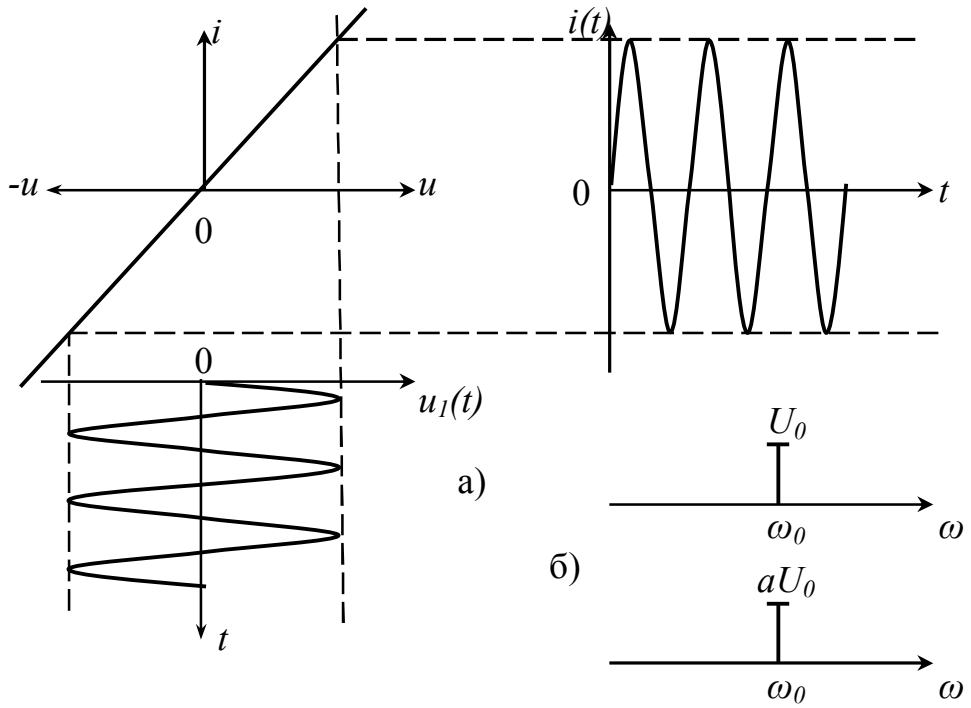
ЧЭЗ нинг чиқишида киришига берилмаган янги спектрал ташкил этувчилар пайдо бўлмайди. Чизиқли режимда ишловчи актив элемент вольт-ампер тавсифи i=aU бўлса, киришига

$$u(t)=U_0\cos(\omega_0 t+\varphi_0) \qquad (5.1)$$

кучланиш берилса ундан

$$i(t)=aU_0\cos(\omega_0 t+\varphi_0) \qquad (5.2)$$

тенг бўлган ток ўтади (5.2а-расм).



5.2-расм. Чизиқли элементга гармоник сигналнинг таъсири.

Актив чизиқли элементдан ўтаётган ток киришдаги сигнал шаклини такрорлайди.

Агар ЧЭЗ киришига турли частотали бир неча сигнал берилса, у орқали частоталари кириш сигнали частотасига мос бўлган бир неча токнинг спектрал ташкил этувчилари ўтади.

Агар чизиқли элемент сифатида L ёки C лар олинса, у ҳолда ҳам ток спектри бойимайди, чунки гармоник функциялардан олинган ҳосила ва интеграл ҳам гармоник функция бўлади. Фақат ток ёки кучланиш амплитудаси ва фазаси ўзгариши мумкин.

Ночизиқли электр занжирлар

Агар электр занжирда кўрсаткич катталиги ўтаётган ток қиймати ёки берилган кучланишга боғлиқ бирор-бир қаршилик, сиғим ёки индуктивлик бўлса, бундай ЭЗ ночизиқли электр занжир (НЭЗ) ҳисобланади. Бунда R=Ф(u,i), C=Ф(u) ёки L=Ф(i) бўлади.

НЭЗ га нисбатан суперпозиция принципини қўллаш мумкин эмас, чунки НЭЗга бир вақтда бир неча кириш сигнали берилгандаги чиқиш токи, улар алоҳида-алоҳида берилганда пайдо бўладиган токлар йиғиндисига тенг бўлмайди.

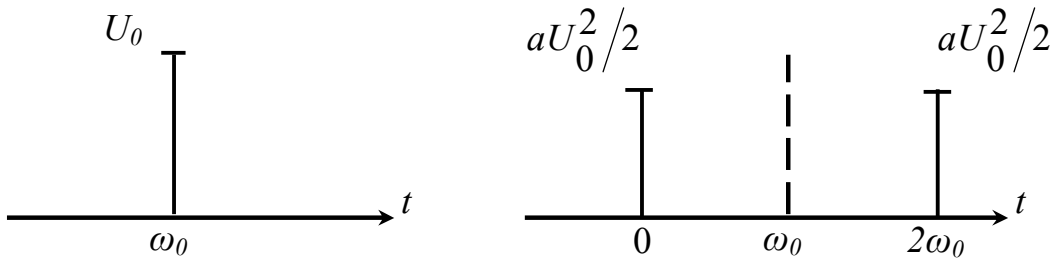
Масалан: НЭдан ўтаётган ток ундан ўтадиган ток билан $i=aU^2$ кўринишда боғланган бўлсин. Агар $U_k=U_1+U_2$ бўлса, $i_\Sigma=aU_1^2+aU_2^2+2aU_1U_2$ бўлади. Кириш сигналлари алоҳида-алоҳида берилса $i_1=aU_1^2$ ва $i_2=aU_2^2$ қийматларга эга бўлади, i_1 ва i_2 токларнинг йиғиндиси $i_1+i_2 \neq i_\Sigma$ бўлади ва фарқ $2aU_1U_2$ га тенг бўлади.

НЭЗ да янги спектрал ташкил этувчилар ҳосил бўлади.

Масалан $i=aU^2$ ва $u=U_0\cos(\omega_0 t+\varphi_0)$ бўлса, ток

$$i=aU_0^2\cos^2(\omega_0 t+\varphi_0)=aU_0^2/2 + aU_0^2/2\cos(2\omega_0 t+2\varphi_0) \qquad (5.3)$$

дан иборат бўлади. Бунда ток ўзгармас ташкил этувчи $aU_0^2/2$ ва кириш сигналининг иккинчи гармоникаси билан тебранувчи ток ташкил этувчисидан иборат бўлади. 5.3-расмда кириш кучланиши ва чиқиш токи спектрлари келтирилган.



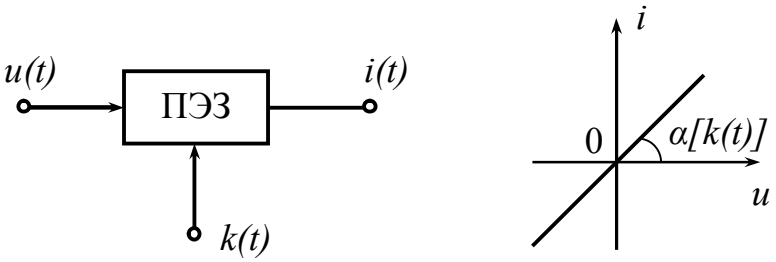
5.3-расм. Кириш кучланиши ва чиқиш токи спектрлари. а) кириш сигнали спектри, б) чиқиш токи спектри.

НЭЗ дан сигналлар ўтганда ток таркибида янги спектрал ташкил этувчилари ҳосил бўлиши радиотехникада сигналларни турлича ўзгартиришда кенг фойдаланилади.

Параметрик электр занжирлар

Агарда ЭЗ даги R, L, C элементлардан бирортасининг параметри қаршилиги, сиғими ёки индуктивлиги вақт бўйича ўзгарса бундай занжирлар параметрик электр занжирлар (ПЭЗ) деб аталади.

ПЭЗ иккита: кириш тебраниш сигнали u(t) ва бошқарувчи тебраниш k(t) сигнали таъсирида бўлади (5.4-расм).



а) б)

5.4-расм. Параметрик қурилма ва унинг вольт-ампер характеристикаси.

Бунда бошқарувчи тебраниш ток ёки кучланиш бўлиши шарт эмас.

Бошқарувчи тебраниш электр, механик ёки иссиқлик шаклида бўлиши ҳам мумкин.

ПЭЗ учун қуйидаги математик ифодани келтириш мумкин:

$$i(t)=k(t)\cdot u(t). \qquad (5.4)$$

Бу ифодадан токнинг кучланишга оний боғлиқлиги чизиқли бўлиб, бу боғлиқлик узатиш коэффициенти k нинг вақт бўйича ўзгариб туриши натижасида чизиқсиз боғлиқ бўлиб қолади. Узатиш коэффициенти К нинг вақт бўйича ўзгариши қиялик бурчаги α=Ф[k(t)] нинг вақт бўйича ўзгаришига сабаб бўлади (2.4б-расм).

Параметрик элемент сифатида қаршилиги вақт бўйича ўзгариб турувчи резисторни оламиз. Бунда

$$u=R(t) \text{ ёки } i=u/R(t)=G(t)\cdot u \qquad (5.5)$$

бўлиб, G(t) – параметрик резистор ўтказувчанлиги. Агар кириш тебраниши

$$U=U_1+U_2 \qquad (5.6)$$

бўлса, параметрик элементдан ўтаётган ток

$$i=G(t)\cdot(U_1+U_2)= G(t)\cdot U_1+ G(t)\cdot U_2=i_1+i_2 \qquad (5.7)$$

бўлади. (2.7) ифодадан кўриниб турибдики, ПЭЗ ларга нисбатан суперпозиция принципини қўллаш мумкин.

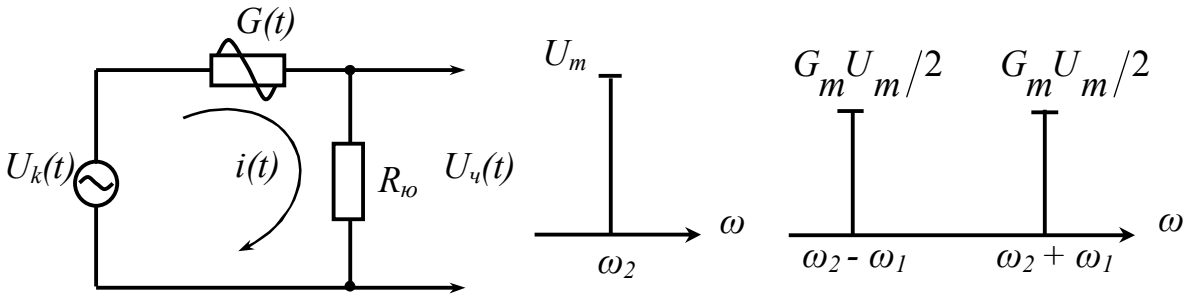
ПЭЗ дан ўтаётган ток спектри кириш сигнали спектридан фарқланади, яъни бундай ЭЗ да янги спектрал ташкил этувчилар пайдо бўлади. Масалан: параметрик резистор ўтказувчанлиги (2.5-расм) вақт бўйича гармоник тебраниш қонуни билан ўзгариши, яъни

$$G(t)= G_m\cos\omega_0 t \qquad (5.8)$$

бўйича ўзгарса ва унинг киришига

$$U_k=U_m\cos\omega_0 t \qquad (5.9)$$

гармоник ўзгарувчи кучланиш берилсин.



а) б)

5.5-расм.а) параметрик электр занжир, б) кириш ва чиқишдаги ток спектрлари.

Бунда ПЭЗ юкламаси $R_ю$ резистордан ўтувчи ток (5.5) га асосан

$$I=G_m\cos\omega_1 t\cdot U_m\cos\omega_2 t \qquad (510)$$

га тенг бўлади. (5.10) формулани тригонометрик функциялар кўпайтмаси шаклида ўзгартирсак,

$$i=0{,}5G_mU_m\cos(\omega_2 t-\omega_1 t) + 0{,}5G_mU_m\cos(\omega_2 t+\omega_1 t) \qquad (5.11)$$

кўринишини олади.

(5.10) ифодадан ПЭЗ лар кириш сигнали спектрини бойитиш хусусияти кўриниб турибди (5.5б-расм).

Ночизиқли параметрик электр занжирлардаги резистор, индуктивлик ва конденсаторлар параметрик элемент бўлиш билан бир вақтда ночизиқли элемент хусусиятига эга. Агар ЭЗ да шундай элементлардан бирортаси бўлса, у ҳолда бундай ЭЗ ночизиқли параметрик электр занжир деб ҳисобланади.

НПЭЗ ларни ҳисоблашда суперпозиция принципини қўллаб бўлмайди ва уларнинг чиқишида киришидаги сигналларнинг спектри бойийди, яъни янги спектрал ташкил этувчилар ҳосил бўлади.

5.1-жадвалда юқорида кўриб ўтилган радиотехник занжирлардаги элементларнинг шартли белгилари келтирилган.

5.1-жадвал.

Элементлар	Шартли белгиланиши			
	Чизиқли	Ночизиқли	Параметрик	Ночизиқли-параметрик
Резисторлар	*R*	*R(i)*	*R(t)*	*R(I,t)*
Конденсаторлар	*C*	*C(i)*	*C(t)*	*C(I,t)*
Индуктивлик ғалтаги	*L*	*L(i)*	*L(t)*	*L(I,t)*

НАЗОРАТ САВОЛЛАРИ

1. Электр занжирлар улардаги элементларнинг хоссаларига қараб қайси турларга бўлинади?
2. Қандай электр занжирлар чизиқли электр занжирлар деб аталади?
3. Қандай электр занжирлар ночизиқли электр занжирлар деб аталади?
4. Қандай электр занжирлар парметрик электр занжирлар деб аталади?
5. Ночизиқли-параметрик электр занжирлар деб қандай электр занжирларга айтилади?
6. Қандай элементлар ночизиқли элементларга мисол бўла олади?
7. Параметрик элементлар қандай режимда ишлайди?
8. ЧЭЗ лар асосий хоссаларини айтинг (ёзинг).
9. НЭЗ лар асосий хоссаларини айтинг (ёзинг).
10. ПЭЗ лар асосий хоссаларини айтинг (ёзинг).

11. Чизиқли, ночизиқли, параметрик ва ночизиқли-параметрик элементлар электр занжирларда қандай шартли белгилар билан белгиланади?

6-МАВЗУ ТЕБРАНИШЛАРНИ ПАРАМЕТРИК ВА НОЧИЗИҚЛИ ЗАНЖИРЛАРДА ЎЗГАРТИРИШ.

МАВЗУ РЕЖАСИ:

1. НЭ чиқишидаги ток ўзгариш қонунини геометрик акс кўчириш шакли.
2. Ночизиқли элементларни характеристикаларини аппроксимация қилиш.
3. Аппроксимацияловчи функцияларнинг турлари.
4. График ва аналитик усуллар.

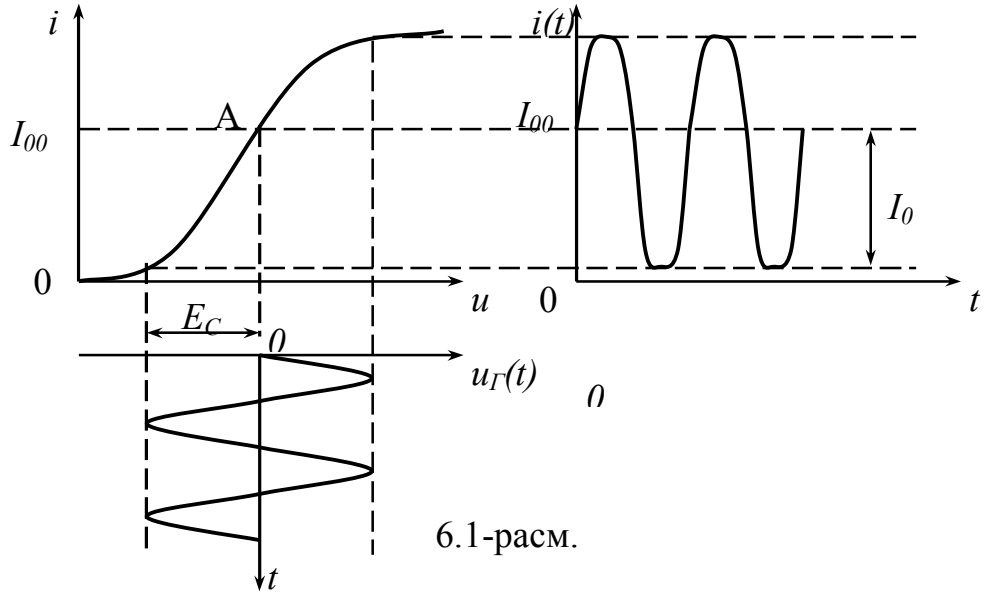
Ночизиқли резистив элементнинг ВАХ 6.1-расмда келтирилган. Унга E_c – силжиш кучланишини бериб, иш нуқтасини 0 (ноль) нуқтадан А нуқтага сурамиз. Ушбу нуқтага гармоник тебраниш шаклидаги

$$u_г(t)=U_г sin\omega_0 t \qquad (6.1)$$

кучланишни берамиз. НЭ га берилган умумий кучланиш

$$u_{ум}(t)=E_c+U_г sin\omega_0 t \qquad (6.2.)$$

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

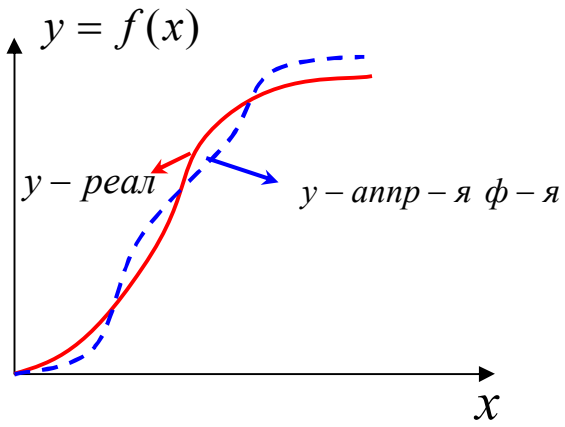


6.1-расм.

6.1 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. 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 юқори 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.



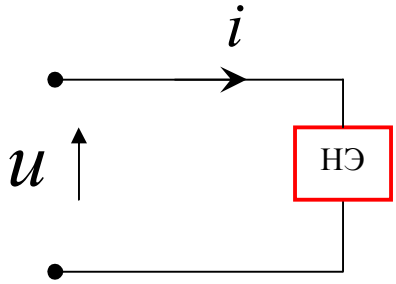
Ночизиқли элементларни характеристикаларини аппроксимация қилишда қўйидаги аппроксимацияловчи функциялар ишлатилади:

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

1.Даражали полиномлар (кўп хатлар).

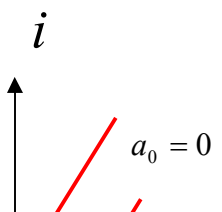
$$i = a_0 + a_1 u + a_2 u^2 + ... + a_n u^n$$

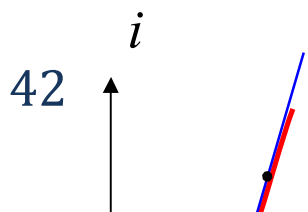
$a_0, a_1, a_2, ...a_n$ – *Аппроксимация коэффициентлари*

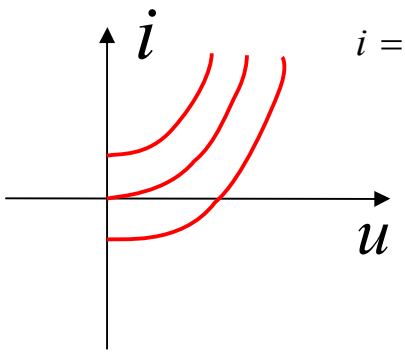


n – полином даражаси кўрсатади.

$$i = a_0 + a_1 u$$







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

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

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

2. Экспоненциал полиномлар.

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

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

3. Трацендент функциялар.

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

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

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

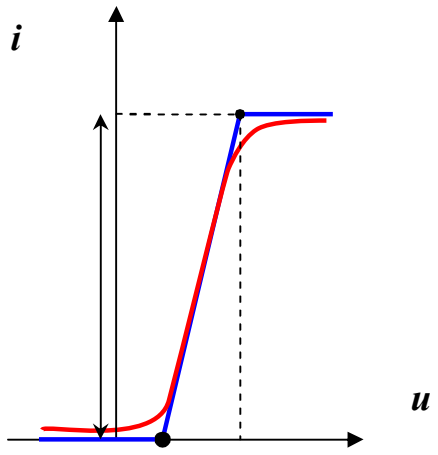
4. Булакли тўғри чизиқли аппроксимация.

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

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.

Булакли тўғри чизиқли аппроксимация.



Кесиб чиқиш кучланиш.

НАЗОРАТ САВОЛЛАРИ.

1. Ночизиқли резистив элементнинг ВАХ ни чизиб, тушунтиринг.
2. График ва аналитик усуллар хақида гапириб беринг.(ёзинг)
3. Аппроксимация деганда нимани тушунасиз?
4. Реал ва аппроксимацияловчи функцияларга таъриф беринг.
5. Даражали полиномлар (кўп хатлар)ни ёзиб беринг.
6. Экспоненциал полиномлар ва транцендент функцияларни ёзинг.
7. Бўлакли тўғри чизиқли аппроксимацияни тушунтириб беринг.

Ночизиқли занжирларда тебранишларнинг спектрал анализ ўсуллари. Спектрнинг фойдали ташкил 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.
Сигналларнинг спектрал анализининг қўйидаги усуллари мавжуд :

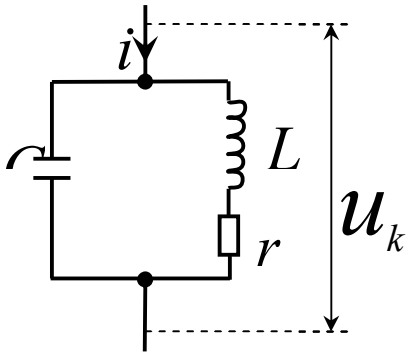
1) Карали аргументли тригонометрик функцияларни ишлатиш ўсули. (ночизиқли элементниг В.А.Х си даражали полином ёрдамида аппроксимация қилинганда ишлатилади).
2) Кесма бурчак ўсули (сигнал гармоник тебраниш бўлганда ночизиқли элементнинг В.А.Х си эса бўлакли тўғри чизиқли аппроксимация қилингандаишлатилади).
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 кўйидагича аниқланади:

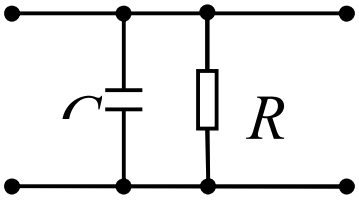
$$K_{нб} = \frac{\sqrt{I_0^{\,2} + I_2^{\,2} + I_3^{\,2} + \cdots + I_n^{\,2}}}{I_1}$$

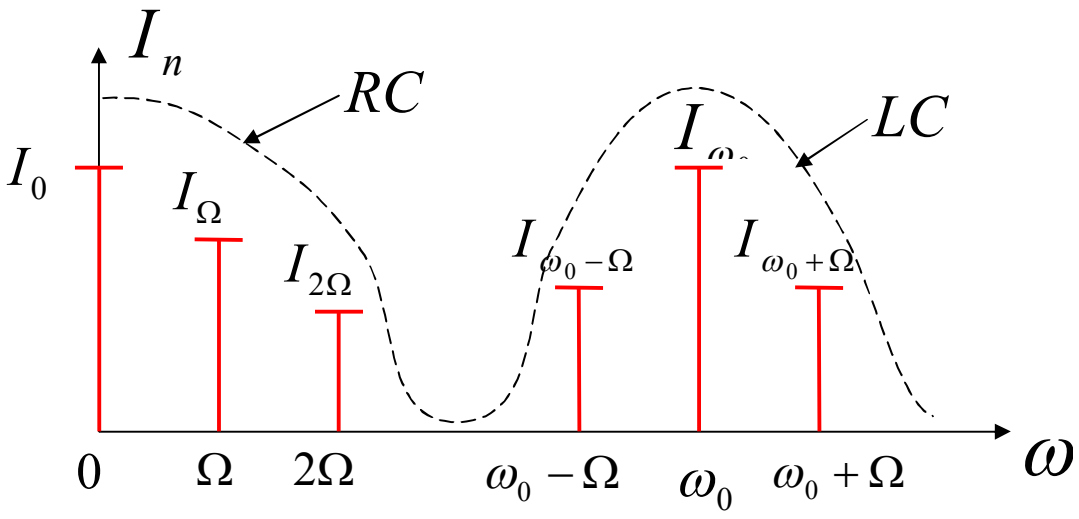
Спектрнинг фойдалий ташкил этувчилари умумий спектрдан асосан фильтерлаш усули ёрдаимида ажратиб олинади. Умумий спектридан, юқори частотали тебранишларни ажратиб олиш учун , LC параллель тебраниш контури ишлатилади. Ўзгармас ташкил этувчи ва паст частотали сигналларни ажратиб олиш учун эса RC параллель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

Параллель тебраниш LC



Параллель тебраниш RC занжир





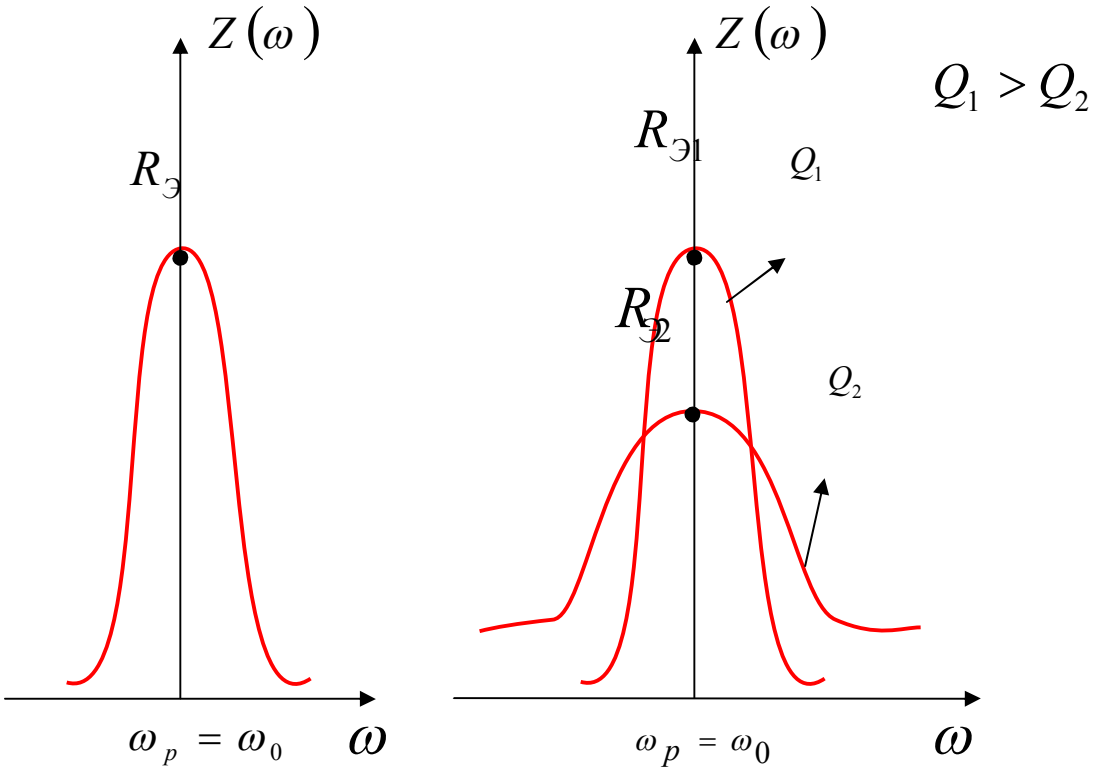
$$\omega_p = \frac{1}{\sqrt{LC}}$$

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

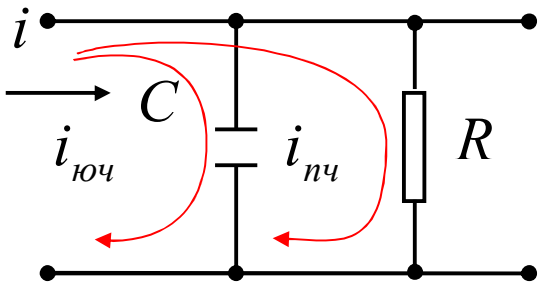
$$Z(\omega) = \frac{R_Э}{\sqrt{1+Q^2\varepsilon^2}}$$ Бу ерда $R_Э = \frac{L}{rC}$ контурининг эквивалент қаршилиги.

$Q = \frac{1}{r}\sqrt{\frac{L}{C}}$ – *Контурнинг асллиги .*

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

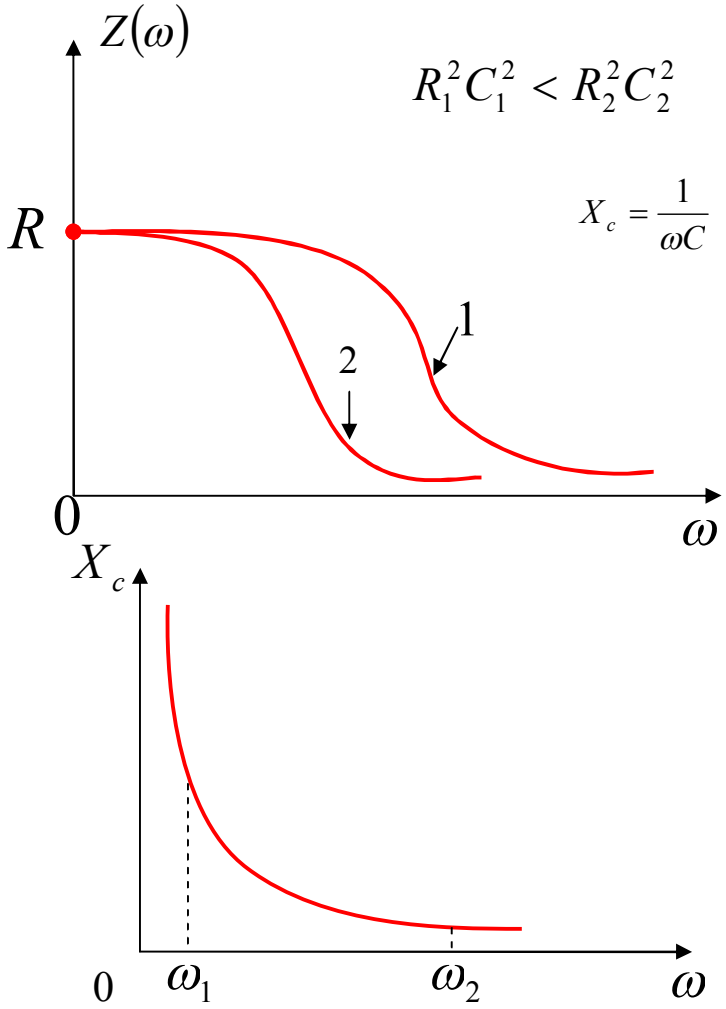


Паст частотали тебранишларни фильтрлаш учун RC параллель занжир ишлатилади.



Унинг қаршилигининг модули кўйидаги ифода ёрдамида аниқланади.

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



НАЗОРАТ САВОЛЛАРИ

1. Ночизиқли элемент чиқишидаги сигналнинг спектрини аниқлаш учун қайси усул ишлатилади?
2. Сигналларнинг спектрал анализ усулларининг неча хил турлари мавжуд.

3. Резонанс частотаси $\omega_p = \omega_0$ частотага созданган LC тебраниш контурининг, қаршилигининг модули, қандай ифода ёрдамида аниқланади?

4. Ночизиқли бузилиш коэффиценти қайси ифода ёрдамида аниқланади?

5. Контурининг эквивалент қаршилиги ва асиллиги қайси ифода ёрдамида аниыланади?

6. Паст частотали тебранишларни фильтрлаш учун қандай занжир ишлатилади.

АВТОГЕНЕРАТОРЛАР.

7-МАЪРУЗА. АВТОГЕНЕРАТОРЛАР. АВТОГЕНЕРАТОРЛАР СТРУКТУРАВИЙ СХЕМАСИ, АВТОГЕНЕРАТОРНИНГ УЙҒОНИШ ШАРТИ, АМПЛИТУДА ВА ФАЗАЛАР БАЛАНС ШАРТИ.

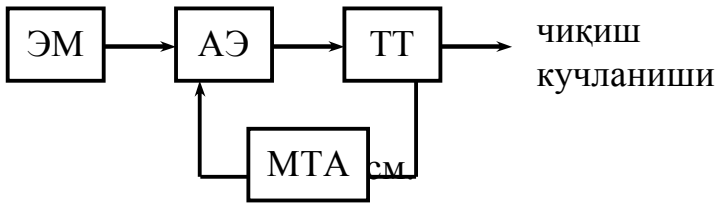
МАЪРУЗА РЕЖАСИ

1. Автогенераторларнинг структуравий схемаси.
2. LC – контур сўниш коэффициенти ва АГ да мусбат тескари боғланиш.
3. Автогенераторда транзистор вазифаси.
4. Автогенераторнинг барқарор режими.

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.



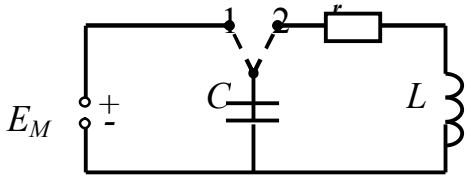
АГ нинг асосий элементлари: ЭМ – электр манбаи, АЭ – актив элемент (транзистор, электрон лампа ва ҳ.к.), ТТ – тебраниш тизими ва МТА – мусбат тескари алоқа.

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

7.2-расм ёрдамида кўриб чиқамиз.



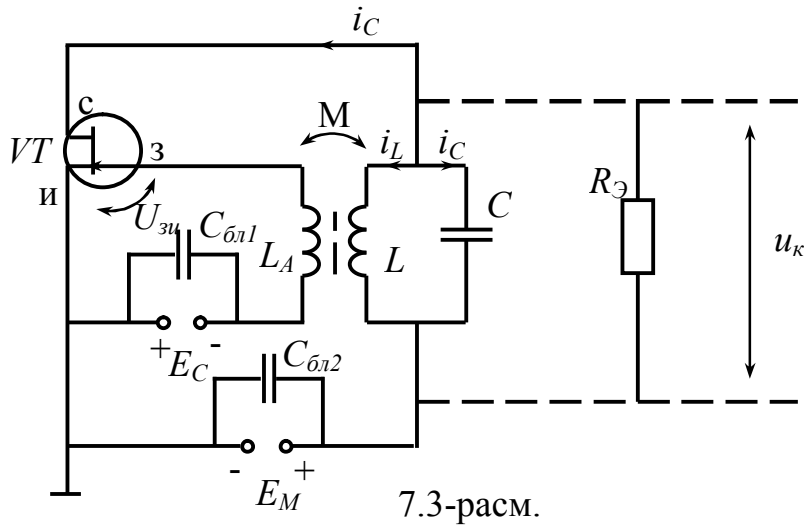
7.2-расм.

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_c – 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.



7.3-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 7.3-расмдаги қурилмада $E_м$ электр манбаи уланиши билан содир бўладиган жараённи кўриб чиқамиз. $i_с$ 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 $i_с$ ни бирдан ўзгаришига олиб келади. Бу $i_с$ – 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 $i_с$ 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 $i_с$ 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.

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

$$\dot{K} = K_K e^{j\varphi_K(\omega)} \quad \text{ва} \quad \dot{\beta} = \beta e^{j\varphi_{ТБ}(\omega)} \qquad (7.1)$$

деб олишимиз мумкин. Барқарор режимда

$$\dot{K}\cdot\dot{\beta} = 1 \text{ ёки } K\cdot\beta = 1 \text{ ва } \varphi_K(\omega)+\varphi_\beta(\omega) = 2\pi n \qquad (7.2)$$

шарти бажарилиши керак.

(7.2) 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.

НАЗОРАТ САВОЛЛАРИ

1. Автогенератор қандай қурилма?
2. АГ даги LC – контур нима вазифани бажаради?
3. Нима учун LC – контурга берилган қувват аста-секин камаяди ва тебранишлар сўнади?
4. LC – контур сўниш коэффициенти нима ва у қандай аниқланади?
5. АГ да мусбат тескари боғланиш нима учун керак?

6. АГ да транзистор қандай вазифани бажаради?
7. Қайси усул билан LC – контурдаги тебранишлар амплитудасини барқарор қилиш мумкин?
8. Ўз-ўзидан қўзғалиш шарти нималардан иборат7
9. АГ тебранишлари частотаси нимага тенг?
10. АГ тебранишлари частотасини қандай ўзгартириш мумкин?
11. АГ тебраниш характеристикаси деб қандай боғланишга айтилади?

8. МАЪРУЗА LC –ГЕНЕРАТОРИНИНГ ДИФФЕРЕНЦИАЛ ТЕНГЛАМАСИ, УЙҒОНИШ ШАРТЛАРИ. УЧ НУҚТАЛИ LC-АВТОГЕНЕРАТОРЛАР.

МАЪРУЗА РЕЖАСИ

1. LC –генераторининг дифференциал тенгламаси.
2. LC –генераторининг уйғониш шартлари.
3. Уч нуқтали LC- автогенераторлар.
4. АГ нинг тебраниш характеристикаси.
5. Сиғимли уч нуқтали АГ.
6. АГ тебраниш частотасини барқарорлиги.

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

$$P_{\sim} = 0{,}5 I_1 \cdot U_к, \qquad (8.1)$$

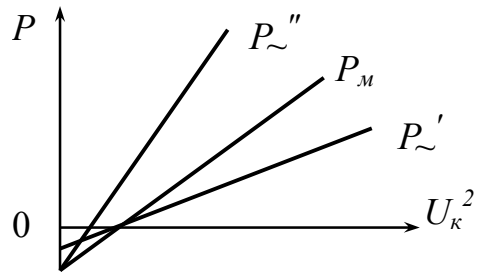
бунда, I_1 – сток токи биринчи гармоникаси амплитудаси, $U_к$ – контурдаги кучланиш бўлиб $I_1 = U_к / R_э$ лигини ва ўз навбатида $R_э = \frac{L}{rC} = \rho Q$ ни эътиборга олсак

$$P_{\sim} = 0{,}5 U_k^2 / R_э \qquad (8.2)$$

бўлади.

(8.2) 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. 8.1-расмда $P_м$ ва $P_{\sim}$ қувватларнинг $U_к^2$ га боғлиқлик графиги келтирилган.

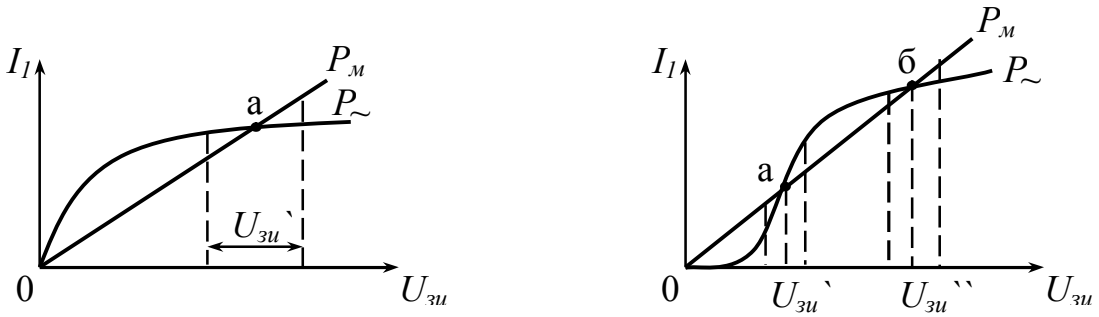


8.1 расм $P_м$ ва $P_{\sim}$ қувватларнинг $U_к^2$ га боғлиқлик графиги

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 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 $I_1 = Ф(U_{зи})$



8.2-расм.

8.2.а-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.

8.2.б-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.

Уч нуқтали автогенераторлар

Автогенераторларни 8.3.-расмда келтирилган эквивалент схема орқали ўрганиш мумкин. Бунда АГ актив элемент транзистор стоки ва затвори орасидаги элементлар $\dot{Z}_1$ затвор-исток орасидаги элементлар $\dot{Z}_2$ ва сток-исток орасидаги элементлар $\dot{Z}_3$ эквивалент катталикка эга деб ҳисобланади. Маълумки, АГ тебраниш частотаси унинг контури резонанс частотасига тенг бўлади. Бунинг учун ҳамма реактив қаршиликлар йиғиндиси нольга тенг бўлиши керак, яъни

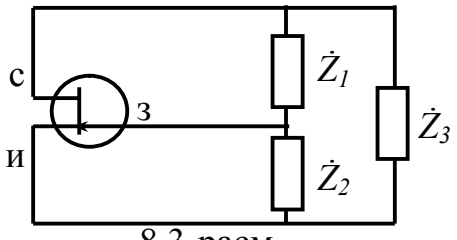
$$\dot{Z}_1 + \dot{Z}_2 + \dot{Z}_3 = 0 \qquad (8.3)$$

(8.3) шарт бажарилиш учун:

$$\dot{Z}_1 > \dot{Z}_2 \text{ ва } \dot{Z}_1 = \dot{Z}_2 + \dot{Z}_3 \qquad (8.4)$$

бўлиши, демак $\dot{Z}_2$ ва $\dot{Z}_3$ бир хил реактив характерга эга бўлиши керак.

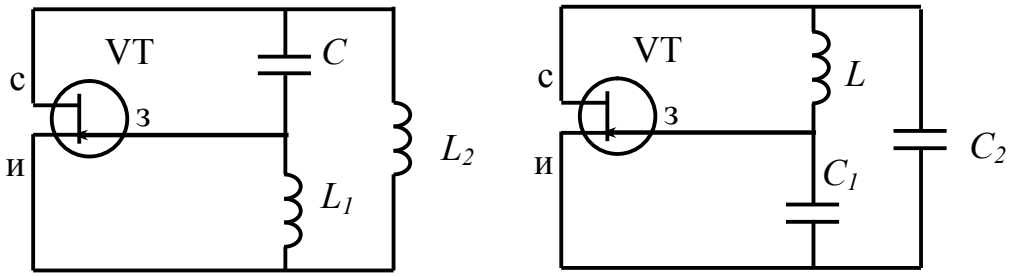
(8.3) ва (8.4) ифодани эътиборга олиб $\dot{Z}_1$, $\dot{Z}_2$ ва $\dot{Z}_3$ ларни тегишли индуктив элемент ва конденсатор билан алмаштирамиз.



8.3-расм.

8.2 а-расмда келтирилган индуктивлик уч нуқта АГ деб номланади, чунки, транзистор – АЭ нинг уч уланиш нуқтасига индуктивликлар уланган. L_1, L_2 ва C нинг маълум бир қийматларида (8.3) шарт бажарилади, яъни фаза баланси шарти бажарилади.

8.2б-расмда келтирилган сиғимли уч нуқта АГ деб номланади,чунки транзистор – АЭ нинг уч уланиш нуқтасига конденераторлар уланган, бўлиб L, C_1 ва C_2 нинг маълум бир қийматларида (8.3) шарт юажарилади. Ушбу (8.3) шарт бажарилган частотада АГ тебранади, чунки фазалар баланси шарти бажарилади. Иккинчи шарт, амплитудалар баланси шарти жуда осон бажарилади, чунки ҳозирги АЭ – транзисторлар ва операцион кучайтиргичлар катта кучайтириш коэффициентига эгалар.



а) б)

Расм 8.4.

АГ асосий кўрсаткичларидан бири у тебранаётган частотанинг доимийлиги – барқарорлигидир. АГ тебраниш частотаси барқарорлиги абсольют ўзгариши $\pm\Delta\omega_0$ ва нисбий ўзгариши $\pm\frac{\Delta\omega}{\omega_0}$ орқали баҳоланади. АГ частотасининг барқарорлиги биринчи навбатда LC контур асллиги Q га боғлиқ, шунинг учун АГ тебраниш частотасини асллик таъминлайди деб қаралади.

АГ тебраниш частотасини барқарорлигини таъминлаш мақсадида LC контур ўрнига кварц резонаторларидан фойдаланилади, чунки унинг асллиги $Q=10^3 \div 10^4$ қилиб олиниши мумкин. Бундан ташқари АГ частотасини барқарорлаштириш учун электр манба $E_м$ кучланишини доимий-ўзгармас бўлишини таъминлаш керак бўлади ва баъзи ҳолларда АГни махсус иссиқлик ва намлик ўзгармас контейнерларга жойлаштирилади.

НАЗОРАТ САВОЛЛАРИ

1.АГ да амплитуда ва фаза баланси нима учун керак?
2.АГ юмшоқ қўзғалганда бошланғич иш нуқтаси АЭ ВАХ сининг қайси қисмида танланиши керак?

3.АГ қаттиқ қўзғалганда бошланғич иш нуқтаси АЭ ВАХ синиng қайси қисмида танланиши керак?
4.3 та фаза сурувчи RC элементли генерация частотаси ва АЭ кучайтириш коэффициенти нимага тенг?
5.Випп кўпригили RC генератор генерация частотаси нимага тенг?
6.Мажбурий тебраниш қурилмалари автогенераторлардан қандай фарқ қилади?
7.LC – контурдаги тебраниш сўнмаслигини таъминлаш учун нима қилиш керак?
8.Нима сабабдан автогенератор чиқишидаги кучланиш чексиз катта қийматга эриша олмайди?

9. МАЪРУЗА. RC ГЕНЕРАТОРНИНГ ДИФФЕРЕНЦИАЛ ТЕНГЛАМАСИ, УЙҒОНИШ ШАРТЛАРИ. УЧ НУҚТАЛИ ЛАР RC – АВТОГЕНЕРАТОР. ГЕНЕРАЦИЯ ЧАСТОТАСИ. ВИН КЎПРИКЛИ АВТОГЕНЕРАТОР.

МАЪРУЗА РЕЖАСИ:

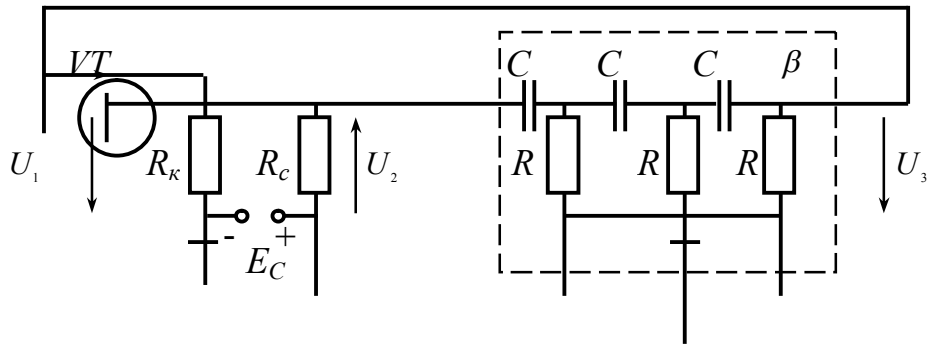
1.АГ да амплитуда ва фаза баланси .
2.АГ юмшоқ ва қаттиқ қўзғалганда бошланғич иш нуқтаси АЭ ВАХ сининг қайси қисмида танланиши хақида.
3. Фаза сурувчи RC элементли генерация частотаси ва АЭ кучайтириш коэффициенти хақида.
4.Випп кўпригили RC генератор генерация частотаси.
5.АГ тебраниш частотаси нимага ва у қандай шарт орқали аниқланиши.
6.Юмшоқ ва қаттиқ режим бир-биридан фарқи.
7.АГ қўзғалиш шартлари.
8.Киритилувчи манфий қаршиликнинг физик маъноси.

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.

Бундай генератор схемаси 9.1. 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.



9.1.-расм.

Битта юқори частота RC – занжири (8.4а-расм) киришидаги U_1, кучланишни φ градусга суради. 8.5 б-расмда 9.1.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

$$tg\varphi = \frac{\dot{U}_1}{\dot{U}_2} = \frac{1}{\omega RC} \qquad (9.1)$$

8.13в-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

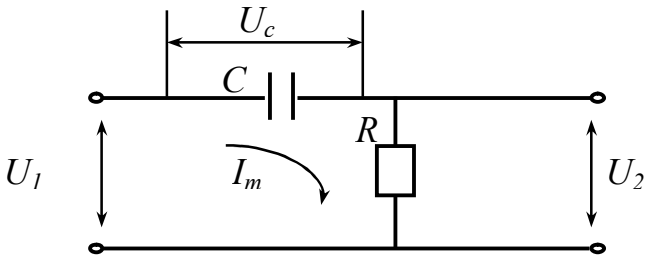
$$\dot{K}_{yк} = \frac{\dot{U}_2}{\dot{U}_1} = \frac{R}{\frac{1}{\omega C} + R} = \frac{1}{1 + \frac{1}{\omega RC}} \qquad (9.2)$$

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

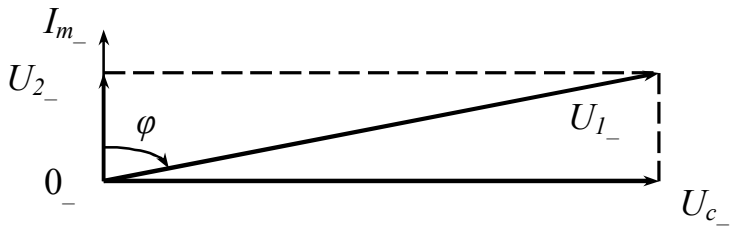
Ҳар бир RC – занжир қандайдир частота ω да кириш кучланиши фазасини 60^0 га силжитса, улардан учтаси 180^0 га суради.

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.

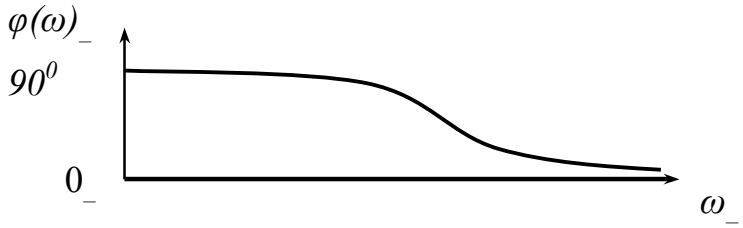
Агар паст частота RC – занжиридан (9.2.а-расм) учта олсак, генерация частотаси $\omega_г = \frac{\sqrt{6}}{RC}$ ва $K_{кк}=18$ бўлади.



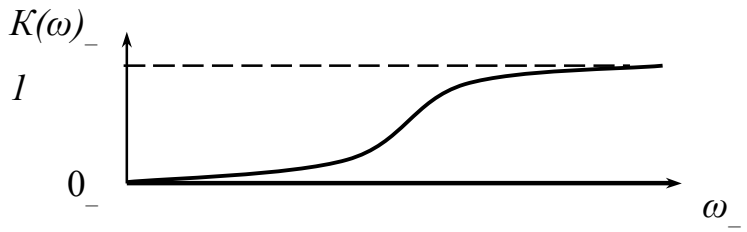
а)



б)



в)



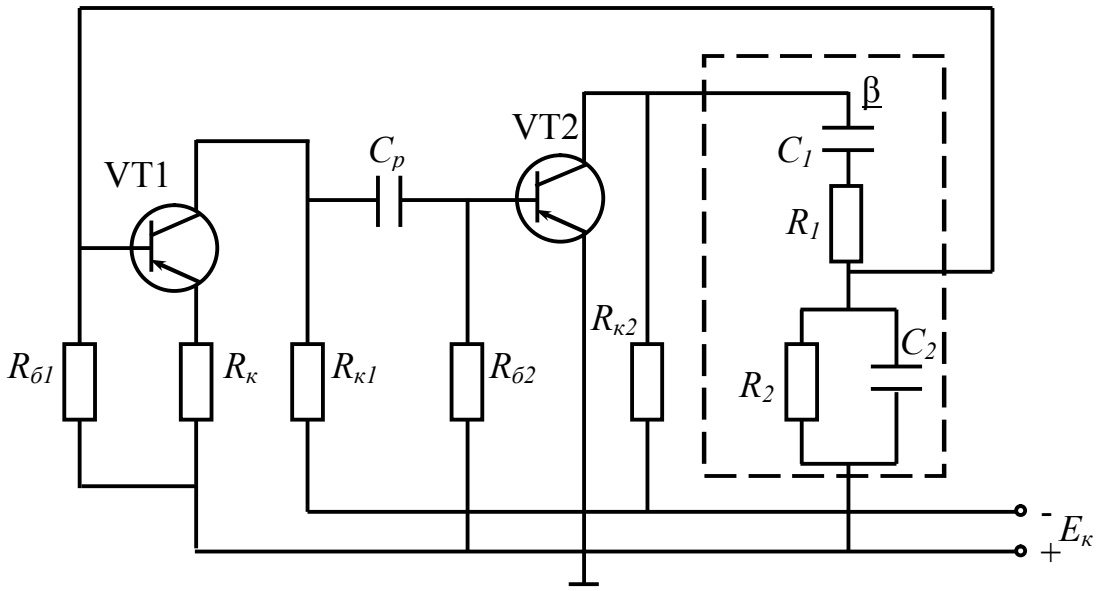
г)

9.3 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 *С* 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 9.4. – расмда келтирилган.



9.4-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. 9.3а-расмда RC занжирлар алоҳида келтирилган, 8.15б-расмда RC занжирларнинг амплитуда-частота ва фаза-частота характеристикалари келтирилган. 9.3-расмда U_1-VT_2 транзистор чиқишидаги кучланиш ва U_2-VT_1 киришидаги кучланиш 9.3б-расмдаги занжир киришига частотаси $\omega_0 \to 0$ кучланиш берилса, конденсаторнинг қаршилиги резисторнинг қаршилигидан жуда катта бўлади, яъни

$$\frac{1}{\omega C_1} \rangle\rangle R_1 \text{ ва } \frac{1}{\omega C_2} \rangle\rangle R_2, \qquad (9.3)$$

бунда RC занжир юқори частоталар фильтри сифатида қаралиши мумкин. Агар RC занжир кириш кучланишининг частотаси $\omega \to \infty$ бўлса, (8.26) нинг тескариси юз беради, яъни

$$\frac{1}{\omega C_1} \langle\langle R_1 \text{ ва } \frac{1}{\omega C_2} \langle\langle R_2 \qquad (9.4)$$

бўлади. Маълум бир частотада ушбу қаршиликлар тенг бўлади

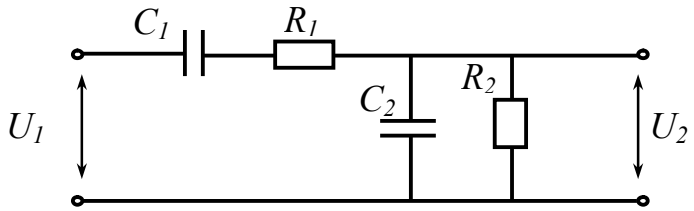
$$\frac{1}{\omega_0 RC} = \omega_0 RC\,. \qquad (9.5)$$

(8.28) ифодадан генерация частотасини аниқланади

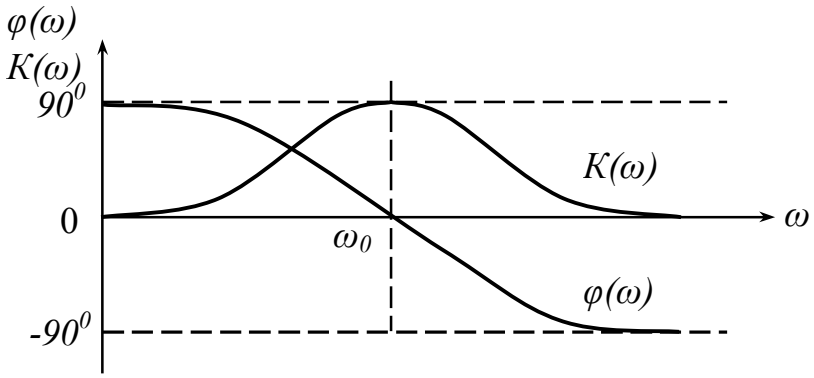
$$\omega_г = \omega_0 = \frac{1}{RC}\,. \qquad (9.6)$$

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)

9.5. -расм.

НАЗОРАТ САВОЛЛАРИ

1.АГ тебраниш частотаси нимага тенг ва у қандай шарт орқали аниқланади?
2.Юмшоқ ва қаттиқ режим бир-биридан нима билан фарқ қилади?
3.АГ қўзғалиш шартларини ёзинг.
4.Киритилувчи манфий қаршилик қандай физик маънога эга?
5.Амплитуда баланси ва фаза баанси шартлари қандай физик маънога эга?
6.Фаза сурувчи RC – занжирли генераторда фаза баланси шарти қандай бажарилади ва генерация частотаси нимага тенг?
7.Винн кўпригили RC – генераторда база баланс шарти қандай бажарилади?
8.3-нуқтали LC – автогенератор деб қандай генератор номланади ва нима учун?
9.RC – генераторларда генерация частотасини қандай усулда ўзгартириш мумкин?

10. МАЪРУЗА. АВТОГЕНЕРАТОРЛАР ЧАСТОТАСИНИ ДОИМИЙЛИГИНИ ТАЪМИНЛАШ УСУЛЛАРИ.

МАЪРУЗА РЕЖАСИ

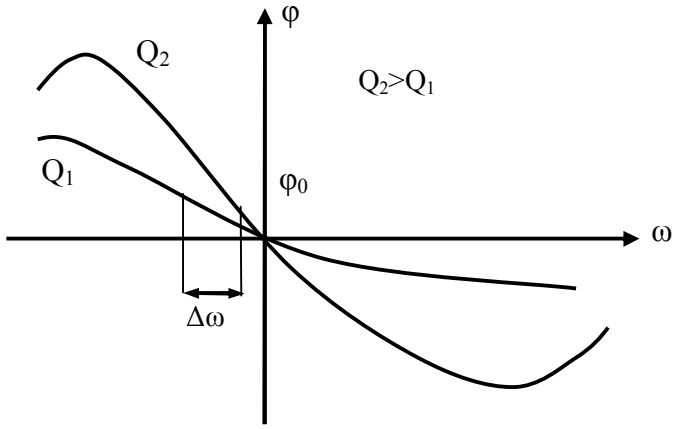
1. Автогенераторлар частотасини фаза баланси ёрдамида аниқланаш.
2. Автогенераторларнинг комплекс тенгламаси.
3. Автогенераторларда частота барқарорлиги.

Алоқа тизимларининг узлуксиз ишлаши ва ишончлилигини аниқлашда автогенераторларда частота барқарорлиги катта аҳамиятга эга. Чунки радиолокацион станцияларнинг ишлаш аниқлиги айнан ушбу характеристикага боғлиқ. Автогенераторларда частота барқарорлиги қуйидагича аниқланади.

$$\delta = \frac{\Delta f}{f_0}$$

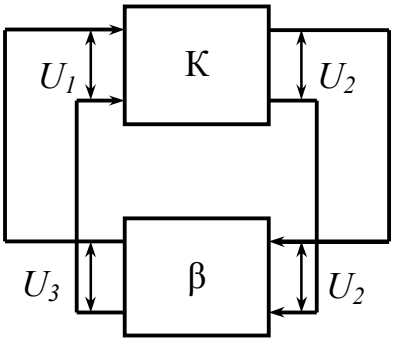
Бу ерда: f_0-автогенераторда ўрнатилган частота. Δf-частотанинг мумкин бўлган ўзгариши.

Хар хил ҳолатларда частота барқарорлиги хар хилда бўлади. Масалан, радиостанцияларда 10^{-4}, спутникдан олинган сигналлар учун 10^{-10} бўлади. Автогенераторлар частотаси фаза баланси ёрдамида аниқланади ва бу чатотанинг ўзгариши(кўпгина ҳолларда камайиши) тебраниш контурининг асллигига боғлиқ. Аслликнинг хар хил қийматларида частота ва фазани боғлиқлик графигини келтирамиз.



Графикдан кўриниб турибдики Q_2 асллик катта бўлганида частотанинг ўзгариши кичик аслликка эга. Q_1 да частотанинг ўзгариши катта бўлади. Частота барқарорлигини ўрнатиш учун асллиги ката бўлган тебраниш контурлари қўлланилади.

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.



10.1.-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

$$\dot{K} = K_K e^{j\varphi_K(\omega)} \quad \text{ва} \quad \dot{\beta} = \beta e^{j\varphi_{ТБ}(\omega)} \qquad (10.1)$$

деб олишимиз мумкин. Барқарор режимда

$$\dot{K}\cdot\dot{\beta} = 1 \text{ ёки } K\cdot\beta = 1 \quad \text{ва} \quad \varphi_K(\omega)+\varphi_\beta(\omega) = 2\pi n \qquad (10.2)$$

шарти бажарилиши керак.

(10.2) ифода автогенераторларнинг комплекс тенгламаси деб аталади. Унга биноан АГ ёпиқ тизимидаги умумий комплекс узатиш коэффициенти бирга тенг бўлиши керак ёки алохида-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.

(10.2.) 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.

НАЗОРАТ САВОЛЛАРИ

1. Автогенераторларда частота барқарорлиги қандай аниқланади?
2. 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 керакми?
3. Автогенераторларнинг комплекс тенгламасини келтиринг.
4. Фазалар баланси шарти бажарилиши учун LC тебраниш контури ёпиқ тизимга олиб кираётган фаза нечага тенг бщлиши лозим.
5. Қандай шартдан автогенераторнинг тебраниш частотаси аниқланади.

6. LC генератор ўз-ўзидан қўзғалиши учун дастлаб ыандай режимда бўлиши шарт.

МОДУЛЯЦИЯ ВА ДЕТЕКТОРЛАШ
11. МАЪРУЗА. МОДУЛЯЦИЯ ҲАҚИДА ТУШУНЧА.

МАЪРУЗА РЕЖАСИ

1. Модуляция хақида тушунча.
2. Паст частотали сигналлар (бирламчи сигналлар) ни спектр кенгликлари.
3. Модуляция коээффициенти ва модуляция чуқурлиги.
4. Статик модуляцион характеристикаси.

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.

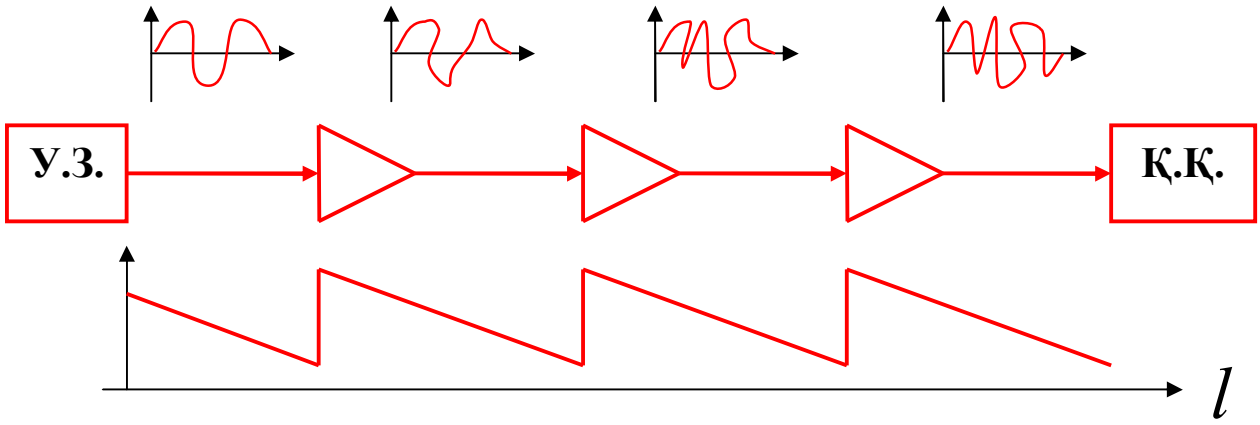
Кўп ҳолларда ташувчи сигнал сифатида: юқори частотали гармоник шаклдаги сигналлар; тўғри бурчакли импульслар кетма-кетлиги ва шовқинсимон сигналлардан фойдаланилади.

Паст частотали сигналлар (бирламчи сигналлар) қўйидаги спектр кенгликларга эга:

1) Телефон сигнал **300 Гц ÷ 3400Гц.**
2) Мусиқа сигнал **20 Гц ÷ 20000Гц.**
3) Телеграф сигнал **0 Гц ÷ 200Гц.**
4) Видео / Телевизион сигнал 5**0 Гц ÷ 6 МГц.**

Биламчи пас частотали сигналларни тўғридан – тўғри узоқ масофага ўзатиб бўлмайди. Улар алоқа линиясининг (электр алоқа кабелининг) ўзунлиги ошиш билан тез суротта сўниб борадилар. Бунга асосий сабаб электр алоқа кабелларининг бирламчи электр параметрлари:

1) Қаршилиги.
2) Индуктивлиги.
3) Сиғими.
4) Халакитлар.



Электр сигналларини электромагнит тулқинлар (радио тулқинлар) ёрдамида ўзгарилганда кўйидагиларни иборатга олиш лозим. Ўзатувчи ва қабул килувчи антеларнинг ўзинлиги. Электр магнит тўлқинларнинг ўзунлигига тенг бўлиши, ёки уларнинг ўзунлигида 25 % кам бўлиши керак эмас.

$$l_{ан} = 0{,}25\lambda \qquad \lambda = \frac{c}{f} = \frac{3 \cdot 10^8 \; M/C}{f}$$

$f = 3000 \;\; Гц.$	$f = 3 \;\; МГц.$	$f = 300 \;\; МГц.$
$\lambda = 100000 \;\; м$	$\lambda = 100 \;\; м$	$\lambda = 1 \;\; м$
$l_{ан} = 25 \;\; км$	$l_{ан} = 25 \;\; м$	$l_{ан} = 25 \;\; см$

$f = 30 \;\; м$	$f = 900 \;\; МГц.$	$f = 1800 \;\; МГц.$
$\lambda = 10 \;\; м$	$\lambda = 0{,}33 \;\; м$	$\lambda \approx 16 \;\; см$
$l_{ан} = 2{,}5 \;\; м$	$l_{ан} \approx 8 \;\; см$	$l_{ан} \approx 4 \;\; см$

Юқори частотали тебранишларни бемалол ўзоқ масофаларга ўзатиш мумкин, чунки улар пас частотали сигналларга нисбатан камроқ сўнади. Шунинг учун амалиётда паст частотали тебранишларни ўзоқ масофагаларга ўзатиш учун уларни юқори частотали ташувчи сигналларга юқлатиб ўзатилади. Юқори частотали ташувчи сигналлар сифатида, юқори частотани гармоник тебранишлар ёки тўғри тўрт бўрчакли импульслар кетма – кетлиги ишлатилади. Юқори частотали гармоник тебраниш берилган бўлсин:

$$u = U_0 \cos(\omega_0 t + \varphi_0)$$

Агарда пас частотали бирламчи сигналнинг спекторидаги энг юқори частотаси Ω_{max} бўлса ва қўйидаги шарт бажарилса $\Omega_{max} << \omega_0$ у холда пас частотали бирламчи сигнални юқори частотали гармоник ташувчи тебранишга юклатиб яъни ташувчи мудуляция қилиб уни ўзоқ масофага ўзатиш мумкин.

Таъриф: Модуляция деб юқори частотали гармоник ташувчи тебранишнинг бирор бир параметирини (амплитудасини, частотасини, ёки фазасини) пас частотали бирламчи сигналнинг ўзгартириш қонунига мос равишда ўзгаришига айтилади.

Агарда бирламчи пас частотали сигнал ва гармоник ташувчи тебраниш ўзлиқсиз сигналлар бўлса у холда модуляция узлуксиз модуляция дейилади. Ўзлиқсиз модуляциянинг қўйидаги турлари мавжуд:

1) Амплитуда модуляцияси АМ.
2) Частота модуляцияси ЧМ.
3) Фаза модуляцияси ФМ.

Модуляция қилинган сигналларнинг математик ифодасини умумий кўринишда қўйидагича ёзиш мумкин:

$$u_м(t) = U(t)\cos\Psi(t)$$

$\Psi(t) = \omega(t)\cdot t + \varphi(t) \Rightarrow$ Тўлиқ ёки оний фаза

Агарда:

1) $\omega(t) = \omega_0 = const$, $\varphi(t) = \varphi_0 = const$

$U(t) = U_0 + KX(t) \Rightarrow$ Бу холда АМ хосил қиламиз

2) $U(t) = U_0 = const$, $\varphi(t) = \varphi_0 = const$

$\omega(t) = \omega_0 + ax(t) \Rightarrow$ Бу холда ЧМ хосил қиламиз.

3) $U(t) = U_0 = const$, $\omega(t) = \omega_0 = const$

$\varphi(t) = \varphi_0 + bx(t) \Rightarrow$ Бу холда ФМ хосил қиламиз.

НАЗОРАТ САВОЛЛАРИ

1. Модуляция нима учун керак? Модуляциянинг қайси асосий турларини биласиз?
2. Модуляция коэффициенти нима? Унинг ифодасини ёзинг.
3. Модлуяциия чуқурлиги деганда нимани тушунилади?
4. Гармоник шаклдаги модуляцияловчи сигнал билан модуляцияланган АМ сигнал вақт ва спектр диаграммаларини чизинг.
5. СМХ тарифини айтинг.
6. Силжиш кучланиши қийматининг ўзгариши АМ сигнални шаклига қандай танланади?

7. Ночизиқли элемент ВАХ си қайси даражали полином билан аппроксимацияланганда амплитуда модуляцияси бузилишсиз бўлади?
8. Амплитуда модуляцияси деб қандай модуляцияга айтилади?

12 МАЪРУЗА. АМПЛИТУДАСИ МОДУЛЯЦИЯ ҚИЛИНГАН СИГНАЛЛАРНИ ШАКЛЛАНТИРИШ ВА ДЕТЕКТОРЛАШ.

МАЪРУЗА РЕЖАСИ.

1. Амплитудаси модуляция қилинган сигналларни вақт диаграммаси.
2. Амплитудаси модуляция қилинган сигналларни спектрлари.
3. Амплитудаси модуляция қилинган сигналларни вектор диаграммаси.
4. Бир тактли диодли АМ модулятор.
5. Модуляция коэффициентни аниқлаш.

Ташувчи сифатида юқори частотали гармоник тебранувчи сигналли оламиз (12а-расм)

$$u_m(t)=U_\omega cos\omega_0 t. \qquad (12.1)$$

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

$$u_м(t)=U_\Omega cos\Omega t. \qquad (12.2)$$

Одатда $\omega_0 » \Omega$ этиб танланади.

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

$$u_{AM}(t)=[U_\omega+kU_\Omega cos\Omega t]\cdot cos\omega_0 t, \qquad (12.3)$$

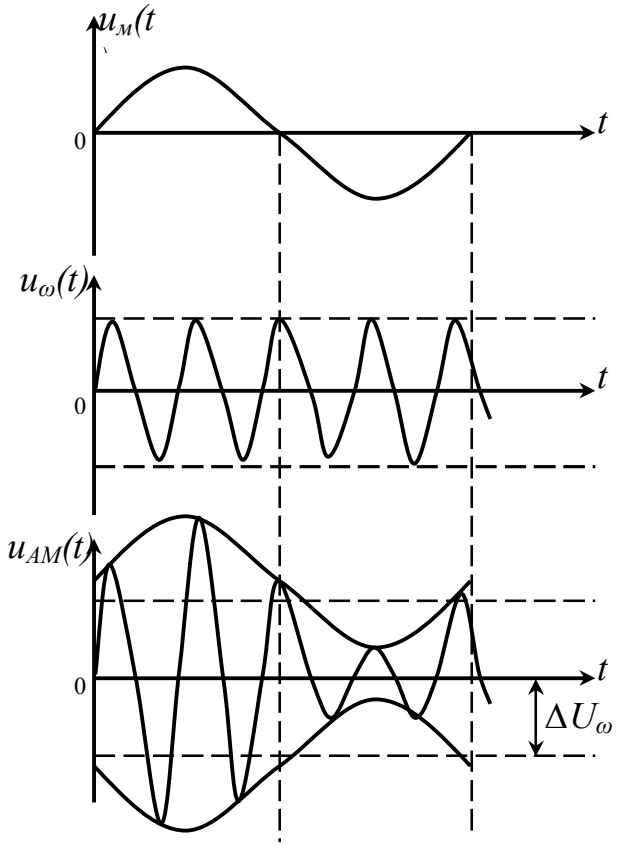
бунда, k – пропорционаллик коэффициенти бўлиб, модуляцияловчи сигнал амплитудаси ўзгаришини ташувчи U_ω амплитудаси ўзгариши ΔU_ω билан боғлайди, $\Delta U_\omega = kU_m$.

(12.3) ифодани қуйидаги шаклга келтирамиз (12.1б-расм)

$$u_{AM}(t) = U_{щ}\left[1+\frac{ДU_{щ}}{U_{щ}}cosЩo\right]cosщ_0 t\,, \qquad (12.4)$$

бунда, $\frac{\Delta U_\omega}{U_\omega} = m$ деб белгиласак, (12.4) ифодани қуйидагича ўзгартирамиз

$$u_{AM}(t)=U_\omega[1+mcos\Omega t]\cdot cos\omega_0 t. \qquad (12.5)$$



12.1-расм.

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

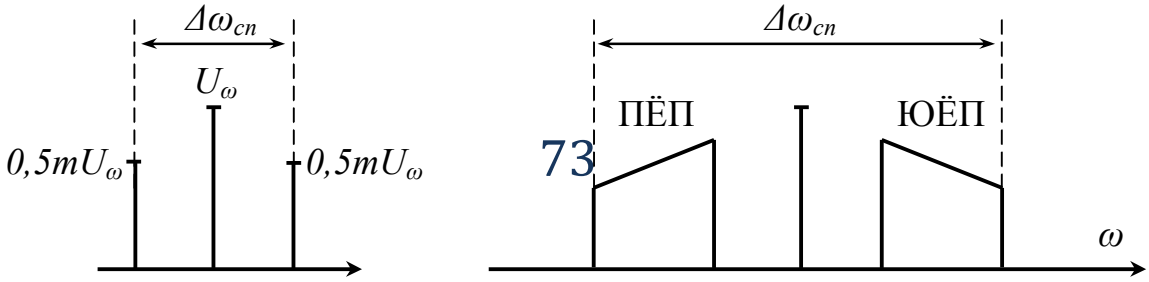
(12.5) ифодада m – модуляция коэффициенти, одатда у модуляция чуқурлиги деб ҳам аталади. Унинг қиймати модуляцияловчи сигнал шакли қабул қилиш қурилмаси чиқишида бузилмасдан акс эттирилиши учун 0÷1 оралиғида ўзгариши керак, яъни m=0÷1. техник фойдаланишда у фоизларда баҳоланади, яъни m=0÷1·100%. Агар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

(12.5) ифодадаги АМ сигнал спектрал ташкил этувчиларини аниқлаш учун қавсни очамиз ва $cosα·cosβ$ трогонометрик ифодани ёйишдан фойдаланамиз, натижада қуйидаги ифодани оламиз

$$u_{AM}(t)=U_ωcosω_0t+0,5mU_ωcos(ω_0+Ω)t+0,5mU_ωcos(ω_0-Ω)t. \quad (12.6)$$

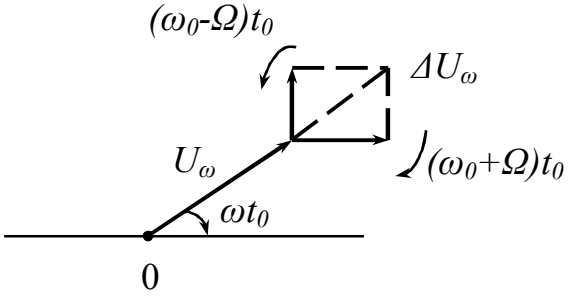
Бир тон Ω билан модуляцияланган АМ сигнал учта ташкил этувчидан иборат: ташувчи частота $ω_0$; $(ω_0+Ω)$ юқори ён полоса (ЮЁП) ва $(ω_0-Ω)$ паст ён полоса (ПЁП) спектр ташкил этувчилардан иборат бўлади (2б-расм). Бир тон Ω билан модуляцияланган АМ сигнал спектри кенглиги $Δω_{ск}=2Ω_{max}$

(12.2.а-расм).



12.2.-расм.

АМ сигнал вектор диаграммаси 12.3.-расмда келтирилган.



12.3.-расм.

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

$$u_m(t) = \sum_{k=1}^{n} U_{k\Omega} \cos \Omega_k t \qquad (12.7)$$

бўлади ва натижавий модуляция коэффициенти

$$M = \sum_{k=1}^{n} m_k \,, \qquad (12.8)$$

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

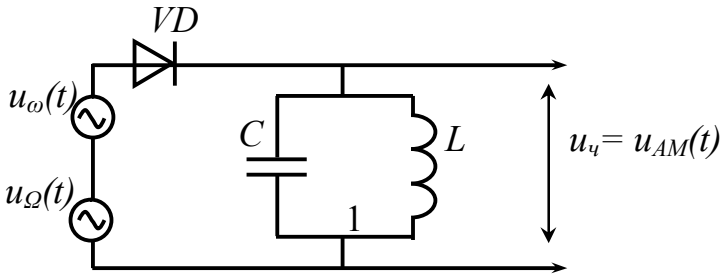
$$u_m(t) = U_m \left[1 + M \sum_{k=1}^{n} \cos \Omega_k t \right] \cdot \cos \omega_0 t \,. \qquad (12.9)$$

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.

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 12.4-расмда келтирилган.



12.4-расм.

Диод ВАХсини иккинчи даражали полином билан аппроксимация қиламиз, яъни

$$i=a_0+a_1u+a_2u^2, \qquad (12.10)$$

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

$i=a_0+a_1U_\omega cos\omega_0 t+a_1U_\Omega cos\Omega t+0,5a_2U^2{}_\omega+0,5a_2U^2{}_\Omega+2a_2U_\omega U_\Omega cos\Omega t cos\omega_0 t.$
(12..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

$$u_к(t)=u_{AM}(t)=R_{oe}(a_1U_\omega cos\omega_0 t+2a_2U_\omega U_\Omega cos\Omega t cos\omega_0 t). \qquad (12.12)$$

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

$$u_{AM}(t)=a_1U_\omega R_{oe}(1+2a_2/a_1U_\Omega cos\Omega t)cos\omega_0 t. \qquad (12.13)$$

(12.13) ифодада $2a_2/a_1U_\Omega=m, \qquad (12.14)$

деб белгилаб, қуйидагини ҳосил қиламиз

$$u_{AM}(t)=a_1U_\omega R_{oe}(1+mcos\Omega t)cos\omega_0 t. \qquad (12.15)$$

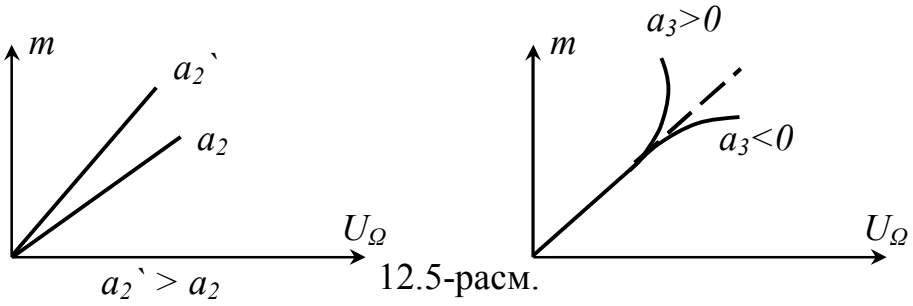
(12.14) ифода (12.15) ифодадан a_1R_{oe} доимий ўзгармас катталикка фарқ қилади. (14) ифодадан кўриниб турибдики модуляция коэффициенти m модуляцияловчи сигнал амплитудаси U_Ω га тўғри пропорционал, яъни модуляция жараёни бузилишларсиз ўтади. $U_\Omega=const$ учун m нинг қиймати a_2 коэффициентга боғлиқ, у қанча катта бўлса, яъни ночизиқли коэффициенти a_2 қанча катта бўлса m шунча катта бўлади. Бу боғланишлар графиги 12.5-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 $(\omega_0\pm2\Omega)$

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

$$m = 2\frac{a_2}{a_1}U_\Omega + 0{,}75\frac{a_3}{a_1}U_\Omega . \qquad (12.16)$$

(1216) ифода графиклари 12.5-расмда келтирилган.



12.5-расм.

а) б)

НАЗОРАТ САВОЛЛАРИ.

1. Амплитудаси модуляция қилинган сигналларни вақт диаграммасини чизиб беринг.
2. Амплитудаси модуляция қилинган сигналларни спектрлари неча ён томондан иборат?
3. Амплитудаси модуляция қилинган сигналларни вектор диаграммасини тушунтириб беринг.
4. Бир тактли диодли АМ модуляторни схемасини ва ишлаш принципини тушунтиринг.
5. Модуляция коэффициентни қайси ифода орқали аниқланади.
6. Параллел контур нима вазифасини бажаради.
7. Нима учун АМ сигналларни детектирлаш учун электр занжирида ночизиқли ёки параметрик элемент бўлиши керак?
8. Ночизиқли коэффициенти a_2 қанча катта бўлса m қандай ўзгаради?.

13. МАЪРУЗА. БУРЧАКЛИ МОДУЛЯЦИЯ ҚИЛИНГАН СИГНАЛЛАРНИ ШАКЛЛАНТИРИШ ВА ДЕТЕКТОРЛАШ.

МАЪРУЗА РЕЖАСИ

1. Бурчакли модуляция қилинган сигналларни хосил қилиш.
2. Частота модулятори хақида тушунча.
3. Частота модулятори соддалашган схемаси
4. Варикап вольт-фарада характеристикаси.
5.Частота модуляторининг статик модуляцион характеристикаси (СМХ).
6.ЧД детекторлаш характеристикаси.

Частота модуляция натижасида юқори частотали ташувчи

$$u_{\omega}(t)=U_{\omega}\cos(\omega_0 t+\varphi_0) \qquad (13.1)$$

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

$$u_{\Omega}(t)=U_{\Omega}\cos\Omega t \qquad (13.2)$$

амплитудасига пропорционал бўлиши керак, яъни

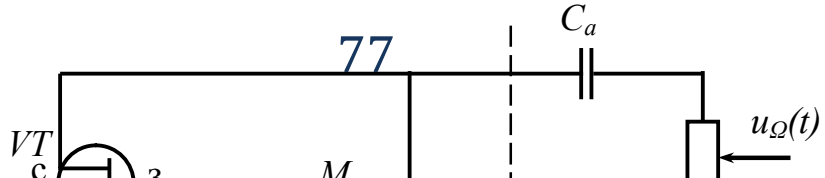
$$\omega(t)=\omega_0+\Delta\omega=\omega_0+k_{ЧМ}u_{\Omega}(t). \qquad (13.3)$$

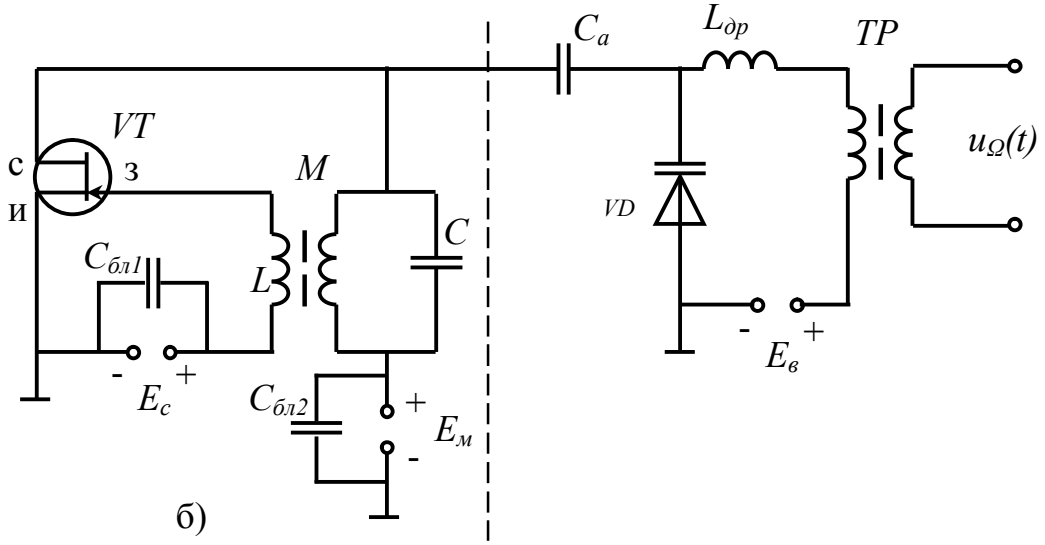
икки қисмдан ташкил топган бўлади: биринчиси, ω_0 частотали тебранишлар генератори ва иккинчиси, генерацияланаётган тебраниш частотасини модуляция сигнали орқали бошқарувчи қисм. Генератор қурилмаси билан қўлланманинг охирги қисмида танишамиз. Ҳозирча генераторда унинг тебраниш частотасини аниқловчи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

$$\omega_0=\frac{1}{\sqrt{LC}}. \qquad (13.4)$$

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.

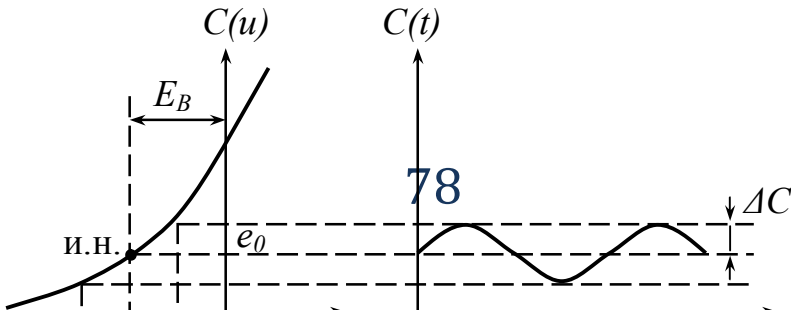
13.1а-расмда частота модулятори соддалашган схемаси ва 12б-расмда бошқарувчи элементи $X_б(t)$ сифатида варикапдан фойдаланилган частота модулятори схемаси келтирилган.




C_a
$L_{др}$
TP
VT
с
з
и
M
C
L
$C_{бл1}$
VD
$u_Ω(t)$
-
$E_с$
+
$C_{бл2}$
+
$E_м$
-
-
$E_в$
+

б)

13.1-расм.


$C(u)$
$C(t)$
E_B
и.н.
e_0
ΔC

13.2.-расм.

$X_б(t)$ модуляцияловчи кучланиш $u_Ω(t)$ орқали бошқарилади. Варикап p-n ўтиши сиғимини унга қўйилган кучланишга боғлиқлик характеристикаси $C=Ф(U)$ 13.1-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

$$C_д(t) = C_0 + ΔC(t). \qquad (13.5)$$

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

$$ω(t) = \frac{1}{\sqrt{L(C + C_д(t))}}, \qquad (13.6)$$

ёки

$$\omega(t)=\frac{1}{\sqrt{L\left(C+C_0+\Delta C(t)\right)}}. \qquad (13.7)$$

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 $\omega_0=\frac{1}{\sqrt{LC'}}$ бўлади ва (42) қуйидаги кўринишни олади

$$\omega=\frac{\omega_0}{\sqrt{1+\frac{\Delta C}{C'0}}}. \qquad (13.8)$$

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

$$\omega(t)=\omega_0+Д\omega(t) \qquad (13.9)$$

бўлади. Частота ўзгариши Дω сиғим ўзгариши ДС 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 Дω ни силжиш кучланиши $E_в$ га боғлиқлигига айтилади, яъни $\Delta\omega=\Phi\left(E_в\right)$. 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;

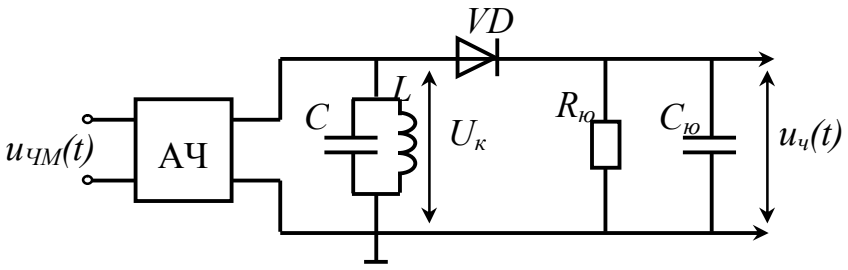
б) ЧМ сигнал ФМ сигналга айлантирилади ва ФД ёрдамида детекторланади;

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

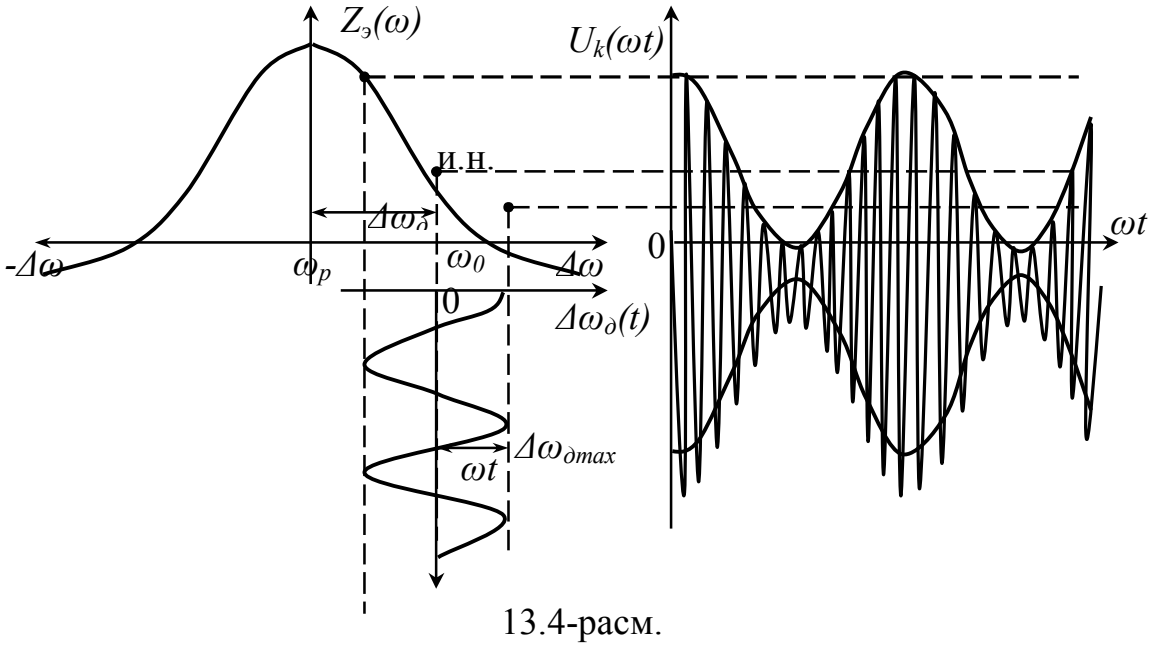
характеристикасига эгалар. Натижада уларнинг чиқиш кучланишлари $u_ч(t)$ кириш сигнали частотаси ўзгаришига мос келади.

Бир параллел контурли частота детектори схемаси 13.3-расмда келтирилган.



13.3-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 (13.4-расм).



13.4-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

$$U_{ч} = \frac{K_{д} \cdot U_{д}}{\sqrt{1 + \frac{2(\omega_0 - \omega_p)}{\omega_p d}}} \qquad (13.10)$$

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.

НАЗОРАТ САВОЛЛАРИ

1. Созланмаган тебраниш контурли ЧД принципиал схемасини чизинг.
2. Созланмаган тебраниш контурли ЧД ишлаш принципини ток ва кучланиш вектор диаграммалари ёрдамида тушунтириб беринг.
3. ЧД детекторлаш характеристикаси нима ва ундан нималарни аниқлаш мумкин.
4. Нима учун созланмаган тебраниш контурини ЧД да резонанс частотаси ўртача частота қийматига тенг бўлганда ЧМ сигналларни детекторлаш жараёни катта бузилишларсиз билан амалга оширилади?
5. Рақамли частоталар детектори структуравий схемасини чизинг ва ишлаш принципини тушунтириб беринг.
6. Кўрсатгичи қиймати частотага боғлиқ чизиқли занжир деб нимага айтилади ва бундай электр занжирларидан қандай мақсадларда фойдаланилади?

14 МАЪРУЗА ДИСКРЕТ ХАБАРЛАР БИЛАН МОДУЛЯЦИЯ ҚИЛИНГАН СИГНАЛЛАРНИ ШАКЛЛАНТИРИШ ВА ДЕТЕКТОРЛАШ.

МАЪРУЗА РЕЖАСИ

1. Дискрет хабарлар билан модуляция қилинган сигналларни шакллантириш.

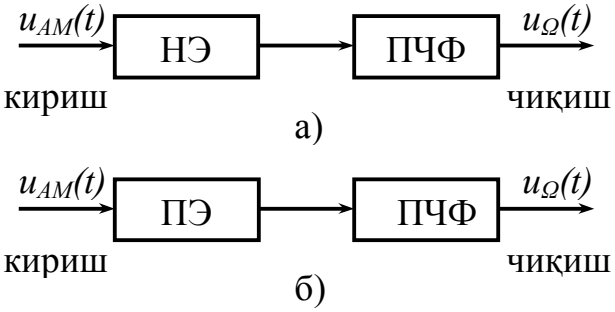
2. Амплитуда детекторининг структуравий схемаси.

3. Амплитуда детекторининг вақт диаграммалари.

4. Амплитуда детекторининг режимлари.

5. Паст частотали ток ва чиқиш кучланиши $u_Ω(t)$ вақт диаграммалари.

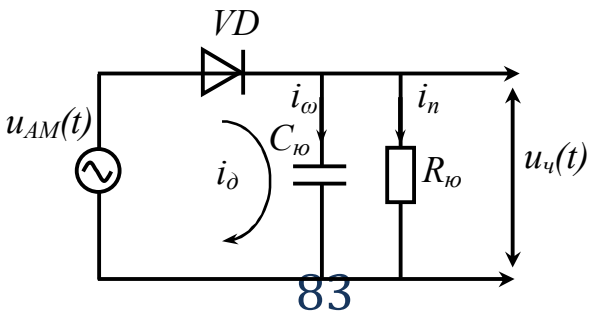
Детекторлаш юқори частотали модуляцияланган сигналдан паст частотали модуляция параметрини ўзгаришини ажратиб олиш билан боғлиқ бўлгани, яъни янги спектрал ташкил этувчи ҳосил этиш жараёни бўлгани учун детектор қурилмасида албатта ночизиқли ёки параметрик элемент бўлиши шарт. Амплитуда детектори структуравий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



14.1-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. 14.1-расмда диодли амплитуда детектори (АД) схемаси келтирилган бўлиб, бу схемада $R_ю$ ва $C_ю$ элементлари биргаликда юклама, паст частоталар фильтри вазифасини бажаради.



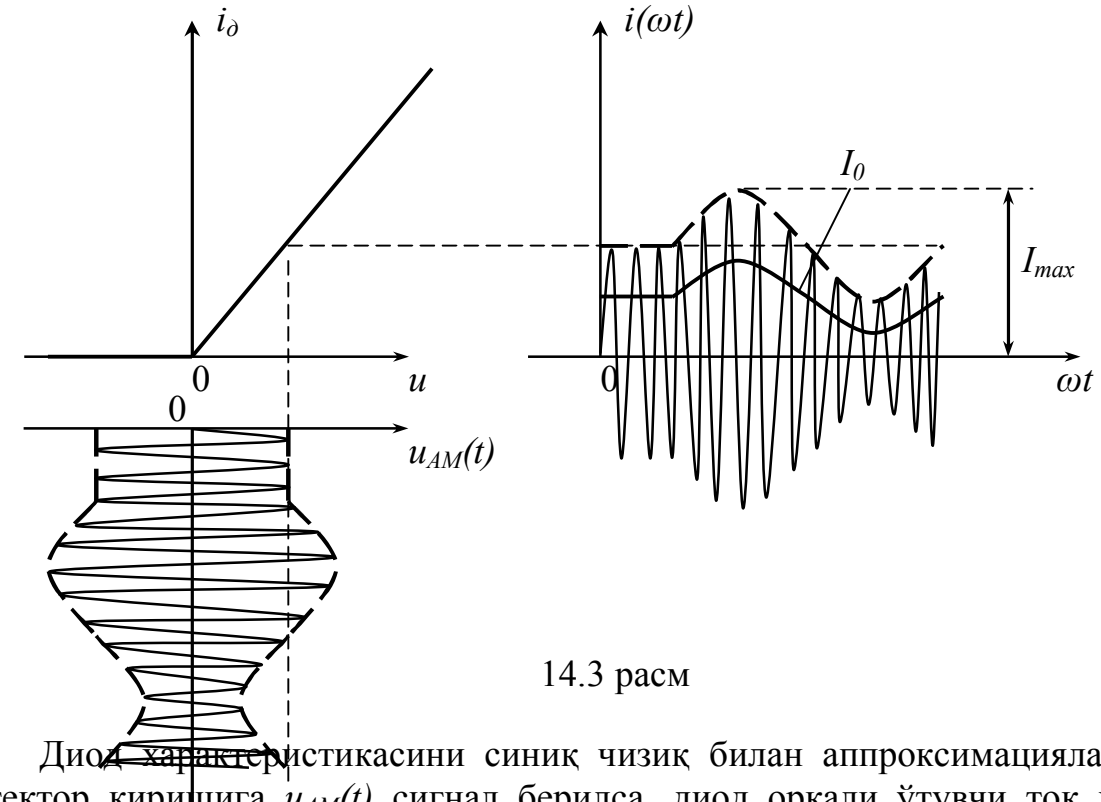
14.2-расм.

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

$$\frac{1}{\omega_0 C_ю} \langle\langle R_ю \langle\langle \frac{1}{\Omega_м C_ю} \qquad (14.1)$$

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

Бу жараёнда ишловчи АД вақт диаграммалари 14.2-расмда келтирилган.



14.3 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

$$I_0 = \gamma_0(\theta) \cdot S \cdot U_\omega \qquad (14.2)$$

ифода орқали аниқлаш мумкин. (14.2) 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

$$U_\Omega = \gamma_0(\theta)\cdot S_0 \cdot U_\omega \cdot R_н \qquad (14.3)$$

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

$$i=S_0U_{AM}\text{ , агар }\quad U_{AM}\geq 0. \qquad (14.4)$$

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

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

$$i=a_0+a_1u+a_2u^2 \qquad (14.5)$$

ярим ўтказгич диод учун a_0=0.

Детектор киришига АМ сигнал

$$u_{AM}(t)=U_\omega[1+m\cos\Omega t]\cos\omega_0 t \qquad (14.6)$$

таъсир этади. (7.6) ни қуйидаги шаклга келтирамиз

$$u_{AM}(t)=U_\omega(t)\cos\omega_0 t\,, \qquad (14.7)$$

бунда

$$U_\omega(t)=U_\omega(1+m\cos\Omega t). \qquad (14.8)$$

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

$$i(t)=a_0+a_1U_\omega(t)\cos\omega_0 t+a_2{U_\omega}^2(t)\cos^2\omega_0 t=a_0+a_1U_\omega(t)\cos\omega_0 t+ \\ +0{,}5a_2{U_\omega}^2(t)+0{,}5a_2{U_\omega}^2(t)\cos 2\omega_0 t=i_{пч}+i_{юч}. \qquad (14.9)$$

(7.9) дан ток паст частоталикларини ажратиб оламиз

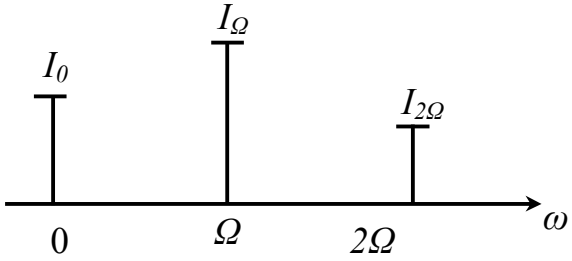
$$i_{пч}(t)=0{,}5a_2U_\omega^2(t) \quad \text{ёки} \quad U_\Omega(t)=0{,}5a_2U_\omega^2(t)R_ю\,. \qquad (14.10)$$

(7.10) ифодага (7.8) ни қўйиб қуйидагиларни аниқлаймиз

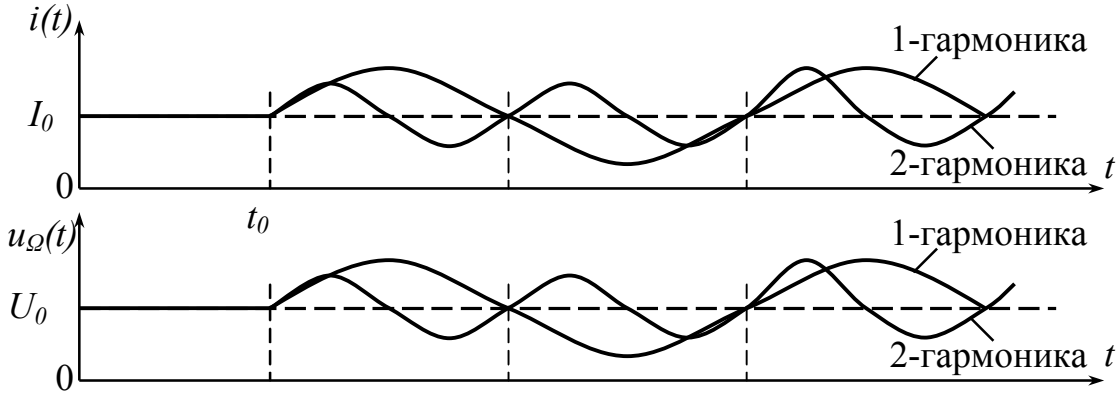
$$i_{пч}(t)=0{,}5a_2U_\omega^2[1+m\cos\Omega t]^2=0{,}5a_2U_\omega^2+a_2mU_\omega^2\cos\Omega t+ \\ +0{,}25a_2mU_\omega^2+0{,}25a_2m^2U_\omega^2\cos 2\Omega t \qquad (14.11)$$

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 $u_Ω(t)$ ҳосил бўлади. 14.1-расмда паст частотали ток ва чиқиш кучланиши $u_Ω(t)$ вақт диаграммалари келтирилган.

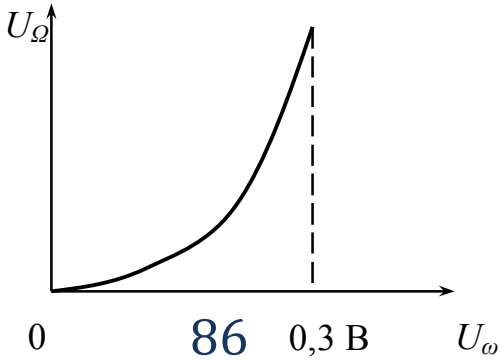


14.4-расм.



14.5-расм.

(14.11) ифодадан кўриниб турибдики АД чиқиш кучланиши $u_Ω$ амплитудаси киришидаги сигнал амплитудаси квадратига пропорционал ўзгармоқда. Унинг детекторлаш характеристикаси (14.5-расм) ҳам квадратик парабола шаклида бўлади. Бу режимда ишловчи детектор квадратик *АД* деб аталади.



14.6-расм.

Квадратик АД да бузилиш коэффициенти

$$K_Б = \frac{0{,}25a_2 m^2 U_\omega^2}{a_2 m U_\omega^2} = 0{,}25m \cdot 100\% \qquad (14.12)$$

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.

НАЗОРАТ САВОЛЛАРИ.

1. АМ сигналларни детекторлаш деганда нимани тушунасиз?
2. Нима учун АМ сигналларни детектирлаш учун электр занжирида ночизиқли ёки параметрик элемент бўлиши керак?
3. АД схемасидаги паст частоталар фильтри қандай вазифвасини бажаради?
4. Чизиқли ва квадратик режимда ишловчи АД лар детектирлаш характеристикасини чизинг.
5. АД схемасини чизинг ва детекторлаш характеристикасини ўлчаш услубини тушунтиринг.
6. Диодли детектор схемасини чизинг ва уни ишлаш принципини тушунтиринг.
7. “Кучсиз” ва “Кучли” АМ сигналларни детекторлагандаги режимлар учун кириш ва чиқиш сигнали спектрал диаграммаларини чизинг.
8. АД узатиш коэффициентини, унинг юкламаси қийматини эътиборга олгандаги қийматини келтиринг?

УЗЛУКСИЗ СИГНАЛЛАРНИ РАҚАМЛИ УЗАТИШ НАЗАРИЯСИ

15. МАЪРУЗА. УЗЛУКСИЗ СИГНАЛЛАРНИ ДИСКРЕТ УЗАТИШ ПРИНЦИПИ. В.А. КОТЕЛЬНИКОВ ТЕОРЕМАСИ.

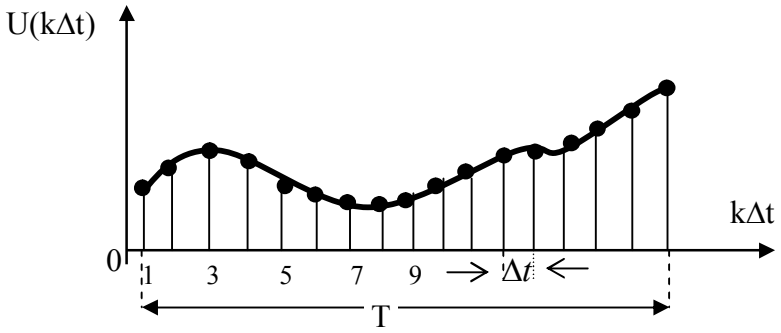
МАЪРУЗА РЕЖАСИ

1. Сигналларни вақт бўйича дискретлаш жараёни.

2. Котельников теоремаси ва Котельников қатори ифодаси.
3. Реал сигналларни дискретлашда хатоликлар.
4. Дискретланган сигнални қайта тиклаш.

Ҳақиқий сигналлар кўп ҳолларда уларга қандайдир ишлов беришдан олдин фильтрдан ўтказилади. Фильтр чиқишида унинг спектри $0 \div F_{ю}$ ёки $F_1 \div F_2$ оралиғида бўлади. Сигнал спектри алоқа тизими турига ва тизимга қўйилган талабларга боғлиқ. Масалан, дискрет хабарларни узатишда – узатиш тезлигига, телекўрсатув тизимларида – қабул қилинган стандартга, радиоэшиттиришда – унинг тоифасига ва ҳ. га боғлиқ.

В.А. Котельников узлуксиз (аналог) сигналларни дискретизациялаш ҳақидаги теоремасини 1933 йилда “Очиқ фазонинг ва симнинг сигнал узатиш қобиляти” ҳақидаги илмий ишида келтирган. Ушбу теоремага асосан спектри юқори частотаси $F_{ю}$ дан катта бўлмаган узлуксиз функция $f(t)$ ўзининг $\Delta t = \dfrac{1}{2F_{ю}}$, сек, оралиқларида олинган қийматлари орқали қайта тикланиши мумкин (15.1-расм.).



15.1-расм.Узлуксиз сигнални дискретлаш.

В.А. Котельников теоремасининг тасдиғи қуйидагилардан иборат. Сигнал $u(t)$ спектри $F_{ю}$ билан чегараланган деб ҳисоблаймиз. Ушбу $u(t)$ сигнал амплитуда спектри:

$$s(j\omega) = \begin{cases} \int\limits_{-\infty}^{\infty} u(t) e^{-j\omega t} dt; & агар \quad |\omega| \le 2\pi F_{ю} \\ 0; & агар \quad |\omega| > 2\pi F_{ю}. \end{cases} \qquad (15.1)$$

Спектри $-2\pi F_{ю}, 2\pi F_{ю}$ билан чегараланган $u(t)$ сигнални Фурье қатори шаклида ифодалаймиз, яъни

$$s(j\omega) = \frac{1}{2} \sum_{k=-\infty}^{\infty} \dot{A}_k e^{-jk\omega t} = \frac{1}{2} \sum_{k=-\infty}^{\infty} \dot{A}_k e^{-j\frac{k\omega}{2F}}. \qquad (15.2)$$

(10.38) Фурье қатори коэффициентлари қуйидагича аниқланади:

$$\dot{A}_k = \frac{2}{4\pi F}\int_{-2\pi F}^{2\pi F} s(j\omega)e^{-j\frac{k\omega}{2F}}d\omega \quad . \tag{15.3}$$

Фурье жуфт ўзгартиришидан фойдаланиб $u(t)$ ни аниқлаймиз:

$$u(t) = \frac{1}{2\pi}\int_{-\infty}^{\infty} s(j\omega)e^{j\omega t}d\omega = \frac{1}{2\pi}\int_{-2\pi F}^{2\pi F} s(j\omega)e^{j\omega t}d\omega \quad , \tag{15.4}$$

бунда, $s(j\omega)$ комплекс спектр $-2\pi F, 2\pi F$ дан ташқарида нольга тенглигини эътиборга олинган. Агар узлуксиз вақт t ни унинг дискрет қийматлари $t = \frac{k}{2F}$ билан алмаштирсак, қуйидаги ифодани оламиз:

$$u(t) = u(\frac{k}{2F}) = \frac{1}{2\pi}\int_{-2\pi F}^{2\pi F} s(j\omega)e^{j\frac{\omega t}{2F}}d\omega \quad , \tag{15.5}$$

(16.5) ифодани $A_к$ билан таққослаш натижасида қуйидагини аниқлаймиз:

$$A_k = \frac{1}{F}u(-\frac{k}{2F}) = 2\Delta f(-k\Delta t)\,; \tag{15.6}$$

ва

$$s(j\omega) = \Delta t\sum_{k=-\infty}^{\infty} u(k\Delta t)e^{-j\frac{k\omega}{2F}} \quad . \tag{15.7}$$

Комплекс спектр $s(j\omega)$ ни узлуксиз вақт функцияси $u(t)$ орқали аниқлаш мумкин, шунга ўхшаш $s(j\omega)$ ни $u(k\Delta t)$ дискрет функция орқали аниқлаш мумкин. Бу В.А. Котельников теоремасининг тасдиғи ҳисобланади.

$$u(t) = \frac{1}{2\pi}\int_{-2\pi F}^{2\pi F} s(j\omega)e^{j\omega t}d\omega = \frac{\Delta t}{2\pi}\int_{-2\pi F}^{2\pi F} e^{j\omega t}d\omega \sum_{k=-\infty}^{\infty} u(k\Delta t)e^{-jk\omega\Delta t} \tag{15.8}$$

(14.8) ифодани баъзи ўзгартиришлардан сўнг қуйидаги кўринишга келтирамиз:

$$u(t) = \frac{\Delta t}{2\pi} \sum_{k=-\infty}^{\infty} u(k\Delta t) \int_{-2\pi F}^{2\pi F} e^{-j\omega(t-k\Delta t} d\omega \quad . \qquad (15.9)$$

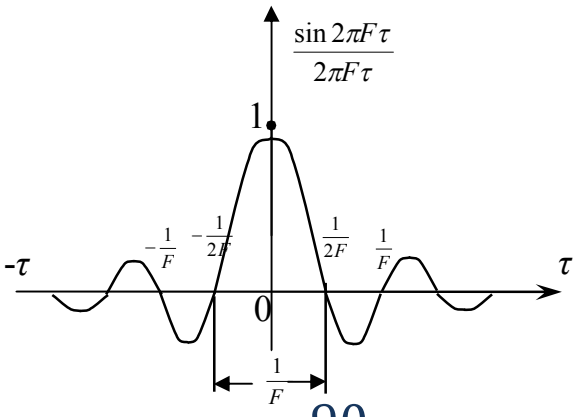
(14.9) ифодадаги интеграллаш амалини бажариш натижасида қуйидаги ифодани оламиз:

$$u(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} u(k\Delta t) \frac{\sin 2\pi F(t - k\Delta t)}{2\pi F(t - k\Delta t)}. \qquad (15.10)$$

(14.10) ифода узлуксиз функция $u(t)$ ни *sinx/x* шаклидаги ортонормал функциялар ёрдамида В.А. Котельников қаторига ёйиш ифодасидир. $u(k\Delta t)$ катталиклар $u(t)$ функциянинг дискрет $k\Delta t$ вақтлардаги оний қийматига тенг. Ҳар бир қўшни қийматлар орасидаги вақт Δt дискретлаш одими, баъзан эса В.А.Котельников одими деб ҳам аталади. Кўпайтма $\frac{\sin 2\pi F(t - k\Delta t)}{2\pi F(t - k\Delta t)}$ эса функция $u(t)$ нинг оний қийматлари функцияси деб аталади. $t - k\Delta t = \tau$ деб белгиласак $k\Delta t$ вақтлардаги оний қийматлар функцияси қуйидаги кўринишни олади

$$\psi(\tau) = \frac{\sin 2\pi F\tau}{2\pi F\tau} \qquad (15..11)$$

$\psi(\tau)$ - функциянинг графиги 16.1расмда келтирилган. Функция ўзининг энг катта қиймати 1 га $t = k\Delta t$ вақтларда $\tau = 0$ бўлганда эришади ва $t = (k \pm m)\Delta t$ вақтларга тенг бўлади, бунда $m = 1,2,...$



16..2. расм. Сигнал оний қиймати функцияси.

Функция асосий қисми (япроқчаси)нинг ноль сатҳидаги кенгиги $\frac{1}{F}$ га тенг. $u(k\Delta t)$ дискрет функция оний қийматлари спектри $-F, F$ оралиғида бир текис (ўзгармас) ва ушбу чегарадан ташқарида нольга тенг. Ҳақиқатдан ҳам

$$s(j\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} \frac{\sin 2\pi F(t-k\Delta t)}{2\pi F(t-k\Delta t)} e^{-j\omega t} dt = \begin{vmatrix} \frac{1}{2F} e^{-jk\omega\Delta t}; & агар \ |\omega| \le 2\pi A \\ 0; & агар \ |\omega| > 2\pi F \end{vmatrix}. \quad (15..12)$$

(14.12.) функция спектри модули $s(\omega) = \frac{1}{2F}$. Сигнал энергияси қуйидаги ифода орқали аниқланади,

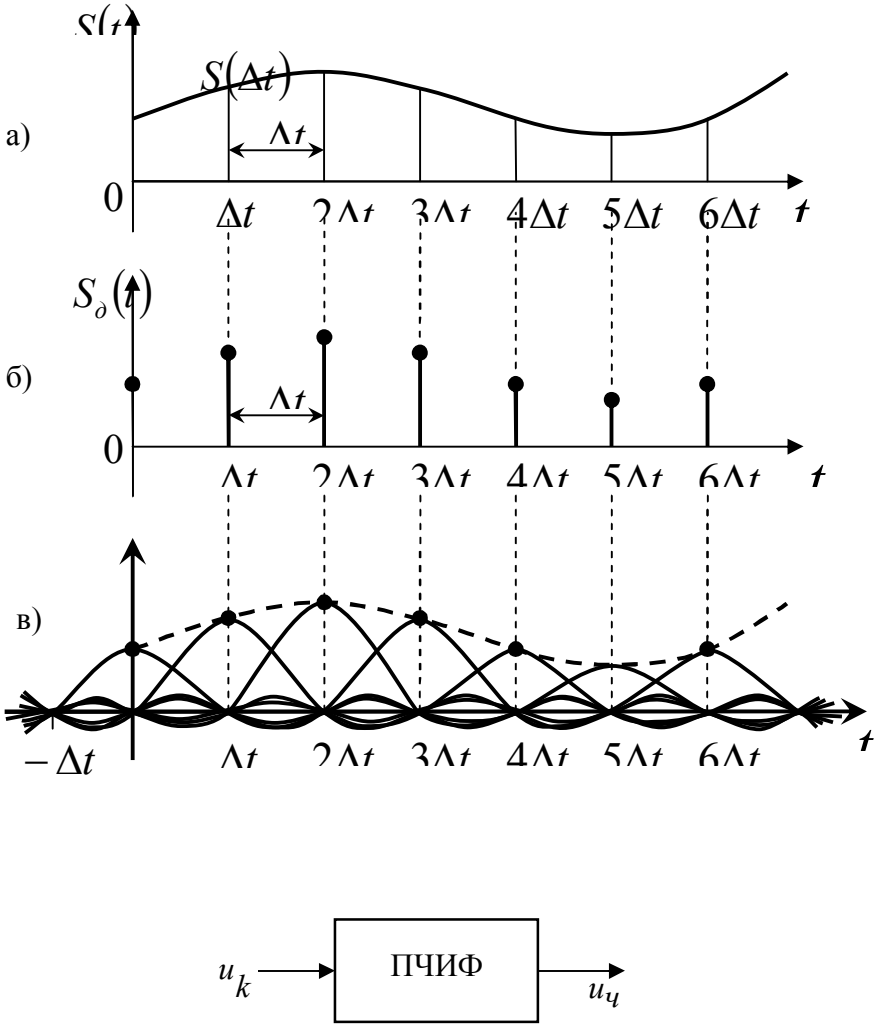
$$E = \int_{-\infty}^{\infty} u^2(t)dt = \frac{1}{2F} \sum_{k=-\infty}^{\infty} u^2(k\Delta t). \quad (15..13)$$

Агар сигнал $u(t)$ спектри кенглиги беҳад кенгайса, Δf дискретизациялаш одими нольга интилади.

В.А. Котельников қатори (14.13) даги унинг ҳар бир ташкил этувчиси физик нуқтаи назардан, чегаралаш частотаси $F_ю$ га тенг паст частота идеал фильтрнинг унинг киришига $t = k\Delta t$ вақтда таъсир этувчи, юзаси сигнал $u(t)$ нинг $t = k\Delta t$ вақтдаги оний қийматига пропорционал жуда қисқа импульс акс таъсирига мос келади (15.2расм).

Узлуксиз $u(t)$ сигнални узатиш учун унинг бир ҳил $\Delta t = \frac{1}{2F}$ оралиқларда оний қийматларини аниқлаб, ушбу оний қийматга сатҳи ёки юзаси пропорционал бўлган қисқа импульсларни алоқа канали орқали узатиш керак. Алоқа каналининг қабул қилиш томонида паст частоталар фильтри орқали ўтказилади ва бирламчи узлуксиз сигнал фильтр акс таъсирлари йиғиндиси сифатида қайта тикланади.

Давомийлиги T_c бўлган сигнал ўзининг $n = \frac{T}{\Delta t} = 2TF$ та оний қийматлари орқали аниқланади. Назарий жиҳатдан давомийлиги чекланган ва шу вақтнинг ўзида спектри ҳам чекланган функция (сигнал)нинг бўлиши мумкин эмас. Аммо деярли ҳамма энергияси маълум бир вақт орасига, спектри эса чегараланган полосада жойлашган сигнал бўлиши мумкин.



15..3. расм. а) узлуксиз сигнал, б) дискретланган сигнал, в) бирламчи сигналнинг қайта тикланиши, г) паст частоталар идеал фильтри.

Алоқа тизимида фойдаланиладиган кўпчилик сигналлар юқорида эслатилган тоифага кирадилар. Шунинг учун узлуксиз сигнални В.А.Котельников қаторига ёйиш баъзи бир $\varepsilon \approx \frac{\Delta E}{E}$ ҳатоликларни келтириб чиқаради. Бунда, E – сигнал тўлиқ энергияси ва ΔE - сигналнинг фильтр юқори частотаси F дан ташқари бўлган қисми энергияси. Бундан ташқари сигнални қайта тиклашда ҳақиқий (фойдаланилаётган) паст частоталар фильтри амплитуда-частота ва фаза-частота тавсифлари идеал паст частоталар тавсифларидан фарқланиши натижасида қўшимча ҳатолик пайдо бўлади. Бу ҳолда фойдаланилаётган паст частоталар фидтри (ПЧФ) чиқишидаги акс таъсирларнинг $t = (k \pm m)\Delta t$ вақтлардаги алгебраик

йиғиндиси нольга тенг бўлмайди ва бу қолдиқ қиймат $t = k\Delta t$ вақтдаги акс таъсир сигналига алгебраик қўшилади, натижада сигнал $u(t)$ нинг $t = k\Delta t$ вақтдаги қийматлари асл қийматидан фарқланади.

Спектри ва давомийлиги чекланган сигнални Фурье қаторига ёйиш ва В.А. Котельников қаторига ёйишда ҳам унинг $n = 2TF$ та спектрал ташкил этувчилардан ёки оний қийматларидан фойдаланилади.

Котельников теоремаси узлуксиз ва дискрет сигналларни ягона нуқтаи назардан таҳлил этиш имкониятини беради. Бу теорема ҳамма импульс модуляция турлари учун асос бўлиб ҳизмат қилади. Бу теоремага асосан модуляцияланадиган импульсларнинг такрорланиш частотаси $F_п \geq 2F_ю$ шартининг бажарилишини таъминлаши керак. Бунда $F_ю$ - узатиладиган хабар энг юқори частотаси.

Алоқа каналларини вақт бўйича зичлаш усули, яъни бир каналдан вақт бўйича кетма-кет бир неча ахборот манбаларидан олинган сигналларни узатиш усулига ҳам Котельников теоремаси асос бўлиб ҳизмат қилади.

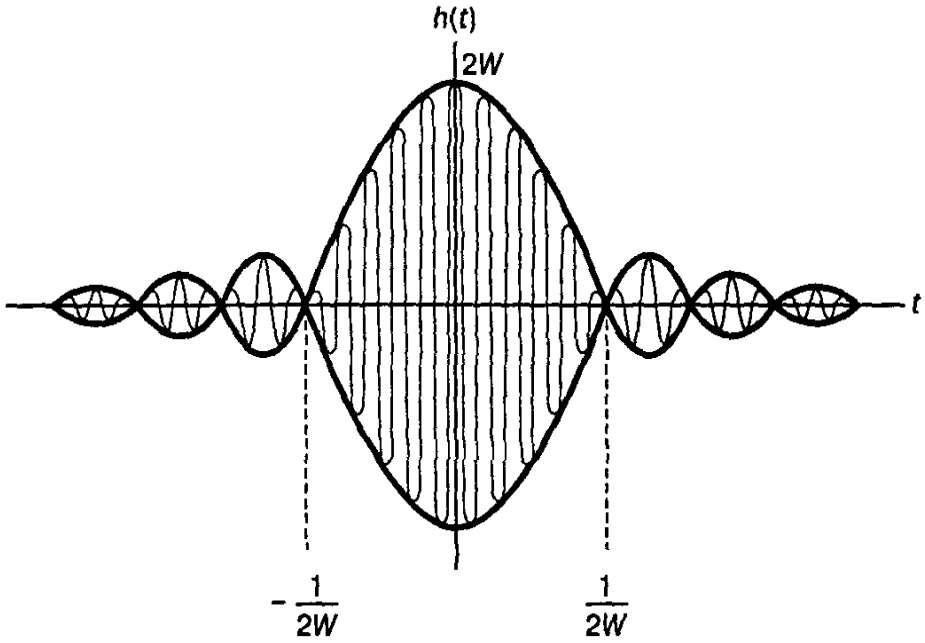
Котельников теоремасини спектри частотаси нольдан бошланмайдиган сигналларни ҳам дискрет гаклда узатишга ҳам қўллаш мумкин. Ушбу теоремага асосан спектрал ташкил этувчилари $f_1 \div f_2 = \Delta F$ частоталар диапазонида жойлашган узлуксиз сигнал $\Delta t = \dfrac{1}{2(f_2 - f_1)}$, сек оралиқларида олинган қийматлари орқали ҳар қандай юқори аниқликда узатилиши мумкин. Бунда дискретлаш одими $\Delta t = \dfrac{1}{\Delta F}$ этиб танланади ва ҳар бир онда сигнал амплитудаси ва фазаси аниқланади. Агар сигнал давомийлиги T_c га тенг бўлса, уни $n = \dfrac{T_c}{\Delta t} = TF$ та сигнал амплитудаси ва фазасини аниқлаш дискрет вақтлари бўлади. Умумий аниқланган амплитуда ва фаза қийматлари $m = 2n = 2TF$ га тенг бўлади.

Спектри f_1 ва f_2 частоталар билан чегараланган юқори частотали $S(t)$ сигналнини қуйидаги қатор билан ифодалаш мумкин:

$$s(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} s\left(\frac{k}{\Delta F}\right) \frac{\sin \pi \Delta F \left(t - \dfrac{k}{\Delta F}\right)}{\pi \Delta F \left(t - \dfrac{k}{\Delta F}\right)} \cos\left[\omega_0\left(t - \frac{k}{\Delta F}\right) + \varphi\left(\frac{k}{\Delta F}\right)\right], \qquad (15.14)$$

бунда, $s\left(\dfrac{k}{\Delta F}\right)$ ва $\varphi\left(\dfrac{k}{\Delta F}\right)$ - амплитуда ва фазанинг $k\Delta t$ вақт оралиғида кетма-кет олинган оний қийматлари; $\omega_0 = 2\pi \dfrac{f_2 + f_1}{2}$ - сигнал спектри ўртача айланма частотаси. Оний қийматлар функцияси ўровчиси $\dfrac{\sin x}{x}$ шаклида

модуляцияланган ташувчисининг частотаси ω_0 га тенг бўлган шаклда бўлади (16..4.-расм).



15.4-расм. $\frac{\sin x}{x}$ шаклидаги функция.

Алоқа каналлари орқали узатиладиган сигналлар вақтнинг ҳақиқий функцияси бўлади. Аммо бир қатор сигналлар узатиш муаммоларига тегишли масалаларни ечишда сигнални вақт функцияси бўлган элементар комплекс ташкил этувчилар йиғиндиси сифатида қарашни тақазо этади ёки сигналнинг ўзини тўлиқ комплекс функция деб тадқиқ этишга эҳтиёж туғилади, яъни

$$\dot{s}(t) = s(t) + j\hat{s}(t) = u(t)e^{j\psi(t)} \qquad (15.15)$$

бунда, $u(t)$ ва $\psi(t)$- сигнал ўровчиси ва фазаси. Бу ҳолда ҳақиқий сигнал комплекс сигнал орқали қуйидагича аниқланади:

$$s(t) = R_c\dot{s}(t) = R_c u(t)e^{j\psi(t)} = u(t)\cos\psi(t) \qquad (15.16)$$

Сигнални бу шаклда ифодалашдан тор полосали сигналларни тадқиқ қилишда кенг фойдаланилади.

Агар $s(t)$ ва $\hat{s}(t)$ Гильберт ўзгартириш жуфтлиги орқали бир-бирига боғлиқ бўлса, $s(t)$ сигнал аналитик сигнал деб аталади, яъни

$$\left.\begin{aligned} \hat{s}(t) &= \frac{1}{\pi}\int_{-\infty}^{\infty}\frac{s(\tau)}{t-\tau}d\tau \\ s(t) &= -\frac{1}{\pi}\int_{-\infty}^{\infty}\frac{\hat{s}(\tau)}{t-\tau}d\tau \end{aligned}\right\} \qquad (15.17)$$

шаклида боғланган бўлса, бундай сигнал аналитик сигнал ҳисобланади. (15.17) ифодалардаги интегралар Кошининг асосий қиймати сифатида қабул қилинади. $\hat{s}(t)$ функция билан Гильберт бўйича мослашган ҳисобланади. $s(t)$ ва $\hat{s}(t)$ ни Гильберт шарти асосида танланган бўлса, у ҳолда сигнал ўровчиси ва фазаси қуйидагича аниқланади:

$$u(t) = \sqrt{[s(t)]^2 + [\hat{s}(t)]^2}, \qquad (15.18)$$

$$\psi(t) = arctg\frac{\hat{s}(t)}{s(t)}. \qquad (15.19)$$

Агар $s(t)$ сигнал спектри кенглиги ўзининг ўртача частотаси ω_0 дан кичик бўлса, у ҳолда бу сигналнинг амплитудаси ва фазаси сигнал $s(t)$ нинг ўзига нисбатан секин ўзгаради. Гильберт тўғри ва тескари бир жуфт ўзгартиришлари асосида $s(t) = \cos\omega t$ сигналга $\hat{s}(t) = \sin\omega t$ сигнал ва $s(t) = \sin\omega_0 t$ сигналга $\hat{s}(t) = -\cos\omega_0 t$ сигал комплекс мослашганлигини тасдиқлаш мумкин. Худди шунга ўхшаш $s(t) = \sum_k (a_k \cos k\omega_0 t + b_k \sin k\omega_0 t)$ сигнал билан $\hat{s}(t) = \sum_k (a_k \sin k\omega_0 t - b_k \cos k\omega_0 t)$ сигнал комплекс мослашган бўлади.

Шундай қилиб $s(t) = A\cos\omega t$ оддий гармоник тебраниш сигналга $\hat{s}(t) = A\cos\omega t + jA\sin\omega t = Ae^{j\omega t}$ аналитик сигнал мос келади.

Агар сигнал Фурье интеграли кўринишида бўласа:

$$s(t) = \frac{1}{2\pi}\int_{-\infty}^{\infty} s(j\omega)e^{j\omega t}d\omega \qquad (15.20)$$

Унинг частота спектри қуйидагича ифодаланади:

$$s(j\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} s(t)e^{-j\omega t}dt = \Gamma[s(t)] \qquad (15.21)$$

$s(t)$ ва $\hat{s}(t)$ сигалларнинг спектри ўзаро қуйидаги боғланишга эга:

$$F[s(t)] = [-j\,\mathrm{sgn}(\omega)]s(j\omega), \qquad (15.22)$$

Бунда $\mathrm{sgn}(\omega) = \begin{cases} +1, & агар \quad \omega > 0; \\ 0, & агар \quad \omega = 0; \\ -1, & агар \quad \omega < 0. \end{cases}$

Шундай қилиб, Гильберт ўзгаришини $s(t)$ сигналнинг ҳамма спектрал ташкил этувчиларини $-\frac{\pi}{2}$ га сурувчи электр занжиридан ўтиши деб ҳисоблаш керак. Ушбу электр занжирининг частота ва фаза тавсифлари қуйидагича бўлади:

$$K(j\omega) = -j\,\mathrm{sgn}(\omega), \qquad h(t) = \frac{1}{\pi t}.$$

(10.58) ифодани (10.51) ифодага киритиш натижаси $\dot{S}(t)$ сигналнинг спектри $S(j\omega)$ нинг “бир томонлама” эканини кўрсатади:

$$\dot{s}(j\omega) = \begin{cases} 2s(j\omega), & агар \quad \omega > 0; \\ s(0), & агар \quad \omega = 0; \\ 0, & агар \quad \omega < 0. \end{cases} \qquad (15.23)$$

Бу аналитик сигалнинг жуда муҳим ҳоссаси ҳисобланади.

Даврий сигнал $s(t)$ нинг Гильберт шарти бўйича мослашган $\dot{s}(t)$ функцияси ҳам $s(t)$ сигнал даврига тенг бўлади. $s(t)$ ва $\dot{s}(t)$ сигаллар уларнинг даври Т оралиғида ўзаро ортогонал бўлади, яъни

$$\int_0^T s(t)\dot{s}(t)dt = 0.$$

Агар $s_i(t)$ ва $s_j(t)$ ортогонал сигналлардан бирини унинг Гильберт ўзлаштириши шарти асосида мослаштирилганига алмаштирилганда ҳам ортогоналлик ҳусусияти сақланса, бундай сигналлар кучайтирилган маънода ортогонал сигналлар деб аталадилар, яъни

$$s_i(t) \cdot s_j(t) = \frac{1}{T}\int_{-T/2}^{T/2} s_i(t) \cdot s_j(t)dt = 0;$$
$$s_i(t) \cdot \dot{s}_j(t) = \frac{1}{T}\int_{-T/2}^{T/2} s_i(t) \cdot \dot{s}_j(t)dt = 0, \qquad агар \qquad i \neq j \qquad (15.24.)$$

Бундан ташқари бундай сигналлардан бирини унинг $s^*(t)$ комплекс мослашганига алмаштирилганда ҳам ўзаро ортогоналлик ҳусусияти сақланиб қилади, яъни

$$s_i(t)\cdot s_j(t)=\frac{1}{T}\int_{-T/2}^{T/2}s_i(t)\cdot s^*{}_j(t)dt=0; \qquad агар \qquad i\neq j \tag{15.25}$$

Аналитик сигнал тушунчаси ҳар қандай сигнални комплекс шаклга келтириш ва унинг ўровчисини ҳамда фазасини аниқ аниқлаш имкониятини беради. Детерминант (ўзгариш қонунияти маълум функция) ва тасодифий сигналлар аналитик шаклга келтирилиши мумкин. Сигнални аналитик шаклга келтириш натижасида, унинг ўровчиси ва фазаси ўзгаришини алоҳида-алоҳида тадқиқ қилиш мумкин бўлади. Масалан, тасодифий жараён тадқиқ этилганда унинг оний қийматлари билан шуғулланиш ўрнига, унинг ўровчиси ёки фазасини тадқиқ этиш билан чегараланиш мумкин.

Умуман олганда $x(t)$ ва $\text{€}(t)$ жараёнларнинг спектрлари ва корреляцион функциялари бир ҳил: $G_x(\omega)=G_{\text{€}}(\omega), \qquad B_x(\tau)=B_{\text{€}}(\tau)$. $x(t)$ ва $\text{€}(t)$ жараёнларнинг ўзаро энергетик спектрлари $G_{x\text{€}}(\omega)=jG_{x\text{€}}(\omega)$ ўзаро корреляция функцияси қуйидаги ифода орқали аниқланади:

$$B_{x\text{€}}(\tau)=-B_{x\text{€}}(\tau)=\frac{1}{\pi}\int_0^{\infty}G_x(\omega)\sin\omega\tau d\omega \tag{15.26}$$

Тасодифий жараён тақсимот қонуни билан унинг ўровчиси $s(t)$ ва фазаси $\psi(t)$ тақсимот қонунлари бир-бирларига боғлиқ, тасодифий жараённинг эҳтимоллик зичлиги тақсимот қонуни $P(x)$ орқали, унинг ўровчиси ва фазаси эҳтимоллиги зичлиги тақсимоти қонуни $P(s)$ ва $P(\varphi)$ ни аниқлаш мумкин.

НАЗОРАТ САВОЛЛАРИ

1. Сигналларни вақт бўйича дикретлаш жараёнини тушунтиринг.
2. Алоқа техникасида сигналларни дискретлаш ахамиятини тушунтиринг.
3. Котельников теоремасини тушунтиринг ва Котельников қатори ифодасини тушунтиринг.
4. Реал сигналларни дискретлашда хатоликлар нима сабабдан хосил бўлади.
5. Спектри чекланмаган сигнални дискретлаш даврида, ўртача квадратик хатони қандай бахолайсиз?
6. Дискретланган сигнал қандай тикланади?

7. Идеаль ПЧФ ни импульс характеристикаси қандай кўринишга эга?

8. Сигнални қайта тиклаш даврида содир бўладиган хатоликлар қандай сабабдан хосил бўлади?

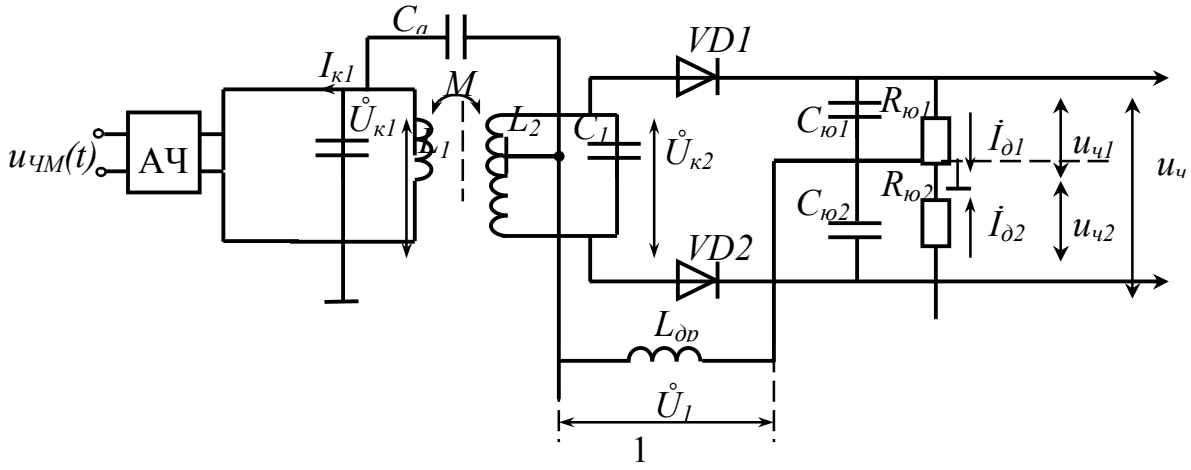
16. МАЪРУЗА. ИМПУЛЬСЛИ ТАШУВЧИДА МОДУЛЯЦИЯ ВА ДЕТЕКТОРЛАШ

МАЪРУЗА РЕЖАСИ

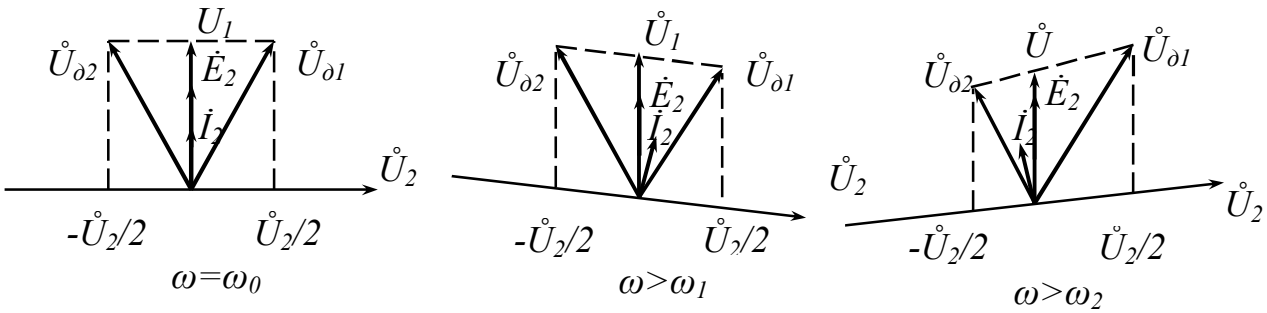
1. Ўзаро индуктив боғланган ЧД схемаси.
2. Сигнал частотасининг вектор диаграммалари.
3. ЧД детекторлаш характеристикаси.
4. ЧД сигналларининг вектор диаграммалари.

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

Контурлари ўзаро индуктив боғланган ЧД схемаси 16.1-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.



16.1-расм.



а) б) в)

16.2-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

$$U_ч=U_{ч1}-U_{ч2}; \qquad (16.1)$$

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

$$U_{ч1}=U_{д2}K_д=K_д(U_к+0,5U_2)\ ; \qquad (16.2)$$

(16.1) 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.

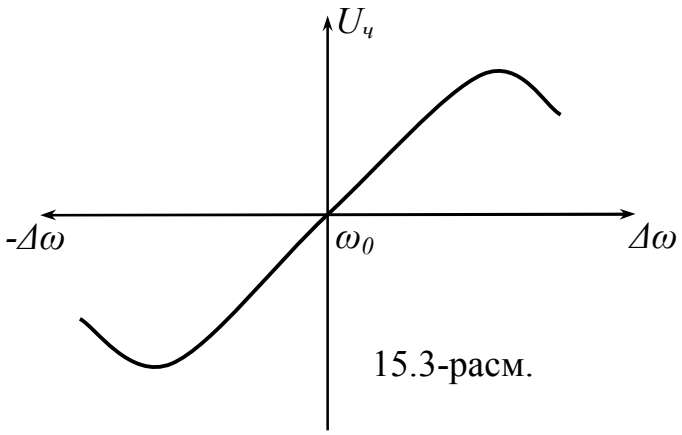
Боғланган ва созланган контурли ЧД ишлаш принципини 15.2-расмда келтирилган вектор диаграммалар билан тушунтириш осон. Агар $\omega=\omega_0$ бўлса (16.2а-расм), сигнал ўртача частотаси ω_0 контурлар L_1C_1 ва L_2C_2 резонанс частотасига тенг бўлади. $\dot{U}_{к1}$ кучланиш фазасини ноль деб олсак, иккинчи 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.

15.2б-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.

15.3-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.



15.3-расм.

НАЗОРАТ САВОЛЛАРИ

1. Ўзаро индуктив боғланган ЧД схемасининг ишлаш принципини келтиринг.
2. Сигнал частотасининг вектор диаграммаларини чизиб беринг.
3. ЧД детекторлаш характеристикасини келтиринг.
4. ЧД сигналларининг вектор диаграммаларини тушунтириб беринг.
5. ЧД детекторлаш характеристикаси нима ва ундан нималарни аниқлаш мумкин?
6. Частота детекторлаш характеристикаси орқали частота модуляцияси натижасида частота энг катта оғиши ва модуляцияловчи паст частотали кучланиш энг катта қиймати қандай аниқланади.
7. Кўрсаткичи қиймати частотага боғлиқ чизиқли занжир деб нимага айтилади ва бундай электр занжирларидан қандай мақсадларда фойдаланилади?

17. МАЪРУЗА. УЗЛУКСИЗ СИГНАЛЛАРНИ РАҚАМЛИ УЗАТИШ УСЛУБЛАРИ. ИМПУЛЬС КОДЛИ МОДУЛЯЦИЯ. БАШОРАТ ҚИЛУВЧИ ДИКМ ВА ДМ РАҚАМЛИ УЗАТИШ ТИЗИМЛАРИ

МАЪРУЗА РЕЖАСИ

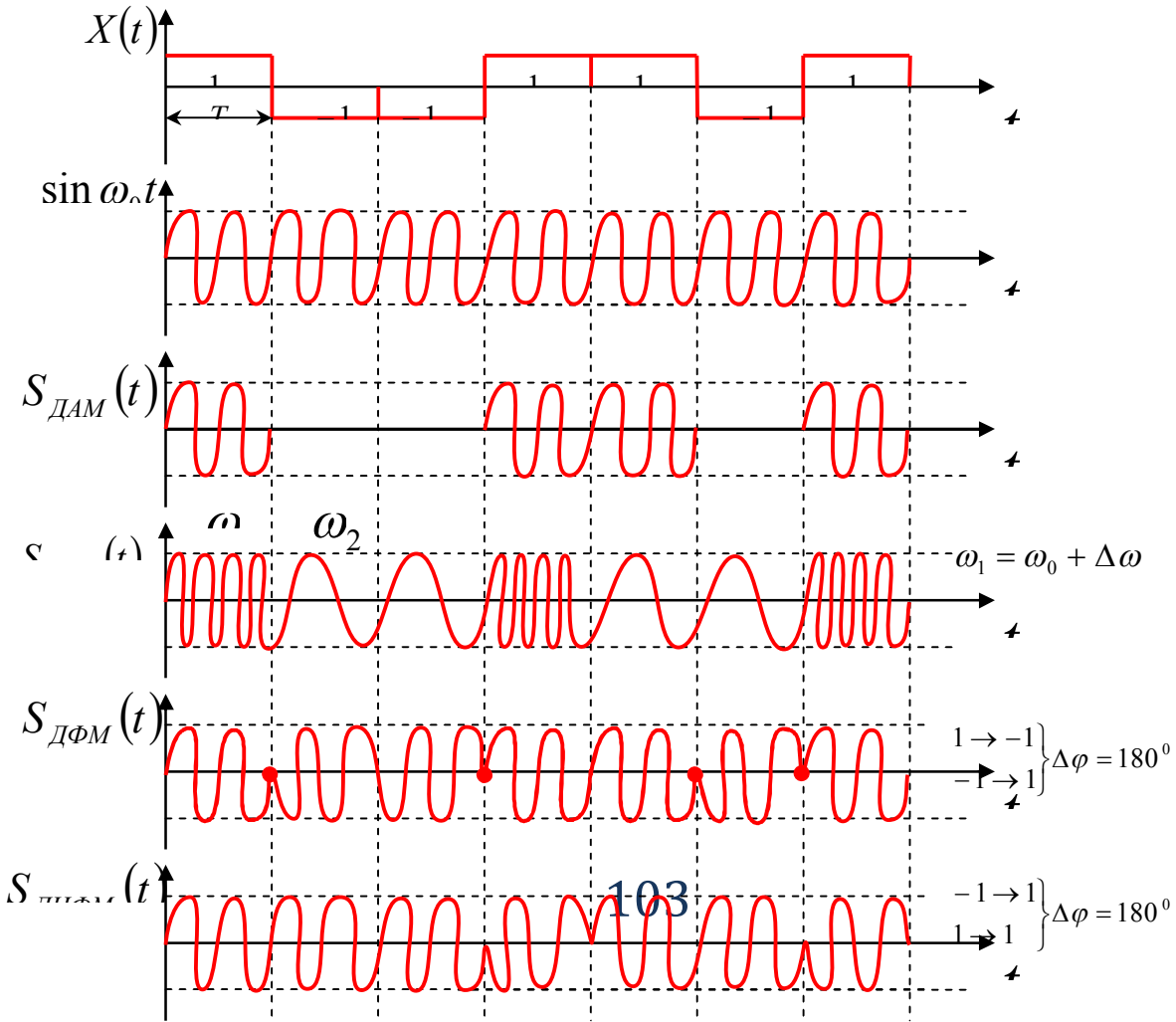
1. Дискрет модуляциянинг турлари.
2. Дискрет модуляция қилинган сигналларнинг воль ампер характеристикалари.
3. Дискрет АМ сигнални оддий амплитуда детектор ёрдамида ҳосил қилиш.
4. Дискрет АМ сигнални вақт диаграммаси.
5. Дискрет ЧМ сигнални вақт диаграммаси.

Агарда паст частотали бирламчи сигнал фақатгина дискрет қийматларга эга бўлса (телеграф сигнали, телетайп, телетекст, фототелеграф, компьютер

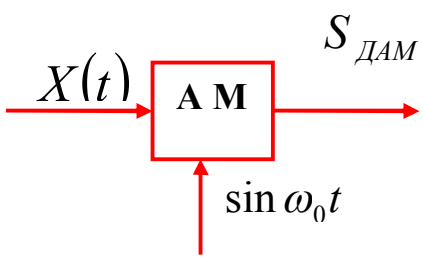
чиқишдаги сигнал) у холда улар ёрдамида юқори частотали гармоник ташувчининг параметрлари (амплитудаси, частотаси, фазаси) сақраб ўзгаради. Шунинг учун дискрет модуляциянинг қўйидаги тўрлари мавжуд:

1) Дискрет 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.



$$S_{ДАМ}(t) = 0{,}5(1 + X(t)) \cdot \sin \omega_0 t$$

$$X(t) = \pm 1$$

Дискрет ЧМ сигнални иккита АМ сигнални йиғиндиси деб қараш мумкин:

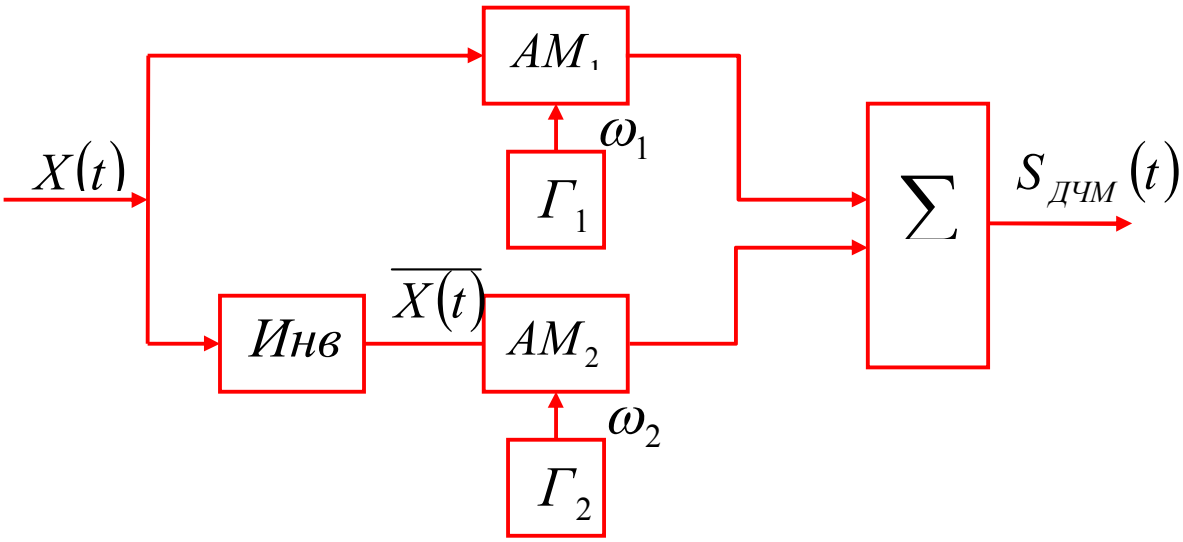
$$S_{ДЧМ}(t) = S_{ДАМ1}(t) + S_{ДАМ2}(t) = 0{,}5(1 + X(t)) \cdot \sin \omega_1 t +$$
$$+ 0{,}5(1 + X(t)) \cdot \sin \omega_2 t$$

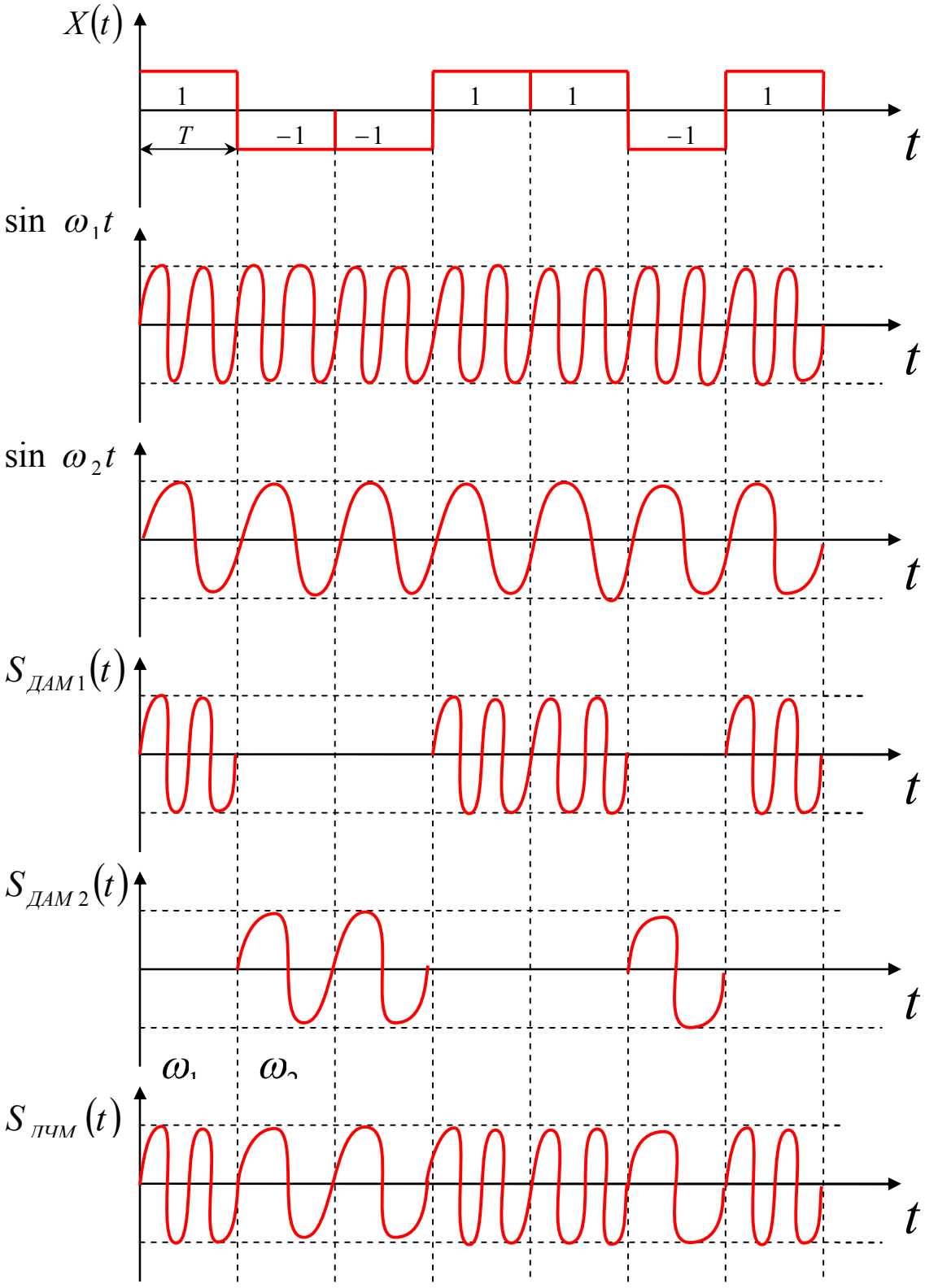
$$\overline{X(t)} = -X(t),$$

$$\omega_1 = \omega_0 + \Delta\omega,$$

$$\omega_2 = \omega_0 - \Delta\omega,$$

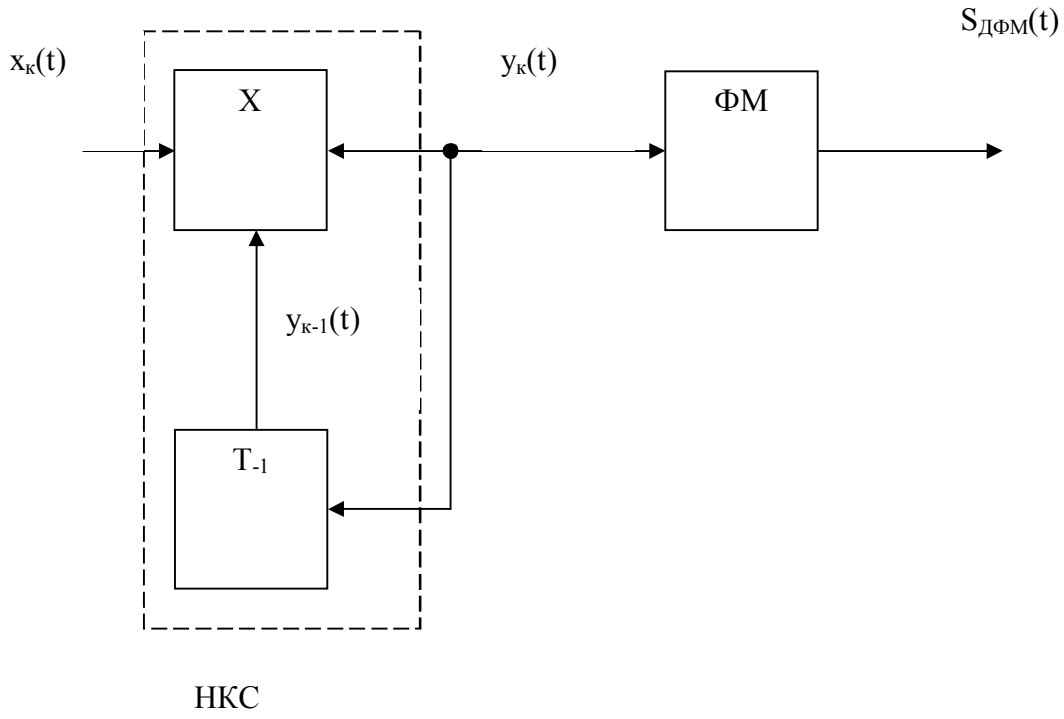
$$\omega_1 - \omega_2 = 2\Delta\omega,$$


AM_1
ω_1
Γ_1
$X(t)$
$\overline{X(t)}$
Инв
AM_2
ω_2
Γ_2
$\sum$
$S_{ДЧМ}(t)$



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

$$S_{ДФМ}(t) = S_{ДАМ1}(t) + S_{ДАМ2}(t) = 0{,}5(1 + X(t)) \cdot \sin \omega_0 t +$$
$$+ 0{,}5(1 + \overline{X(t)}) \cdot \sin(\omega_0 t + П)$$



НАЗОРАТ САВОЛЛАРИ.

1. Дискрет модуляциянинг турлари хақида айтиб беринг.
2. Дискрет модуляция қилинган сигналларнинг воль ампер характеристикаларини келтиринг.
3. Дискрет АМ сигнални оддий амплитуда детектор ёрдамида ҳосил қилиш схемасини чизинг.
4. Дискрет АМ сигнални вақт диаграммасини ишлаш принципини тушунтиринг.
5. Дискрет ЧМ сигнални вақт диаграммасини ишлаш принципини тушунтиринг.

ИМПУЛЬС-КОДЛИ МОДУЛЯЦИЯ

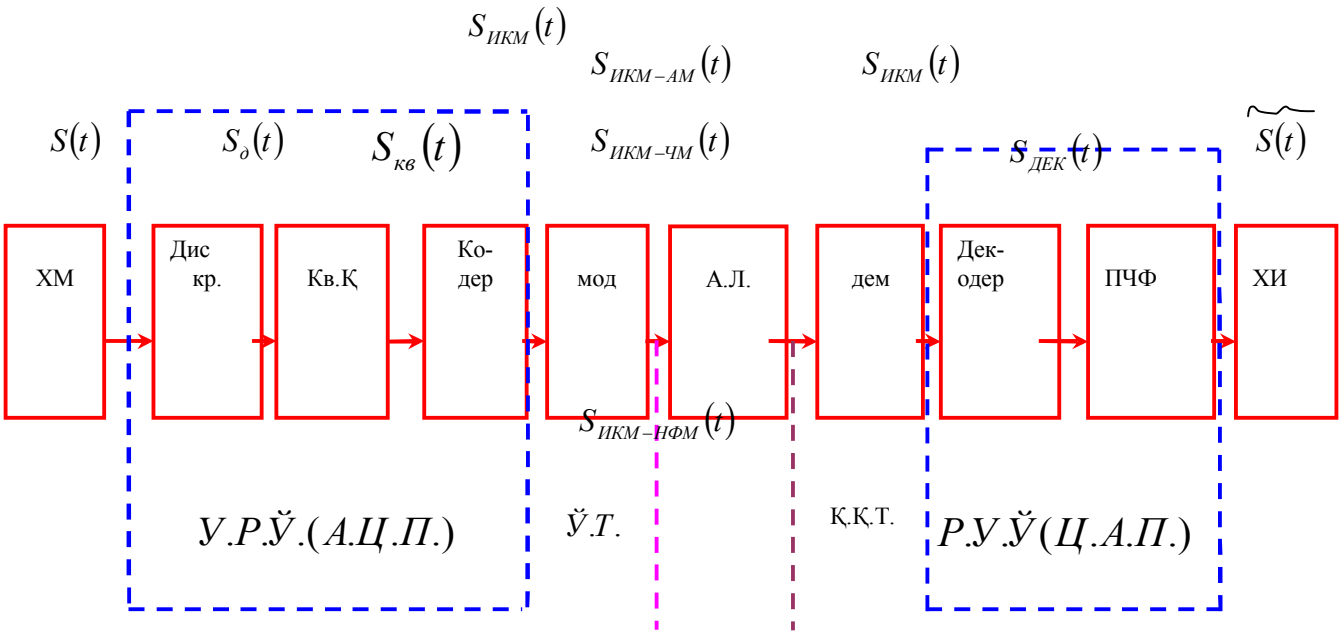
МАЪРУЗА РЕЖАСИ

1. Рақамли модуляция турлари.
2. И.К.М. ўзатиш алоқа системаси структуравий схемаси.
3. Дискретизатор ва кодернинг вазифаси.

Узликсиз 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.**

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.

НАЗОРАТ САВОЛЛАРИ

1 Узликсиз сигналларни рақамли холда узатиш учун қайси рақамли модуляция турлари ишлатилади?

2. И.К.М. ўзатиш алоқа системаси структуравий схемасини чизиб беринг.

3. Дискретизатор ва кодернинг вазифасини тушунтирнг.

4. И .К.М. ўзатиш алоқа системаси структуравий схемасидаги блокларнинг вазифаларини тушунтиринг.

ТАСОДИФИЙ ЖАРАЁНЛАР НАЗАРИЯСИ

18. МАЪРУЗА. ЭХТИМОЛЛАР НАЗАРИЯСИНИНГ АСОСИЙ НИСБАТЛАРИ.

Маъруза режаси.

1. Хаётда руй берадиган ходисалар хақида.
2. Дискрет ва узлуксиз тасодифий миқдорлар.
3. Тасодифий миқдор хақида тушунча.
4. Узлуксиз тасодифий микдорларларнинг таксимот конунлари.
5. Тасодифий микдорлар учун сонли характеристикалари.
6. Алока техникасида энг куп ишлатиладиган таксимот конунлари.

1. Хаётда руй берадиган ходисалар 3 та асосий тоифага булинади.

а) мукаррар ходисалар;
б) мумкин булмаган ходисалар;
в) тасодифий ходисалар.

Мукаррар ходиса деб маълум шартлар туплами бажарилганда албатта руй берадиган ходисага айтилади.

Мумкин булмаган ходиса деб маълум шартлар бажарилганда руй бериши хам руй бермаслиги хам мумкин буладиган ходисага айтилади.

А ходисанинг эхтимоллиги куйидаги нисбат ёрдамимда аникланади.

$$P(A)=\frac{m}{n} \qquad (0<P(A)<1)$$

m - А ходисани келтириб чикарувчи синашлар сони
n - умумий синашлар сони

Тасодифий микдор деб аввал номаълум булган синаш натижасидан конкрет киймиатга эга булган микдорга айтилади. Тасодифий микдорлар 2 та катта синфларга булинади.

1) Дискрет тасодифий микдорлар
2) Узлуксиз тасодифий микдорлар

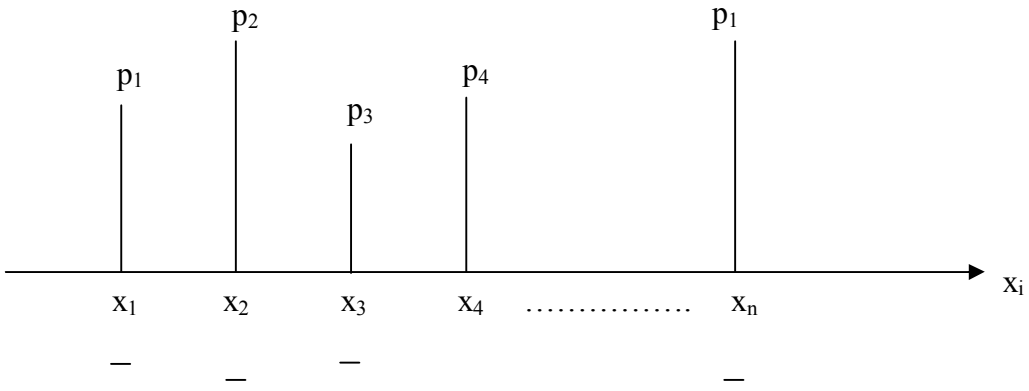
Тасодифий микдорнинг таксимот конуни деб унинг мумкин булган кийматлари билан уларнинг эхтимолликлари орасидаги мосликка айтилади. Тасодифий микдорнинг таксимот конуни жадвал оркали, аналитик усулда ёки график усулда берилиши мумкин.

Жадвал оркали:

x_i	x_1	x_2	x_3	...	x_n
p_i	p_1	p_2	p_3	...	p_n

$$\sum_{i=1}^{n} P_i = 1$$

График усул:



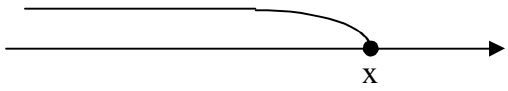
Аналитик усул:

$$P_i = \frac{(i+1)}{i!}$$

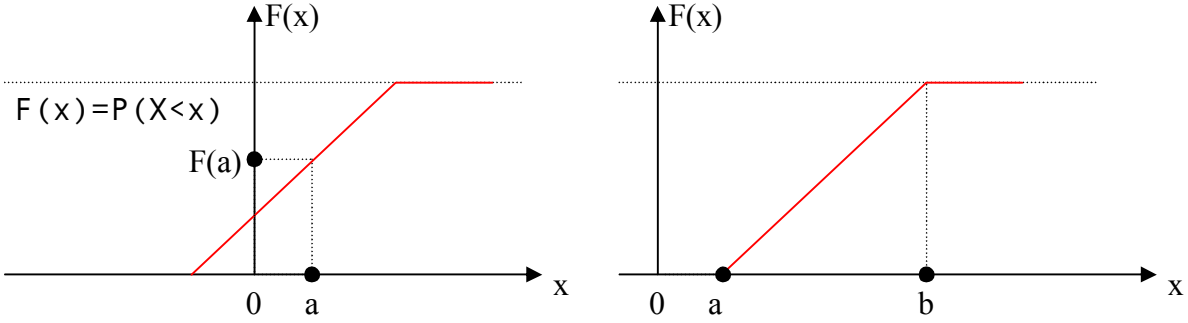
Узлуксиз тасодифий микдорлар учун бирорта бир конкрет кийматни кабул килган эхтимоллиги маънога эга эмасдир.

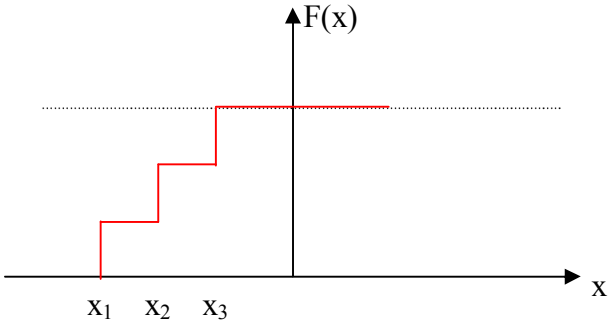
Узлуксиз тасодифий микдорларларнинг таксимот конунлари интеграл ёки дифференциал таксимот функциялари куринишида берилиши мумкин. Куйидаги эхтимолга интеграл таксимот функцияси дейилади.

$F(x)=P(X<x)$ X ////////////////// /

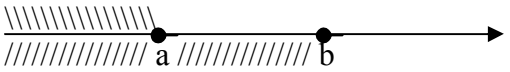


$0 \le F(x) \le 1$; $F(\infty)=P(X)<\infty)=1$; $F(-\infty)=P(X<-\infty)=0$

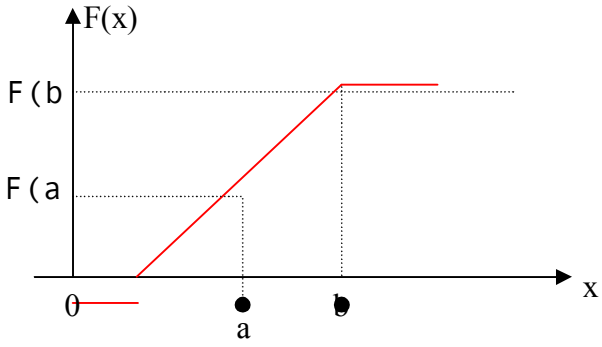




P(a≤x<b)= P(x<b)- P(x<a)=F(b)-F(a)=”сон”



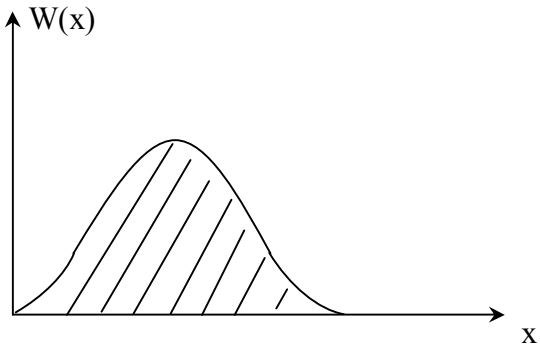
P(a≤x<b)= F(b)-F(a)



Тасодифий микдорнинг дифференциал ток функцияси ёки эхтимоллик зичлиги деб интеграл таксим функция x олинган 1-тоифали хосилага айтилади.

$$W(x)=\lim_{\Delta x\to 0}\frac{F(x+\Delta x)-F(x)}{\Delta x}=\frac{dF(x)}{dx}=F'(x)\left[\frac{1}{x}\right]$$ Эхтимол зичлиги

$$\int_{-\infty}^{\infty}W(x)dx=1$$



W(x)≥0

$$F(x)=\int_{-\infty}^{\infty}W(x)dx$$

$$P(a \le x < b) = P(x < b) - P(x < a) = F(b) - F(a) = \int_{-\infty}^{b} W(x)dx - \int_{-\infty}^{a} W(x)dx = \int_{a}^{b} W(x)dx$$

Тасодифий микдорлар учун унинг куйидаги сонли характеристикалари аникланади:

1. Математик кутилмаси

$$\overline{X} = Mx = \sum_{k=1}^{\infty} X_k \cdot P_k$$ -дискрет т.м. [В]

$$\overline{X} = Mx = \int_{-\infty}^{\infty} X \cdot W(x)dx$$ -узлуксиз т.м. [В]

2. Дисперсия

$$D(x) = \sum_{k=1}^{\infty} (X_k - \overline{X})^2 \cdot P_k$$ -дискрет т.м. [$В^2$]

$$D(x) = \int_{-\infty}^{\infty} (X \cdot \overline{X})^2 W(x)dx$$ -узлуксиз т.м. [$В^2$]

3. Урта квадрат четлаш

$$\tau_x = \sqrt{D(x)}$$

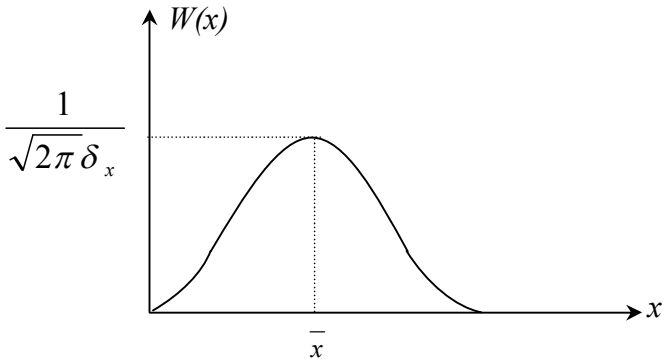
Алока техникасида энг куп ишлатиладиган таксимот конунлари.

1. Нормал (Гаусс) таксимот конуни
2. Бир текис таксимот конуни
3. Релей таксимот конуни

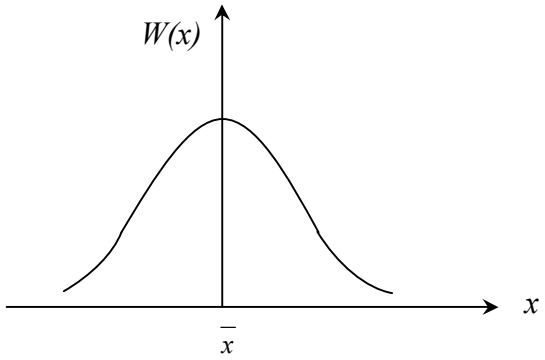
I Нормал таксимот конунининг эхтимоллик зичлиги куйидагича:

$$W(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\delta_x} \cdot e^{-\frac{(x-\overline{x})^2}{2\delta^2 x}}$$

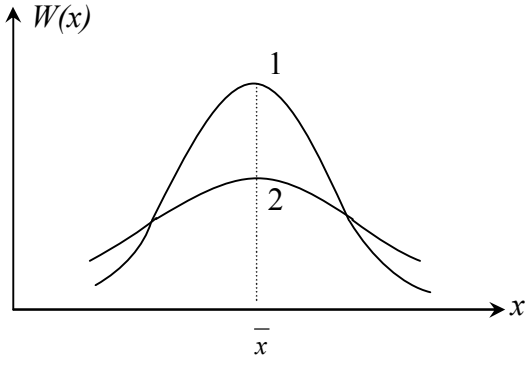
Графиги:



$\bar{x} > 0$



$\bar{x} = 0$



$\bar{x}_1 = \bar{x}_2$

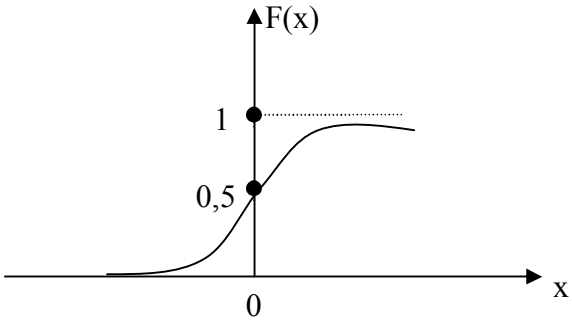
$\delta_{x_1} < \delta_{x_2}$

Интеграл таксимот функция

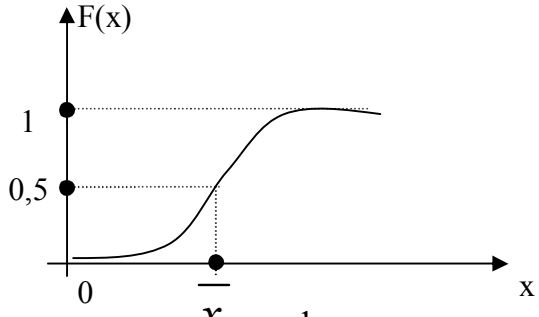
$$F(x) = \int_{-\infty}^{\infty} W(x)dx \qquad F(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\delta_x} \cdot \int_{-\infty}^{x} e^{-\frac{(x-\bar{x})^2}{2\delta^2 x}} dx$$

Графиги:

$\bar{x} = 0$



$\bar{x} > 0$

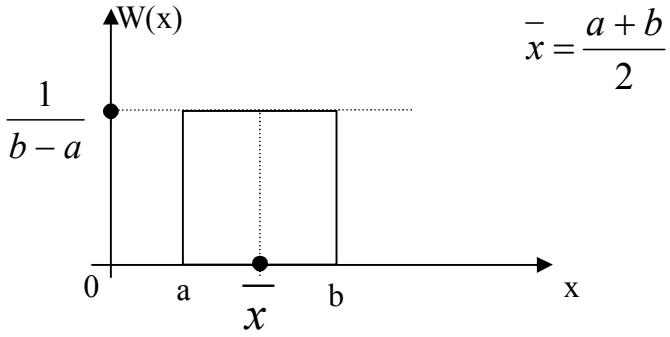


Нормал таксимот конунига сгналларга зарраларни таъсирини флуктуацион шовкиннинг оний кийматлари буйсунади.

II Бир текис таксимот конунининг эхтимоллик зичлиги:

Графиги:

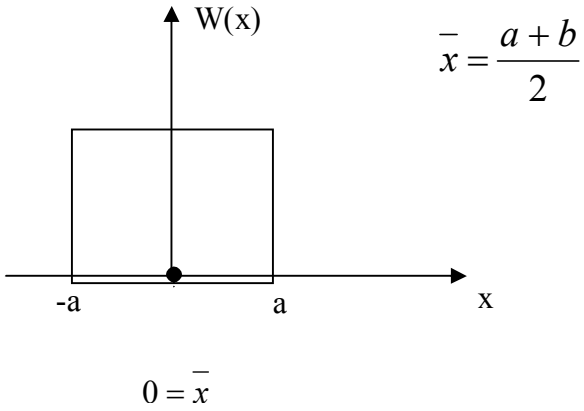
$$W(x)=\begin{cases} 0, & x<a \\ \dfrac{1}{b-a}, & a \le x \le b \\ a, & x > b \end{cases}$$



Агар $\bar{x} = 0$ булса:

Графиги:

$$W(x)=\begin{cases} 0, & x<a \\ \dfrac{1}{2a}, & x \le a, -a \le x \\ a, & x > b \end{cases}$$



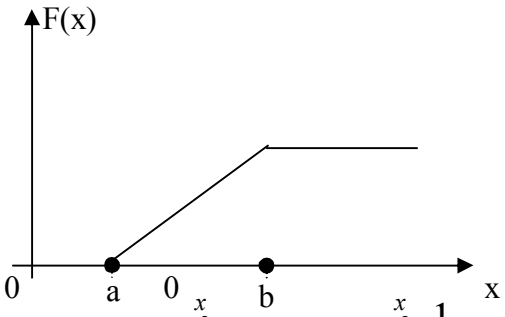
Интеграл таксимот функция:

1)a $$F(x) = \int_{-\infty}^{x} w(x)dx = \int_{-a}^{x} \frac{1}{b-a}dx = \frac{1}{b-a}x\Big|_{a}^{x} = \frac{x-a}{b-a}$$

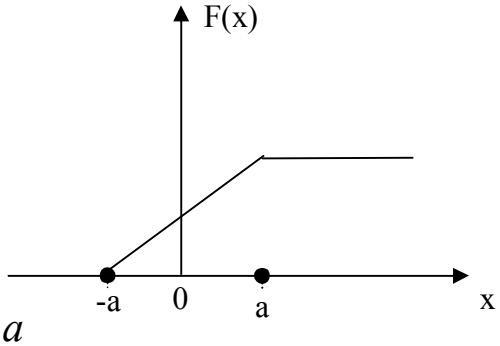
1)b

$$F(x) = \begin{cases} 0, & x<a \\ \dfrac{x-a}{b-a}, & a \le x \le b \\ 1, & x > b \end{cases}$$

1)



2)

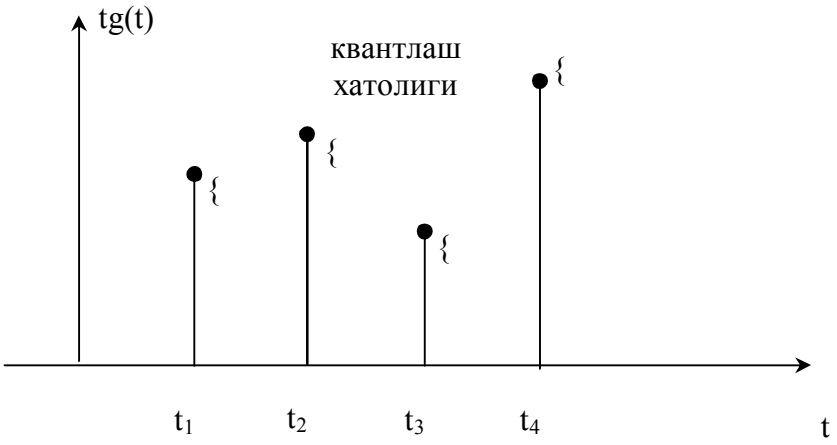


2)a $$F(x) = \int_{-\infty}^{x} w(x)dx = \int_{-a}^{x} \frac{1}{2a}dx = \frac{x+a}{2a}$$

2)b

$$F(x) = \begin{cases} 0, & x<-a \\ \dfrac{x+a}{2a}, & -a \le x \le b \\ 1, & x > b \end{cases}$$

Бир текис таксимот конунига ИКМ сигналини хосил килишда квантлаш хатолиги буй сунади.



III Реле таксимот конуни эхтимоллигининг зичлиги:

$$W(A) = \frac{1}{\delta_A^2} e^{-\frac{A^2}{2\delta^2 A}}$$

Реле таксимот конунига тор минтакали шовкиннинг эшитувчиси буйсунади.

НАЗОРАТ САВОЛЛАРИ

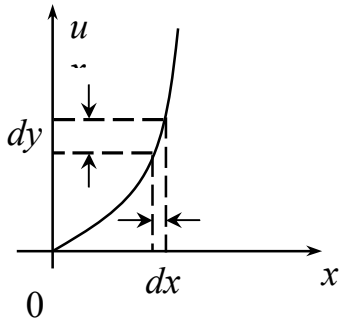
1. Хаётда руй берадиган ходисалар хақида айтиб беринг.
2. Дискрет ва узлуксиз тасодифий миқдорлар хақида тушунчангиз.
3. Тасодифий миқдор хақида тушунчангиз?
4. Узлуксиз тасодифий микдорларнинг таксимот конунлари хақида гапириб беринг.
5. Тасодифий микдорлар учун сонли характеристикалари.
6. Алока техникасида энг куп ишлатиладиган таксимот конунлари.
7. Реле тақсимот қонуни тушунтириб беринг.

19. МАЪРУЗА. ТАСОДИФИЙ ЖАРАЁНЛАР СИГНАЛ ВА ХАЛАҚИТЛАРНИ МАТЕМАТИК МОДЕЛИ СИФАТИДА.

МАЪРУЗА РЕЖАСИ

1. Тасодифий сигнал ва халақитларнинг ночизиқли тизимлардан ўтиши.
2. Ночизиқли элементдан тасодифий жараёнлар ўтишига оид чизмалар кўриниши.
3. Тасодифий жараён энергетик спектри Винер-Хинчин ифодаси.
4. Тасодифий жараён энергетик спектрлари.
5. Сигналларни геометрик шаклда тасвирлаш.

Тасодифий сигнал ва халақтларнинг ночизиқли тизимлардан ўтишини тадқиқоти умуман олганда мураккаб масала. Масаланинг ечими қуйидаги ҳолларда анча осонлашади. Биринчидан ночизиқли тизим (НТ) инерциясиз, яъни унинг чиқишидаги сигнал $y(t)$ фақат ҳудди шу вақтда киришдаги сигнал $x(t)$ оний қиймати орқали аниқланиши керак бўлади.иккинчидан НТ бир қийматли боғланишга эга бўлиши керак, кириш сигналининг бирон-бир қийматиги чиқиш сигналининг фақат битта ягона қиймати мос келиши керак (10.7-расм). Ночизиқли қурилма учун $y = \phi(x)$ боғлиқлик ва унинг киришидаги сигнал $x(t)$ статистик характеристикаларини берилган деб ҳисоблаймиз. Ночизиқли қурилма чиқишида $y(t)$ чиқишидаги жараён статистик тавсифларини аниқлаш талаб этилади.



19.1.расм. Ночизиқли элементдан тасодифий жараёнлар ўтишига оид чизма.

Кириш сигнали бир ўлчамли тавсифлари шу жумладан киришдаги тасодифий жараён x нинг эҳтимоллиги зичлиги $P(x)$ берилган, чиқиш сигнали y нинг эҳтимоллиги зичлиги $P(y)$ ни аниқлаш керак. $y = \phi(x)$ бир қийматли боғланишга эга бўлса, у ҳолда $x = \phi(y)$ бўлади, бундан ташқари x - нинг $(x_0 + dx)$ қиймати ораликда бўлса у чиқиш жараёни $(y_0 + dy)$ ораликда

бўлади. Демак бу жараёнларнинг эҳтимоллиги зичлиги бир-бирига тенг бўлади, яъни $P(y)dy = P(x)dx$ ва чиқиш сигнали эҳтимоллиги:

$$p(y) = P(x)\frac{dx}{dy} = p[\Phi(y)]\Phi'(y) \qquad (19.1)$$

бўлади.

Эҳтимоллик зичлиги манфий бўлмаслиги учун (19.1) ифодадаги хосиланинг модулидан фойдаланилади.

НҚ чиқишидаги тасодифий жараён нинг ўртача қиймати (доимий ташкил этувчиси) қуйидагича аниқланади:

$$\bar{y} = \int_{-\infty}^{\infty} P(y)dy = \int_{-\infty}^{\infty} \Phi(x)\, P(x)dx. \qquad (19.2)$$

НҚ чиқишидаги тасодифий жараён тўлиқ қиймати унинг доимий ташкил этувчисининг қаршилиги 1 Ом бўлган юкламада ажраладигин қуввати:

$$\bar{y}^2 = \int_{-\infty}^{\infty} y^2 P(y)dy = \int_{-\infty}^{\infty} [\phi(x)]^2\, P(x)dx. \qquad (19.3)$$

ва корреляция функцияси:

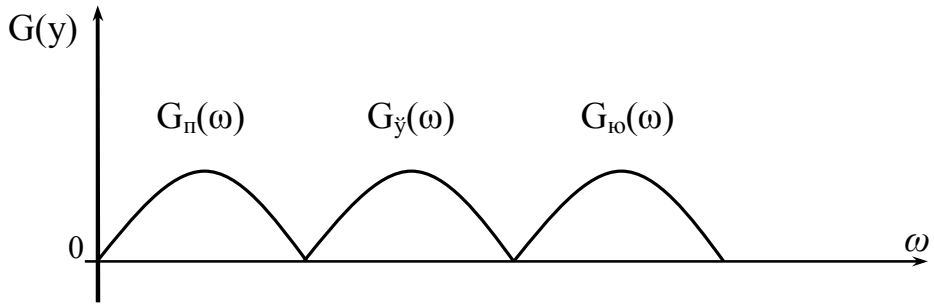
$$B_y(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty}\int_{-\infty}^{\infty} \phi(x_1)\phi(x_2)P(x_1,x_2)dx_1,dx_2 \qquad (19.4)$$

шаклида аниқланади.

Чиқишидаги тасодифий жараён энергетик спектри Винер-Хинчин ифодаси асосида тасодифий жараённинг корреляция функцияси (10.75) орқали аниқланади, яъни

$$G_y(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} B_y(\tau)e^{-j\omega t}dt = \int_{-\infty}^{\infty}[\phi(x_1)\phi(x_2)P(x_1,x_2)dx_1,dx_2]e^{-j\omega\tau}\cdot dt \qquad (19.5)$$

Ночизиқли қурилма чиқишидаги сигнал спектри унинг киришидаги сигнал спектридан жуда катта фарқ қилади, чунки ночизиқли қурилмаларда чиқиш спектри бойийди, бунда кириш сигнали спектри ташкил этувчилари гармоникалари ва комбинацион ташкил этувчилари пайдо бўлади. Чиқиш сигнали энергетик спектри шартли равишда уч гуруҳга бўлинади (19.8-расм), булар нисбатан паст частота, ўртача частота ва юқори частотаси ташкил этувчилари.



19.2-расм. Ночизиқли қурилма чиқишидаги тасодифий жараён энергетик спектрлари.

Агар ночизиқли қурилма тавсифи N ва S сигнал бўлса, унинг ҳар бир қисми учун чиқиш жараёнлари алоҳида- алоҳида аниқланади. Агар кириш сигнали ночизиқли қурилма икки турли қонуниятга бўйсунувчи қисмига таъсир этса, у ҳолда уларнинг асосий қисми алоҳида аниқланади ва чегаравий қийматларнинг таҳминий тенглигига эришган уларнинг акс таъсирлари йиғиндиси шаклида аниқланади, бу ҳолда (10.72) ифода қуйидаги кўринишни олади:

$$P(y) = \sum_{k=1}^{N} P_x\left[\Phi_k(y)\right] \frac{d\Phi_k^I(y)}{dy} \qquad (19.6)$$

Бунда –ночизиқли қурилма тавсифлари алоҳида аппроксимацияланган қисмлари сони $\Phi_k^I(y)$ функция $\Phi_k(y)$ функцияга тескари функция, яъни чиқиш сигнали орқали кириш сигналлари кўрсаткичлари аниқланади.

Сигналларни геометрик шаклда тасвирлаш

Учта x_1, x_2, x_3 бир ягона векторнинг уч ўлчамли фазада ягона бир векторнинг координаталари деб тасаввур этиш мумкин. Агар узлуксиз сигналнн n=2ТГ –та алоҳида ташкил этувчилари бор деб тасаввур этсак ва шунга ўҳшаш давомийлиги T_C, юқори частотаси $F_{ю}$ га тенг узлуксиз сигнал ҳам Котельников теоремаси асосида ўзининг$n = \frac{T_C}{\Delta t} = 2T_C F_{ю}$ - та бир –бирига қийматлари боғланмаган ташкил этувчилардан иборат деб тасаввур этсак у ҳолда, бу сигналларнинг ҳар бир ташкил этувчисини ўлчамли фазада алоҳида –алоҳида вектор деб ҳисоблаш мумкин, сигналларни n-ўлчамли фазада тасаввур қилиш 2 ва 3 ўлчамли фазада тасаввур қилишнинг умумлашган шакли деб ҳисобланади...

Вектор $\bar{x}$ нинг n-ўлчамли фазадаги узунлиги унинг нормаси орқали аниқланади, яъни,

$$d = \|x\| = \sqrt{\sum_{k=1}^{n} \bar{x}_k^2}, \tag{19.7}$$

s(t) сигнал узунлиги d нинг квадратини $2F_c$ га кўпайтмаси шу сигналнинг энергиясига тенг бўлади:

$$d^2 = 2T_c F_c P = 2F_c E \tag{19.8}$$

Икки вектор $\bar{x}$ ва $\bar{y}$ орасидаги масала уларнинг нормалари фарқига тенг бўлади:

$$d(\bar{x}, \bar{y}) = \|x - y\| = \sqrt{\sum_{k=1}^{n} (x_k - y_k)^2}, \tag{19.9}$$

$\bar{x}$ ва $\bar{y}$ векторларнинг скаляр кўпайтмаси қуйидагига тенг:

$$(\bar{x}, \bar{y}) = \sum_{k=1}^{n} x_k \cdot y_k \quad . \tag{19.10}$$

$x_1, x_2 \dots x_n$ векторларнинг координаталари, y ларнинг тегишли координата ўқларига сояси деб тасаввур этиш керак. Агар икки вектор x_i ва x_i орасидаги бурчакни α –билан белгиласак қуйидаги ифодани оламиз:

$$\cos\alpha = \frac{(\bar{x} \cdot \bar{y})}{\|x\| \cdot \|y\|} \quad . \tag{19.11}$$

$\bar{x}$ векторининг $\bar{y}$ векторга cos си ва тескариси $\bar{y}$ векторининг $\bar{x}$ векторга cos си қуйидагиларга тенг бўлади:

$$\|x\| \cos\alpha = \frac{(\bar{x} \cdot \bar{y})}{\|\bar{y}\|}; \quad \|y\| \cos\alpha = \frac{(\bar{x} \cdot \bar{y})}{\|\bar{y}\|} \tag{19.12}$$

Умуман олганда давомийлиги T_c бўлган чексиз катта ўлчамларга эга. Бундай фазада икки вектор скаляр кўпайтмаси қуйидаги ифода билан аниқланади:

$$(\bar{x}, \bar{y}) = \int_0^T x(t)x(t)dt, \tag{19.13}$$

Бундан ташқари, бу векторларнинг нормалари ва скаляр кўпайтмалари қуйидагича аниқланади:

$$\|x\| = \sqrt{\int_0^T x^2(t)dt}, \tag{19.14}$$

$$d(\bar{x},\bar{y}) = \|\bar{x}-\bar{y}\| = \sqrt{\int_0^T [x(t),y(t)]^2 dt}; \tag{19.15}$$

Чексиз кўп ўлчамли фазо n-ўлчамли фазонинг (n→ ∞) учун умумлаштирилган холат бўлиб, бунда сигнал дискрет ташкил этувчилари сони оша бориб, узлуксиз аргумент функциясига айланади. Шуни алоҳида таъкидлаш керакки, векторларнинг нормалари уларнинг энергиясининг квадрат илдиздан чиқарилган қийматига тенг ва векторларнинг скаляр кўпайтмаси улар орасидаги ўзаро корреляция қийматини белгилайди.

Давомийлиги T_{Ci} га ва спектри F_{Ci} га тенг сигналлар ўлчамли фазада турли векторлар шаклида тасаввур этилади. Икки сигнал орасидаги фарқ уларнинг векторлари орасидаги масофалар фарқи орқали аниқланади (18.2-расм). Икки сигнал орасидаги масофа векторларининг узунлигига ва уларнинг орасидаги бурчак cosα боғлиқ (19.14.). Агар икки вектор бир – бирига ортогонал бўлса, у ҳолда П/2 бўлади ва улар орасидаги корреляция функцияси нолга тенг бўлади, яъни боғлиқлик бўлмайди.

Назорат саволлари

1. Тасодифий сигнал ва халақитларнинг ночизиқли тизимлардан ўтишини тушунтиринг.
2. Ночизиқли элементдан тасодифий жараёнлар ўтишига оид чизмаларни чизиб тушунтириб беринг.
3. Тасодифий жараён энергетик спектри Винер-Хинчин ифодасини ёзинг.
4. Тасодифий жараён энергетик спектрларини ёзинг.
5. Сигналларни геометрик шаклда тасвирлаш хақида тушунчангиз.
6. Агар икки вектор бир –бирига ортогонал бўлса, у ҳолда П нимага тенг бўлади ва улар орасидаги корреляция функцияси неча сонга тенг бўлади.

20. МАЪРУЗА. СТАЦИОНАР ТАСОДИФИЙ ЖАРАЁНЛАРНИ СПЕКТРАЛ ИФОДАЛАШ.

МАЪРУЗА РЕЖАСИ

1. Ностационар ва стационар тасодифий жараёнлар.
2. Стационар тасодифий жараёнлар эргадик хоссаси хақида.
3. Эргодик стационар тасодифий жараёнлар.
4. Тасодифий жараёнларнинг энергетик спектори.
5. Комплекс ёндошган спектор зичликлар.

Тасодифий жараёнлар 2 та катта синфга булинади.

1. Ностационар тасодифий жараёнлар
2. Стационар тасодифий жараёнлар

Таъриф: Тасодифий жараён кенг маънода стационар тасодифий жараён дейилади, агар унинг матаматик кутилмаси ва дисперсияси вактга боглик булмаса.

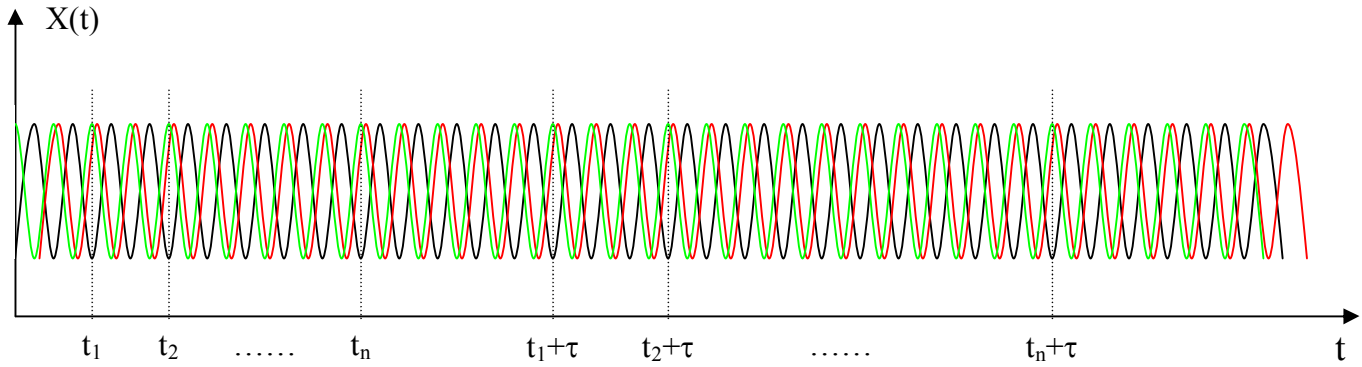
$$\overline{x(t)} = const \qquad \overline{D[x(t)]} = const$$

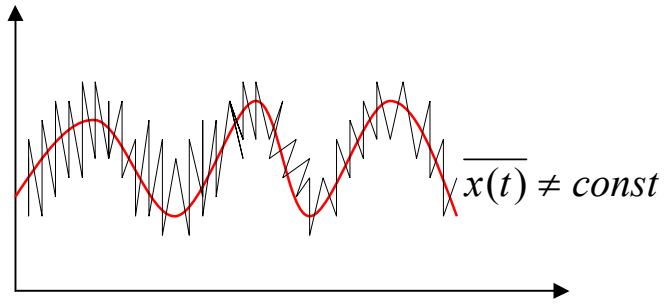
Авто корроляцион функцияси эса факатгина тасодифий жараённинг 2 та кесимини орасидаги масофага боглик деб, бу кесимларни вакт укининг касрида жойлашганига боглик булмаса:

$$B_x(t_1,t_2) = B_x(\tau) \quad \tau_к = t_1 - t_2$$

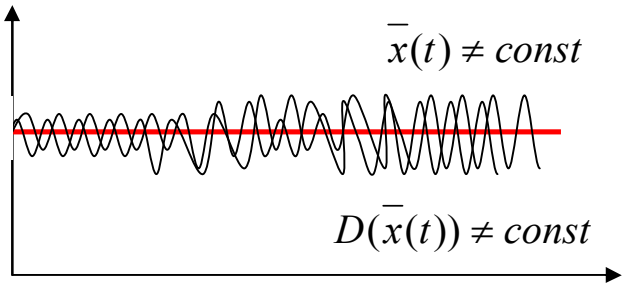
Таъриф: Тасодифий жараён тор маънода тасодифий жараён дейилади, агар унинг n улчовли эхтимол зичлиги санок булиши каерда жойлашганига боглик булмаса:

$$W_n(x_1, x_2, ...x_n, t_1, t_2 ...t_n) = W_n = (x_1, x_2, ...x_n, t_1 + \tau, t_2 + \tau, ..t_n + \tau)$$

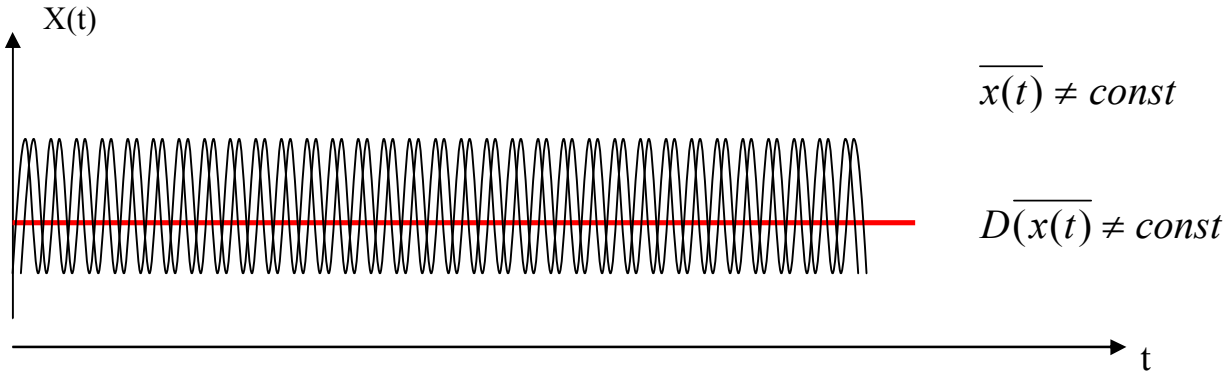




Ностационар



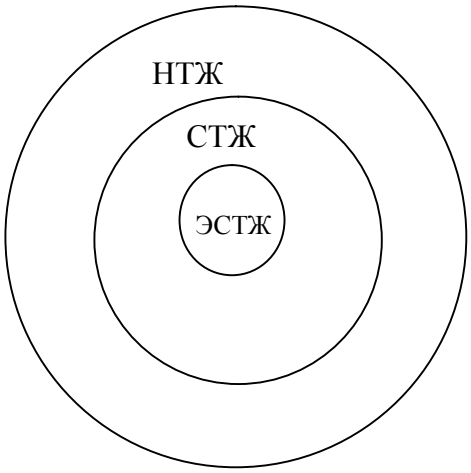
Ностационар



Айрим холларда стационар тасодифий жараёнлар эргадик хоссасига эга булади, яъни бухолда стационар тасодифий жараёнларнинг реализациялари ансамбли буйича аникланган сонли характеристикалари битта реализацияси оркали t буйича аникланган сонли характеристикаларига тенг булади.

$$\overline{x(t)} = x(t) \qquad \overline{D[x(t)]} = D[x(t)] \qquad \overline{B_x(t_1, t_2)} = B_x(\tau)$$

Стационар тасодифий жараёнлар эргадик булишлиги учун у кенг маънода стационар булиши лозим ва куйидаги шартга буйсуниши керак:



$$\lim_{\tau\to\infty}\frac{1}{T}\int_{-\infty}^{\infty}B_x(\tau)d\tau=0$$

Реал хабарлар, сигналлар ва халакитлар ностационар тасодифий жараёнлардир. Аммо улар чекланган t оралигида куриб чикилганда уларни жуда катта якинлашиши билан стационар тасодифий жараён деб хисоблаш мумкин. Шунинг учун хабарлар,сигналлар ва халакитларни математик моделлари сифатида кенг рафишда стационар тасодифий жараёнлар ишлатилади.

Тасодифий жараёнларнинг энергетик спектори.

Аник маълум бирон сигналларнинг спектори фурье алмаштириши оркали аникланади.

$$S(j\omega)=\int_{-\infty}^{\infty}S(j\omega)e^{j\omega t}d\omega$$ -сигналнинг спектор зичлиги.

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

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

$$S(j\omega)=S(\omega)-jS(\omega)$$ -АС

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

$$\varphi(\omega)=arctg[-S_2(\omega)/S_1(\omega)]$$

Тасодифий жараёнларнинг спекторларини аниклаш учун куйидаги усулни куллаш лозим эди:

Юкоридаги келтирилган формулалар ёрдамида хар бир реализацияси учун амплитуда спекторларини аниклаб, уларни бутун ансамбл буйича урталаштириб тасодифий жараён ансамбли учун спекторини аниклаш

мумкин эди. Аммо амплитуда спектори комлекс функция булганлиги учун бу усулни куллаб булмайди. Чунки спекторга тасодифий фаза таъсир килади. Бу тасодифий фазалар тасодифий ва эркли булганликлари учун тасодифий жараёнларнинг амплитуда спектори 0 га тенг булиб колган.
Тасодифий фаза таъсиридан кутилиш учун Американинг олим Виннер энергетик спектор деган тушунчани киритди.

$S_T(-j\omega) * S_T(-j\omega)$ - комплекс ёндошган спектор зичликлар.

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

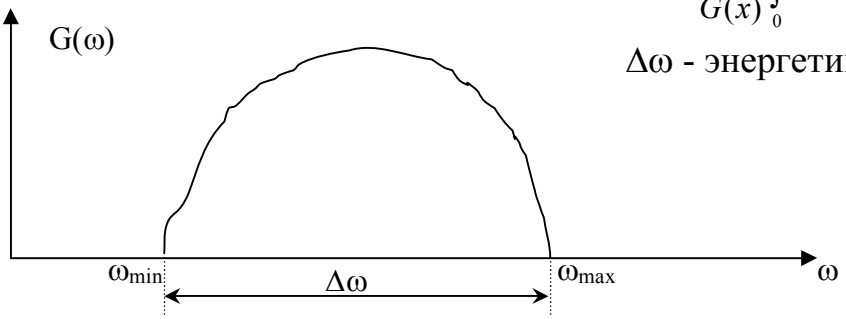
$$S_T(-j\omega) * S_T(-j\omega) = | S_T(j\omega) |^2 = \int_{-\infty}^{\infty} x^2(t) dt = E$$

$G(\omega) = \lim_{T\to\infty} \frac{| S_T(j\omega) |^2}{T}$ $\left[\frac{Bm}{Гу}\right]$ - кувват электр зичлиги

Тасодифий жараённинг спектор зичлиги тасодифий жараённинг умумий кувватини хар бир частотадаги таксимланишини курсатади:

$$\Delta\omega = \frac{1}{G(x)} \int_0^{\infty} G(\omega) dx$$

Δω - энергетик спектор кенглиги



Назорат саволлари.

1. Ностационар ва стационар тасодифий жараёнларларга таъриф беринг.
2. Стационар тасодифий жараёнлар эргодик хоссаси хақида тушунтириб беринг.
3. Эргодик стационар тасодифий жараёнлар хақида ёзиб беринг.
4. Тасодифий жараёнларнинг энергетик спектори нима?
5. Комплекс ёндошган спектор зичликлар формуласини келтиринг.
6. Тасодифий жараённинг спектор зичлиги тасодифий жараённинг умумий кувватини хар бир частотадаги таксимланишини курсатинг.

7. Тасодифий жараёнларнинг спекторларини аниклаш учун қандай усулни куллаш лозим.
8. Тасодифий фаза таъсиридан кутилиш учун қандай тушунча киритилди.

ХАЛАҚИТБАРДОШЛИК НАЗАРИЯСИНИНГ АСОСЛАРИ

21. МАЪРУЗА. ХАЛАҚИТБАРДОШЛИК НАЗАРИЯСИНИНГ АСОСИЙ ТУШУНЧАЛАРИ. ДИСКРЕТ ХАБАРЛАРНИ ОПТИМАЛ ҚАБУЛ ҚИЛИШ МЕЗОНЛАРИ.

МАЪРУЗА РЕЖАСИ

1. Халақитларнинг асосий турлари.
2. Халақит билан курашиш зарур бўлган жойлар.
3. Дискрет оптимал қабул қилиш..
4. Халақитларнинг турлари хақида.
5. Алоқа системаларининг турига ва вазифасига қараб сигналларни қабул қилишида бажариладиган учта вазифа хақида.
6. Дискрет хабарларни оптимал қабулқилиш мезонлари. (Критериялари)
7. Аппостриод ва Априор эхтимолликлар хақида тушунча.
8. Мах ҳакконийлик қоидаси хақида тушунча.

Реал алоқа каналларида сигналлар ўзатилганда уларга зарарли таъсир этувчи халақтлар таъсир қилади. Бунинг натижасида сигналлар ҳато қабул қилиниши мумкин. Ҳалакт деб сигналларга зарарли таъсир этувчи ҳар кандай турдаги электр магнит таъсирига айтилади. Унинг таъсиридан сигналларни тўғри қабул қилиш эхтимоллиги камаяди. Халақитлар учта асосий турга бўлинади:

1) Флуқтуацион халақитлар.
2) Гармоник халақитлар (спектори бўйича чекланган халақитлар).
3) Импульсли халақитлар (Вақт бўйича чекланган халақитлар).

1) Флуқтуацион халақитлар. Физик қийматларнинг ҳар хил типдаги Флуқтуацияларни, яъни ўзининг ўрта қийматларини четланинши натижасида хосил бўлади. Мисол ички шовқинлар, яъни унинг электр занжирлардаги ярим ўтказгич, электр лампа , резистолар ва бошқа элементлардаги токнинг флуктуациялари. Космик шовқинлар.
2) Гармоник халақтлар улар спектри бўйичачекланган бўлиб, саноат генераторларини ишлашини ва бошқа алоқа (ўзликсиз) системаларининг ишлашидан келиб чиқишихалақтлрадир.
3) Импульсли халақтлар бу қайтарилиш даври ҳар хил бўлган асодифий импульслар кетма – кетлигидан иборатдир. Мисол : Атмосфера разрядлари ва бошқа рақамли алоқа системаларнинг ишлашида келиб чиққан халақтлар.
Ҳалақитларнинг сигналларга бўлган зарядлари таъсирини йўқотиб бўлмайди. Ф – тгини уни камайтириш мумкин.
Халақит билан курашиш зарур бўлган жойлар.

1) Халақит хосил бўлган жойда.

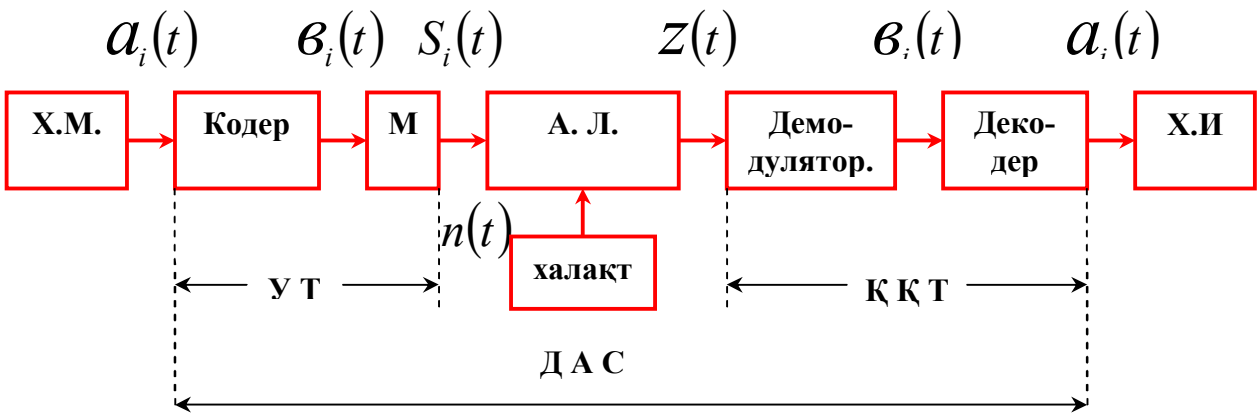
2) Сигналларнинг тарқалиш йўлида.

3) Сигналларни қабул қилиш жойда.

Алоқа системасининг халақит бардошлиги бу алоқа системасининг халақитнинг зарарли таъсирга қарши тура олиш қобилиятидир. “Max” халақит бардошликка эга бўлган қабул қилгичларга (демудуляторларга) оптимал қабул қилгичлар (демудуляторлар) дейилади. “Max” халақит бардошликка потенциал халақт бардошлик дейилади. Потенциал халақит бардошликдан ўтиб бўлмайди. Дискрет сигналларни қабул қилишда халақит бардошлик сигналларни хато қабул қилиш эхтимоллиги билан ўлчанади. Сигналларнинг хато қабул қилиш эхтимоллиги қанчалик кичик бўлса алоқа системасининг халақт бардошлиги юқори булади.

Дискрет сигналларни оптимал қабул қилиш.

Дискрет алоқа системасининг структуравий схемаси қўйидаги кўринишига эга:



- Х. М. – Хабар манбайи.
- Кодер – Кодловчи кўрилма, хабарларни дискрет сигналга айлантириб беради.
- М – Модулятор. Дискрет АМ, ЧМ, НФМ, модуляцияни амалга оширади.
- А. Л. – Алоқа линияси, сигнални йўналтирувчи муҳит.
- ДеМ – Демодулятор, дискрет модуляция қилинган сигнални кодланган сигнални қайта тиклайди.
- Декодер – Кодланган сигнални хабарга айлантириб беради.
- Х. И. – Хабар истемолчиси.
- У. Т. – Узатиш томони.
- Қ. Қ. Т. – Қабул қилгич томони.
- Д. А. С. – Дискрет алоқа системаси.
- $a_i(t)$ - Бирламчи электр сигнал.
- $в_i(t)$ - Бирламчи дискрет электр сигнал.
- $S_i(t)$ - Дискрет модуляция қилинган сигнал.
- $z(t)$ - Қабул қилувчи сигнал.

Реал алоқа каналларидан сигналларга халақитлар таъсир қилади. Агар халақит сигнал билан қўшилса бу **Адитив** халақит булади: $Z(t)=S_i(t)+n(t)$ Бундай халақитларга атмосфера шовқинлари , разрядлари индустриал халақитлар ва бошқа алоқа системаларида ишлашини келиб чиққан халақитлар киради. Агар халақит билан сигнал кўпайтирилса бу **Мультипликатив** $Z(t)=S_i(t)\cdot n(t)$ Бу турдаги халақитлар алоқа каналларининг параметрларини тасодифий ўзгаришларида хосил бўлади.

$\mathcal{B}_i(t)\rightarrow S_i(t)$

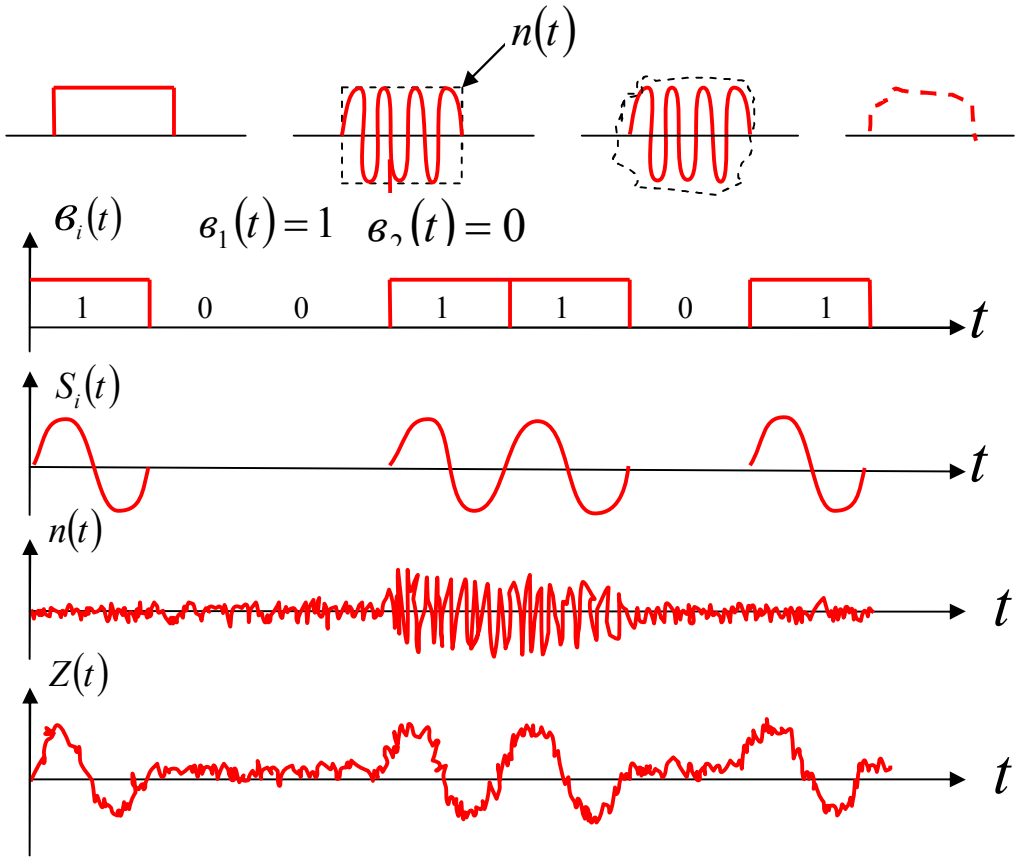
$\mathcal{B}_1=1\rightarrow S_1(t)$

$\mathcal{B}_2=0\rightarrow S_2(t)$

$i=\overline{1,m}$

Сигналларга зарар таъсир қилувчи халақит аддитив халақит булсин. Қабул қилувчи томонидан сигналлар тўғрисидан олдин баъза бир маълумотлар маълум булади. Модуляция турлари, ташувчиларнинг f_u , сигналнинг спектр кенглиги. Сигналнинг ўзатиш тезлиги, аммо $S_i(t)$ сигналларнинг тўпламида қайси бири келиши олдиндан номаълум. Алоқа системаларининг турига ва вазифасига қараб сигналларни қабул қилишида қўйидаги учта вазифа бажарилиши мумкин :

1) Сигналларни бор йўқлигини аниқлаш.
2) Сигнални фарқлаш.
3) Сигналларни формасини тиклаш.



Демодулятор $Z(t)$ сигнални қабул қилиб ўзатилиши мумкин бўлган $в_i(t)$ сигнал юборилганлиги тўғрисида қарор чиқаради.

Агарда $в_1(t)$ ва $в_i(t)$ сигналлар тенг бўлсалар у холда демодулятор қарор чиқаришда хато қилмаган ва сигнал тўғри қабул қилинган. Агарда $в_2(t)$ ва $в_i(t)$ сигналлар тенг бўлмасалар демодулятор қарор чиқаришда хато йўл қўйиш ва сигнал нотўғри қабул қилинган. Демак демодулятор халақит таъсир қилинган сигнални тўғри қилинган нотўғри хам қабул қилиш мумкин.

Оптимал демодуляторни ясашдан асосий вазифа демодулятор ишлашининг шундай алгоритмни аниқлаш лозимки, бу холда $в_i(t)$ сигнални тўғри қабул қилиш эхтимоллиги “Max” бўлиши керак. Бундай алгоритмда ишловчи оптимал демодуляторни атади. Демодуляторлар ишлаш методлари бўйича қўйидаги турларга бўлинади :

1) Когорент демодулятор.
2) Но когорент демодулятор.
3) Короляцион демодулятор.
4) Автокороляцион демодулятор.

Дискрет хабарларни оптимал қабул қилиш мезонлари. (Критериялари)

Оптимал демодуляторларни ясашдан уни қайси мезон – критерия асосида у ёки бу сигнални қабул қилинганлиги тўғрисидаги қарор чиқариш кераклигини аниқлаш лозим. Демодулятор киришига сигнал ва халақтнинг йиғиндиси келсин.

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

Демодулятор қабул қилинган **Z (t)** сигналнинг ҳар бир реализациялари учун қўйидаги аппостриод эхтимолликларни хисобланади:

$$P(S_1(t)/Z(t))$$
$$P(S_2(t)/Z(t))$$
$$\bullet\bullet\bullet$$
$$P(S_i(t)/Z(t))$$
$$\bullet\bullet\bullet$$
$$P(S_m(t)/Z(t))$$

Аппостриод эхтимоллик бу тажриба бўлиб ўтгандан сўнг ҳисобланадиган эхтимолликдир.

Априор эхтимоллик бу тажрибадан олдин хисобланадиган эхтимолликдир.Ушбу аппостриод эхтимолликлар баравар бир вактнинг ўзида хисобланади ва берилган **Z (t)** сигналнинг Реализацияси учун уларнинг ичидан энг “Мах” қийматига эга бўлганлигини аниқланади.

$$P(S_i(t)/Z(t)) = MAX$$

Ва ушбу “Мах” аппастриод эхтимолликка қараб демодулятор $S_i(t)$ сигнал қабул қилинганлиги тўғрисида қарор чиқаради. Ушбу мезонга “Котельников мезони” ёки “Идеал ўзатувчи” мезони ёки
“Мах аппастриод эхтимоллиги”мезони деб аталади. Ушбу мезон бўйича ишловчи оптимал демодуляторни қарор чиқариш қойдасини (ишлаш алгоритмни) қўйидаги кўринишида ёзиш мумкиндир:

$$P(S_i(t)/Z(t)) = \lessgtr_{S_j}^{S_i} P(S_j(t)/Z(t)) \qquad (1)$$

1 – чи формулага Байс формуласини қўпайтирамиз:

$$P(A/B)=\frac{P(A/B)\cdot P(A)}{P(B)} \quad -Байс\ формуласи$$

Бўндан:

$$\frac{P(Z(t)/S_i(t))\cdot P(S_i(t))}{P(Z(t))} \underset{S_j}{\overset{S_i}{\lessgtr}} \frac{P(Z(t)/S_j(t))\cdot P(S_j(t))}{P(Z(t))}$$

$$P(Z(t)/S_i(t))\cdot P(S_i(t)) \underset{S_j}{\overset{S_i}{\lessgtr}} P(Z(t)/S_j(t))\cdot P(S_j(t))$$

$$\frac{P(Z(t)/S_i(t))}{P(Z(t)/S_j(t))} \underset{S_j}{\overset{S_i}{\lessgtr}} \frac{P(S_j(t))}{P(S_i(t))} \qquad (2)$$

Тезликнинг чап томонида ҳаққокийлик нисбати дейилади :

$$\wedge_{i,j}=\frac{P(Z(t)/S_i(t))}{P(Z(t)/S_j(t))} \qquad (3)$$

У холда (2) – тенгсизликни қўйидаги кўринишида ёзиш мумкиин:

$$\wedge_{i,j} \underset{S_j}{\overset{S_i}{\lessgtr}} \frac{P(S_j(t))}{P(S_i(t))} \qquad (4)$$

(4) – Мах ҳакконийлик қоидаси дейилади. Агар ўзатилиши мумкин бўлган сигнал тенг эхтимоллибулсалар у ҳолдан Мах ҳакконийлик қоидасини қўйидаги кўринишида ёзиш мумкин:

$$P(S_m(t))=\frac{1}{m} \qquad \frac{P(S_j(t))}{P(S_i(t))}=1$$

Бўндан :

$$\wedge_{i,j} \underset{S_j}{\overset{S_i}{\lessgtr}} 1 \qquad (5)$$

Мах аппастриод эхтимоллиги критериясида ташқари Нейман – Пирсон ва минимал таваккалчилик критериялари ҳам мавжуд.

НАЗОРАТ САВОЛЛАРИ

1. Ҳалақитбардошлик нима?
2. Априор ва апастериор эҳтимоллик нима?
3. Симметрик канал деб қандай каналларга айтилади?
4. Бир таркибли канал деб қандай каналга айтилади?
5. Идеал қарор қабул қилиш мезони деб нимага айтилади?
6. Байс формуласини ёзинг ва уни шарҳлаб беринг.
7. Ўхшашлик функцияси нима?
8. Иккилик каналда қандай хатоликлар содир бўлади?
9. Иккилик каналда умумий хатолик нимага тенг?
10. Идеал сигнал қабуллаш қурилмаси нима?
11. Халақитларнинг асосий турларини санаб беринг.
12. Халақит билан курашиш зарур бўлган жойлар хақида гапиринг.
13. Дискрет оптимал қабул қилиш усусллари хақида тушунтиринг.
14. Халақитларнинг турларини ёзиб беринг.
15. Алоқа системаларининг турига ва вазифасига қараб сигналларни қабул қилишида нечта вазифа бажарилади.

22. МАЪРУЗА. ТЎЛИҚ МАЪЛУМ БЎЛГАН СИГНАЛЛАРНИ ОПТИМАЛ ҚАБУЛ ҚИЛИШ АЛГОРИТМЛАРИ (КОГЕРЕНТ ҚАБУЛ ҚИЛИШ). АМ,ЧМ,ФМ СИГНАЛЛАРНИ КОГЕРЕНТ ҚАБУЛ ҚИЛИШ.

МАЪРУЗА РЕЖАСИ

1. Сигналларни оптимал қабул қилиш алгоритимини аниқлаш учун Мах ҳаққонийлик (ўхшашлик) қоидаси.
2. Квази оқ шовқиндан оқ шовқинга ўтиш.
3. Алгоритм асосида аниқ (тўлиқ)маълум бўлган сигналларни оптимал демодуляторини стуктуравий схемаси.
4. Интропиянинг геометрик талқини.
5. Дискрет иккилик АМ, ЧМ, ФМ, сигналларни когерент қабул қилиш.
6. Дискрет иккилик АМ сигналларни короляцион оптимал қабул қилиш алгоритми.
7. Дискрет иккилик ЧМ сигнал учун оптимал короляцион қабул қилиш алгоритми.
8. Дискрет иккилик ФМ сигнал учун оптимал короляцион қабул қилиш алгоритми.

Алоқа канали орқали $S_i(t)$, **b = 1….**n n – та дискрет сигнал ўзатилиши мумкин силгналлар тенг эхтимоллиги бўлсин. Қабул қилувчи томонида сигнал тўғрисидаги ҳамма маълумотлар олдиндан маълумдир. Сигналларнинг давомийлиги Т га тенг бўлсин. Сигналларга ҳозирча адитив квази оқ шовқин таъсир қилсин. $Z(t) = S_i(t) + n(t)$

Қабул қилувчи томонида сигнал тўғрисидаги ҳамма маълумотлар маълум, аммо олдиндан қайси бир сигнал ўзатилиши ва унга қандай шовқин таъсир қилиши номаълумдир.
Ушбу сигналларни оптимал қабул қилиш алгоритимини аниқлаш учун Мах ҳаққонийлик (ўхшашлик) қоидасидан фойдалинамиз.

$$\frac{W(Z(t)/S_i(t))}{W(Z(t)/S_j(t))} \underset{S_j}{\overset{S_i}{\lessgtr}} 1 \Rightarrow W(Z(t)/S_i(t)) \underset{S_j}{\overset{S_i}{\lessgtr}} W(Z(t)/S_j(t)) \quad (22.1)$$

Юборилган сигнал билан қабул қилагн сигнал орасидаги фарқ фақатгина ҳалақтга боғликдир. Шунинг учун (1) тнгсизликни қўйидаги кўринишда ёзиш мумкин:

$$W_{KL}\left(Z(t)/S_i(t)\right)\underset{S_j}{\overset{S_i}{\lessgtr}}W_{KL}\left(Z(t)/S_j(t)\right) \qquad (22.2)$$

Маълумки квази оқ шовқининг эхтимоллик зичлиги қўйидаги ифода ёрдамида аниқланади:

$$W_{KL}(n)=\left(\frac{1}{\sqrt{2\pi}\delta}\right)^{L}\cdot e^{\frac{-\sum_{k=1}^{L}n_x^2\Delta t}{G_0}} \qquad (22.3)$$

(22.3) – формуласини иноботга олиб, (22.2) тенгсизликни қўйидагича ёзиш мумкин:

$$\left(\frac{1}{\sqrt{2\pi}\delta}\right)^{b}\cdot e^{\frac{-\sum_{k=1}^{L}\cdot(Z(t)-S_i(t))^2\cdot\Delta t}{G_0}}\underset{S_j}{\overset{S_i}{\lessgtr}}\left(\frac{1}{\sqrt{2\pi}\delta}\right)^{L}\cdot e^{\frac{-\sum_{k=1}^{L}\cdot(Z(t)-S_j(t))^2\cdot\Delta t}{G_0}}$$

Бундан :

$$-\frac{\sum_{k=1}^{L}\cdot\left(Z(t)-S_i(t)\right)^2\cdot\Delta t}{G_0}\underset{S_j}{\overset{S_i}{\lessgtr}}-\frac{\sum_{k=1}^{L}\cdot\left(Z(t)-S_j(t)\right)^2\cdot\Delta t}{G_0}$$

Бундан :

$$\sum_{k=1}^{L}\cdot\left(Z(t)-S_i(t)\right)^2\cdot\Delta t\underset{S_j}{\overset{S_i}{\lessgtr}}\sum_{k=1}^{L}\cdot\left(Z(t)-S_j(t)\right)^2\cdot\Delta t \qquad (22.4)$$

Квази оқ шовқиндан оқ шовқинда ўтамиз :

$$F\to\infty;L\to\infty;\Delta t\to dt;\Sigma\to\int_0^T;$$

у холда (4) тенгсизлик қўйидаги кўринишда ёзилади:

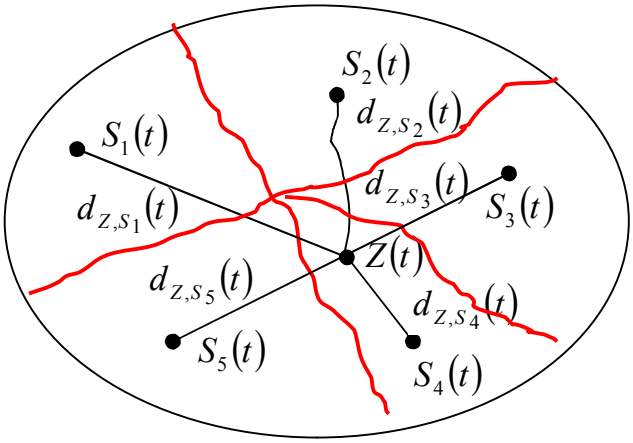
$$\int_0^T\left(Z(t)-S_i(t)\right)^2\Delta t\underset{S_j}{\overset{S_i}{\lessgtr}}\int_0^T\left(Z(t)-S_j(t)\right)^2\Delta t \qquad (22.5)$$

(21.5) – Аниқ (ўлиқ) маълум бўлган сигналларни оптимал қабул қилиш алгоритми.

$$\int_0^T \left(Z(t) - S_i(t)\right)^2 dt = d_{z,s}^2$$

- Z(t) сигналлари ўзатилиш мумкин бўлган $S_i(t)$ сигнал орасидаги масофанинг квадрати.

$$d_{z,s_i}^2 \underset{S_j}{\overset{S_i}{\lessgtr}} d_{z,s_j}^2$$

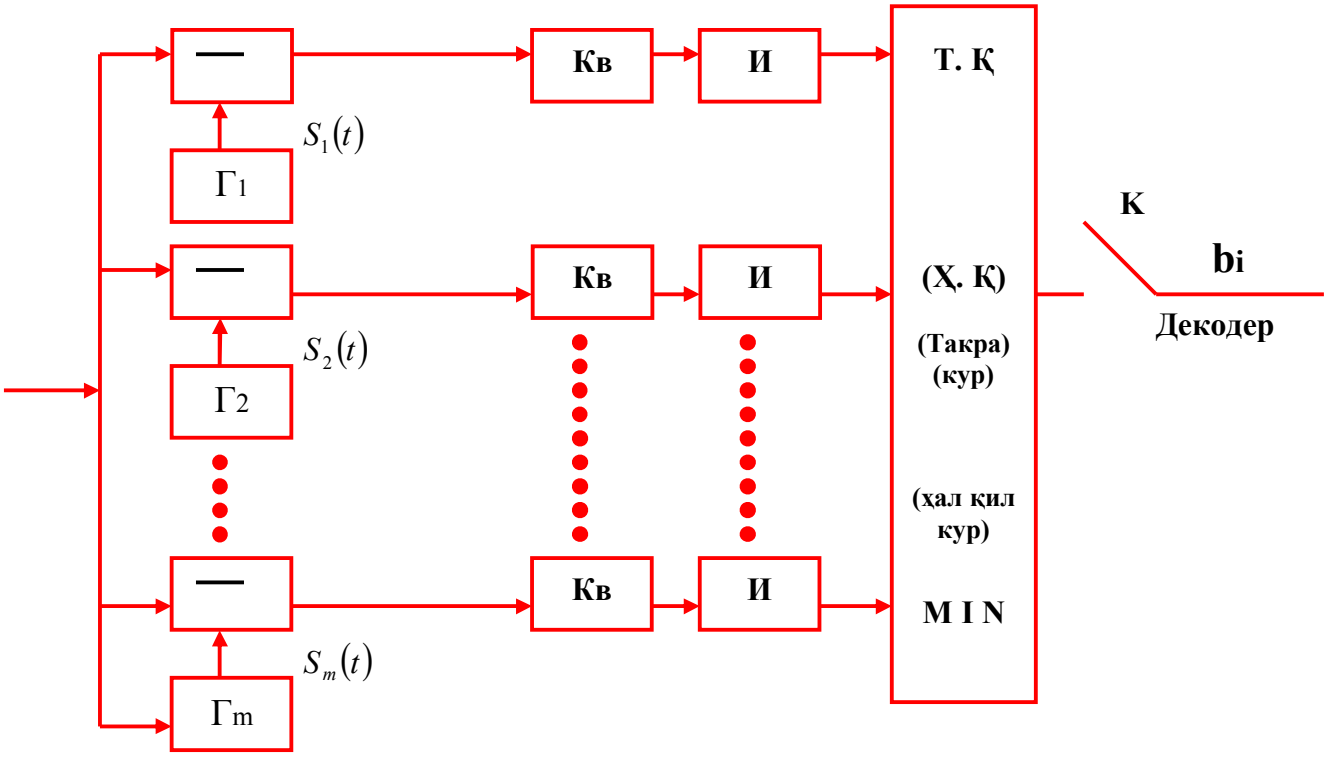


Интерпритация геометрик талқин

Қабул қилинган бўлсин

$Z(t) = S_4(t) + n(t)$

Алгоритм асосида аниқ (тўлиқ)маълум бўлган сигналларни оптимал демодуляторини стуктуравий схемасини чизамиз:



Юқоридаги оптимал демодуляторга Кательников қабул қилганлиги деб ҳам аталади. Бундай демодуляторларда сигналларни когорент қабул қилган. Усуллари ишлатилади. Бу ҳолда демодуляторда қабул қилинган

сигналларнинг фазаси, яъни модулятор билан демодулятор синхрон ишлашлари лозим.

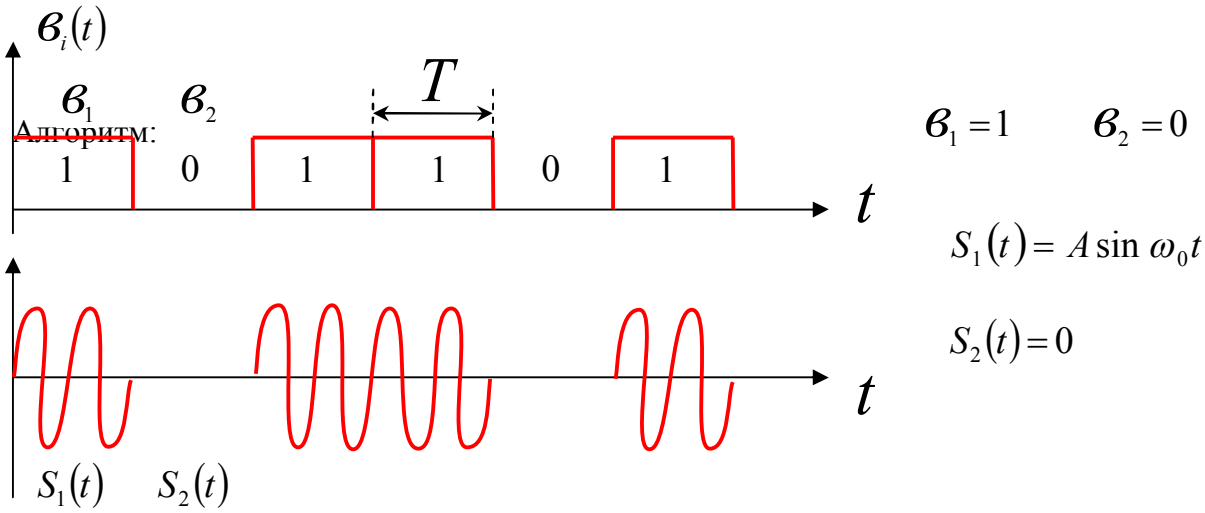
Дискрет иккилик АМ, ЧМ, ФМ, сигналларни когерент қабул қилиш.

1. Дискрет иккилик АМ сигналларни оптимал короляцион қабул қилиш.

Дискрет иккилик АМ сигналларни короляцион оптимал қабул қилиш алгоритмини келтириб чиқарамиз. Бунинг учун аниқ маълум бўлган дискрет сигналларни оптимал қабул қилиш алгоритмидан фойдалинамиз:

$$\int_0^T Z(t)\cdot S_1(t)dt - \frac{E_1}{2} \underset{S_2}{\overset{S_1}{\gtrless}} \int_0^T Z(t)\cdot S_2(t)dt - \frac{E_2}{2}$$

$$\int_0^T Z(t)\cdot S_1(t)dt - \frac{A^2T}{4} \underset{S_2}{\overset{S_1}{\gtrless}} 0$$



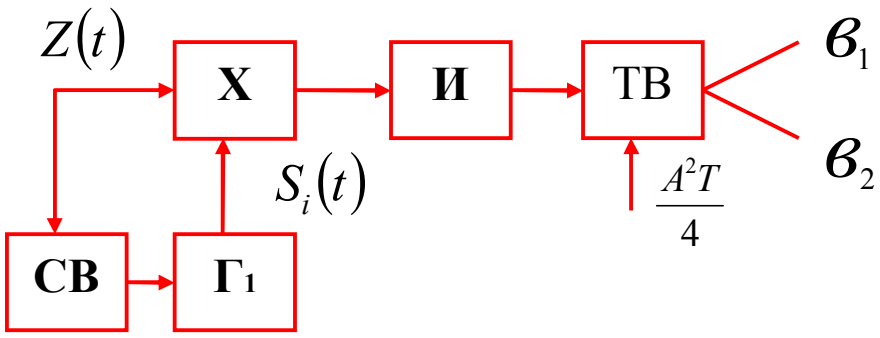
$\mathcal{B}_1 = 1 \qquad \mathcal{B}_2 = 0$

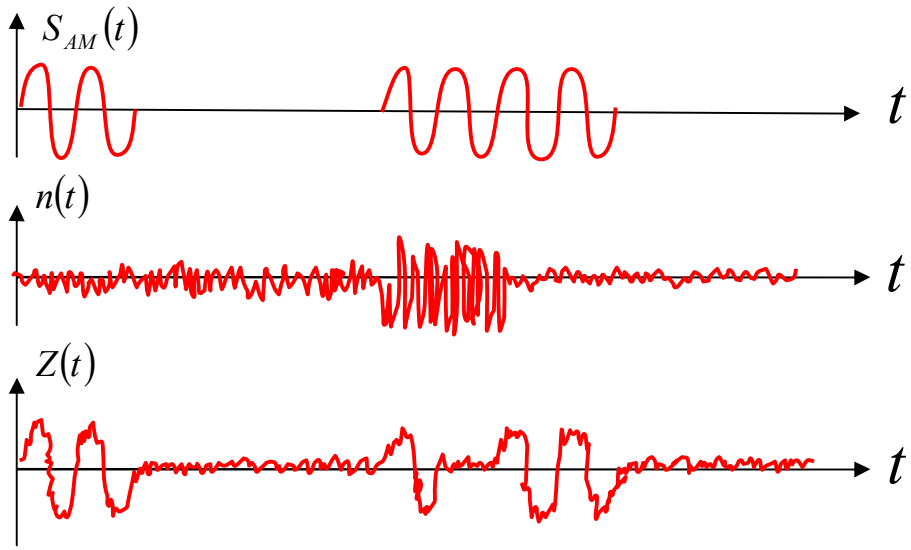
$S_1(t) = A\sin\omega_0 t$

$S_2(t) = 0$

$$E_1 = \int_0^T S_1^2(t)dt = \int_0^T A^2\sin^2\omega_0 t = \frac{A^2T}{2}$$

$$\int_0^T Z(t)\cdot S_1(t)dt \gtrless_{S_2}^{S_1} \frac{A^2T}{4}$$ Дискрет иккилик АМ сигнални оптимал алгоритм.





2. Дискрет иккилик ЧМ сигнал учун оптимал короляцион қабул қилиш алгоритмни келтириб чиқарамиз:

Бу вақт диаграмма дискрет иккилик АМ сигнални лптимал қабул қилиш алогритмининг ишлашини кўрсатади.

$$S_1(t) = A\sin\omega_1 t \qquad \omega_1 > \omega_2$$

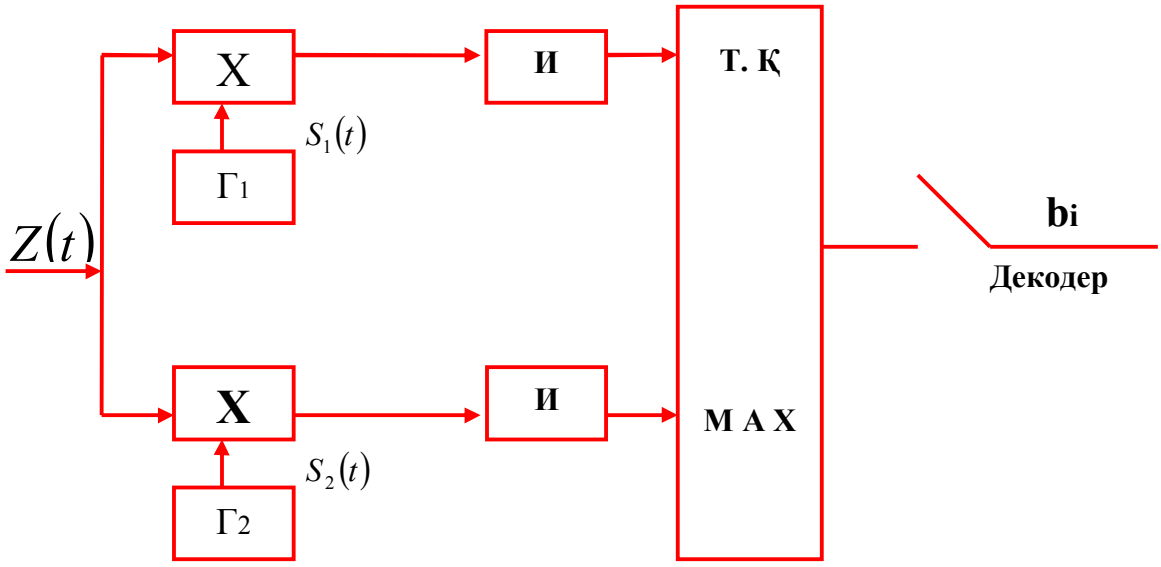
$$S_2 = A\sin\omega_2 t$$

$$\left.\begin{aligned} E_1 &= \int_0^T S_1^2(t)dt = \int_0^T A^2\sin^2\omega_1 t = \frac{A^2T}{4} \\ E_2 &= \int_0^T S_2^2(t)dt = \int_0^T A^2\sin^2\omega_2 t = \frac{A^2T}{4} \end{aligned}\right\} E_1 = E_2$$

Бу қабул қилгични ишлашини аниқлаймиз:

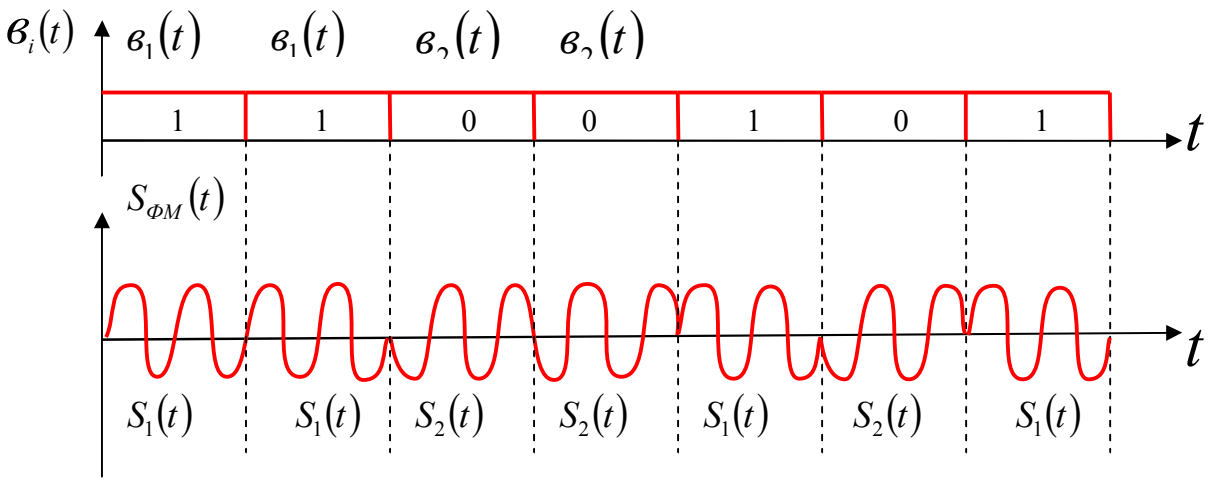
$$\int_0^T Z(t)\cdot S_1(t)dt - \frac{E_1}{2} \underset{S_2}{\overset{S_1}{\lessgtr}} \int_0^T Z(t)\cdot S_2(t)dt - \frac{E_2}{2} \qquad E_1 = E_2$$

$$\int_0^T Z(t)\cdot S_1(t)dt \underset{S_2}{\overset{S_1}{\lessgtr}} \int_0^T Z(t)\cdot S_2(t)dt$$ - Дискрет иккилик ЧМ исгналларни оптимал қабул қилгич алгоритми.



Ҳалақит мавжуд бўлмаган ҳол учун **n(t) =0** иккилик дискрет ЧМ сигналларини оптимал демодуляторни ишлашининг вақт диаграммаларини кўриб чиқамиз.

3. Диксрет иккилик ФМ сигналларни оптимал қабул қилиш алгоритмини келтириб чиқарамиз.



$$S_1(t) = A\sin(\omega_0 t)$$
$$S_2(t) = A\sin(\omega_0 t + \pi) = -A\sin(\omega_0 t)$$
$$S_1(t) = -S_2(t)$$

Алгоритм:

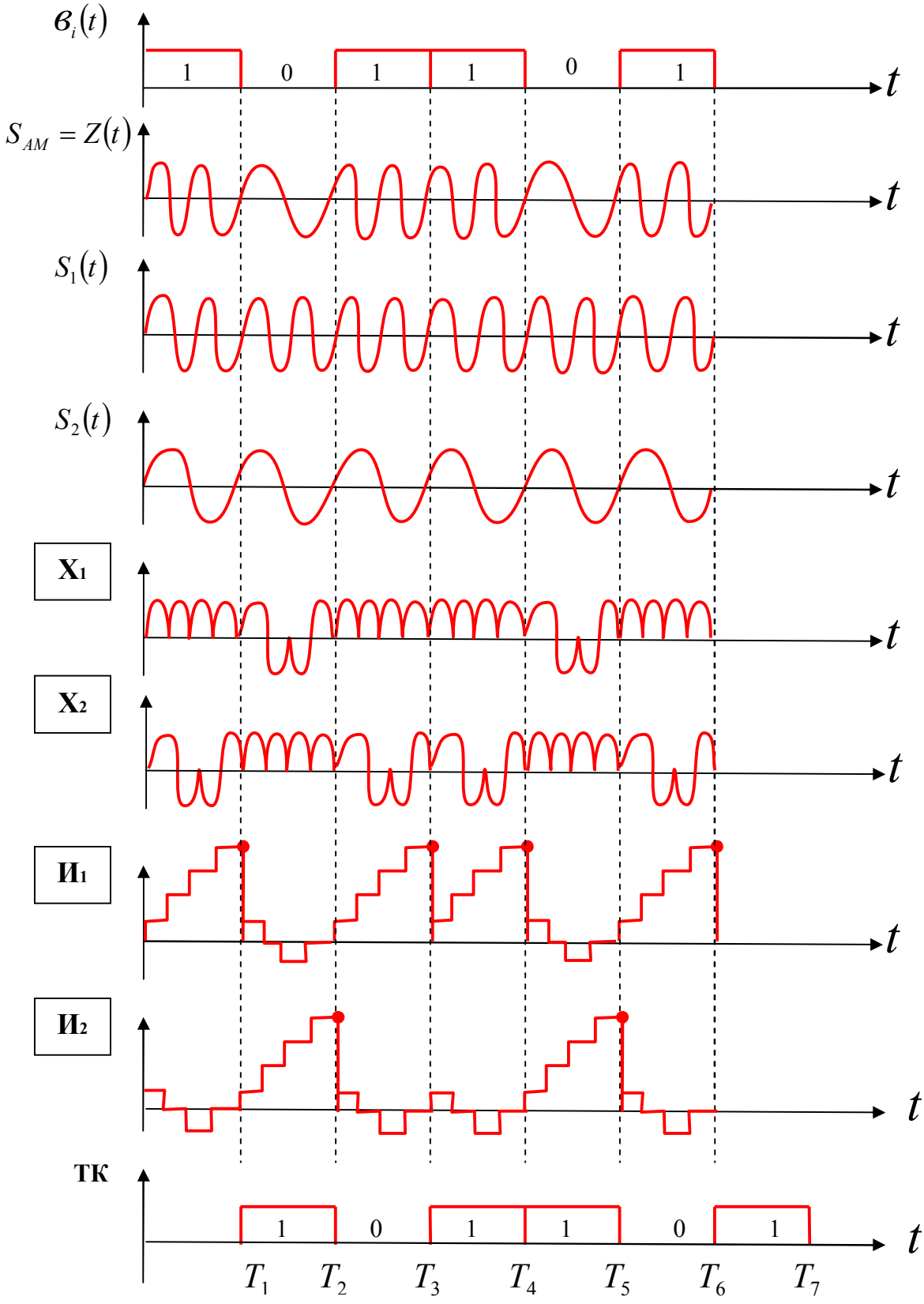
$$\int_0^T Z(t)\cdot S_1(t)dt - \frac{E_1}{2} \underset{S_2}{\overset{S_1}{\gtrless}} \int_0^T Z(t)\cdot S_2(t) - \frac{E_2}{2}$$

$$E_1 = \int_0^T S_1^2(t)dt = \frac{A^2T}{4} \qquad E_2 = \int_0^T S_2^2(t)dt = \frac{A^2T}{4} \qquad E_1 = E_2$$

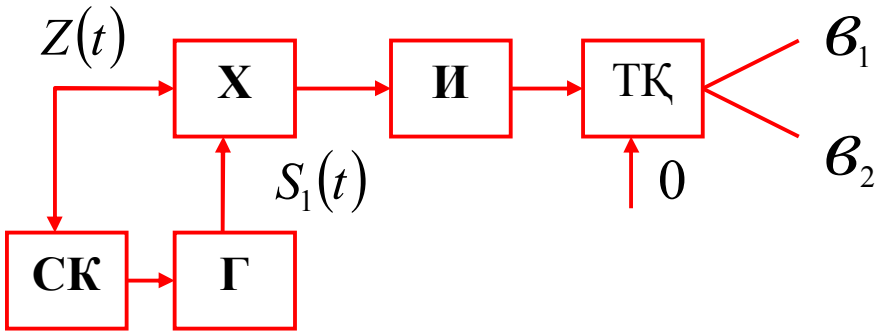
$$\int_0^T Z(t)\cdot S_1(t)dt \underset{S_2}{\overset{S_1}{\gtrless}} \int_0^T Z(t)\cdot S_2(t) \Rightarrow \int_0^T Z(t)\cdot S_1(t)dt \underset{S_2}{\overset{S_1}{\gtrless}} -\int_0^T Z(t)\cdot S_1(t)dt$$

$$2\cdot\int_0^T Z(t)\cdot S_1(t)dt \underset{S_2}{\overset{S_1}{\gtrless}} 0 \Rightarrow \int_0^T Z(t)\cdot S_1(t)dt \underset{S_2}{\overset{S_1}{\gtrless}} 0$$ - Оптимал қабул қилгич ФМ силгнал учун.

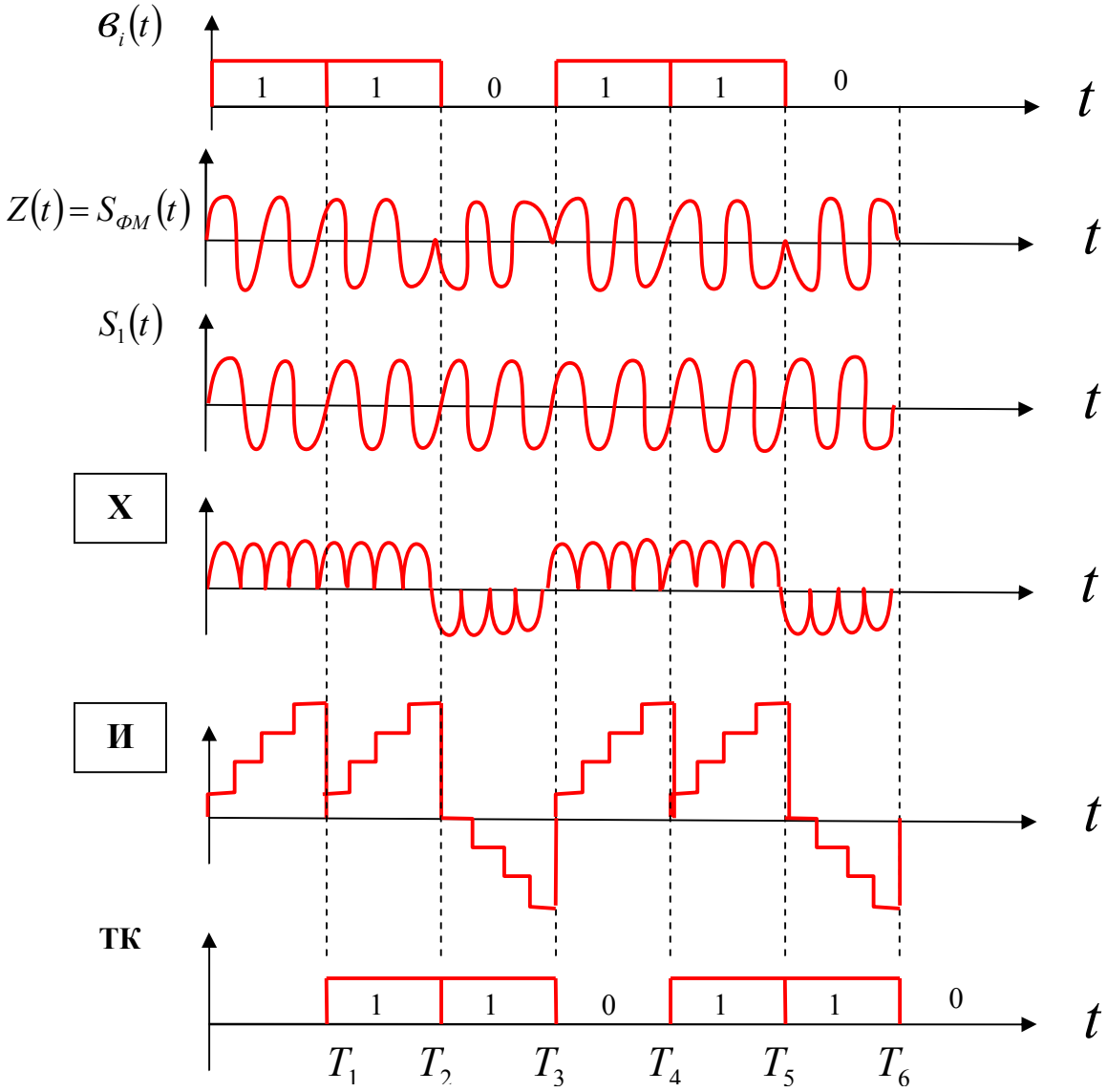
Иккилик ЧМ сигнал учун вақт диаграмма.



Оптимал қабул қилгич схема.



n(t) =0 Ҳалақит учун ФМ ни оптимал қабул қилиш вақт диаграммаси.



НАЗОРАТ САВОЛЛАРИ

1. Сигналларни оптимал қабул қилиш алгоритимини аниқлаш учун Мах ҳаққонийлик (ўхшашлик) қоидаси келтиринг.

2. Квази оқ шовқиндан оқ шовқинга ўтиш усуллари.

3. Алгоритм асосида аниқ (тўлиқ)маълум бўлган сигналларни оптимал демодуляторини стуктуравий схемасини чизинг ва ишлаш принципини тушунтиринг.

4. Интропиянинг геометрик талқинини тушунтириб беринг.

5. Дискрет иккилик АМ, ЧМ, ФМ, сигналларни когерент қабул қилиш услубларига изох беринг.

6. Дискрет иккилик АМ сигналларни короляцион оптимал қабул қилиш алгоритмини тушунтиринг.

7. Дискрет иккилик ЧМ сигнал учун оптимал короляцион қабул қилиш алгоритмини тушунтиринг.

8. Дискрет иккилик ФМ сигнал учун оптимал короляцион қабул қилиш алгоритмини тушунтиринг.

9. Ҳалақит учун ФМ ни оптимал қабул қилиш вақт диаграммасини чизинг.

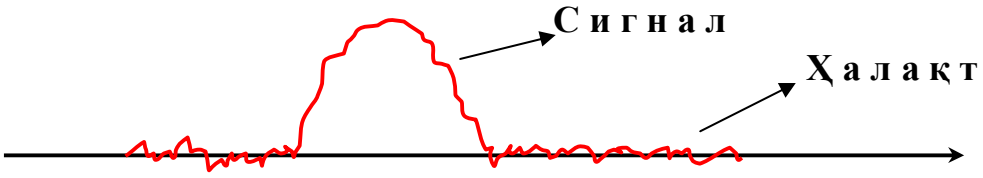
10. Иккилик ЧМ сигнал учун вақт диаграммасини чизинг.

23. МАЪРУЗА. ОПТИМАЛ ҚАБУЛ ҚИЛИШ АЛГОРИТМИ МОСЛАШГАН ФИЛТРЛАР АСОСИДА АМАЛГА ОШИРИШ.

МАЪРУЗА РЕЖАСИ

1. Оптимал мослашган фильтр хақида тушунча.
2. Мослашган фильтрнинг комплекс ўзатиш коэффициенти ва унинг импульс характеристикаси.
3. Мослашган фильтрнинг А.Ч.Х. си хақида.
4. Мослашган Ф.И.Х. сини характеристикаси.
5. Тўғри тўрт бурчакли ягона импульс учун мослашган фильтр.
6. Тўғри тўрт бурчакли якка импульс учун мослашган фильтрнинг структуравий схемаси.

Дискрет сигналларни қабул қилгичда асосий усуллардан бири дискрет сигналларни фильтерлашдир. Дискрет сигналларни фильтерлашнинг мақсади худи ўзлуксиз сигналларни қабул қилишдаги каби қабул қилинган сигналдан ҳалақтни йўқотишдир. Аммо бу ҳолда қабул қилаётган дискрет сигналнинг формасини ўзгаришига (бўзилишига) рухсат этилади. Чунки дискрет сигналларни қабул қилгичда асосий вазифа сигнални бор йўқлигини аниқлашдир. Маълумки амплитудаси катта бўлган импульс кўринишидаги сигналнни ҳалақтдан онсон фарқлаш мумкин:



Сигналнинг “Max” қувватини ҳалақтни дисперсиясига (ўртача қийматига) нисбати қанчалик катта бўлса, сигналларни аниқлаш ва фарқлаш сифати шунчалик яхши бўлади. Чиқишда ҳалақтлар сигнал нисбатини “Max” қийматини таъминлайдиган фильтрга **оптимал мослашган фильтр** дейилади.

$S(t)$ - Дискрет сигнал берилган бўлсин:

Бу сигналга қувват спектор зичлиги G_0 бўлган оқ шовқин кўринишидаги ҳалақт таъсир қилсин. Мослашган фильтрнинг импульс характеристикаси $S(t)$ сигналниг $t_0/2$ вақт нуқтасига нисбатан ойнадаги каби аксидир.

$$g(t) = aS(t_0 - t) \qquad (23.1)$$

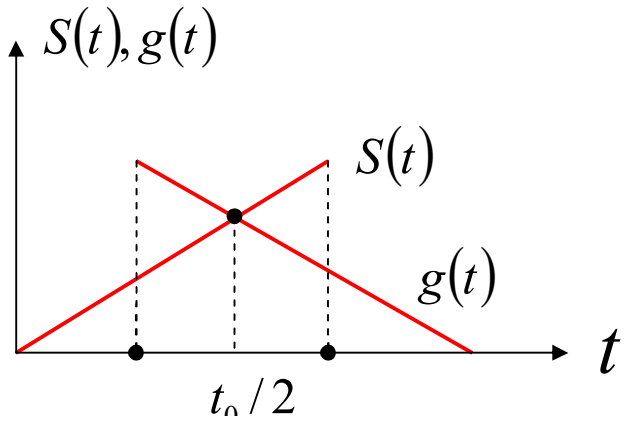
Бу ерда:
а – Ўзгармас коэффициент.

t_0 - Сиганлнинг фильтрдаги кечикиш вақти.

Мослашган фильтр мавжуд бўлган учун қўйидаги шарт бажарилиши лозим:

$$g(t)=0; \qquad t<0; \qquad t_0 >> T \qquad \textbf{(23. 2)}$$

T – Сигнал давомийлиги.



Мослашган фильтрнинг комплекс коэффициенти қўйидаги ифода ёрдамида берилади:

$$k(j\omega)=k(\omega)\cdot e^{j\varphi_k(\omega)} \qquad \textbf{(23.3)}$$

Мослашган фильтрнинг комплекс ўзатиш коэффициентини унинг импульс характеристикасидан аниқлаш мумкин:

$$k(j\omega)=\int_{-\infty}^{\infty} g(t)e^{-j\omega t}dt=\int_{-\infty}^{\infty} aS(t_0-t)e^{-j\omega t}dt=$$

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

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

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

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

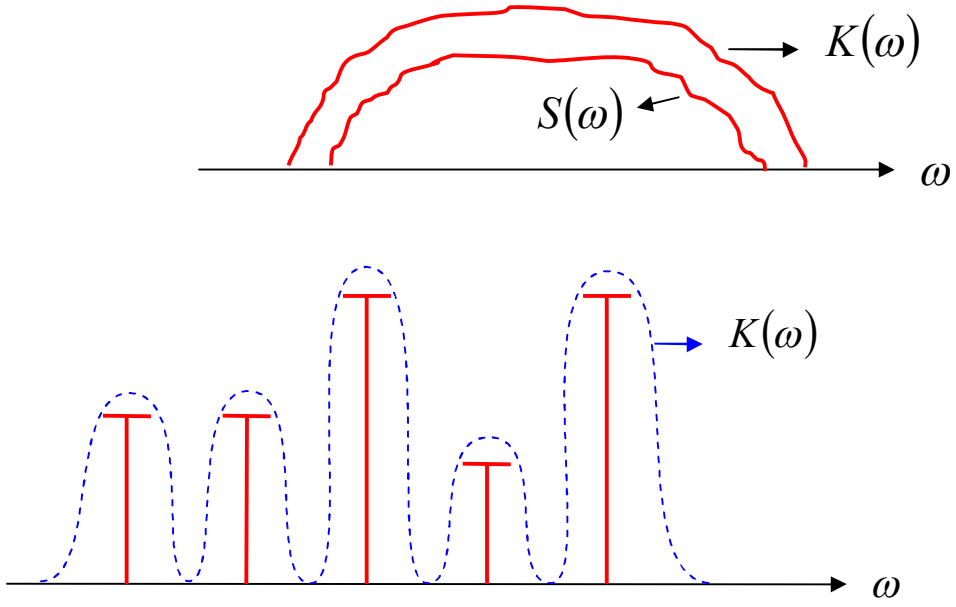
$$=aS(j\omega)\cdot e^{j\varphi S(\omega)-j\omega t}$$

$$K(j\omega)=K(\omega)=K(\omega)\cdot e^{j\varphi K(\omega)}$$

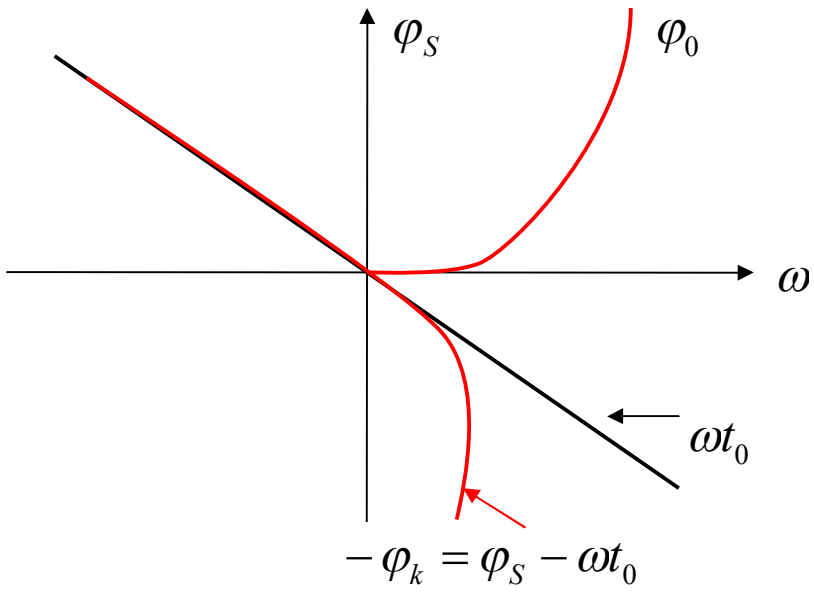
$$K(\omega)=aS(\omega) \qquad \textbf{(23.4)}$$

$$\varphi_k(\omega) = -\varphi_S(\omega) - \omega_0 t \qquad (23.5)$$

4 – Ифодадан кўриниб турибдики мослашган фильтрнинг А.Ч.Х. си **а** – коэффициентнинг аниқлигича сигналлнинг амплитуда спектори билан мос келади.



Мослашган Ф.И.Х. сини кўриб чиқамиз.



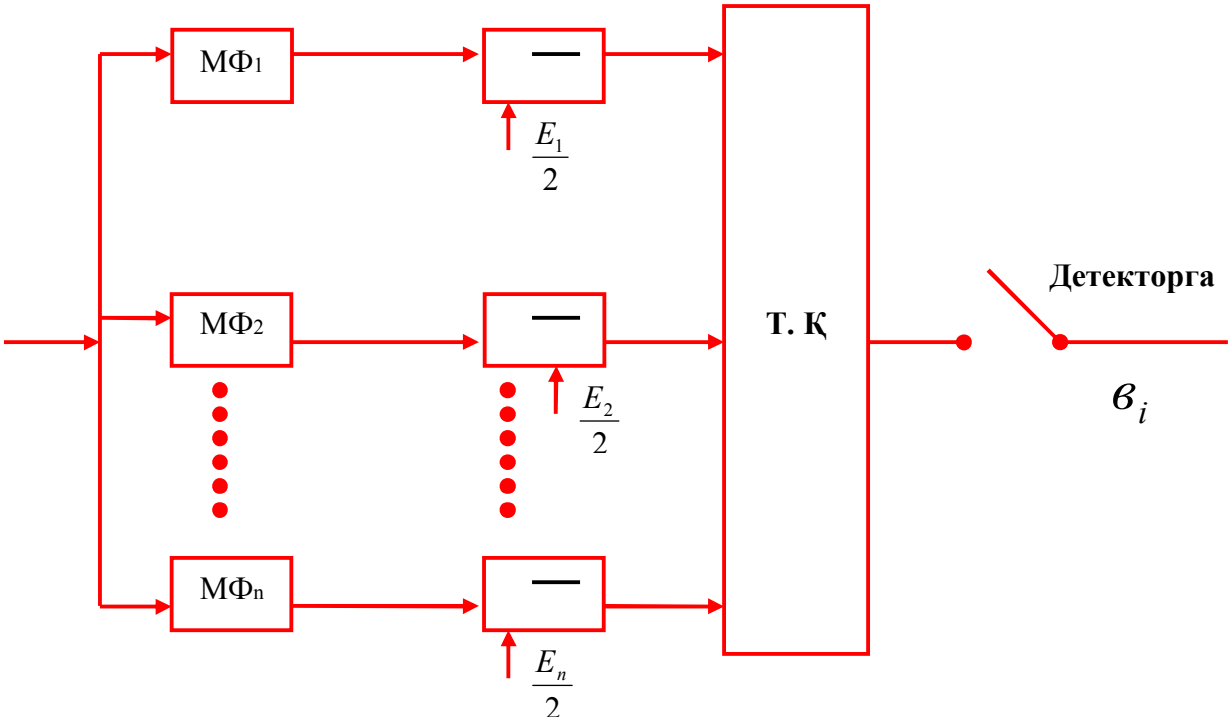
Агар мослашган фильтрнинг киришига у билан мослашган сигнал берилса унинг чиқишидаги сигнал қўйидагича аниқланади:

$$Z(t)=S(t) \qquad n(t)=0$$

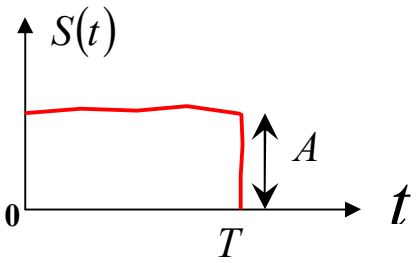
$$y(t)=\int_0^t g(\tau)Z(T-\tau)d\tau=\int_0^T aS(t_0-\tau)\cdot S(T-\tau)d\tau=\left|\begin{array}{ll} t_0-T=t & \\ dt=-d\tau & \tau=t_0-t \\ T-\tau=T+t+t_0 & \end{array}\right|=$$

$$=-a\int_{t_0}^{t-T} S(t)\cdot S(T-t+t_0)dt=a\int_{t_0-T}^{t_0} S(t)\cdot S(T+t-t_0)dt=a\int_{t_0-T}^{t_0} S(t)\cdot S(T+t-t_0)dt=aB_S(\tau)$$

Шундай қилиб мослашган фильтрга у билан мослашган сигнал берилса унинг чиқишида сигнални автокороляцион функцияси ҳисобланади. Мослашган фильтр асосида тўлиқ маълум сигналларни короляцион қабул қилувчи оптимал детекторни ясаш мумкин:



Тўғри тўрт бурчакли ягона импульс учун мослашган фильтр.



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

Маълумки мослашган фильтр учунунинг ўзатиш коэффициентини қўйидагича аниқланади:

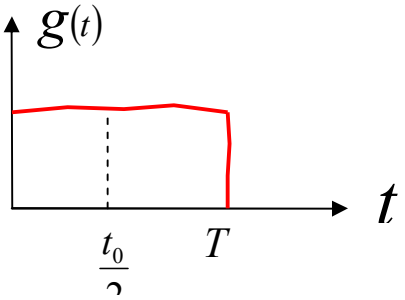
$$K(j\omega)=a\cdot S^*(j\omega)\cdot e^{-j\omega t_0}$$

$$S(j\omega)=\int_0^T S(t)\cdot e^{-j\omega t}dt=\int_0^T A\cdot e^{-j\omega t}dt=A\frac{e^{-j\omega t}}{-j\omega}\Big|_0^T=A\frac{e^{-j\omega T}-1}{-j\omega}$$

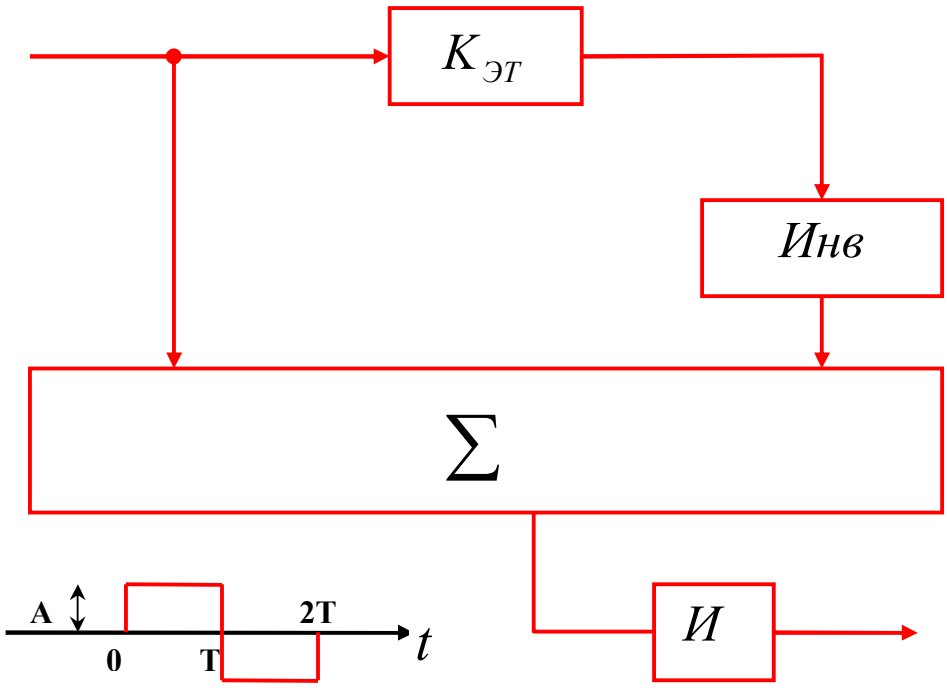
$$S^*(j\omega)=A\frac{e^{j\omega T}-1}{j\omega}\qquad t_0=T$$

$$K(j\omega)=a\frac{A\cdot e^{j\omega T}-1}{j\omega}\cdot e^{-j\omega T}=a\cdot A\frac{1}{j\omega}\left(1-e^{j\omega T}\right)$$

$$g(t)=a\cdot S(T-t)=\begin{cases}a\cdot A, & 0\le t<T\\ a, & t>0, t>T\end{cases}$$



Тўғри тўрт бурчакли якка импульс учун мослашган фильтрнинг структуравий схемаси.



НАЗОРАТ САВОЛЛАРИ

1. Оптимал мослашган фильтр хақида тушунча.
2. Мослашган фильтрнинг комплекс узатиш коэффициенти ва унинг импульс характеристикасини тушунтириб беринг.
3. Мослашган фильтрнинг А.Ч.Х. сини ёзиб беринг.
4. Мослашган Ф.И.Х. сини характеристикасини чизиб тушунтириб беринг.
5. Тўғри тўрт бурчакли ягона импульс учун мослашган фильтрни чизиб беринг.
6. Тўғри тўрт бурчакли якка импульс учун мослашган фильтрнинг структуравий схемасини келтиринг.

24. МАЪРУЗА. ФАЗАСИ АНИҚЛАНМАГАН СИГНАЛЛАРНИ ОПТИМАЛ ҚАБУЛ ҚИЛИШ (НОКОГЕРЕНТ ҚАБУЛ ҚИЛИШ).

МАЪРУЗА РЕЖАСИ

1. m-сигналларни нокогерент қабуллаш қурилмаси структуравий схемаси.
2. Сигналларни нокогерент қабуллашда маълум бир Т-вақтда $x(t)$ ва $s_1(t)$ сигнал модулини ҳисоблаш.
3. Иккилик сигналларни оптимал когерент ва оптимал нокогерент қабуллашдаги ҳатоликлар эҳтимолликлари чизмаси.

Нокогерент қабуллаш СҚҚ киришида фойдали сигналнинг бошланғич фазаси аввалдан номаълум бўлганда қўлланади. Бундан ташқари сигнал $s(t)$ қазаси параметрлари вақт бўйича ўзгариб турувчи каналдан ўтганда тасодифий шаклда ўзгаради ва уни аниқлаш сезиларли қийинчиликларга олиб келади, баъзан эса сигнал $s(t)$ доимий параметрли каналлар орқали узатилан ҳолатда СҚҚ схемасини соддалаш мақсадида нокогерент қабуллаш усулидан фойдаланилади.

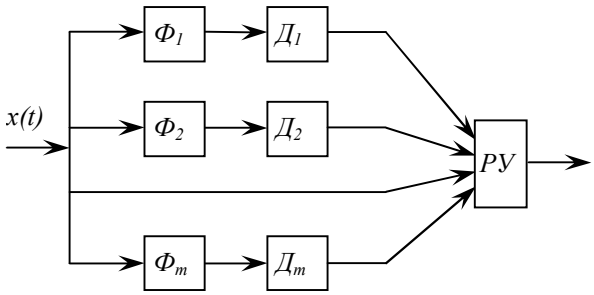
Оптимал нокогерент СҚҚ да кириш сигнали $x(t)$ нинг функцияси модули (ўровчиси) ҳисобланади, яъни

$$y_k = \left| \int_0^T x(t)\dot{s}_k^*(t)dt \right| \qquad (24.1)$$

аниқланади, ва y_k қайси бир узатилиши мумкин бўлган $s_k(t)$ сигнал билан $t = t_0$ вақтда энг катта қийматга эришса шу сигнал қайд этилади. Агар $s_1(t)$ сигнали узатилган бўлса, ҳатолик $y_1 < y_k$ (бунда $k \neq 1$) бўлган ҳолатда содир бўлади, яъни

$$\left| \int_0^T \dot{x}(t)\dot{s}_1^*(t)dt \right| < \left| \int_0^T \dot{x}(t)\dot{s}_k^*(t)dt \right|, \qquad (k \neq 1, k = 2,3,...m) \qquad (24.2)$$

(23.1) шартни амалга оширувчи СҚҚ структуравий схемаси 24.1-расмда келтирилган. Бу СҚҚ m-та мослашган фильтрдан, амплитуда детекторидан ва таққослаш қурилмасидан иборат. Ҳар бир мослашган фильтр (МФ) чиқишида кириш сигнали $x(t)$ ва узатилиши мумкин бўлган фойдали сигналлар $s_m(t)$ орасидаги ўзаро корреляция функциясига пропорционал чиқиш кучланиши ҳосил бўлади ва амплитуда детектори АД ушбу кучланишнинг ўровчисини ажратади.



24.1-расм. m-сигналларни нокогерент қабуллаш қурилмаси структуравий схемаси.

(24.2) Маълумки, сигналларни нокогерент қабуллашда маълум бир Т-вақтда $x(t)$ ва $s_1(t)$ сигнал модули ҳисобланади, яъни

$$y_k^2 = \left|\int_0^T x(t)s_k^*(t)dt\right|^2 = \left[2\int_0^T x(t)s_k(t)dt\right]^2 + \left[2\int_0^T x(t)\tilde{s}_k(t)dt\right]^2 \qquad (24.3)$$

Агар $s_1(t)$ сигнал узатилган бўлса, $x(t) = s_1(t) + w(t)$ бўлади ва натижада (12.71) қуйидаги кўринишни олади:

$$y_k^2 = \left|2\int_0^T [s_1(t) + w(t)]s_k(t)dt\right|^2 + \left|2\int_0^T [s_1(t) + w(t)]\tilde{s}_k(t)dt\right|^2 =$$
$$4\left|\int_0^T s_1(t)s_k(t)dt + \int_0^T w(t)s_k(t)dt\right|^2 + 4\left|\int_0^T s_1(t)\tilde{s}_k(t)dt + \int_0^T w(t)\tilde{s}_k(t)dt\right|^2 \qquad (24.4)$$

$s_k(t)$ сигналларнинг узатилиш эҳтимолликлари бир ҳил, бир ҳил энергияга эга ва улар ўзаро кучайган даражада ўзаро ортогонал (яъни сигналлардан бирини унинг комплекс мослашганигига алмашганда ҳам ортогоналлик ҳусусияти сақланса) бўлса, у ҳолда

$$y_k^2 = \left[2\int_0^T w(t)s_k(t)dt\right]^2 + \left[2\int_0^T w(t)\tilde{s}_k(t)dt\right]^2 = \varsigma_k^2 + \eta_k^2,$$
$$y_1^2 = (2E + \varsigma_1)^2 + \eta_1^2; \qquad (24.5)$$

бунда, $\varsigma_k = 2\int_0^T w(t)s_k(t)dt, \qquad \eta_k = 2\int_0^T w(t)\tilde{s}_k(t)dt$.

Тасодифий катталиклар ς_k ва η_k ўртача қиймати нольга, дисперсияси $\sigma^2 = \sigma_\varsigma^2 = \sigma_\eta^2$ $(\sigma^2 = 2N_0E)$ бўлган эҳтимоллиги нормал тақсимот қонунига бўйсунади. Юқоридагиларга асосан $y_k^2 = \varsigma_k^2 + \eta_k^2$ ҳам ўртача қиймати нольга тенг, дисперсияси $\sigma_y^2 = \sigma_\varsigma^2 = \sigma_\eta^2 = 2N_0E$ га тенг нормал тақсимот вонунига бўйсунади ва қуйидагича ифодаланади:

$$P(y_k) = \frac{y_k}{2N_0E}\exp\left(-\frac{y_k^2}{4N_0E}\right) \tag{24.6}$$

Тасодифий катталик y_1^2 ни икки вектор йиғиндиси деб тасаввур этиш мумкин, булардан бири узунлиги $L = 2E$ бўлиб, икинчиси бир-бирига боғлиқ бўлмаган нормал тақсимот қонунига бўйсунувчи дисперсияси $\sigma_1^2 = 2N_0E$ га тенг вектордир. Шунинг учун y_1^2 Реле умулашган тақсимот қонунига бўйсунади,

$$P(y_1) = \frac{y_1}{2N_0E}\exp\left(-\frac{y_1^2 + L^2}{4N_0E}\right)I_0\left(\frac{y_1L}{2N_0E}\right) \tag{24.7}$$

y_k қиймат, сигнал $s(t) = 0$ бўлса, СҚҚ киришидаги ҳалақит ўровчисига мос келади. Ҳалақит Гаусс қонунига бўйсунгани учун y_k^2 Реле тақсимот қонунига бўйсунади. Тасодифий катталик y_1 сигнал $s_1(t)$ ва ҳалақит $w(t)$ ларнинг йиғиндиси ўровчиси бўлганлиги учун Реле умумлашган тақсимот қонунига бўйсунади.

Энди нокогерент СҚҚ даги ҳатолик эҳтимоллигини аниқлаймиз, у умумий ҳолда қуйидагига тенг:

$$P_{ХНКГ} = 1 - P(y_1 > y_2, y_3 < y_m) \tag{24.8}$$

Иккилик (бинар) алоқа канали учун m=2

$$P_{ХНКГ} = 1 - P(y_1 > y_2) = P(y_2 > y_1) \tag{24.9}$$

$s_1(t)$ сигналнинг ҳато қабул қилиниши эҳтимоллигини ҳисоблаш учун y_1 нинг маълум бир қиймати учун $y_2 > y_1$ нинг эҳтимоллигини аниқлаймиз. Бу эҳтимоллик қуйидаги интеграл билан аниқланади:

$$I(y_1) = \int_{y_1}^{\infty} P(y_2)dy_2 \tag{24.10}$$

$I(y_1)$ - қиймати y_1 га боғлиқ бўлиб, унинг қийматини, яъни тўлиқ ҳатолик қийматини y_1 нинг ҳамма қийматларини $P(y_1)$ зичлик тақсимотини эътиборга олган ҳолда аниқланади. Шундай қилиб,

$$P_{ХНКГ} = P(y_2 > y_1) = \int_0^\infty I(y_1)P(y_1)dy_1 = \int_0^\infty P(y_1)dy_1 \cdot \int_{y_1}^\infty P(y_2)dy_2 \qquad (24.11)$$

(23.11) ифодага $P(y_1)$ ва $P(y_2)$ ифодалари (23.9), (23.10) ларни киритиб ва интеграллаш натижасида оптимал нокогерент қабулда ҳатолик эҳтимоллиги учун қуйидаги ифодани оламиз:

$$P_{XZ} = \frac{1}{2}e^{-\frac{q_0}{2}}, \quad \text{б унда } q_0 = \frac{E}{N_0} \qquad (24.12)$$

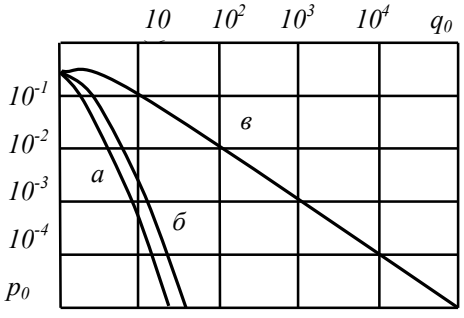
М-та сигнал узатилиши мумкин бўлган алоқа каналида сигнални оптимал нокогерент қабуллаш ҳатолиги қуйидагига тенг бўлади:

$$P_{ХНКГ} \approx \frac{m-1}{2}e^{-\frac{q_0}{2}} \qquad (24.13)$$

М-позицияли (турли) сигналларни оптимал когерент қабуллашдаги ҳатоликни, ушбу сигналларни нокогерент оптимал қабуллаш натижаларини таққослаш шуни кўрсатадики, бу ҳатоликлар иккилик каналдаги ҳатолик учун қуйидаги ифодалар орқали аниқланади.

$$P_{ХМ} \approx (m-1)P_{Х2} \qquad (24.14)$$

23.2-расмда иккилик сигналларни оптимал когерент қабуллаш ва оптимал нокогерент қабуллашдаги ҳатоликлар эҳтимолликлари чизмаси келтирилган. Ушбу боғланишларни таҳлили оптимал нокогерент қабулдаги ҳатолик эҳтимоллиги оптимал когерент қабуллашдаги ҳатолик эҳтимоллигидан кўп фарқ қилмайди. Бу фарқ $q < 1$ кичик ва сигнал нооптимал қабул қилинганда катта бўлади.



24.2-расм. Иккилик сигналларни оптимал когерент ва оптимал нокогерент қабуллашдаги ҳатоликлар эҳтимолликлари чизмаси.

Назорат саволлари

1. Котельников оптимал СҚҚ структуравий схемасини чизинг ва ишлаш принципини тушунтиринг.
2. Иккилик сигнал учун оптимал корреляцион СҚҚ структуравий схемасини чизинг ва ишлаш прициpини тушунтиринг.
3. m-сигналларни нокогерент қабуллаш қурилмаси структуравий схемасини келтиринг.
4. Сигналларни нокогерент қабуллашда маълум бир Т-вақтда $x(t)$ ва $s_1(t)$ сигнал модулини ҳисобланг.
5. Иккилик сигналларни оптимал когерент ва оптимал нокогерент қабуллашдаги ҳатоликлар эҳтимолликлари чизмасини чизинг.

25..МАЪРУЗА. ДИСКРЕТ СИГНАЛЛАРНИ ҚАБУЛ ҚИЛИШДА ПОТЕНЦИАЛ ХАЛАҚИТБАРДОШЛИК.

МАЪРУЗА РЕЖАСИ

1. Дискрет сигналларни оптимал когорент хато қабул қилиш алгоритми.
2. Дискрет иккилик сигналларни потенциал ҳалақит бардошлиги.
3. Дискрет иккилик АМ сигналларни хато қабул қилиш эхтимоллиги.
4. Дискрет иккилик ЧМ сигналларни хато қабул қилиш эхтимоллиги.
5. Дискрет иккилик ФМ сигнални хато қабул қилиш эхтимоллиги.

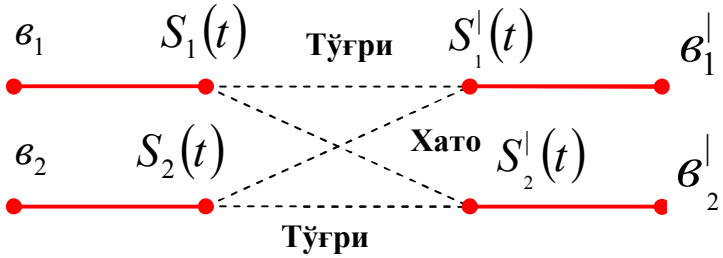
Дискрет сигналларни когорент қабул қилишда потенциал ҳалақит бардошлик сигнални хато қабул қилиш эхтимоллиги билан ўлчанади. Алоқа линияси орқали иккита дискрет сигнал ўзатилсин:

$$S_1(t)=1 \qquad S_2(t)=0$$

Ушбу сигналларни ўзатилиш эхтимолликлари тенг бўлсин:

$$P_1=P_2=\frac{1}{2}$$

Бу дискрет сигналларга оқ шовқин кўринишдаги адитив ҳалақт таъсир қилсин. Бу ҳалақтнинг ўрта қиймати **n(t) =0** га тенг. Демодулятор томонидан қабул қилаётган $z_i(t)=S_i(t)+n(t)$ сигнал тасодифийдир. Чунки олдиндан қайсибир $S_i(t)$ сигнал ўзатилиши ва унга қандай кўринишдаги ҳалақт таъсир қилиши номаълумдир. Ҳалақт таъсирда сиганллар хато қабул қилиш мумкин.



Дискрет сигналларни оптимал когорент хато қабул қилиш алгоритмни қўйидаги тенгсизлик билан берилади:

$$\int_0^T Z(t)\cdot S_1(t)dt - \frac{E_1}{2} \underset{S_2}{\overset{S_1}{\lessgtr}} \int_0^T Z(t)\cdot S_2(t)dt - \frac{E_2}{2} \qquad (25.1)$$

$$E_i = \int_0^T S_i^2(t)dt$$

Дискрет иккилик сигналларни потенциал ҳалақит бардошлиги бу сигналларни хато қабул қилиш эхтимоллиги билан ўлчанади. Хато қабул қилиш эхтимоллиги қўйидаги формула билан ўлчанади:

$$P_{XK} = \frac{1}{\sqrt{2\Pi}} \int_\alpha^\infty e^{-\eta^2} d\eta \qquad (25.2) \qquad \alpha = 0{,}5 / E_Э \sqrt{\frac{E_Э}{2} \cdot G_0}$$

G_0 - Халақтнинг спектор зичлиги.

$E_Э$ - (эквивалент) – сигналларнинг эквивалент энергияси, ёки сигналлар орасидаги масофанинг квадрати.

$$E_Э = d^2_{S_1S_2} = \int_0^T \left(S_1(t) - S_2(t)\right)^2 dt \qquad (25.3)$$

(2) – формула орқали интегрални тўғридан тўғри хисоблаб бўлмайди. Бу интегрални хисоблаш учун Крамп функциясидан фойидаланамиз:

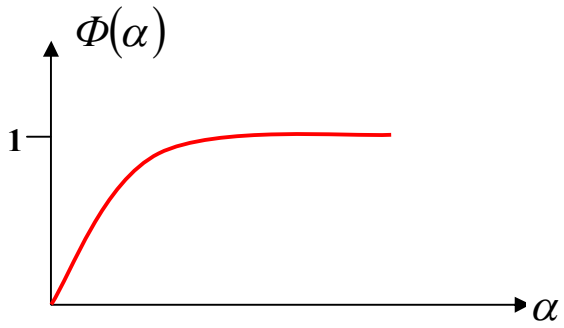
$$\Phi(\alpha) = \frac{2}{\sqrt{2\Pi}} \int_0^\alpha e^{-\eta^2/2} d\eta \qquad (254)$$

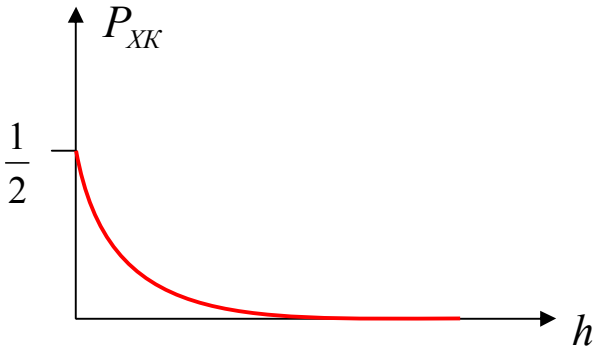
$$\Phi(\infty) = 1 \qquad \Phi(0) = 0 \qquad (25.5)$$

Тўртинчи ва бешинчи формулаларни хисобга олиб иккинчи функцияни қўйидагича хисоблуш мумкин:

$$P_{XK} = \frac{1}{2}\left(1 - \Phi(\alpha)\right)$$

$$\alpha = \sqrt{\frac{E_Э}{2G_0}}$$



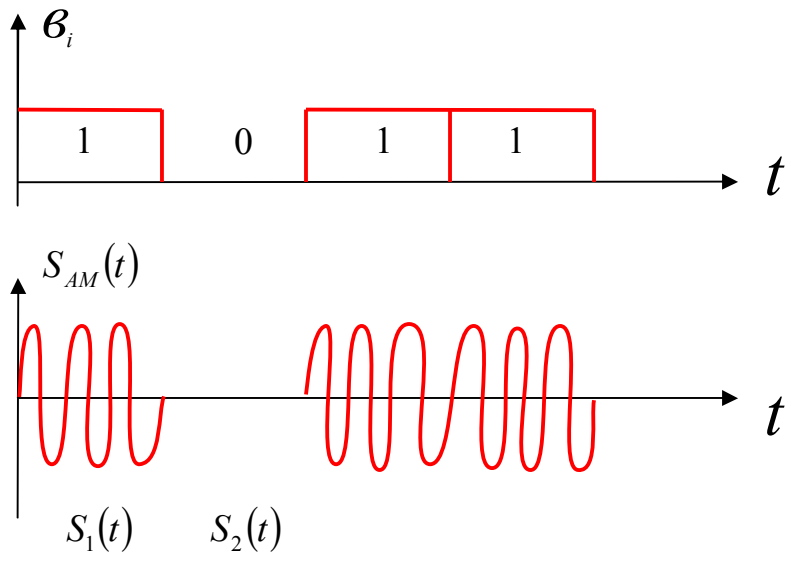


Эквивалент энергияни аниқлаймиз:

$$E_Э = d^2_{S_1S_2} = \int_0^T \left(S_1(t) - S_2(t)\right)^2 dt = \int_0^T S_1^2(t)dt + \int_0^T S_2^2(t)dt - 2 \Rightarrow$$

$$\Rightarrow \int_0^T S_1(t)S_1(t)dt = E_1 + E_2 - 2\int_0^T S_2(t)dt$$

1). Дискрет иккилик АМ сигналларни хато қабул қилиш эхтимоллиги аниқлаймиз:



$$S_{AM}(t) = S_1(t) = A \cdot \sin \omega_0 t \qquad S_2(t) = 0$$

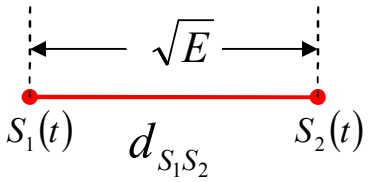
$$E_Э = d^2_{S_1S_2} = E_1 = E \qquad d_{S_1S_2} = \sqrt{E}$$

$$d_{AM} = \sqrt{\frac{E_Э}{2G_0}} = \sqrt{\frac{E_1}{2G_0}}$$

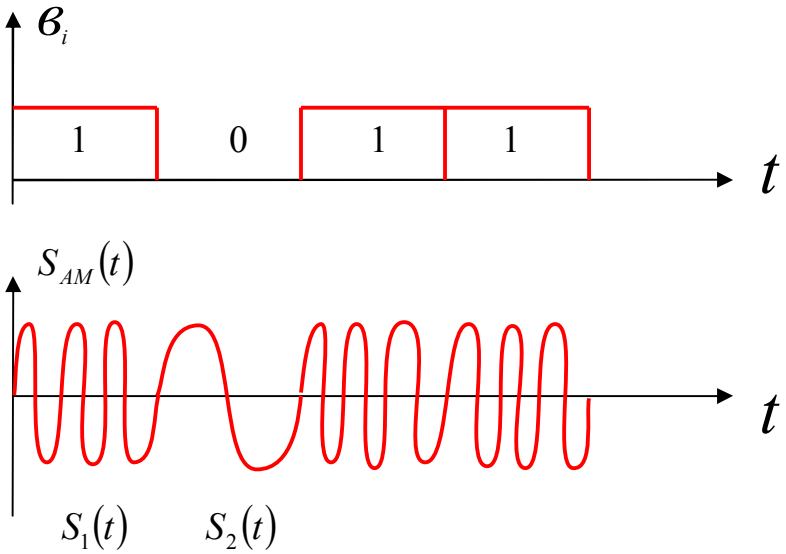
$$h^2 = \frac{E}{G_0} \qquad \Rightarrow \frac{Сигнал}{халакт} нисбати$$

$$\alpha_{AM} = h\sqrt{\frac{1}{2}}$$

$$P_{AM} = \frac{1}{2}\left(1 - \Phi\left(h\sqrt{0{,}5}\right)\right)$$



2). Дискрет иккилик ЧМ сигналларни хато қабул қилиш эхтимоллиги аниқлаймиз:

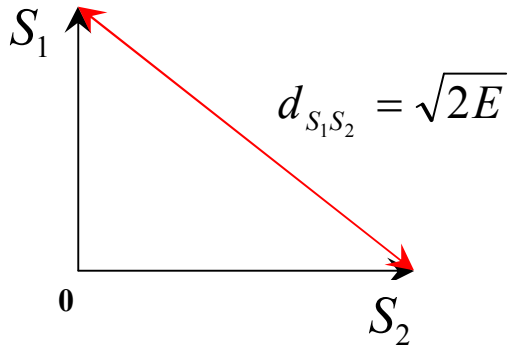


$$S_1(t) = A\sin(\omega_1 t) \qquad S_2(t) = A\sin(\omega_2 t) \qquad \omega_1 > \omega_2$$

Бу сигналлар ортогонал сигналлардир. Дискрет ЧМ сигналнинг эквивалент энергияси аниқлаймиз:

$$E_Э = E_1 + E_2 - \int_0^T S_1(t)S_2(t)dt = 2E \qquad (E_1 = E_2)$$

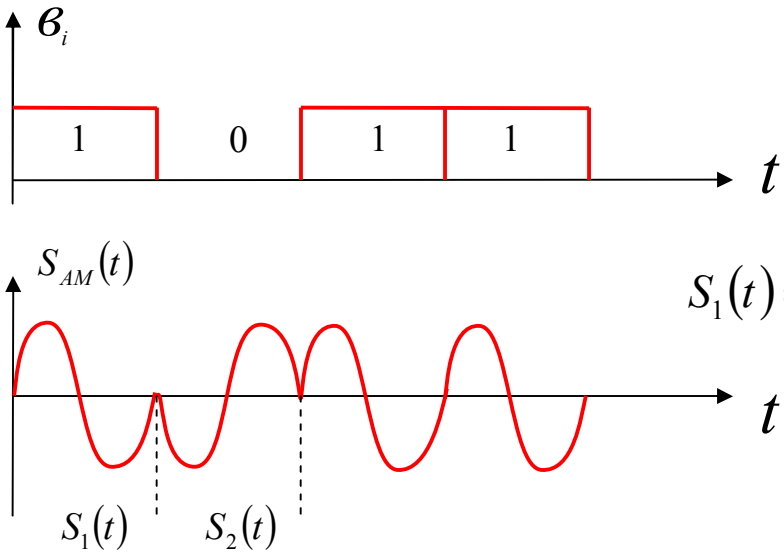
$$E_Э = d^2_{S_1S_2} = 2E \qquad d_{S_1S_2} = \sqrt{2E}$$



$$\alpha_{ЧМ} = \sqrt{\frac{E_Э}{2G_0}} = \sqrt{\frac{E}{G_0}} = h$$

$$P_{ХК} = \frac{1}{2}(1 - \Phi(h)) \qquad (ЧМ)$$

3). Дискрет иккилик ФМ сигнални хато қабул қилиш эхтимоллиги аниқлаймиз:



$$S_1(t) = A\sin\omega_0 t$$

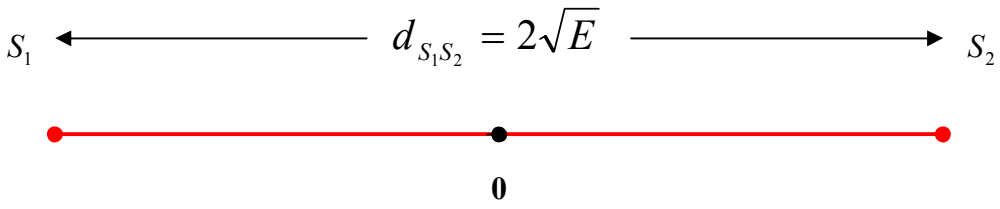
$$S_1(t) = A\sin(\omega_0 t + \Pi) = -S_1(t)$$

$$S_2(t) = -S_1(t)$$

Бу сигналлар қарама – қарши сигналлар.

$$E_Э = E_1 = E_2 = E$$

$$E_Э = E_1 + E_2 - \int_0^T S_1(t)S_2(t)dt = 4E \qquad d^2_{S_1S_2} = E_Э = 4E \qquad d_{S_1S_2} = 2\sqrt{E}$$



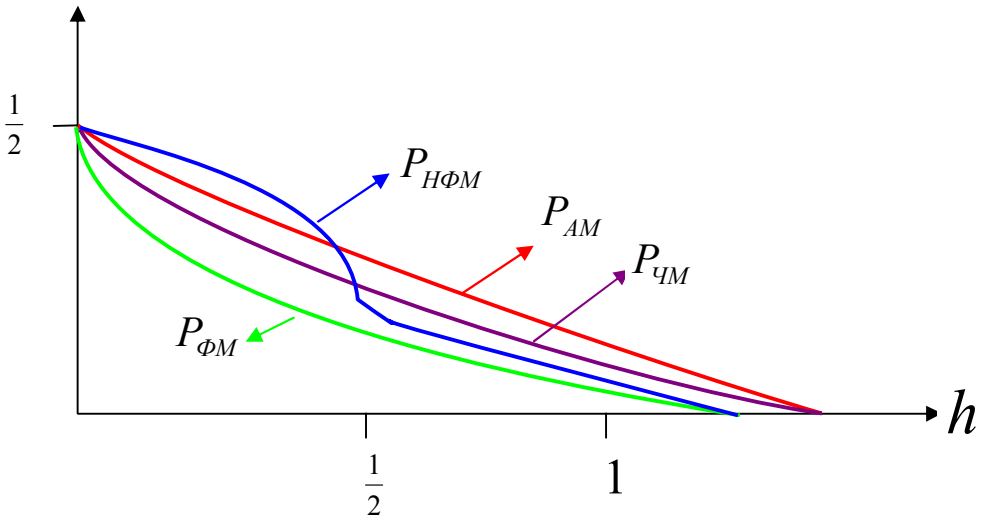
$$\alpha_{ФМ} = \sqrt{\frac{E_Э}{2G_0}} = \sqrt{\frac{4E}{2G_0}} = \sqrt{2E} = h\sqrt{2}$$

$$P_{ХК} = \frac{1}{2}\left(1 - Ф\left(h\sqrt{2}\right)\right) \qquad (ФМ)$$

$$\alpha_{АМ} < \alpha_{ЧМ} < \alpha_{ФМ} \qquad P_{АМ} < P_{ЧМ} < P_{ФМ}$$

Энг ката ҳалақт бардошликка дискрет фаза модуляциясига эга (дискрет сигналларни хато қабул қилиш эхтимоллиги энг кичик).
“Max” энергия қиймати бўйича дискрет частота модуляцияси дискрет ФМ га нисбатан икки марта камдир. Лекин дискрет АМ га нисбатан тўрт баробар кўпдир. Афсуски дискрет ФМ дан тескари ишлаш эффекти мавжуддир, яъни дискрет иккилик ФМ алоқа системаси қабул қилиш томонида “1” ёки “0” белгиси бир марта хато қабул қилинса, ундан кейинги сигналлар тўғри қабул қилинса ҳам 1→0 га 0→1 га айланиб қолади. Шунга тескари ишлаш эффекти дейилади.Шунинг учун амалиётда дискрет ФМ ўрнига унинг модуляцияси НФМ ишлатилади. НФМ да хато қабул қилиш эхтимоллиги қўйидаги формула орқали аниқланади:

$$P_{ХК} = 2P_{ФМ}\left(1 - P_{ФМ}\right)$$



НАЗОРАТ САВОЛЛАРИ

1. Дискрет сигналларни оптимал когорент хато қабул қилиш алгоритмини тушунтиринг.
2. Дискрет иккилик сигналларни потенциал ҳалақит бардошлиги тенгсизлигини ёзинг.
3. Дискрет иккилик АМ сигналларни хато қабул қилиш эхтимоллигини аниқланг.
4. Дискрет иккилик ЧМ сигналларни хато қабул қилиш эхтимоллигини аниқланг.
5. Дискрет иккилик ФМ сигнални хато қабул қилиш эхтимоллигини аниқланг.
6. НФМ да хато қабул қилиш эхтимоллигини аниқлаш формуласини келтиринг.

ТАСОДИФИЙ ЖАРАЁНЛАРНИНГ ЭЛЕКТР ЗАНЖИРЛАРИДАН ЎТИШИ
26. МАЪРУЗА ЧИЗИҚЛИ ЗАНЖИРЛАРГА ТАСОДИФИЙ ЖАРАЁНЛАРНИНГ ТАЪСИРИ

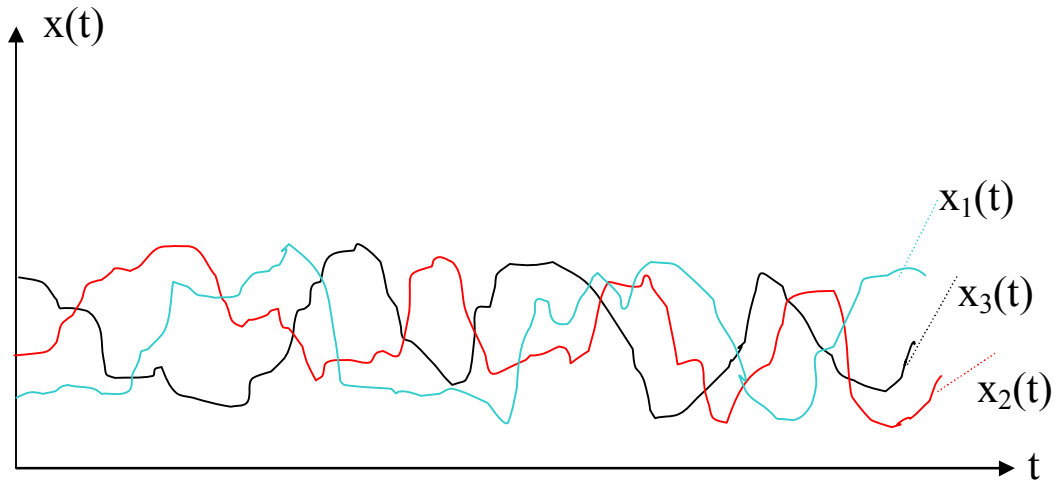
МАЪРУЗА РЕЖАСИ

1. Тасодифий жараёнларнинг электр занжирларидан ўтиши.
2. Чизиқли занжирларга тасодифий жараёнларнинг таъсири.
3. Тасодифий жараёнининг ансамбли ва кесими.
4. Тасодифий жараёнинг сонли характеристикалари.
5. Корроляцион функциянинг хоссалари.

Алока линияси буйлаб узатилаётган сигналларни ва уларга зарарни таъсир киладиган халактларни тасодифий жараёнлар деб караш мумкин. Чунки кабул килиш томонида олдиндан кандай сигнал узатилганлиги ва бу сигналга кандай куринишдаги халакит таъсир килиши олдиндан номаълумдир.

Тасодифий жараён деб кесиши олдиндан номаълум булган жараёнга айтилади.

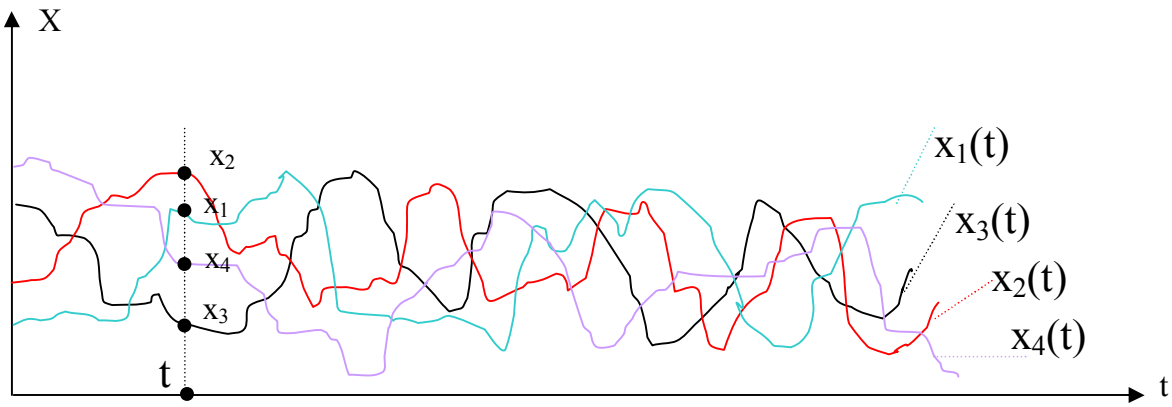
Тасодифий жараён деб эхтимоллик характеристикалари вактга боглик булган тасодифий микдорга айтилади.



Тасодифий жараённинг хар бир конкрет куринишига унинг реализацияси дейилади.

Тасодифий жараённинг реализациялар тупламига тасодифий жараённинг ансамли дейилади.

Тасодифий жараённинг кесими деб t нинг бирор бир моментидаги тасодифий жараённинг кабул килиш мумкин булган кийматларини тупламига айтилади.



Тасодифий жараён аникланган дейилади, агар унинг куп улчовли таксимот конуни берилган булса.

$W_1(x,t)=\frac{dF(x,t)}{dx}$ - Бир улчовли таксимот конуни (эхтимоллик зичлиги)

$W_2(x_1,x_2,t_1,t_2)=\frac{\partial^2 F(x_1,x_2,t_1,t_2)}{\partial x_1 \partial x_2}$ - Икки улчовли таксимот конуни (эхтимоллик зичлиги)

$W_L(x_1,x_2,...x_L t_1,t_2..t_L)=\frac{\partial^L F(x_1,x_2-x_L,t_1,t_2..t_L)}{\partial x_1 \partial x_2 ... \partial x_L}$ - L улчовли

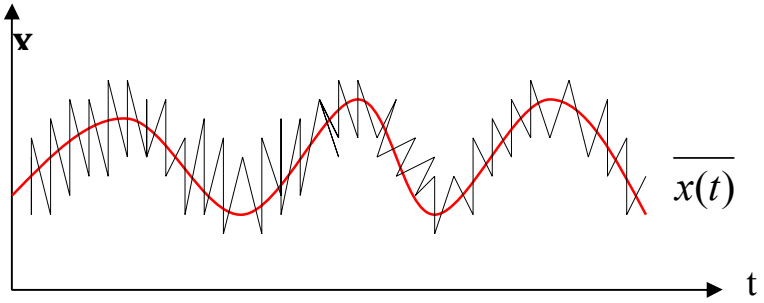
Тасодифий жараёнларнинг сонли характеристикалари икки хил усулда аникланиши мумкин.

1) Тасодифий жараённинг ансамбли буйича
2) Тасодифий жараённинг битта реализацияси оркали t буйича.

I. Тасодифий жараённинг ансамбли буйича сонли характеристикалари

1. Тасодифий жараённинг матем кутилмаси.

$\overline{x(t)}=\int_{-\infty}^{\infty} x(t)W(x,t)dx$



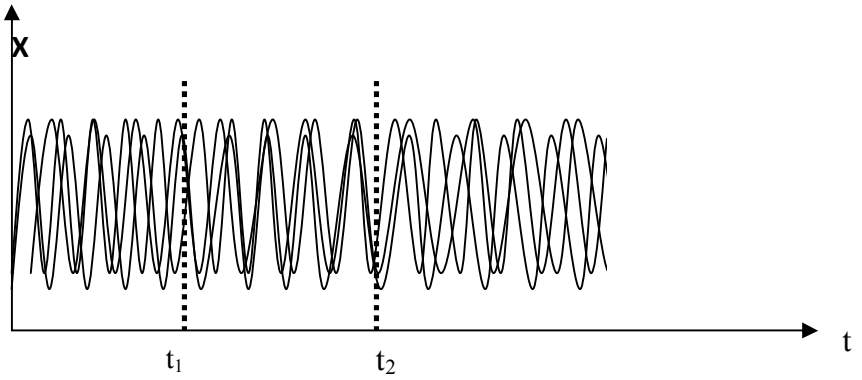
2. Тасодифий жараённинг дисперсияси

$$\overline{D[x(t)]} = \int_{-\infty}^{\infty} (x(t) - \overline{x(t)})^2 W(x.t)dx$$

3. Тасодифий жараённинг автокорреляцион функцияси.

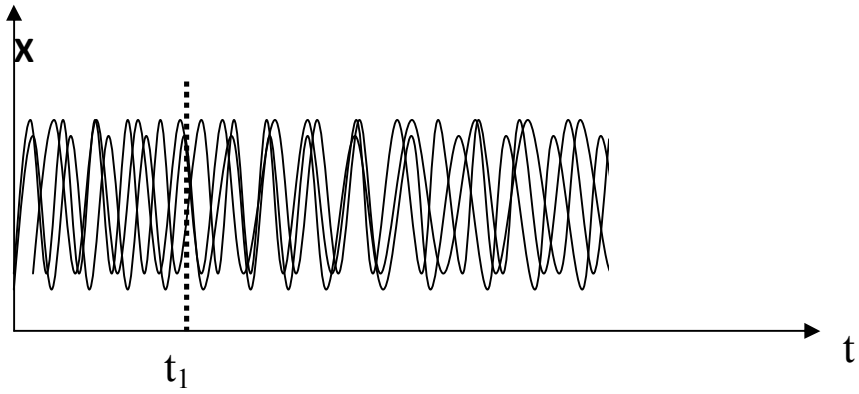
Тасодифий жараённинг автокорреляцион функцияси тасодифий жараёни 2 та кесимини бир-бирига статистик богликлик ухшашлик даражасини курсатади.

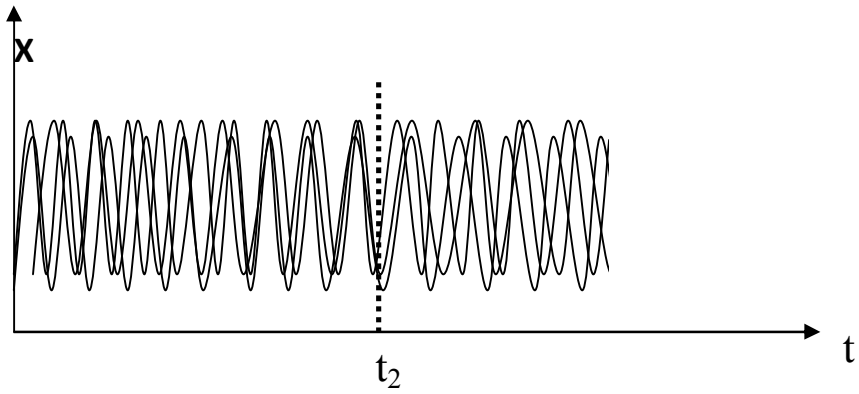
$$B_x(t_1, t_2) = \int_{-\infty}^{\infty}\int_{-\infty}^{\infty} x_1(t_1) \cdot x_2(t_2) \cdot W(x_1, x_2; t_1, t_2)dx_1 dx_2$$



4. Тасодифий жараёнларнинг узаро корреляцион функцияси

Тасодифий жараёнларнинг узаро корреляцион функцияси деб 2 та хар хил тасодифий жараёнларнинг 2 та кесимини бир-бимрига ухшашлик статистик богликлик даражасини курсатади.

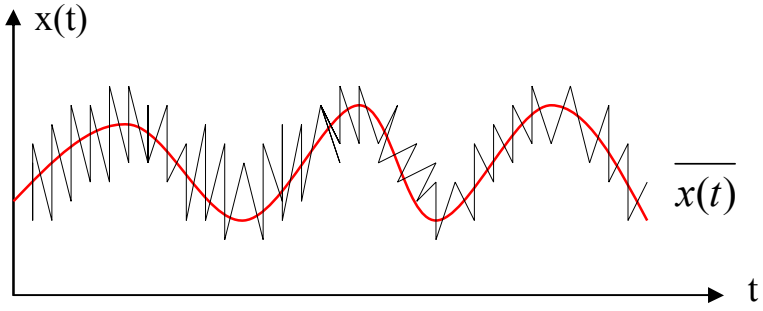




$$B_{xy}(t_1,t_2)=\int_{-\infty}^{\infty}\int_{-\infty}^{\infty}x_1(t_1)\cdot y(t_2)\cdot W(x_1,y;t_1,t_2)dxdxy$$

II. 1 та реализация оркали t буйича аникланган сонли характиристикалари.

1. Тасодифий жараённинг реализациясининг урта киймати.



$$\overline{x(t)} = \lim_{\tau\to\infty}\frac{1}{\tau}\int_{-\frac{\tau}{2}}^{\frac{\tau}{2}} x(t)dx$$

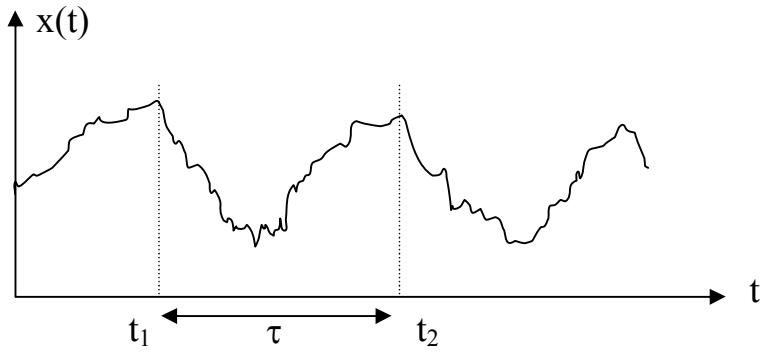
Тасодифий жараённинг битта реализацияси оркали t буйича олинган урта кийматининг физик маъноси токнинг ёки кучланишнинг узгармас кисми.

2. Тасодифий жараённинг дисперсияси

$$\overline{D[x(t)]} = \lim_{\tau\to\infty}\frac{1}{\tau}\int_{-\frac{\tau}{2}}^{\frac{\tau}{2}}[x(t)-\overline{x(t)}]^2 dt$$

Тасодифий жараённинг дисперсиясининг физик маъноси ток кувватини узгарувчан кисми.

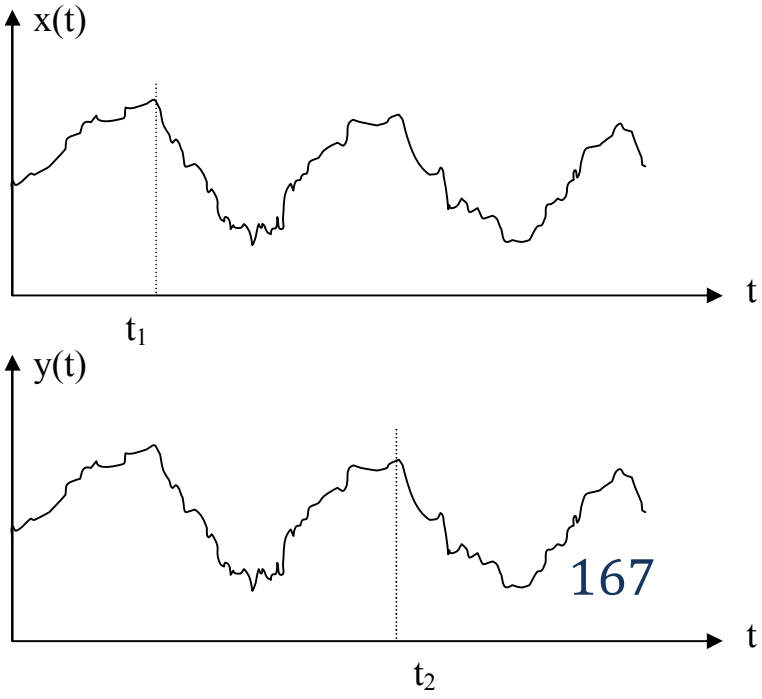
3. Авто корраляцион функция $\tau = t_2 - t_1$



$$B_x(\tau) = \lim_{\tau\to\infty}\frac{1}{\tau}\int_{-\frac{\tau}{2}}^{\frac{\tau}{2}} x(t)x(t-\tau)dt$$

$$B_x(\tau) = \lim_{\tau\to\infty}\frac{1}{\tau}\int_{-\frac{\tau}{2}}^{\frac{\tau}{2}} x(t)x(t+\tau)dt$$

4. Узаро корроляцион функция.



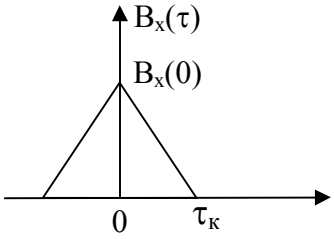
$$B_{xy}(\tau) = \lim_{\tau\to\infty}\frac{1}{\tau}\int_{-\frac{\tau}{2}}^{\frac{\tau}{2}} x(t)x(t-\tau)dt$$

$$B_{xy}(\tau) = \lim_{\tau\to\infty}\frac{1}{\tau}\int_{-\frac{\tau}{2}}^{\frac{\tau}{2}} x(t)x(t+\tau)dt$$

Корроляцион функциянинг хоссалари

1. $B_x(\tau)=B_x(-\tau)$

2. $B_x(0)=D[\overline{x(t)}]$

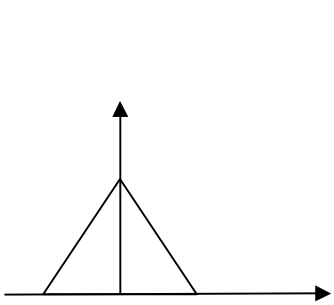


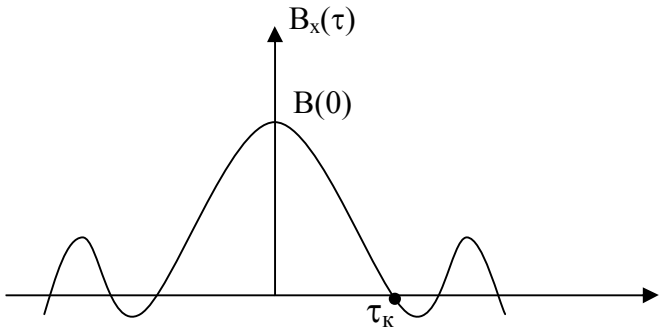
3. $B_x(\tau) \le B_x(0)$

4. $B_x(\infty) = 0$

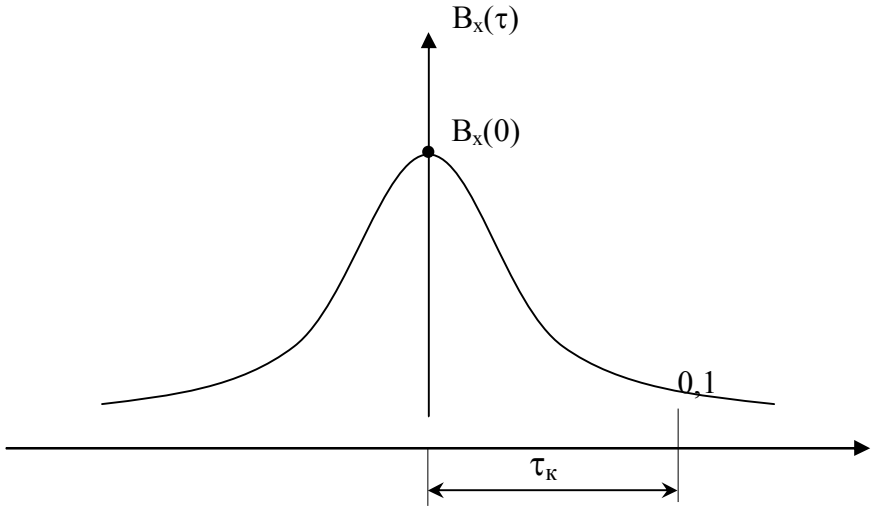
Агар корроляцион функциянинг $\tau_к$ короляция интервали деб τ нинг шундай кийматигга айтиладики бундай τ да у 0 га тенг булади. $B_x(\tau)=0$

$$\tau_к = \frac{1}{B(0)} \int_0^\infty |B(\tau)|\, d\tau$$





Нолга тенг булмаган холат.



НАЗОРАТ САВОЛЛАРИ

1. Тасодифий жараён бир реализацияси қандай кўринишда бўлади? Тасодифий жараён графигини чизинг.
2. Эҳтимоллик интеграл тақсимот қонуни графигини чизинг, бир ўлчамли интеграл таҳсимот қонуни нимани англатади?
3. Эҳтимоллик дифференциал зичлиги Конуни графигини чизинг. Бир он учун дифференциал зичлик қонуни нимани англатади?
4. Тасодифий жараён асосий параметрларини айтиб беринг. Ўртача қиймат ва дисперция нима?
5. Автокоррекция функцияси деганда нимани тушунилади?
6. Ўзаро коррекция функцияси деганда нимани тушунилади?
7. Коррекция коэффиценти нима ва у қандай ораликда ўзгаради?
8. Эргодиклик хоссаси нима?

27. МАЪРУЗА . НОЧИЗИҚЛИ ЗАНЖИРЛАРГА ТАСОДИФИЙ ЖАРАЁНЛАРНИНГ ТАЪСИРИ

МАЪРУЗА РЕЖАСИ

1. Тасодифий жараёнларнинг энергетик спектори.
2. Ночизиқли занжирларга тасодифий жараёнларнинг таъсири.
3. Ночизиқли занжирлардаги тасодифий сигналларнинг спекторини Фурье алмаштириши оркали аниклаш.

Ночизиқли занжирлардаги тасодифий сигналларнинг маълум бирон сигналларнинг спектори Фурье алмаштириши оркали аникланади.

$$S(j\omega)=\int_{-\infty}^{\infty}S(j\omega)e^{j\omega t}d\omega \quad \text{-сигналнинг спектор зичлиги} \quad (27.1)$$

$$S(j\omega)=\frac{1}{2\pi}\int_{-\infty}^{\infty}S(j\omega)e^{j\omega t}d\omega \quad \text{-сигнал} \quad (27.2)$$

$$S(j\omega)=S(\omega)e^{j\varphi(\omega)} \quad \text{-ФС} \quad (27.3)$$

$$S(j\omega)=S(\omega)-jS(\omega) \quad \text{-АС} \quad (27.4)$$

$$S(\omega)=\mid S(j\omega)\mid=\sqrt{S_1^2(\omega)+S_2^2(\omega)} \quad (27.5)$$

$$\varphi(\omega)=arctg[-S_2(\omega)/S_1(\omega)] \quad (27.6)$$

Тасодифий жараёнларнинг спекторларини аниклаш учун куйидаги усулни куллаш лозим эди:

Юкоридаги келтирилган формулалар ёрдамида хар бир реализацияси учун амплитуда спекторларини аниклаб, уларни бутун ансамбл буйича урталаштириб тасодифий жараён ансамбли учун спекторини аниклаш мумкин эди. Аммо амплитуда спектори комлекс функция булганлиги учун бу усулни куллаб булмайди. Чунки спекторга тасодифий фаза таъсир килади. Бу тасодифий фазалар тасодифий ва эркли булганликлари учун тасодифий жараёнларнинг амплитуда спектори 0 га тенг булиб колган.

Тасодифий фаза таъсиридан кутилиш учун Американдик олим Виннер энергетик спектор деган тушунчани киритди.

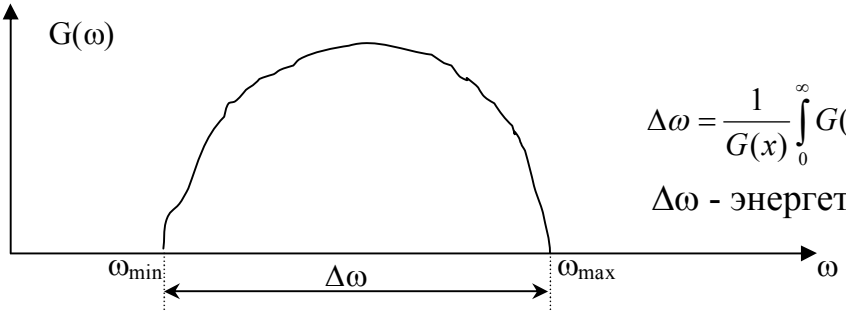
$S_T(-j\omega)*S_T(-j\omega)$ - комплекс ёндошган спектор зичликлар. (27.7)

$$S_t(-j\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} S(t) * e^{j\omega t} dt \quad (26.8)$$

$$S_T(-j\omega) * S_T(-j\omega) = |S_T(j\omega)|^2 = \int_{-\infty}^{\infty} x^2(t)dt = E \quad (27.9)$$

$G(\omega) = \lim_{T\to\infty} \frac{|S_T(j\omega)|^2}{T}$ $\left[\frac{Bm}{Гy}\right]$ - кувват электр зичлиги

Тасодифий жараённинг спектор зичлиги тасодифий жараённинг умумий кувватини хар бир частотадаги таксимланишини курсатади:



$$\Delta\omega = \frac{1}{G(x)} \int_0^{\infty} G(\omega)dx$$

Δω - энергетик спектор кенглиги

$$B_0(\omega) = 2\int_0^{\infty} B(\tau)d\tau \quad (26.10) \qquad B(0) = \frac{1}{\pi}\int_0^{\infty} G(\omega)d\omega \quad (27.11)$$

Куйидагини ёзамиз: (27.10) ва (27.11) ни (27.7) ва (27.8) га куямиз:

$$\Delta\omega * \tau_{л} = \frac{1}{2\int_0^{\infty} B(\tau)d\tau * \int_0^{\infty} G(\omega)d\omega} * \frac{1}{\frac{1}{\pi}\int_0^{\infty} B(\tau)d\tau} = \frac{\pi}{2}$$

Яъни: $\Delta\omega\tau_{k^2} = \frac{\pi}{2}$

НАЗОРАТ САВОЛЛАРИ

1. Тасодифий жараёнларнинг энергетик спектрини келтиринг.

2. Ночизиқли занжирларга тасодифий жараёнларнинг таъсирини тушунтиринг.

3. Ночизиқли занжирлардаги тасодифий сигналларнинг спектрини Фурье алмаштириши оркали аниклашни ёзинг.

4. Тасодифий жараённинг спектор зичлиги тасодифий жараённинг умумий кувватини хар бир частотадаги таксимланишини графигини чизинг.
5. комплекс ёндошган спектор зичликлар формуласини ёзинг.
6. Қувват электр зичлиги нима?

28. МАЪРУЗА ТОР ПОЛОСАЛИ ТАСОДИФИЙ ЖАРАЁНЛАР

МАЪРУЗА РЕЖАСИ

1. Нормал тақсимот қонуни графиги ва умумий формуласи.
2. Флуктацион халақитлар.
3. Дифференциал ва интеграл тақсимот қонунлари.
4. Тор полосали тасодифий жараён ташкил этувчиларининг бошланғич фазалари тақсимоти.
5. Тор полосали Гаусс тасодифий жараён ўровчиси эҳтимоллиги зичлиги.

Флуктуацион ҳалақит стационар тасодифий жараён бўлиб, эҳтимоллик нормал (Гаусс) тақсимот қонунига бўйсунади. Чунки флуктуацион ҳалақит жуда кўп сонли бир-бири билан боғлиқ бўлмаган тасодифий катталикларнинг йиғиндисидан иборат бўлгани учун эҳтимоллик назариясининг марказий чегаравий теоремасига асосан нормал тақсимот қонунига бўйсунади.

Бир ўлчамли зичлик эҳтимоллик тақсимоти ифодаси Гаусс жараёни учун қуйидаги кўринишга эга:

$$P(w)=\frac{1}{\sqrt{2\pi}\delta}e^{-\frac{(w-\overline{w})^2}{2\delta^2}} \qquad (28.1)$$

бунда, $\overline{w}$ - тасодифий жараён ўртача қиймати; δ^2 - тасодифий жараён дисперсияси.

Флуктуацион ҳалақитлар учун wнинг мусбат ва манфий қийматлари бир ҳил эҳтимолликка эга, шунинг учун $\overline{w}=0$, дисперсия δ^2 ҳалақитнинг қуввати Р га тенг, ҳалақитнинг эффектив (самарали) қиймати $Q_{n\text{э}}=\sqrt{P}=\delta_n$. Юқоридагиларни эътиборга олиш натижасида ҳалақит эҳтимоллиги зичлиги учун қуйидаги ифодани оламиз:

$$P(w)=\frac{1}{\sqrt{2\pi}\delta_n}e^{-\frac{w^2}{2\delta_n^2}}. \qquad (28.2)$$

Бунга мос равишда эҳтимоллик тақсимоти интеграл функцияси қуйидагича бўлади:

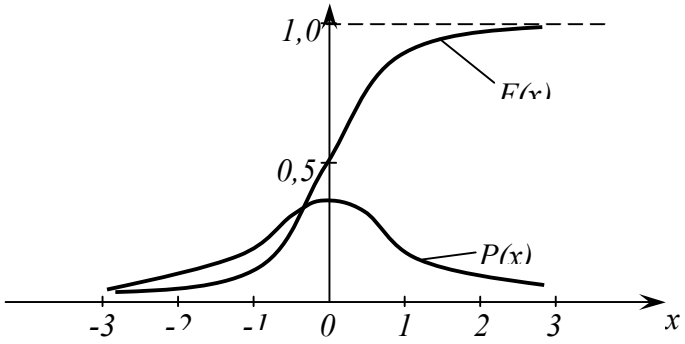
$$F(u_0)=P(u\le u_0)=\frac{1}{\sqrt{2\pi}}\int_{-\infty}^{u_0}e^{-\frac{u^2}{2}}du=\frac{1}{2}[1+\Phi(u_0)], \qquad (28.3)$$

бунда, $u = \frac{w}{\delta_n}$ ҳалақитнинг нисбий қиймати;

$$\Phi(u) = \frac{2}{\sqrt{2\pi}} \int_0^u e^{-\frac{t^2}{2}} dt . \qquad (28.4)$$

$\Phi(u)$ - эҳтимоллик интеграли ёки Крамп функцияси деб аталади. Крамп функцияси тоқ функция бўлиб $\Phi(-u) = -\Phi(u)$, бундан ташқари $\Phi(\infty) = 1$ ва $\Phi(0) = 0$

27.1-расмда Гаусс жараёни интеграл ва дифференциал тақсимоти чизмалари келтирилган.



27.1. расм. Дифференциал ва интеграл тақсимот қонунлари.

Эҳтимоллик тақсимоти қонуни асосида ҳалақит қийматининг берилган ораликда бўлиш эҳтимоллигини аниқлаш мумкин, мисол учун u_1 ва u_2 ораликда бўлишини:

$$P\left[u_1 < u < u_2\right] = \int_{u_1}^{u_2} P(u)du . \qquad (28.5)$$

(27.5) ифодадаги $P(u)$ ўрнига (27.6) ни қўйиб қуйидагини оламиз:

$$P(u_1 < u < u_2) = \frac{1}{2}\left[\Phi(u_2) - \Phi(u_1)\right] \qquad (28.6)$$

(27.6) ифодага $u_2 = \infty$ ва $u_1 = u_0$ ни қўйиб, ҳалақитнинг берилган u_0 дан катта қийматда бўлиш эҳтимоллигини ҳам аниқлаш мумкин:

$$P(u > u_0) = \frac{1}{2}\left[\Phi(\infty) - \Phi(u_0)\right] = \frac{1}{2}\left[1 - \Phi(u_0)\right] \qquad (28.7)$$

(27.7) формула асосида ҳисоблашлар шуни кўрсатадики, ҳалақитнинг берилган u_0 сатҳдан катта бўлиш эҳтимоллиги u_0 катталашган сари ундан тезроқ кичиклашади.

Ҳалақит нисбий сатҳ $u_0 = 1$ дан катта бўлиш эҳтимоллиги 0,16 га; $u_0 = 3$ дан катта бўлиш эҳтимоллиги 13×10^{-4}; ва ниҳоят $u_0 = 4$ нисбий сатҳдан катта бўлиш эҳтимоллиги $3{,}5 \times 10^{-5}$ га тенг. Бундан кўриниб турибдики, ҳалақит ўзининг эффектив (самарадор) қийматида 3 марта катта бўлиш эҳтимоллиги жуда кам. Ҳалақитнинг энг катта қиймати унинг эффектив қийматидан 3,5÷4,5 маротаба катта, шунинг учун флуктуацион ҳалақитни импулссимон ҳалақитдан фарқлироқ текис ҳалақит деб аталади. Чунки импулссимон ҳалақитнинг энг катта қийматининг энг кичик қийматига нисбати жуда катта ($10^2 \div 10^6$) бўлади.

Флуктуацион ҳалақит ташкил этувчилари бир-бири билан статистик боғланишга эга бўлмаганлиги учун бундай ҳалақитлар “оқ шовқин” ҳалақитлар даб аталади, чунки унинг спектри оқ ранг спектрига ўхшаш жуда кенг, назарий нуқтаи назардан 0 дан ∞ орасида жойлашган флуктуацион ҳалақитлар автокорреляцион функциялари коэффициенти $R_{ij} = 0$ бўлади агар $i \neq j$ бўлса ва $R_{ij} = 1$ бўлади агар $i = j$ бўлса.

Флуктуацион ҳалақит n-ўлчамли эҳтимоллик тақсимот қонуни қуйидаги ифода орқали аниқланади:

$$P_n(w_1, w_2, w_3, \ldots w_n) = \prod_{k=1}^{n} P(w_k) = \frac{1}{(2\pi\delta_n^2)^{n/2}} e^{-\frac{1}{2\delta_n^2}\sum_{k=1}^{n} w_k^2}. \qquad (28.8)$$

Худди шунингдек флуктуацион ҳалақит автокорреляцион функцияси $\Delta\tau \neq 0$ да маълум катталикда бўлади, яъни $\Delta\tau$ нинг жуда кичик аммо нольга тенг бўлмаган қийматлари учун $R_{ij} \neq 0$ бўлади. Амалда иделлаштирилган шаклдан флуктуацион ҳалақит корреляция оралиғи $\Delta\tau$ радиотехник қурилма ёки тизимда ўтиш жараёни давомийлиги τ дан кичик бўлганда, яъни $\Delta\tau << \tau$ бўлганда фойдаланилади, ёки радиотехник қурилма сигнал ўтказиш полосасида ҳалақит спектрал ташкил этувчилари сатҳи ўзгармас бўлганда фойдаланилади.

Амалдаги алоқа қурилмалари ва тизимларида юқоридаги шартлар одатда тахминан бажарилади, шунинг учун флуктуацион ҳалақитларни бу ҳолларда “оқ шовқин” деб ҳисоблаш мумкин.

Флуктуацион тасодифий жараён спектри кенглиги ўзининг ўртача частотасига нисбатан жуда кичик бўлса, бундай тасодифий жараён тор полосали деб аталади. Бундай тасодифий жараён юқори ва оралиқ частотада

ишловчи радиоқурилмалар чиқишида кузатилади. Агар тор полосали тасодифий жараён оциллограф экранида кўрилса, у амплитудаси ва фазаси аста-секин тасодифий ўзгарувчи амплитудаси бўйича модуляцияланган тебранишларни эслатади. Бунда унинг частотаси тасодифий жараён спектри ўртача частотаси атрофида аста-секин ўзгаради, амплитудасининг ўзгариш тезлиги эса тасодифий жараён спектри кенглигига боғлиқ бўлади. Бунда спектри кенг тасодифий жараён спектри тор тасодифий жараёнга қараганда тезроқ ўзгаради. Тор полосали қурилма ёки тизим чиқишидаги тасодифий жараён амплитудаси ва фазаси аста-секин ўзгараётган амплитудаси бўйича модуляцияланган тебраниш кўринишида бўлади. Тор полосали тасодифий жараён қуйидаги математик формула билан ифодаланади:

$$w(t) = u(t)\cos\left[\omega_0 t + \varphi(t)\right], \qquad (28.9)$$

бунда, ω_0 - ўртача частота, $u(t)$ ва $\varphi(t)$ тасодифий жараённинг аста-секин ўзгарувчи ўровчиси ва фазаси.

Тасодифий жараённи (9.40 ифода) тригонометрик ёйишлардан фойдаланиб қуйидаги кўринишга келтиришимиз мумкин:

$$w(t) = u_1(t)\cos(\omega_0 t) + u_2(t)\sin(\omega_0 t), \qquad (28.10.)$$

бунда, $u_1(t) = u(t)\cos\varphi(t)$ ва $u_2(t) = u(t)\sin\varphi(t)$ бўлиб, уларнинг ҳар бири вақт бўйича аста-секин ўзгарувчи функция ҳисобланади.

Тасодифий жараён ўровчиси ва фазаси қуйидаги ифодалар орқали аниқланади:

$$u(t) = \sqrt{u_1^2(t) + u_2^2(t)}, \quad \varphi(t) = arctg\frac{u_2(t)}{u_1(t)}. \qquad (28.11)$$

Агар бирламчи тасодифий жараён нормал (Гаусс) тақсимот қонунига бўйсунса, у ҳолда унинг ташкил этувчилари u_1 ва u_2 лар ҳам ўртача қиймати нольга ва дисперсияси δ_n^2 га тенг бўлган нормал тақсимот қонунига бўйсунади.

Тасодифий жараённинг u_1 ва u_2 ташкил этувчилари ўзаро боғлиқ бўлмаганликлари учун уларнинг биргаликдаги эҳтимоллик зичлиги кузатилаётган вақт оний қийматлари $u_1(t)$ ва $u_2(t)$ лар учун бир ўлчамли эҳтимоллик зичликлари кўпайтмасига тенг бўлади, яъни

$$P(u_1,u_2)=\frac{1}{2\pi\delta_n^2}e^{-\frac{u_1^2+u_2^2}{2\delta_n^2}} \qquad (28.12)$$

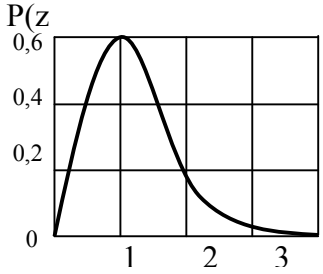
Тор полосали Гаусс тасодифий жараён ўровчиси эҳтимоллиги зичлиги қуйидаги формула орқали аниқланади:

$$P(U)=\frac{u}{\delta_n^2}e^{-\frac{u^2}{2\delta_n^2}}, \quad (u\geq 0). \qquad (28.13)$$

Ҳисоблашларда u ўровчи ўрнига унинг δ_n га нисбати $z=\frac{u}{\delta_n}$ дан фойдаланиш қулай, (9.44) ифодага $z=\frac{u}{\delta_n}$ ва $dz=\frac{du}{\delta_n}$ катталикларни киритиб

$$P(z)=ze^{-\frac{z^2}{2}}, \qquad (28.14)$$

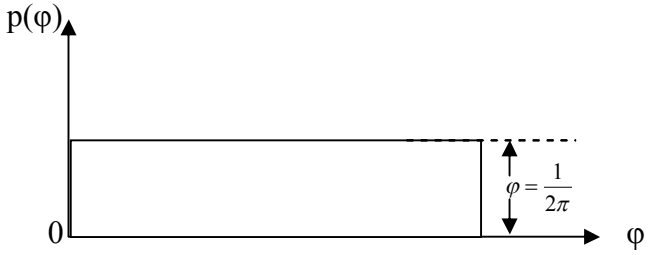
ифодани оламиз. Бу эҳтимоллик тақсимоти Реле тақсимот қонуни деб аталади (9.8-расм). Реле тақсимот қонунини бу тор полосали нормал тасодифий жараён ўровчиси қонуни бўлиб, у бир томонлама тақсимотга эга, кенг полосали флуктуацион ҳалақит эса икки томонлама нормал эҳтимоллик қонунига бўйсунади.



27.2 расм. Реле тақсимоти графиги.

Тор полосали тасодифий жараён фазаси φ нинг ҳамма қийматлари учун унинг эҳтимоллик зичлиги тақсимоти бир хил бўлади (28.2-расм),

$$p(\varphi)=\frac{1}{2\pi},\qquad (0\le\varphi\le 2\pi). \tag{28.15}$$



27.3 -расм. Тор полосали тасодифий жараён ташкил этувчиларининг бошланғич фазалари тақсимоти.

Кўп ҳолларда гармоник шаклдаги сигнал ва ҳалақит йиғиндиси $z(t)=s(t)+w(t)$ нинг ўровчиси ва фазаси эҳтимоллиги тақсимотини аниқлаш талаб этилади. Агар ҳалақитни тор полосали деб ҳисобласак, у ҳолда

$$z(t)=s(t)+w(t)=(u_1+A)\cos\omega_0 t+u_2\sin\omega_0 t=u(t)\cos(\omega_0 t+\varphi) \tag{28.16}$$

бўлиб, бунда

$$u(t)=\sqrt{(u_1+A)^2+u_2^2};\quad \varphi(t)=arctg\frac{u_2(t)}{u_1(t)+A}.$$

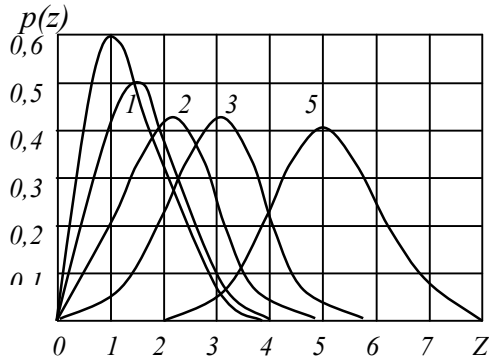
Сигнал ва ҳалақит йиғиндисининг ўровчиси қуйидаги ифода орқали аниқланади:

$$P(U)=\frac{1}{\delta_n^2}I_0\left(\frac{Au}{\delta_n^2}\right)e^{-\frac{u_1^2+A^2}{2\delta_n^2}}, \tag{28.17}$$

бунда, $I_0(x)$- Бессель нолинчи тартибли модификацияланган функцияси, δ_n^2 - ҳалақит дисперсияси. (9.48) ифода Реле умулашган эҳтимоллик тақсимот қонуни ёки Райс тақсимот қонуни деб аталади. Сигнал амплитудаси А=0 бўлса (9.48) ифода Реле тақсимот қонунига айланади. Агар $z=\frac{u}{\delta_n}$ ва $a=\frac{A}{\delta_n}$ деб белгиласак Райс тақсимотини қуйидаги шаклга келтириш мумкин

$$P(z) = ze^{-\frac{a^2+z^2}{2}} \times I_0(az). \qquad (28.18)$$

9.10-расмда бу тақсимотларнинг a нинг турли қийматлари учун графиклари келтирилган. Бунда $a = \frac{A}{\delta_n} = \frac{\sqrt{2P_c}}{P_n}$ бўлиб, $P_c = \frac{A^2}{2}$ - сигнал қуввати ва $P_n = \delta_n^2$ - ҳалақит қуввати.



27.4-расм. Реле умумлашган тақсимоти.

Сигнал ва ҳалақит йиғиндиси фазаларнинг тақсимоти қуйидаги ифодалар орқали аниқланади:

$$P(\varphi) = \frac{1}{2\pi} e^{-\frac{A^2}{2\delta_n^2}} + \frac{1}{2}\frac{A\cos\varphi}{\sqrt{2\pi\delta_n^2}}\left[1 + \Phi\left(\frac{A\cos\varphi}{2\delta_n^2}\right)\right] e^{-\frac{A^2\sin^2\varphi}{2\delta_n^2}}, \qquad (28.19)$$

бунда, Ф(x) – Крамп функцияси. (27.19) ифодадан А=0 бўлган ҳолда фазаларнинг бир текис тақсимот қонуни келиб чиқади.

Назорат саволлари

1. Автокореляция функциясининг асосий хоссаларини айтиб беринг.
2 .Корреляция оралиғи нима у қандай аниқланади?
3. Нормал тақсимот қонуни графигини чизинг.
4. Нормал тақсимот қонуни умумий формуласини ёзинг.
5. Функционал ҳалақит қайси таҳмин қонунига бўйсунади?
6. Қандай ҳалақит «оқ шовқин» шаклидаги ҳалақит деб аталади?

7. Тор полосали ҳалақит нима? Унинг математик ифодасини келтиринг ва вақт диаграммасини чизинг.
8. Тор полосали ҳалақит синфаз ва квадратура ташкил этувчилари амплитудаси қайси қонунга бўйсунади?
9. Тор полосали ҳалақит ўровчиси қайси қонунга бўйсунади?
10. Реле қонуни графигини чизинг.
11. Флуктуацион ҳалақит фазаси эҳтимоллиги қандай таҳсимот қонунига бўйсунади?

29. МАЪРУЗА СИГНАЛЛАРНИ ВЕЙВЕЛЬТ ОРТОГОНАЛ ФУНКЦИЯЛАРИ ЁРДАМИДА ТАХЛИЛ ҚИЛИШ. СИГНАЛЛАРНИ СИҚИШ.

МАЪРУЗА РЕЖАСИ

1. Вейвлет- ўзгартириш.
2. Сигналларни сиқиш.
3. Дискрет вейвлет-ўзгартириш.
4. Узлуксиз-вейвлет ўзгартириш.

Вейвлет ўзгартириш бутунлай ўзгача баҳолаш функцияли Фурье ўзгартиришига ўхшаш ўзгартиришдир. Асосий фарқ қуйидагича: Фурье ўзгартириш сигнални синуслар ва косинуслар, яъни Фурье-фазода локализацияланган функциялар кўринишидаги ташкил этувчиларга бўлинади; аксинча вейвлет-ўзгартириш реал ва Фурье-фазода локализацияланган функциялардан фойдаланади. Умуман олганда вейвлет ўзгартириш қуйидаги тенгламада ифодаланиши мумкин:

$$F(a,b) = \int_{-\infty}^{\infty} f(x)\, \psi^*_{(a,b)}(x)\, \mathrm{d}x$$

Бу ерда *- комплекс туташиш символи ва функция- айрим функция. Функция эркин танланиши мумкин, бироқ у муайян қоидаларни қониқтириши керак.

Кўриниб турганидек вейвлет-ўзгартириш турли ўзгартиришларнинг чексиз кўплиги бўлиб, уни ҳисоблаш учун қўлланган баҳолаш функциясига боғлиқ. Бу “вейвлет-ўзгартириш” атамаси нима учун турли вазиятларда қўлланилишининг асосий сабабидир. Шунингдек вейвлет-ўзгартиришлар вариантларини таснифлашнинг кўплаб турлари мавжуд. Бу ерда биз вейвлетларнинг ортогоналлигига асосланган бўлинишини кўрсатамиз. Ортогонал вейвлетлардан дискрет вейвлет-ўзгартиришларни, ноортогонал вейвлетлардан узлуксиз ўзгартиришларни ишлаб чиқишда фойдаланиш мумкин. Ўзгартиришнинг ушбу икки тури қуйидаги хусусиятларга эга:

1. Дискрет вейвлет-ўзгартириш худди кирувчи узунликдек узунликка эга маълумотлар векторини қайтаради. Одатда, хатто бу векторда кўплаб маълумотлар деярли нолга тенг. У параллел кўчириш ва масштаблашга ортогонал бўлган вейвлетлар (функциялар)га бўлинади, деган фактга мос келади. Биз ҳам бундай сигнални вейвлет-спектр коэффициентларнинг сигнал маълумотлар нуқталарига тенг ёки кам сонига бўламиз. Бундай вейвлет-спектр сигналларга ишлов бериш ва сиқиш учун яхши, чунки биз бу ерда ортиқча ахборотга эга бўлмаймиз.
2. Узлуксиз-вейвлет ўзгартириш, аксинча, массивни кирувчи маълумотлардан бир ўлчам катта ўлчамга қайтаради.

Бир ўлчамли маълумотлар учун биз вақт-частота яссилиги тасвирини оламиз. Сигнал частотаси ўзгаришини сигнал узунлиги давомида ўзгаришни

кузатишимиз ва ушбу спектрни бошқа сигналлар спектрлари билан таққослашимиш мумкин. Бу ерда вейвлетларнинг ноортогонал тўпламидан фойдаланилганлиги сабабли маълумотлар юқори коррекцияланган ва катта ортиқчаликка эга. Бу натижани инсон тасаввурига яқинроқ кўринишда кўриш имконини беради.

Дискрет вейвлет-ўзгартириш (DWT)-айрим муайян қоидаларга бўйсунувчи масштабларнинг дискрет тўплами ва вейвлет кўчиришлардан фойдаланилган вейвлет ўзгартириш реализациясидир. Бошқача қилиб айтганда, бу ўзгартириш сигнални вейвлетларнинг ўзаро ортогонал тўпламига бўлади ва бу унинг узлуксиз вейвлет-ўзгартиришдан (CWT) асосий фарқи, ёки унинг дискрет вақт қаторлар учун гоҳида дискрет вақтнинг узлуксиз вейвлет-ўзгартириши (DT-CWT) деб аталувчи реализацияси ҳисобланади.

Вейлет масштаб функцияси қурилган бўлиши мумкин. Масштаб функцияси ўз дискрет ўзгартиришларига ортогонал бўлиши керак деган чеклаш ҳамма ерда ёдга олинувчи айрим математик чеклашларни, яъни гомотетия тенгламасини назарда тутади:

$$\phi(x) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} a_k \phi(Sx - k)$$

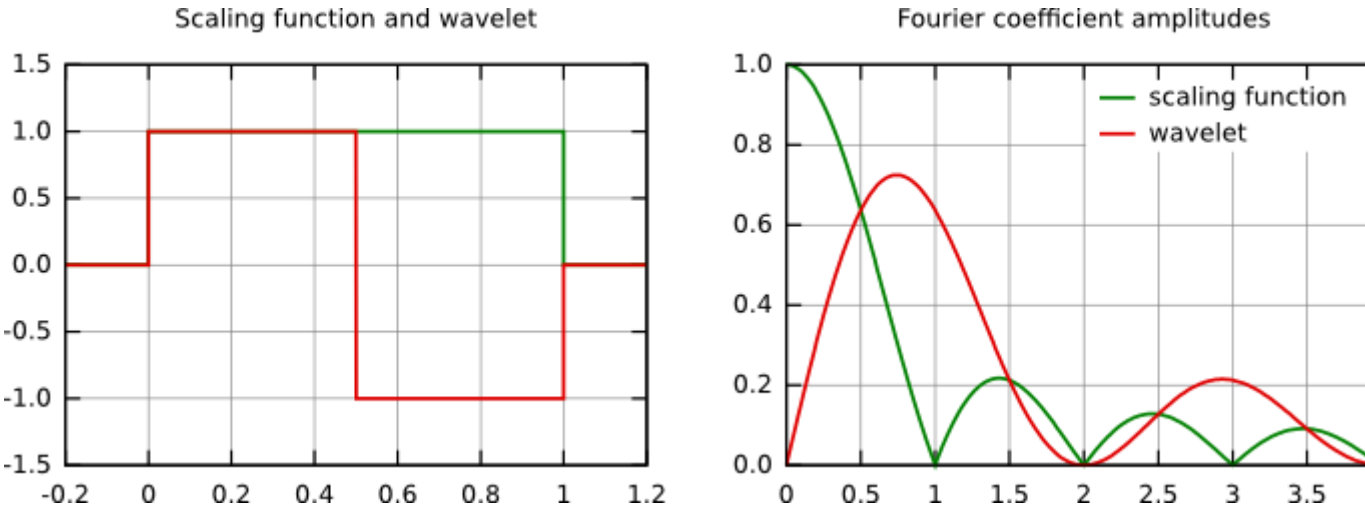
б ерда, S- масштаб фактори (одатда 2 деб олинади). Бундан ташқари, функция ости майдон нормаллаштирилган бўлиши ва масштаблаш функцияси ўзининг сон кўчирилишларига ортогонал бўлиши керак, яъни:

$$\int_{-\infty}^{\infty} \phi(x)\,\phi(x+l)\,\mathrm{d}x = \delta_{0,l}$$

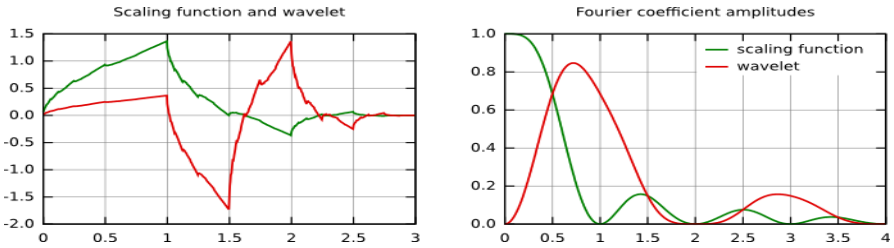
Айрим қўшимча шартлар киритилганидан сўнг (чунки юқорида қайд этилган чеклашлар ягона ечимга олиб келади) биз ушбу барча тенгламаларнинг натижасини, яъни масштаблаш функцияси, шунингдек вейвлетни аниқловчи a_k коэффикиентларнинг охирги тўпламини олишимиз мумкин. Вейвлет масштабловчи функциядан N сифатида қўлга киритилади, бу ерда N – бутун жуфт сон. Кейин вейвлетлар тўплами сигнални ёйиш учун қўлланиладиган ортонормаллаштирилган базисни шакллантиради. Шуни қайд этиш керак-ки, одатда фақат бир неча a_k коэффициентлар нолсиз бўлади ва бу ҳисоблашларни енгиллаштиради.

Навбатдаги расмда айрим масштабловчи функциялар ва вейвлетлар кўрсатилган. Ортонормалаштирилган вейвлетларнинг энг машҳур оиласи- бу Добеши оиласидир.Унинг вейвлетлари одатда ноль бўлмаган a_k коэффициентлар сони билан белгиланади, шу тариқа биз Добеши 4, Добеши 6 ва ҳ.з. вейвлетлари ҳақида сўз юритамиз. Қўпол қилиб айтганда, вейвлет

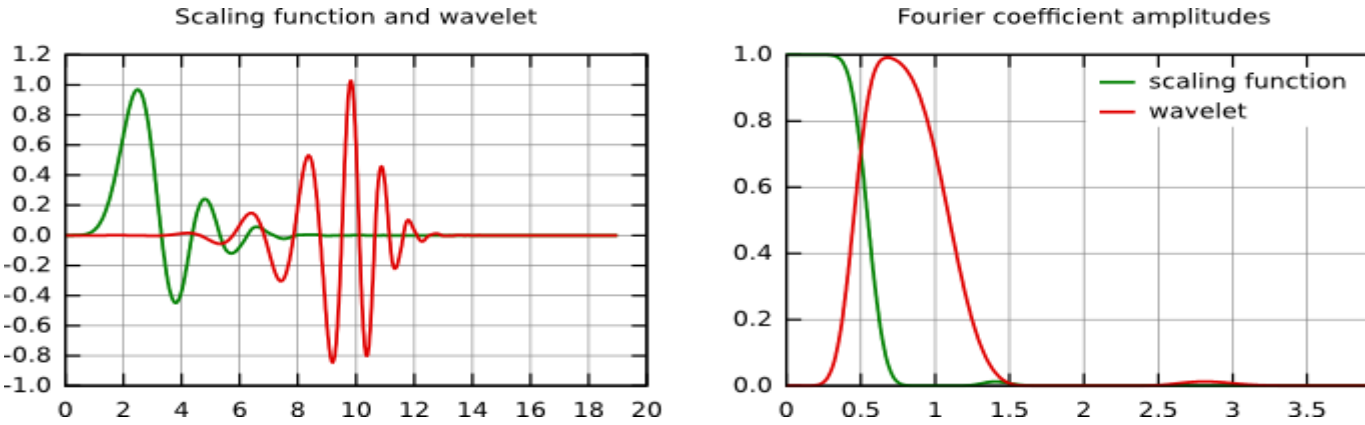
коэффициентлар сонининг ошиши билан функциялар силлиқроқ бўлади. Добеши 4 ва 20 вейвлетларини таққосланг. Бошқа эсга олинган вейвлет- энг содда Хаара вейвлети бўлиб, у тўғри бурчакли импульсдан масштабловчи функция сифатида фойдаланади.



Хаара масштаблаш функцияси ва вейвлет (чапда) ва уларнинг частотавий таркибий қисмлари (ўнгда).



Добеши 4 масштаблаш функцияси ва вейвлет (чапда) ва уларнинг частотавий таркибий қисмлари (ўнгда).



Добеши 20 масштаблаш функцияси ва вейвлет (чапда) ва уларнинг частотавий таркибий қисмлари (ўнгда) .

Дискрет вейвлет-ўзгартиришлар алгоритми реализациясининг бир неча турлари мавжуд. Энг эски ва энг машҳури Малл алгоритми (пирамидал).

Ушбу алгоритмда иккита- силлиқлайдиган ва силлиқламайдиган фильтр мавжуд бўлиб, вейвлет коэффициентларидан тузилади ва ушбу фильтрлар реккурент тарзда барча масштаблар учун маълумотлар олишда қўлланилади. Агар тўлиқ маълумотлар тўпламидан $D = 2^N$ фойдаланилаётган бўлса ва сигнал узунлиги L га тенг бўлса, аввал $L/2^{N-1}$ масштаби учун $D/2$ маълумотлар ҳисобланади, затем данные для масштаба $L/2^{N-2}$ $(D/2)/2$ маълумотлари, ҳисобланади $L/2$ масштаби учун маълумотларнинг 2 элементи ҳосил бўлмагунча давом этади. Кирувчи узунликдек узунликка эга массив ушбу алгоритм натижаси бўлади, бунда маълумотлар йирик масштаблардан кичикроқ масштабларга қараб сортланади.

Gwyddion да дискрет вейвлет- ўзгартиришни ҳисоблаш учун пирамидал алгоритмдан фойдаланилади. Дискрет вейвлет-ўзгартириш икки ўлчамли фазода DWT модулда рухсат этилади.

Дискрет вейвлет ўзгартириш шовқинлаштирилган сигналдан шовқинни оддий ва тез йўқотиш учун фойдаланилади. Агар биз дискрет вейвлет-ўзгартириш спектри энг катта коэффициентларининг чекланган сонини олсак ва тескари вейвлет ўзгартиришни (худди ўша базис билан) ўтказсак шовқиндан кўпроқ ёки озроқ тозаланган сигнални оламиз. Сақлаш керак бўлган коэффицентларни танлашнинг бир неча усуллари мавжуд. Gwyddion да универсал бўсаға реализация қилинган бўлиб, масштаб бўйича [2] бўсағага мослашади. Ушбу усулларда бўсағани аниқлаш учун биз аввал қуйидаги формула билан берилган шовқин дисперсияси баҳосини аниқлаймиз:

$$\hat{\sigma} = \frac{\text{Median}\,|Y_{ij}|}{0.6745}$$

бу ерда Y_{ij} ёйилиш масштаби юқори диапазоности коэффициентларига мос келади. Ёки шовқин дисперсияси эркин йўл билан (масалан, сканерлаш бўлмаётган пайтда АСМ сигнали дисперсияси каби) олиниши мумкин. Частоталарнинг энг юқори диапазоности учун дисперсия қуйидагича ҳисобланади.

$$\hat{\sigma}_Y^2 = \frac{1}{n^2}\sum_{i,j=1}^{n} Y_{ij}^2$$

Бўсаға қиймати охирида қуйидагича ҳисобланади.

$$T(\hat{\sigma}_X) = \hat{\sigma}^2/\hat{\sigma}_X$$

Бу ерда

$$\hat{\sigma}_X = \sqrt{\max(\hat{\sigma}_Y^2 - \hat{\sigma}^2, 0)}$$

.

Узлуксиз вейвлет-ўзгартириш (CWT) эркин масштаблар ва деярли эркин вейвлетлар фойдаланилган вейвлет-ўзгартиришлар реализациясидир. Фойдаланилган вейвлетлар ортогонал эмас ва ушбу ўзгартириш давомида олинган маълумотлар юқори коррекцияланган. Дискрет вақт кетма-кетликлари учун Берилган масштаб учун бўсаға аниқ бўлса, биз бўсаға қийматидан кичик барча коэффициентларини олиб ташлашимиз ёки ушбу коэффициентларнинг абсолют қийматини бўсағанинг битта қийматига кичрайтиришимиз мумкинҳам ушбу ўзгартиришдан фойдаланиш мумкин. Бу гоҳида дискрет вақтнинг узлуксиз вейвлет-ўзгартириши (DT-CWT) деб аталади ва бу реал қўлланилишда CWT нинг энг кўп қўлланиладиган ҳисоблаш усули ҳисобланади.

Узлуксиз вейвлет-ўзгартиш вейвлет ўзгартиришдан тўғридан-тўғри фойдаланиб ишлайди, яъни биз масштабланган вейвлетли сигнал ўрамини ҳисоблаймиз. Ҳар бир масштаб учун биз ушбу усул билан кирувчи сигналдагидек *N* узунликдаги тўпламни қўлга киритамиз. Эркин танланган *M* масштаблардан фойдаланиб *N*×*M* майдонни қўлга киритамиз. Бу ҳисоблашдарда фойдаланиладиган алгоритм тўғри ўрамга ёки Фурье-фазода кўпайтиришлар ўрамига асосланган бўлиши мумкин.

Вақт-частота бўлинишида фойдаланиш учун вейвлетни танлаш муҳим нарса ҳисобланади. Ушбу танлов билан биз вақт ва частота бўйича натижалар ечимига таъсир қилишимиз мумкин. Бу йўл билан биз вейвлет-ўзгартиришларнинг асосий характеристикасини ўзгартира олмаймиз, бироқ биз частоталар ва вақт бўйича умумий ечимни бироз катталаштиришимиз мумкин. Бу реал ва Фурье-фазода фойдаланилаётган вейвлет кенглигига тўғридан-тўғри пропорционал бўлади. Агар биз Морле вейвлетдан фойдаланаётган бўлсак (масалан, реал қисм- косинусининг сўнувчи функцияси), биз частоталар бўйича юқори ечимни кутишимиз мумкин, чунки бундай вейвлет частота бўйича яхши локализацияланади. Аксинча dtqdktn дан фойдаланиб, биз вақтнинг яхши локализациясини, бироқ ёмон частотани қўлга киритамиз.

Назорат саволлари

1. Вейвлет- ўзгартириш хақида тушунча.
2. Сигналларни сиқиш қайси жараён орқали кечади.
3. Дискрет вейвлет-ўзгартириш хақида гапириб беринг?.
4. Узлуксиз-вейвлет ўзгартириш хақида тушунчангиз.
5. Дискрет вейвлет ўзгартириш қаерда қўлланилади?
6. Добеши 4 ва 20 вейвлетларини таққосланг.
7. Хаара вейвлети ва уларнинг частотавий қисмларини чизиб беринг.

СИГНАЛЛАРНИ РАҚАМЛИ ФИЛЬТРЛАР ЁРДАМИДА ҚАЙТА ИШЛАШ.

30. МАЪРУЗА. РАҚАМЛИ ФИЛЬТРЛАРНИНГ ТУРЛАРИ, АСОСИЙ ХАРАКТЕРИСТИКАЛАРИ. ҚЎЛЛАНИЛИШ СОХАСИ.

МАЪРУЗА РЕЖАСИ

1. Рақамли фильтрларнинг турлари.
2. Чизиқли дискрет занжирлар ва чизиқли рақамли фильтрлар.
3. Рақамли фильтрларнинг асосий характеристикалари.
4. Рақамли фильтрлар чиқиш кетма-кетлигининг графиги .

Узлуксиз ўзгарувчи функциялар-кучланиш $u(+)$, ток $i(+)$ ва бошқа миқдорларнинг узлуксиз ўзгарувчи вақт t га бўлган боғланишлари - узлуксиз ҳақиқий ўзгарувчи t нинг функциялари, Фурье спектрлари ва Лапласнинг ўзгартиришлари сифатида ифодаланган эди. *RLC* – элементлардан, бошқарувчи кучланиш ва ток манбаларидан ташкил топган электр занжирлар *аналог тизимлари* дейилади. Уларнинг математик моделлари дифференциал тенгламалар, комплекс частотавий тавсифлар, узатиш функциялардан иборат.

Сигналларни қайта ишлаш мақсадида аналог занжирлари ўрнида рақамли техника воситаларини қўллаш, узлуксиз аналог сигналларни дискрет сигналлар билан алмаштиришни тақозо этади. Сигнал рақамлар кетма-кетлиги сифатида берилган бўлса, у ЭҲМ дастури ёки махсус процессорлар ёрдамида қайта ишланиши мумкин.

Маълумки, Котельников теоремасига мувофиқ частота ω_m билан чекланган спектрдаги сигналлар, ўзларининг $\Delta t \le \pi/\omega_m$ вақт оралиғида олинган дискрет қийматлари кетма-кетлиги ёрдамида кўрсатилиши мумкин. Узлуксиз $x(t)$ сигнал учун Δt оралиқни яққол кўрсатилмасдан $x(n\Delta t)=x(n)$ деб белгилаймиз. Унда $\{x(n)\}_{n=0}^{\infty}$ тўплам *кетма-кетлик* деб, яъни натурал аргумент $n \in \{0,1,2,...\}$ нинг функцияси деб аталади.

Агар кириш кетма-кетлигини $\{x(n)\}_{n=0}^{\infty}$ деб, чиқиш кетма-кетлигини эса $\{y(n)\}_{n=0}^{\infty}$ деб белгиланса, у ҳолда дискрет занжир деб кириш $\{[x(n)]\}_{n=0}^{\infty}$ кетма-кетлик *тўпламини* чиқиш $\{[y(n)]\}_{n=0}^{\infty}$ кетма-кетлик *тўпламига* айлантирувчи объектга айтилади.

Агар ихтиёрий кириш кетма-кетлиги $\{x(n)\}_{n=0}^{\infty}$ га чиқиш $\{[y(n)]\}_{n=0}^{\infty}$ кетма-кетлигини аниқлаш мумкин бўлса, занжир берилган деб ҳисобланади. Баъзан n аргументи вақт дискрети деб ҳам аталади. Мавжуд ҳар хил дискрет

занжирлар орасида кўпроқ қизиқиш уйғотадиган занжирлар - бу уч асосий элементлардан иборат бўлган қуйидаги уч композициялардир:

1) жамлагичлар кетма-кетлиги (30.1,*а*-расм)

$x_3(n) = x_1(n) + x_2(n) \forall n \in \{0,1,2,...\}$;

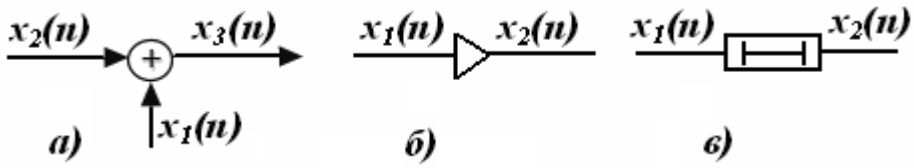
2) ўзгармас коэффициентга кўпайтиргич (30.1,*б*-расм)

$x_2(n) = ax_1(n) \forall n \in \{0,1,2,...\}$;

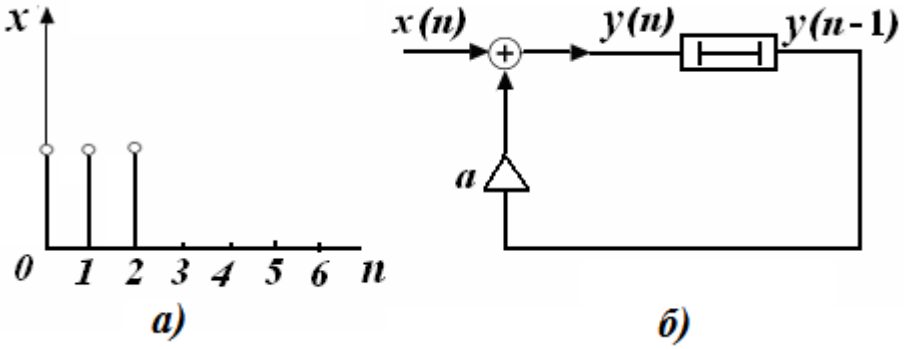
3) кечиктиргич элементи (30.1,*в*-расм)

$x_2(n) = x_1(n-1)$,

бунда $x_2(0) = x_{20}$ - берилган бошланғич шарт.



29.1-расм



30.2-расм

Бундай элементлардан ташкил топган занжирлар *чизиқли дискрет занжирлар ёки чизиқли рақамли фильтрлар* (ЧРФ)
деб аталади.

Дискрет сигнал қуйидаги

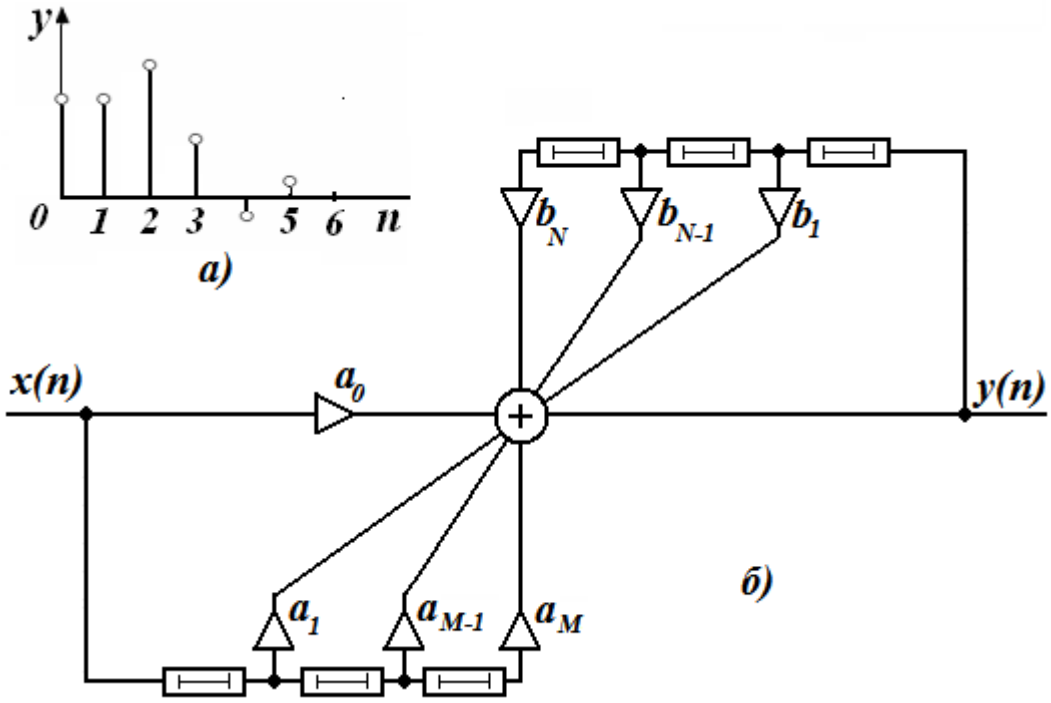
$$x(n) = \begin{cases} 1, & 0 \le n \le 2, \\ 0 & \forall n \end{cases}$$

ифода ёрдамида берилган бўлсин.

29.2,*а*-расмда бундай кетма-кетлик графиги кўрсатилган.

Чизиқли дискрет занжир 29.2,*б*-расмда келтирилгандек элементлардан уланган бўлсин. Ушбу занжирнинг математик модели қуйидаги шаклга эга:

$$y(n) = x(n) + ay(-1) \qquad (30.1)$$



30.3-расм

(29.1) тенглама *биринчи тартибли айирмали тенглама* дейилади. Ушбу айирмали тенглама чиқиш кетма-кетлигини кириш кетма-кетлиги орқали аниқлаш имконини беради.

Бизнинг мисолда, $y(0) = 0,\ a = -0{,}5$ бўлсин. Кириш кетма-кетлиги сифатида 29.3,*а*-расмдаги графикни оламиз. Натижада $y(n)$ чиқиш кетма-кетлигини аниқлаймиз. Таърифга кўра $x(n) = 0\ \forall\ n < 0;\ \ y(n) = 0\ \forall\ n < 0.$ Унда қуйидагича ёзиш мумкин:

$n = 0$ бўлганда $y(0) = x(0) - 0{,}5y(-1) = 1;$
$n = 1$ бўлганда $y(1) = x(1) - 0{,}5y(0) = 0{,}5;$
$n = 2$ бўлганда $y(2) = x(2) - 0{,}5y(1) = 0{,}75;$
$n = 3$ бўлганда $y(3) = x(3) - 0{,}5y(2) = -0{,}375;$
$n = 4$ бўлганда $y(4) = x(4) - 0{,}5y(3) = 0{,}1875;$
$n = 5$ бўлганда $y(5) = x(5) - 0{,}5y(4) = -0{,}09375.$

29.3,*а*-расмда ушбу рақамли фильтрлар чиқиш кетма-кетлигининг графиги кўрсатилган. Умумий ҳолда чизиқли рақамли фильтрнинг математик модели қуйидаги шаклдаги N тартибли айирма тенламадан иборат бўлади:

$$y(n) = a_0x(n) + a_1x(n-1) + \ldots + a_mx(n-M) + \\ + b_1y(n-1) + b_2y(n-2) + \ldots + b_Ny(n-N), \qquad (30.2)$$

бунда $M \le N$, a_i ва b_i коэффициентлар - ҳақиқий сонлар.

Фильтрнинг чиқиш (29.2) кетма-кетлигини ҳисоблаш учун кириш кетма-кетлигини $\{x(n)\}_{n=0}^{\infty}$ ва бошланғич шартларни $y(-1); y(-2); ...y(-N)$ билиш зарур. Ушбу математик модель билан ифодаланган ЧРФ бир неча ҳар хил, аммо ўзгартиришлари бўйича эквивалент бўлган кириш-чиқиш тизимларига эга бўлиши мумкин. Шулардан энг соддаси 30.1,*б*-расмда келтирилган.

ЧРФни таҳлил қилишда чизиқли аналог занжирларни таҳлил қилишда ишлатилган усулларни қўллаш мумкин. Уларга қуйидагилар киради:

1) айирма тенгламаларни ечиш (дифференциал тенгламаларни ечишнинг аналоги);

2) импульс тавсиф билан йиғиш;

3) *Z*-ўзгартиришни қўллаш (Лаплас ўзгартишининг аналоги).

Айирма теоремаси ёрдамида ЧРФ чиқиш сигналларини ҳисоблашнинг энг содда усули - фильтр тенгламасига $x(n)$ ни қўйиб, $y(n)$ ни қуйидаги ифода ёрдамида ҳисоблашдир.

$$y(n) = \sum_{k=0}^{M} a_n x(n-k) + \sum_{k=1}^{N} b_k y(n-k), \quad n = 0,\ 1,\ 2,\ \ldots$$

Бу мақсадда, боғланиш ўнг томонидаги ифодани дастурланади. Масалан, қуйидаги шаклдаги айирма тенглама

$$y(n) = x(n) - 3y(n-1) \qquad (30.3)$$

бошланғич шартлари $y(-1) = 0, \quad x(n) = n^2 + n$ билан тўғридан-тўғри ўрнига қўйиш усули билан ечиш мумкин:

$y(0) = x(0) - 3y(-1) = 0$ $\quad Y = \varnothing$
$y(1) = x(1) - 3y(0) = 2$ $\quad D0\ \ 2\ \ N = 1,2\varnothing$
$y(2) = x(2) - 3y(1) = 0$ $\quad Y = N * N + N - 3 * Y$
$y(3) = x(3) - 3y(2) = 12$ $\quad PRINT\ \ Y$
$y(4) = x(4) - 3y(3) = 16$ $\quad 2\ \ CONTINUE$.

ЭҲМни қўллаш натижасида юқори тартибли айирма тенгламаларини ечиш ҳам имкониятли бўлади. Бироқ, чизиқли дифференциал тенгламалардаги каби, чизиқли айирма тенгламалар учун ҳам аналитик ечимни аниқ ҳолда олиш мумкин. Бунда асосий ғоя - айирма тенгламанинг икки ечимини аниқлашни назарда тутади: бир жинсли тенгламанинг умумий ечимини ва бир жинсли бўлмаган тенгламанинг хусусий ечимини аниқлаш. Бир жинсли тенгламанинг умумий ечимини $x(n)$ нинг ўрнига нолларни қўйиб ҳосил қилганда ва ноллли кириш кетма-кетлиги бўлгандаги нол

бўлмаган бошланғич шартларга бўлган реакцияси аниқланади. Хусусий ечим эса берилган $x(n)$ учун $y(n)$ кетма-кетликни танлаш билан аниқланади.

НАЗОРАТ САВОЛЛАРИ

1. Рақамли фильтрларнинг турларини айтинг.
2. Чизиқли дискрет занжирлар ва чизиқли рақамли фильтрлар фарқини тушунтириб беринг.
3. Рақамли фильтрларнинг асосий характеристикаларини чизиб беринг.
4. Рақамли фильтрлар чиқиш кетма-кетлигининг графигини чизиб беринг.
5. Рақамли фильтрларнинг тузилиши ва асосий тавсифларини келтиринг

31. МАЪРУЗА. РАҚАМЛИ ФИЛЬТРЛАРНИ СИНТЕЗ ҚИЛИШ, СОДДАЛАШГАН ФУНКЦИОНАЛ СХЕМАСИ, АВЗАЛЛИГИ ВА КАМЧИЛИКЛАРИ.

МАЪРУЗА РЕЖАСИ

1. Рақамли норекурсив фильтр структуравий схемаси.
2. Рақамли фильтрларни синтез қилиш.
3. Рақамли рекурсив фильтр структуравий схемаси.
4. Рақамли фильтрлашда аналог сигналларни рақамлига ўзгартиришдаги квантлар шовқини.
5. Фильтрни амплитуда-частота характеристикаси.

Рақамли фильтр деб чекланган фарқлар тенгламаси алгоритмини амалга оширувчи ҳисоблаш қурилмасига айтилади.

$$y_p(kT) = \sum_{m=0}^{M-1} a_m x_p\big((k-m)T\big) - \sum_{i=1}^{l-1} b_i y_p\big((k-i)T\big), \qquad (31.1)$$

бунда $x_p(kT)$ - кириш сигнали оний қийматлари, $y_p(kT)$ - чиқиш сигнали оний қийматлари, a_m ва b_i - коэффициентлар, T=Δt – дискретизациялаш оралиғи.

Чизиқли рақамли фильтрлар қуйидаги турларга бўлинади:

- a_i ва b_i коэффициентлари ўзгармас бўлган ва параметрлари ўзгарувчан бўлган қурилмалар;
- рақамли норекурсив (трансверсал) фильтрлар деб ҳамма коэффициентлари $b_i = 0$ бўлган ва чиқиш сигнали фақат кириш сигналига боғлиқ фильтрларга айтилади;
- рақамли рекурсив фильтрлар деб b_i коэффициентлари нольга тенг бўлмаган, яъни чиқиш ва кириш орасида боғланиши бўлган фильтрларга айтилади.

Дастлаб ўзгармас коэффициентли рақамли норекурсив фильтрлар тузилиши ва тавсифларини кўриб чиқамиз. Бу турли фильтрлар учун (31.1) ифода асосида қуйидаги чекланган фарқ тенгламасини оламиз:

$$y_p(kT) = \sum_{m=0}^{M-1} a_m x_p\big((k-m)T\big). \qquad (31.2)$$

(30.2) тенгламага Z ўзгартиришни қўллаб норекурсив фильтрнинг узатиш функцияси ифодасини оламиз:

$$K_H(Z) = \sum_{m=0}^{M-1} a_m z^{-m} . \qquad (31.3)$$

(30.3) ифодада $z = e^{j\omega T}$ белгиланишини киритиб норекурсив рақамли фильтр комплекс частота характеристикасини ифодаловчи формулани қуйидаги кўринишда ифодалаймиз:

$$K_H(j\omega) = \sum_{m=0}^{M-1} a_m e^{-jm\omega T} . \qquad (30.4)$$

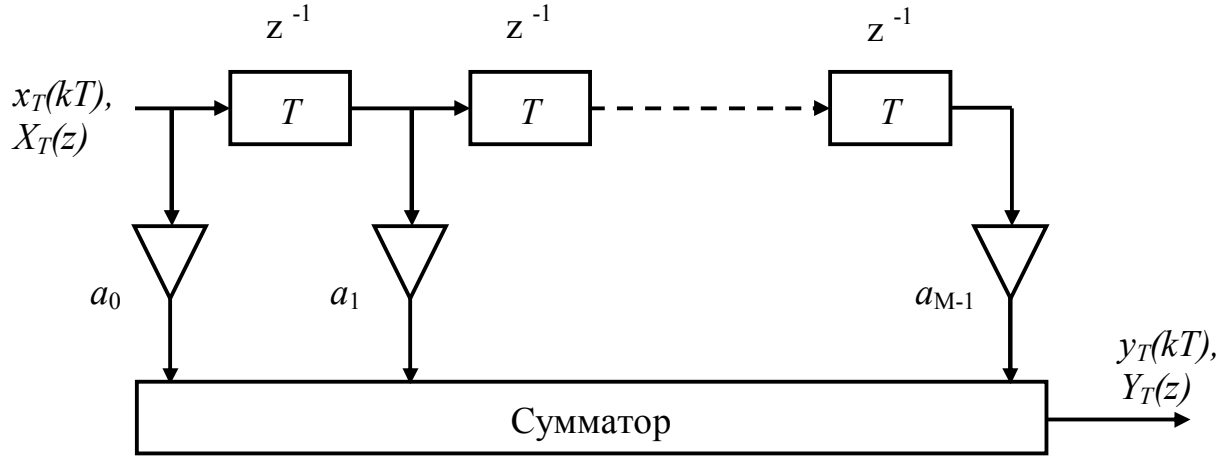
Норекурсив фильтр амплитуда-частота характеристикаси (31.4) асосида қуйидагича аниқланади:

$$A_H(\omega) = \left|K_H(j\omega)\right| = \left|\sum_{m=0}^{M-1} a_m e^{-jm\omega T}\right|, \qquad (31.5)$$

ва унинг фаза-частота характеристикасини ҳам (30.5) ифода орқали аниқлаймиз:

$$\theta_H(\omega) = \arg\left|K_H(j\omega)\right| = \arg\left|\sum_{m=0}^{M-1} a_m e^{-jm\omega T}\right| . \qquad (31.6)$$

(30.6) вақт характеристикасида алгоритмларни бажариш норекурсив рақамли фильтрнинг қуйидаги структурасини акс этиради (30.1-расм).



30.1-расм. Рақамли норекурсив фильтр структуравий схемаси.

30.1-расмдаги схемада Т-звеноси кириш сигналини бирламчи аналог (узлуксиз) сигнални дискретлаш оралиғи Т вақтга кечиктиради. Ушбу Т-звенонинг Z алмаштириш натижасидаги кўриниши Z^{-1} шаклида бўлади.

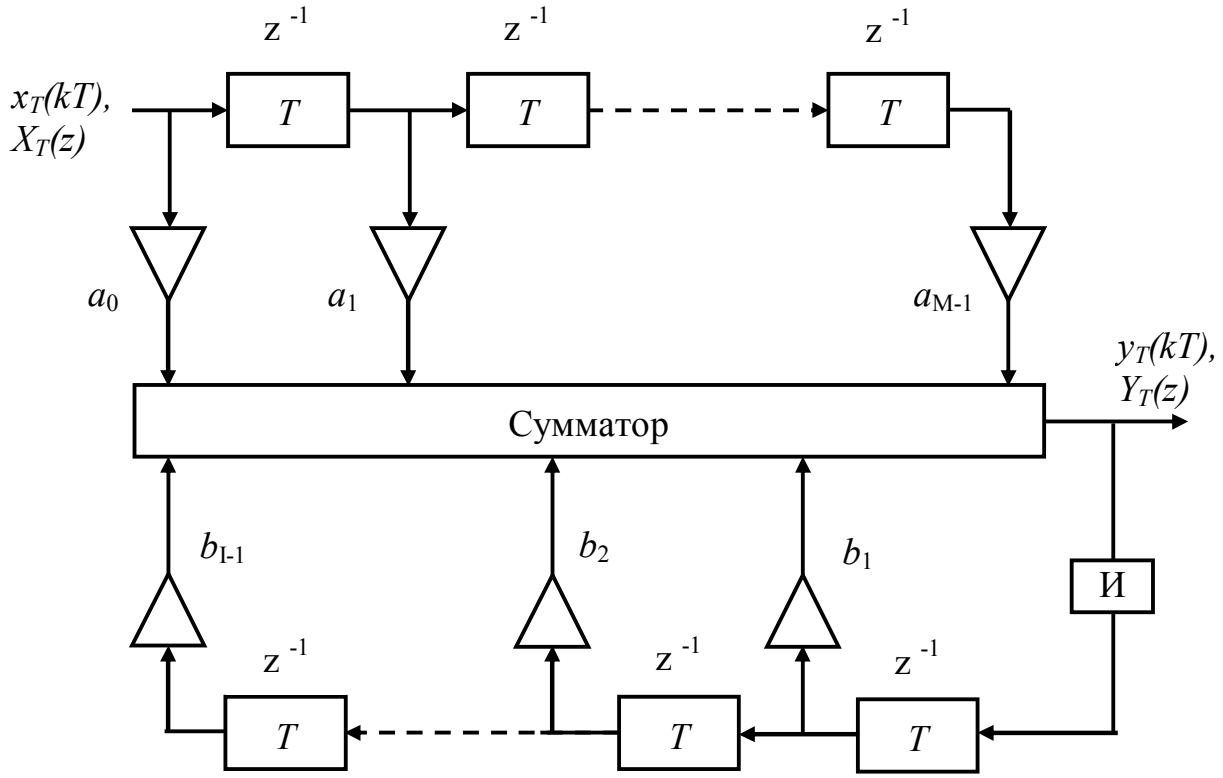
Рақамли фильтрнинг импульс характеристикаси унинг бирлик импульсга акс таъсирига тенг бўлиб, натижада (17.41) тенгламага ўхшаш кўринишда бўлади:

$$K_H(kT) = \sum_{m=0}^{M-1} a_m \delta\big((k-m)T\big), \qquad (31.7)$$

бунда $\delta(k-m)$ - бирлик дельта импульс.

Рекурсив фильтр (30.3) чекланган фарқли тенглама билан ифодаланади. (30.4) тенгламани тўғридан-тўғри амалга ошириш 31.1-расмда келтирилган рақамли рекурсив фильтр структуравий схемасини келтириб чиқаради.

Рекурсив фильтрнинг норекурсив фильтрдан фарқи, унда фильтрнинг чиқиши ва киришининг тескари боғланишга эгалигидир. Бу боғланиш занжири рақамли фильтр унинг характеристикасининг сифат бўйича яхшиланишига олиб келади. Тескари боғланиш занжирида кириш сигнали фазасини 180^0 га ўзгартирувчи “И” элементи бўлиб, у +1 импульсни -1 импульсга айлантиради ва аксинча.



30.2-расм. Рақамли рекурсив фильтр структуравий схемаси.

(30.3) тенгламага Z-алмаштиришни қўллаб рекурсив фильтр узатиш коэффициенти ифодасини оламиз:

$$K_p(Z)=\frac{\sum_{m=0}^{M-1}a_m z^{-m}}{\left(1+\sum_{i=0}^{i-1}b_i z^{-i}\right)}. \qquad (31.8)$$

(30.8) ифодага $z=e^{j\omega T}$ ни киритиб рекурсив фильтр комплекс частота характеристикасини аниқлаймиз:

$$K_p(j\omega)=\frac{\sum_{m=0}^{M-1}a_m z^{-jm\omega T}}{\left(1+\sum_{i=0}^{i-1}b_i e^{-ji\omega T}\right)}. \qquad (31.9)$$

(30.9) дан рекурсив фильтр амплитуда-частота характеристикасини қуйидагича аниқлаймиз:

$$A_H(\omega)=\left|K_p(j\omega)\right|=\left|\frac{\sum_{m=0}^{M-1}a_m e^{-jm\omega T}}{\left(1+\sum_{i=0}^{i-1}b_i e^{-ji\omega T}\right)}\right|. \qquad (31.10)$$

Шунингдек (30.10) дан норекурсив фильтр фаза-частота характеристикаси учун қуйидаги ифодани оламиз:

$$\theta_p(j\omega)=\arg\left|K_p(j\omega)\right|=\arg\left|\frac{\sum_{m=0}^{M-1}a_m e^{-jm\omega T}}{\left(1-\sum_{i=0}^{i-1}b_i e^{-ji\omega T}\right)}\right|. \qquad (31.11)$$

Тескари боғланиш занжирини узиб, рақамли рекурсив фильтрнинг тўғри ва тескари занжирларининг импульс характеристикасини аниқлаш мумкин. Бунда (30.7) ифодага ўхшаш бўлган ифодани оламиз:

$$K_A(kT)=\sum_{m=0}^{M-1}a_m\delta\big((k-m)T\big),\qquad K_B(kT)=\sum_{i=0}^{i-1}b_i\delta\big((k-m)T\big). \qquad (31.12)$$

Рекурсив рақамли фильтрнинг частота характеристикаси дискрет сигнал спектридек даврий бўлади, аммо такрорланиш частотаси $F=1/T$ га тенг бўлмайди. Амплитуда-частота характеристикаси a_i ва b_i коэффициентларга боғлиқ равишда ўзгаради.

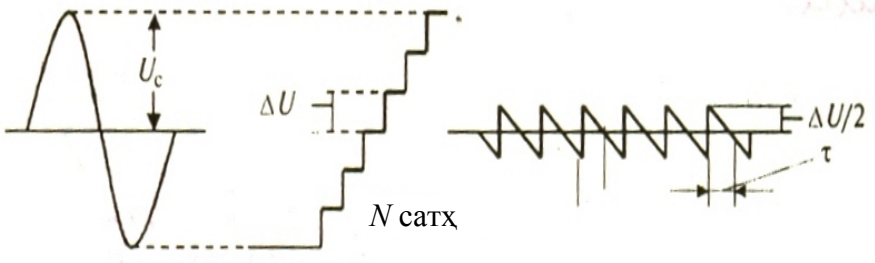
Норекурсив ва рекурсив рақамли фильтрларнинг амплитуда-частота характеристикаларининг фарқланиши (30.1 ва 30.2-расмлар), рекурсив

фильтрда тескари боғланиш занжирининг мавжудлиги билан асосланади. Натижада рекурсив фильтр ёрдамида тор полосали амплитуда-частота характеристика олиш мумкин, аммо унинг фаза-частота характеристикаси тебранувчан шаклга эга бўлади, натижада рекурсив рақамли фильтрнинг генерация ҳолатига ўтиш эҳтимоллиги ошади.

Рақамли фильтрлашда аналог сигналларни рақамлига ўзгартиришдаги квантлар шовқинини ҳам эътиборга олиш керак. Ушбу масалани кўриб чиқамиз. Квантлаш натижасида аналог сигналнинг оний қийматлари рухсат этилган стаҳлар билан алмаштирилади ва рақамлар билан белгиланади. Сатҳлар сони эса ўз навбатида иккилик код билан кодланади. Бунда сигналнинг умумий сатҳи ва унинг қаршилиги 1 Ом бўлган юкламада ҳосил қиладиган қуввати (30.1-расм) қуйидагига тенг бўлади:

$$U_C = \frac{N\Delta U}{2},\quad P_C = \frac{U_C^2}{2} = \frac{N^2\Delta U^2}{8}, \tag{31.13}$$

бунда N – квантланган сатҳлар сони ва ΔU - икки қўшни квантлаш сатҳи орасидаги фарқ.



30.3-расм. Квантлар шовқинини аниқлашга доир.

Оддий қараганда квантлаш хатолиги икки қўшни квантлаш сатҳи орасидаги фарқ ΔU нинг ярмидан ошмайди ва такрорланувчи аррасимон бўлади, яъни $u_и(t) = U_ш(t/\tau)$ (30.3-расм). бу хатоликни квантлаш шовқини ёки ҳалақит деб ҳисоблаш мумкин. ушбу квантлаш ҳалақитининг қаршилиги 1 Ом бўлган юкламадаги қуввати

$$P_ш = \frac{1}{\tau}\int_0^\tau u_и^2(t)dt = \frac{U_ш^2}{\tau^3}\int_0^\tau t^2 dt = \frac{U_ш^2}{3} = \frac{\Delta U^2}{12}. \tag{31.14}$$

(30.13) ва (30.14) ифодалардан фойдаланиб рақамли фильтр чиқишидаги фойдали сигналнинг ҳалақитга нисбатини аниқлаш мумкин,

$$q^2 = \frac{P_c}{P_ш} = \frac{N^2\Delta U^2/8}{\Delta U^2/12} = \frac{3}{2}N^2 \approx 2^{2n} \text{ ёки } \left(q^2\right) = 10kg\left(2^{2n}\right) = 6n\ (\partial Б). \tag{31.15}$$

Шундай қилиб сигнал-ҳалақит нисбати бир квантлаш разряди квантлаш шовқини таъсирида 6 дБ бўлади.

Рақамли фильтр сифатида (30.9) ва (30.10) чекланган фарқли тенгламадаги алгоритмларни амалга оширувчи махсус сигнал процессорларидан фойдаланиш мумкин. сигнал процессорлари бир вақтнинг ўзида АРЎ ва РАЎ вазифаларини ҳам бажаради.

НАЗОРАТ САВОЛЛАРИ

1. Рақамли филтр қандай қисмлардан иборат.
2. Рақамли филтрларда АРЎ ва РАЎ қурилмалари қандай вазифани бажаради?
3. Квантлаш жараёни нима, квантлаш шовқини рақамли филтрлашга қандай таъсир қилади?
4. Норекурсив филтр ишлаш жараёнини тушунтиринг?
5. Рекурсив филтр ишлаш жараёнини тушунтиринг?
6. Рекурсив ва норекурсив фильтрлар асосий хоссаларини таққосланг.

ҚИСҚАРТМАЛАР ЛУҒАТИ

РҚҚ – радиоқабул қилиш қурилмаси
РУҚ – радиоузатиш қурилмаси
АИ – ахборот истеъмолчиси
РК – радиоканал
АМ – амплитудавий модуляция
ЧМ – частотавий модуляция
ФМ – фазавий модуляция
ИКМ – импульс-код модуляция
ХМ – хабар манбаи
ХИ – хабар истеъмолчиси
М – модулятор
Д – детектор, демодулятор, декодер
К – кодер
ЧЭЗ – чизиқли электр занжир
НЭЗ – ночизиқли электр занжир
ПЭЗ – параметрик электр занжир
НПЭЗ – ночизиқли параметрик электр занжир
ЧЭ – чизиқли элемент
НЭ – ночизиқли элемент
ПЭ – параметрик элемент
ЭЗ – электр занжир
ВАХ – вольт-ампер характеристика
АЧХ – амплитуда-частота характеристика
ФЧХ – фаза-частота характеристика
Ф – фильтр
ЧК – частота кўпайтиргич
КҚ – кучайтириш қурилмаси
ФИК – фойдали иш коэффициенти
ЧЎ – частота ўзгартиргич
Ч – чеклагич
АЧ – амплитуда чеклагичи
АХ – амплитуда характеристикаси
ПЁП – паст ён полоса частоталари
ЮЁП – юқори ён полоса частоталари
СМХ – статик модуляцион характеристика
УҚТ – ультра қисқа тўлқин
АД – амплитудавий детектори
ЧД –частотавий детектори
ФД – фазавий детектори
СД – синхрон детектор
БФД – баланс фазавий детектор
БАМ – баланс амплитудавий модулятор
ҲАМ – ҳалқасимон амлпитудавий модулятор
БЧД – баланс частотавий детектор
АГ – автогенеатор

ЭМ – электр манбаи

АДАБИЁТЛАР РЎЙХАТИ.

Асосий адабиётлар.

1. Баскаков С.И. Радиотехнические цепи и сигналы. – М: Высшая школа. 2002г
2. В.И.Каганов Радиотехнические цепи и сигналы. М: Высшая школа. 2005г.
3. Теория электрической связи: Учебник для вузов / Зюко А.Г., Коржик К.И., Назаров М.В., Кловский Д.Д.; Под ред Д.Д. Кловского-М: Радио и свяь, 1999г.
4. Каганов В.И. Радиотехника+компютер+MATHCAD. – М: Изд. Горячая линия –телеком, 2001г.

Қўшимча адабиётлар

1. Андреев В.С. Теория нелинейных электрических цепей.-М: Радио и связь, 1982г.
2.Зюко А.Г., Кловский Д.Д., Назаров М.В., Финк Л.М. Теория передачи сигналов.-М:, Радио и связь, 1986г.
3. Баскаков С.И. Радиотехнические цепи и сигналы. – М:, Высшая школа, 1987г.