

**ЎЗБЕКИСТОН РЕСПУБЛИКАСИ ОЛИЙ ВА ЎРТА МАХСУС
ТАЪЛИМ ВАЗИРЛИГИ**

**ЎЗБЕКИСТОН АЛОҚА ВА АХБОРОТЛАШТИРИШ
АГЕНТЛИГИ**

**ТОШКЕНТ АХБОРОТ ТЕХНОЛОГИЯЛАРИ
УНИВЕРСИТЕТИ**

А.АБДУАЗИЗОВ

ЭЛЕКТР АЛОҚА НАЗАРИЯСИ

*Ўзбекистон Республикаси Олий ва ўрта махсус
таълим вазирлиги томонидан дарслик сифатида
тавсия этилган*

ТОШКЕНТ – 2011

УДК: 621.39 (075)

ББК 32.88я73

A 15

A15 А.Абдуазизов. Электр алоқа назарияси. (Дарслик).
–Т.: «Fan va texnologiya», 2011, 416 бет.

ISBN 978-9943-10-540-9

Ушбу дарсликда ахборот, хабар ва сигнал; чизикли, ночизикли, параметрик ва ночизикли параметрик, радиотехник занжирларни таҳлил этиш усуллари ва уларга асосланган электр алоқа асосий қурилмалари; модуляция ва детекторлаш; автогенераторлар; сигналлар ва халақитларни элементар ташкил этувчиларга ёйиш ва қайта тиклаш; сигналларга ишлов бериш; халақитбардошлик назарияси асослари; рақамли сигналлар; кўп каналли электр алоқа асослари; ахборотларни кодлаш ва узатиш усуллари; электр алоқа тизимларининг самарадорлиги ва мутаносиблиги; ахборотларни криптохимоялаш асослари етарли даражада ёритилган,

Дарсликдан олий ўқув юрklarининг «Телевидение, радиоалоқа ва радиоэшиттириш», «Телекоммуникация», «Касб таълими (Телекоммуникация)» таълим йўналишлари талабалари, шунингдек, радиотехника назарий асослари, радиотехник занжирлар ва сигналлар, радиоэлектроника асослари фанларини ўрганишда таълим йўналишлари ва мутахассисликлари талабалари ҳам фойдаланишлари мумкин.

УДК: 621.39(075)

ББК 32.88я73

Такризчилар: **НАЗАРОВ А.М.** – ТДТУ, «ЭАКТРТ» каф. мудири, т.ф.д., доц;
АБДУҚОДИРОВ А.Х. – МЧЖ «Бител Сервис» директори, т.ф.н;
СОАТОВ Х.С. – ЎзААА Худудий бошқарма бошлиғи, т.ф.н., доц;
ЮНУСОВ Ж.Ю. – ТАТУ, «МУТ ва Т» каф. доценти, т.ф.н;
РАХИМОВ Т.Г. – ТАТУ, «ТВ ва РЭ» каф. мудири, т.ф.н., доц.

ISBN 978-9943-10-540-9

© «Fan va texnologiya» нашриёти, 2011.

КИРИШ

Ҳозирги даврда инсон ва жамият ҳаётида ахборотлар катта ўрин эгаллайди. Алоқа тизими ёрдамида алоҳида мамлакатлар, қитъалар ва космосдаги станциялар орқали ахборот алмашинади. Охириги йилларда симли ва оптик алоқа тизимлари билан бир қаторда радиоалоқа тизимлари ҳам кенг ривожланмоқда. Анъанавий радиореле ва сунъий йўлдош алоқа тизимлари билан бир қаторда рақамли мобил алоқа ва кенг полосали радиоалоқа кенг тарқалмоқда, рақамли радиоэшиттириш ва телевидение жадаллик билан аналог радиоэшиттириш ва телевидение ўрнини эгалламоқда.

Замонавий электралоқа қурилмалари ва тизимларини яратишда нафақат замонавий радиоэлектроника имкониятлари, шу билан бирга сигналлар узатиш назарияси эришган ютуқларидан ҳам кенг фойдаланилмоқда, бунда нафақат узатилаётган ахборотлар ҳажмининг ошишига, балки қабул қилинган сигналнинг сифат кўрсаткичларига алоҳида эътибор берилмоқда.

Электр алоқа назарияси сигналларга уларнинг детерминант функциялар орқали ифодаланувчи нисбатан содда математик моделлари билан бир қаторда, сигнал ва ҳалақитларга тасодифий жараён нуқтаи назаридан қараладиган математик моделлардан ҳам фойдаланади. Сигнал ва ҳалақитларнинг тасодифий жараён шаклидаги математик моделлари сигнал қабуллаш қурилмаларининг оптимал структуравий схемалари алгоритмларини яратишда, сигнални турли усулларда қабул қилишнинг потенциал ҳалақитбардошлигини аниқлашда, сигналларни қайта тиклаш билан бирга, турли алоқа тизимларининг ахборот узатиш қобилиятини аниқлаш имкониятини беради.

Хулоса қилиб айтганда, электр алоқа назарияси (ЭАН) замонавий алоқа қурилмалари ва тизимларининг ривожланиш йўналишларини ҳам кўрсатиб беради.

Ҳозирда электралоқа назариясининг тезкорлик билан ривожланишида В.А. Котельников (1933÷1946 й), Клод Шенон (1947 й), Р.Хартли (1928 й), Х.Найквист (1928 й), А.И.Берг (1928 й), Д.В.Агеев (1935 й), А.Я.Хинчин (1938 й), А.Н.Колмогоров (1941 й), Н. Винер (1948 й), А.Вальд (1950 й)ларнинг ҳиссалари катта. Булар

узлуксиз сигналларни дискрет шаклида узатиш, ахборот миқдорини аниқлашнинг логорифмик бирлиги, сигналларни бир-биридан чизиқли ажратиш назарияси, потенциал халақитбардошлик назарияси, ахборот назарияси, алоқа тизимига эҳтимоллик назариясининг татбиқи, сигнал ва халақитларга корреляцион ишлов бериш ва ҳоказо.

Алоқа назариясининг кейинги ривожига А.А.Харкевич, Р.Райс, В.И.Сифоров, Р.Галлагер, Х.Хелстром, Р.Фано, Л.М.Финк, Э.Д.Витерби, Дж.Возенкрафт, Б.Р.Левин, В.И.Тихонов, Д.Д.Кловский, В.Б.Пестряков, В.В.Шахгильдян ва бир қатор олимлар ва мутахассислар ўз ҳиссаларини қўшдилар.

Электр алоқа назарияси фани бакалавр ва магистрлар тайёрлашда асосий ўринлардан бирини эгаллайди ва замонавий алоқа қурилмалари ва тизимларининг анализи ва синтези масалаларидан чуқур билимларга эга бўлишларини таъминлайди.

Дарсликда электр алоқа каналлари орқали хабарлар узатишда фойдаланиладиган сигнал турлари, уларнинг математик моделлари, алоқа қурилмалари асосий қисмларининг ишлаш жараёни ва асосий тавсифлари, модуляция турлари ва детекторлар, сигналларни шакллантириш ва уларга ишлов бериш, сигналларни оптимал когерент ва некогерент қабул қилишда халақитбардошлик, алоқа каналларининг ахборот узатиш имкониятлари, халақитбардош кодлар, сигналларга рақамли ишлов бериш ва кўп каналли алоқа тизимлари, алоқа каналлари самарадорлигини ошириш ва алоқа тизимларида ахборот хавфсизлиги масалалари ёритилган.

Ушбу дарслик «5522100-Телевидение, радиоалоқа ва радиоэшиттириш», «5522200-Телекоммуникация», «5140900-Касбий таълим (Телекоммуникация)» таълим йўналишлари бўйича бакалаврлар тайёрлашга мўлжалланган бўлиб ундан «5524400-Мобил алоқа тизимлари» ва «5522000-Радиотехника» йўналишлари талабалари ҳам Радиотехниканинг назарий асослари фанини ўрганишда фойдаланишлари мумкин.

Ушбу дарслик муаллифнинг бир неча йиллар давомида талабаларга электралоқа назарияси курси ва бир қатор турдош фанлардан ўқиган маърузалари асосида давлат тилида тайёрланган. Муаллиф ушбу дарслик мазмуни ва ундаги камчиликлар ҳақида фикр-мулоҳазаларини билдирганларга аввалдан ўз миннатдорчилигини билдиради.

1. АХБОРОТ ВА ХАБАР

1.1. Ахборот манбаи ва ахборотни истеъмол қилувчи

Бирон бир воқеа, ҳодиса ва объект ҳолати ҳақидаги маълумот ахборот деб аталади. Ахборот манбадан ахборот олувчига ёзма, оғзаки нутқ шаклида, ўзгарувчан ва ўзгармас тасвир шаклида ва бошқа шаклларда узатилиши мумкин. Ахборотни етказиб бериш шакли хабар деб аталади. Хабарни турли усулларда узатиш, тақсимлаш, хотирада сақлаш, шаклини ўзгартириш ва тўғридан-тўғри ахборот олувчига етказиб бериш мумкин. Хабар алмашиш на фақат инсонлар орасида, балки инсон ва автоматик бошқариш тизими ўртасида, турли техник тизимлар, ЭҲМ ва жониворлар орасида ҳам бўлиши мумкин. Хабарни маълум бир шаклда яратиб берувчи объект хабар ёки ахборот манбаи деб, уни қабул қилувчи ахборот олувчи деб аталади.

Радиотехника ва электр алоқа тизимларида ахборот манбаидан истеъмолчига тўғридан-тўғри (бевосита), олдиндан ёзилган ҳолда ёки боғловчи линиялар орқали узатилиши мумкин. Барча турдаги хабарлар истеъмолчиларга маълум бир параметри узатилаётган хабарга мос равишда ўзгарувчи физик катталиқ орқали етказиб берилади. Физик катталиқ сифатида ёпиқ электр занжирларидан ўтаётган токнинг ёки унинг бир қисми бўлган юкламадан ток ўтиши натижасида кучланишнинг мос равишда ўзгариши мисол бўлади.

1.2. Электромагнит тўлқинлар

Радиотехникада хабарни манбадан истеъмолчига етказиб бериш учун электромагнит тўлқинлардан фойдаланилади. Қуйида электромагнит тўлқинлар ҳақида қисқача тушунча берामиз.

Маълум узунликдаги ўтказгичдан ток ўтганда, унинг атрофида статик магнит майдони пайдо бўлади. Агарда токнинг қийматини аста-секин нолгача камайтирсак, ўтказгичдан маълум масофада бўлган магнит майдони кучланганлиги ҳам камайиб нолга тенг бўлади. Бу ҳолни магнит майдон энергияси ток манбаига қайтган деб тушунилади. Агар ток ва унинг йўналишини маълум бир давр

оралиғида, маълум бир частота билан ўзгартирсак, юқоридагига ўхшаш магнит майдони даврий равишда пайдо бўлади ва йўқолади: ток қиймати ошганда магнит майдони энергияси ошади ва ток камайганда магнит майдон энергияси электр манбаига қайтади. Агар токнинг ўзгариш частотасини ва йўналишини оширсак, юқорида айтиб ўтилган жараён бошқача шакл олади. Бу ҳолда электр энергиясининг ўтказгич атрофидаги муҳитда тарқалиши ва манбага қайтиши, фазонинг ўтказгич яқин атрофидаги муҳитда рўй беради. Энергиянинг бир қисми ўтказгичдан ҳар томонга электромагнит тўлқин шаклида тарқалади.

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:

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

Масалан, электромагнит тўлқиннинг вакуумда тарқалиш тезлиги $C_0=3\cdot 10^8$ м/с ва частотаси $f=3\cdot 10^3$ Гц бўлса, унда (1.1) формулага асосан у тарқатаётган тўлқин узунлиги $\lambda=10^5$ м, агар $f=3\cdot 10^9$ Гц=3 ГГц бўлса, унда $\lambda=10$ см га тенг бўлади.

Агар ўтказгичнинг узунлигини L деб ҳисобласак, ток манбаи энергиясининг асосий қисми уни ўраб турган фазога тарқалиши учун $L/\lambda \approx 1$ шarti бажарилиши керак. Бу ҳолда нисбатан паст частотали тебранишларни эфирга-фазога катта самарадорликда узатиш учун катта узунликдаги ўтказгичлардан фойдаланишга тўғри келади. Шунинг учун радиотехникада хабарларни узатиш учун нисбатан қисқа тўлқин узунлигига эга бўлган электромагнит тўлқинлардан фойдаланилади. Бу ҳолда электромагнит тўлқинлар ўлчамлари нисбатан кичик бўлган ўтказгичлар ёрдамида тарқатилади. Электромагнит тўлқинларни юқори самарадорлик билан тарқатиш учун мўлжалланган ўтказгичлар тизими радио узатиш антеннаси деб аталади.

Ҳозирги даврда турли радиотехник узатиш тизимларидаги антенналар 10^4 ÷ 10^{12} Гц диапазондаги электромагнит тўлқинларни тарқатади. Бу частоталар юқори частоталар ёки радиочастоталар деб аталади, электромагнит майдонлари эса – радиотўлқинлар деб

аталади. Турли частотали радиотўлқинлар ер атрофи ва космик фазода турлича тарқалади. Фойдаланиладиган радиотўлқинлар частотаси лойиҳаланаётган радиотехник тизим кўрсаткичларига катта таъсир кўрсатади. Шунинг учун радиотўлқинларнинг тарқалиш хусусиятлари уларни генерациялаш ва ҳисобга олинган ҳолда радиочастоталарни қуйидаги диапазонларга бўлиниши ва аталиши 1.1-жадвалда келтирилган. Бундай тақсимот Халқаро электр иттифоқи (ХЭИ) томонидан белгиланган.

1.1-жадвал

ТР	Радиочастоталарнинг 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
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 (ЎЖЮЧ)	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

Ҳозирги замон радиотехникаси юқори частоталардан фойдаланиш томон ривожланмоқда. Бунинг сабаблари куйидагилардан иборат:

1. Частота ошган сари уни тарқатувчи антеннанинг геометрик ўлчамлари кичиклашади ва унинг йўналганлик диаграммаси ошади. Бу эса катта амалий аҳамиятга эга, чунки тебраниш манбаи кувватини оширмасдан туриб, ахборот узатиш масофасини ошириш мумкин.

2. Ташқи таъсир этувчи электромагнит ҳалақитлар сатҳи камаяди (булар: момақалди роқ ва юқори кучланишли электр узатиш линиялари разрядлари; электр транспорт-трамвай, троллейбус ва электропоездлар ток олиш контактлари (улагичлари) жипс тегмаслиги натижасида пайдо бўладиган ҳалақитлар).

3. Баъзи хабарлар фақат нисбатан юқори частоталар диапазонидан фойдаланилганда сифатли узатилиши мумкин (масалан, телевизион сигналлар). Уларни узатиш учун радиотўлқинларнинг метрли ва дециметрли диапазонларидан фойдаланилади.

4. 8 ва 12 диапазон частоталари оралиғи кенг. Масалан, километрли диапазон кенглиги $3 \cdot 10^5 - 3 \cdot 10^4 = 27 \cdot 10^4$ Гц; сантиметри диапазон кенглиги эса $3 \cdot 10^{10} - 3 \cdot 10^9 = 27 \cdot 10^9$ Гц.

Электромагнит тўлқинлар хабар манбаи жойлашган нуқтадан фазога тарқалади ва у хабар олувчи жойлашган нуқтага етиб келса, ундан хабар ташувчи сифатида фойдаланиш мумкин. Бунинг учун маълум шартлар бажарилиши шарт.

1.3. Ахборот узатиш тизими

Ахборотни манбадан ахборот олувчига етказиб бериш учун фойдаланиладиган техник қурилмалар алоқа тизими деб аталади (1.1-расм). Алоқа тизими: хабар манбаи (ХМ), хабарни электр сигналга айлантириш қурилмаси (ХСА), сигнал узатиш қурилмаси (СУҚ), алоқа линияси (АЛ), сигнал қабуллаш қурилмаси (СҚК), электр сигнални хабарга айлантириш (СХА) қурилмаси ва хабар истеъмолчи (ХИ)дан иборат.

Умумий кўринишдаги алоқа тизимининг структуравий схемаси куйидаги кўринишга эга:



1.1-расм. Алоқа тизимининг структуравий схемаси.

- ХМ – Хабар манбаи;
 ХСА – Хабарни сигналга айлантиргич;
 СУҚ – Сигнал узатиш қурилмаси;
 АЛ – Алоқа линияси;
 СҚҚ – Сигнал қабуллаш қурилмаси;
 СХА – Сигнални хабарга айлантиргич;
 ХИ – Хабар истеъмолчиси;
 АТ – Алоқа тизими;
 $a(t)$ – Узатилган хабар;
 $u(t)$ – Бирламчи электр сигнали;
 $S(t)$ – Алоқа линияси орқали узатиладиган сигнал;
 $x(t)$ – Сигнал ва ҳалақит;
 $v(t)$ – Сигнал қабуллаш қурилмаси чиқишидаги сигнал;
 $a'(t)$ – Қабул қилинган хабар.

1.4. Хабарлар ва сигналлар

Хабарлар ва сигналлар қуйидагича фарқланади:

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

$$u(t) = U_0 \cos(\omega_0 t + \varphi_0). \quad (1.2)$$

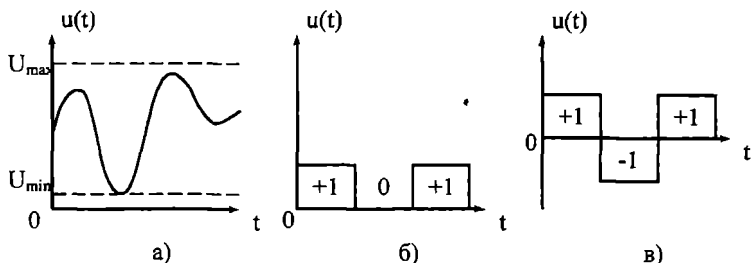
Бундай сигналнинг ҳар қандай t^1 вақтда оний қийматини аниқлаш мумкин. Бундай сигналлардан қурилмани созлаш ва текширишда фойдаланилади.

2. Тасодифий сигналлар. Бундай сигналларнинг берилган t^1 вақтдаги оний қийматини бирга тенг эҳтимолликда аниқлаб бўлмайди. Уларни аввалдан маълум бир математик формула билан ҳам ифодалаб бўлмайди. Тасодифий сигналларгина хабар етказиш қобилиятига эга.

Хабарлар ва сигналлар кўп ҳолларда вақт функцияси ҳисобланади ва қуйидаги турлари фарқланади:

1. Узлуксиз хабар дастлаб узлуксиз сигналга айлантирилади (1.2а-расм). Масалан, микрофон олдида айтилган сўз, ижро этилган мусиқа унинг олдидаги ҳаво зичлигини ўзгартиради ва микрофон диафрагмасига таъсир этиб, уни ҳаракатга келтиради. Диафрагмага бириктирилган ғалтак (катушка) ўзгармас радиал магнит майдонида жойлашган бўлгани учун унинг ҳаракати натижасида ғалтак қутбларида электр юритиш кучи ҳосил бўлади. Ёлик занжирдаги ток ва юклама қаршилиқ $R_{\text{ю}}$ даги кучланиш қиймати ўзгаради. Ушбу $R_{\text{ю}}$ дан ўтаётган ток қиймати кучланишнинг ўзгариши микрофон олдидаги ҳаво зичлигига мос равишда ўзгаради, акустик босим электр сигналга айлантирилади. Бундай $u(t)$ сигнал аналог сигнал, яъни хабарга мос, ўхшаш сигнал деб юритилади. Яна бир мисол, 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 катталиққа эга бўлади.

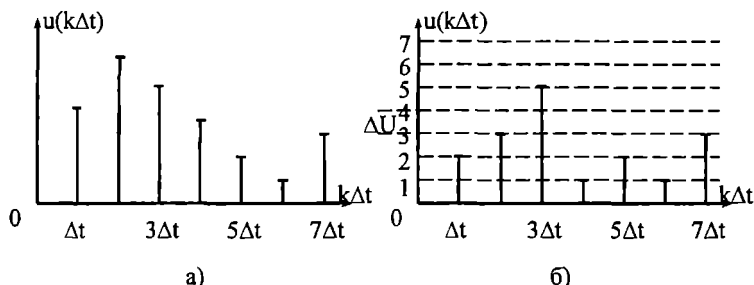
2. Узлукли (дискрет) хабар дискрет сигналга айлантирилади. Масалан: бирон бир матндаги ҳарфлар уларга мос кодлар комбинацияси билан алмаштирилади. Кўп ҳолларда кодлар комбинацияси токли (1) ёки токсиз (0) импульслардан (1.2б-расм), ёки +1 ва -1 импульслардан иборат бўлади (1.2в-расм).



1.2- 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 катталиққа эга бўлиши мумкин (1.3а-расм).



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

Одатда, вақт оралиғи Δt бир хил бўлади.

4. Вақт ва сатҳ бўйича дискрет сигналлар (1.3б-расм) деб, ҳар бир дискрет $k\Delta t$ вақтда қиймати аввалдан ўрнатилган $n\Delta U$ сатҳлардан бирига тенг бўлган 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, у ҳолда 5 рақами код билан алмаштирилади, яъни сатҳга мос импульс сигналлар рақамга алмаштирилади, кодланади ва модуляцияланган сигнал ИКМ-ЧМ, ИКМ-ФМ шаклида алоқа линияси орқали узатилади. Бунда охириги икки ҳарф фойдаланилган модуляция турини кўрсатади.

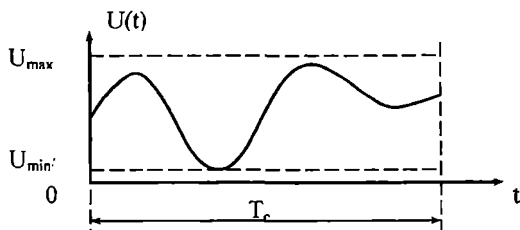
Узлуксиз сигналнинг $k\Delta t$ дискрет вақтдаги оний қийматлари ўрнатилган сатҳ қийматига тенг бўлмаса, бу оний қиймат энг яқин ўрнатилган сатҳ қиймати билан алмаштирилади. Бунда сигнал оний қийматини ўрнатилган сатҳ қиймати билан алмаштиришдаги ҳатолик E_x , сатҳлар оралиқ қийматининг ярмидан ошмайди, яъни $\epsilon_x \leq \Delta U/2$ бўлади. Бу ҳатолик алоқа каналида квантлаш шовқини шаклида пайдо бўлади. Сигнални 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 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)га ўхшаш параметрларини аниқлаймиз. Буюмни жўнатишда унинг 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 давомида ўзининг энг кичик оний қиймати U_{\min} билан энг катта оний қиймати U_{\max} оралиғида ўзгаради. Сигналнинг энг катта қиймати U_{\max} энг кичик қиймати U_{\min} га нисбати, яъни $U_{\max}/U_{\min}=D_c$ сигнал динамик диапазоли деб аталади. Сигнал T_c вақт давомида ўзининг U_{\max} қийматидан U_{\min} қиймати оралиғида турли тезликда ўзгаради. Сигналнинг ўзгариш тезлиги унинг спектр кенглиги F_c – га боғлиқ, яъни кенг спектрли сигнал тор спектрли сигналга нисбатан тез

ўзгаради ва аксинча. Шундай қилиб, сигнал асосан учта кўрсаткичи билан баҳоланади: T_c – сигналнинг давомийлиги; D_c – сигналнинг динамик диапазони ва F_c – сигнал спектри кенглиги.



1.4-расм. Узлуксиз сигнал.

Сигналнинг асосий уч кўрсаткичининг кўпайтмаси:

$$T_c \cdot D_c \cdot F_c = V_c \quad (1.3)$$

сигнал ҳажми деб аталади.

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

Ҳар қандай алоқа каналида фойдали сигнал бор ёки йўқлигидан қатъи назар 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 $P_c/P_{\text{ҳал}}=q$ дан фойдаланилади.

Сигнал спектри одатда жуда кенг бўлади. Бу ҳолда сигнал спектри кенглиги сифатида сигнал қувватининг асосий қисми жойлашган спектр кенглиги олинади. Баъзи ҳолларда сигнал спектри кенглиги уни узатиш сифатига қўйилган техник талаб асосида аниқланади. Масалан: телефон орқали мулоқотда куйидаги икки талаб асосида спектр кенглиги аниқланади: биринчиси – нутқнинг аниқлиги ва иккинчиси икки телефон орқали сўзлашаётган шахс, бир-бирини товушидан таниши. Бу талабларга товушни 300÷3400 Гц оралиқда узатиш орқали эришиш мумкин.

Телевидение тизимида эса асосий талаб тасвирнинг тиниқлиги ҳисобланади. Тасвир бир кадрина 625 қаторга ёйиш ва бир қатор ўтказиб тасвирни ёйиш усулидан фойдаланилганда, телевизион

сигнал спектри 6,25 МГц ни эгаллайди. Телевизион сигнал спектри телефон ва радиоэшиттириш сигнали спектридан жуда катта, бу телевизион сигнал узатиш тизимини бир неча бор мураккаблаштиради. Телеграф сигнали спектр кенглиги сигнал узатиш тезлигига боғлиқ бўлиб $F_c=1,5\nu$ ифода орқали аниқланади, бунда ν -телеграфлаш тезлиги, Бодларда баҳоланади ва вақт бирлигида узатилган телеграф элементар сигналлари сони билан аниқланади. Агар $\nu=50$ Бод бўлса, $F_c=75$ Гц бўлади.

Модуляцияланган сигнал спектри модуляцияловчи – узатиладиган хабар сигнали спектридан кенг бўлади.

1.5. Алоқа каналлари

Алоқа каналлари худди сигналлардек асосан учта кўрсаткич билан баҳоланади. Булар: T_k – канал орқали хабар узатилиш вақти; D_k – канал динамик диапазони ва F_k – канал сигнал спектрини ўтказиш кенглиги.

Канал учта асосий кўрсаткичлари кўпайтмаси $T_k \cdot D_k \cdot F_k = V_k$ алоқа канали ҳажми деб аталади ва каналнинг хабар ўтказа олиш имкониятини белгилайди.

Сигнални алоқа канали орқали узатиш учун қуйидаги шартлар бажарилиши керак:

$$T_k \geq T_c; D_k \geq D_c; \text{ ва } F_k \geq F_c \text{ ёки } V_k \geq V_c. \quad (1.4)$$

(1.4) дан кўришиб турибдики, сигналнинг ёки каналнинг бир параметрини иккинчисига алмаштириб алоқа канали орқали сигнални узатиш мумкин.

Ҳозирда турли радиоалоқа каналлари мавжуд. Булар узун ва қисқа тўлқинли радиоалоқа каналлар; радиореле алоқа канали; сунъий йўлдош орқали алоқа канали; тропосфера алоқа канали; космик алоқа канали; мобил алоқа канали ва бошқалар.

Ҳар қандай алоқа каналлар қуйидаги асосий хусусиятларга эга:

1. Алоқа каналларини чизиқли тизим деб ҳисоблаш мумкин, чунки канал чиқишидаги сигнал канал киришидаги сигналлар йиғиндисига тенг, яъни суперпозиция принципига бўйсунади;

$$\sum_{i=1}^n s(t) = k [s_{1k}(t) + s_{2k}(t) + \dots + s_{nk}(t)]. \quad (1.5)$$

2. Ҳар қандай алоқа каналида, фойдали сигнал бўлиш бўлмаслигидан қатий назар халақит сигнали мавжуд, яъни

$$x(t)=s(t)+w(t). \quad (1.6)$$

3. Сигнал алоқа каналидан ўтганда у биров кечикади ва унинг сатҳи камаяди.

4. Сигнал алоқа каналидан ўтганда унинг шакли бузилади. Шундай қилиб; канал чиқишидаги сигнал қуйидагича ифодаланиши мумкин:

$$x(t)=\mu(t)\cdot s(t-\tau)+w(t); \quad (1.7)$$

бунда, μ ва τ сигнал сўниши ва кечикишини кўрсатувчи катталиклар.

Агар μ ва τ вақт давомида ўзгармаса, бундай алоқа канали доимий кўрсаткичли канал деб аталади. μ ва τ лардан бири ёки иккаласи вақт давомида ўзгариб турса, бундай канал кўрсаткичлари ўзгарувчан канал деб аталади. Масалан: ер усти радиоэшиттириш ва телевидение канали кўрсаткичлари ўзгармас каналга мисол бўлади. Ҳаракатдаги алоқа тизими каналлари: уяли алоқа; учаётган самолёт ёки космик кема билан ва қисқа тўлқинли радиоалоқа канали ўзгарувчан кўрсаткичли алоқа каналига мисол бўла олади.

1.6. Кодлаш ва модуляциялаш

Дискрет хабарни радиосигналга айлантириш кодлаш ва модуляциялаш орқали амалга оширилади. Кодлаш сигнални яратиш асосини белгилайди, модуляциялаш эса алоқа канали орқали узатиш учун шакллантирилдиган сигнал турини билдиради.

Дискрет хабарни маълум матн деб ҳисобласак, у ҳарфлардан, рақамлардан ва тиниш белгиларидан иборат бўлади. Дискрет хабарнинг барча элементларини рақамлаб чиқамиз ва бу ҳолда хабарни рақамлар шаклида узатишни амалга ошириш мумкин.

Ўнлик тизимда ҳисоблашнинг асоси 10 рақами ҳисобланади. Ҳар қандай N – сонни қуйидаги шаклда ифодалаш мумкин:

$$N=a_n10^n+\dots+a_210^2+a_110^1+a_010^0; \quad (1.8)$$

Бунда, a_0, a_1, \dots, a_n – коэффициентлари 0 дан 9 гача қийматларни олади. Масалан: 375 сони $3 \cdot 10^2 + 7 \cdot 10^1 + 5 \cdot 10^0$ шаклида ифодаланади.

Умуман ҳисоблаш асоси қилиб ҳар қандай M сони олиниши ва N сони қуйидагича ифодаланиши мумкин:

$$N = a_n m^n \dots a_3 m^3 + a_2 m^2 + a_1 m^1 + a_0 m^0; \quad (1.9)$$

Бунда, $a_0, a_1, a_2, a_3 \dots a_n$ – коэффициентлар 0 билан $m-1$ орасидаги қийматларни ўз ичига олади.

Агар $m=2$ бўлса, унда иккилик ҳисоблаш тизимидан фойдаланиш ва ҳар қандай сонни фақат икки рақам 0 ва 1 орқали ифодалаш мумкин. Масалан: 15 рақами $1 \cdot 2^3 + 1 \cdot 2^2 + 1 \cdot 2^1 + 1 \cdot 2^0$

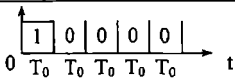
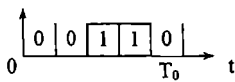
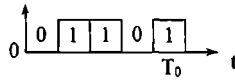
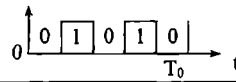
Иккилик тизимида арифметик ҳисоблаш жуда содда. Масалан, қўшиш қуйидаги қоида асосида бажарилади: $0+0=0$; $0+1=1$; $1+0=1$; $1+1=10$. Бундан ташқари иккилик модул билан қўшишда қуйидаги қоидага амал қилиш керак: $0 \oplus 0 = 0$; $0 \oplus 1 = 1$; $1 \oplus 0 = 1$; $1 \oplus 1 = 0$.

Агар дискрет хабар элементлари кетма-кетлигини иккилик сонлар кетма-кетлиги билан алмаштирсак, уларни алоқа канали орқали узатиш учун фақат иккита 1 ва 0 код символини узатиш кифоя қилади. Мисол учун: 0 ва 1 сонлари турли частота тебранишлари ёки турли кутбл (\leftarrow ёки \rightarrow) доимий ток кетма-кетлигини узатиш орқали амалга ошириш мумкин. Ўзининг соддалиги билан иккилик асосда кодлаш турли алоқа тизимларида ва ҳисоблаш техникасида кенг қўлланилмоқда.

Кодлаш натижасида дискрет хабар элементлари уларга мос сонлар (код символлари 0 ва 1 лар тўплами) билан алмаштирилади. Дискрет хабар ҳар бир элементига элементар сигналлар жамлигидан иборат кодлар комбинацияси бириктирилади. Дискрет хабар барча элементларбга мос келувчи кодлар комбинацияси код деб аталади. Кодлаш қоидаси одатда код жадвали шаклида келтирилади ва хабар элементларига мос кодлар комбинациясидан иборат бўлади. Бунга 1.2-жадвалда келтирилган кодлар комбинацияси мисол бўла олади.

Бир-биридан фарқ қилувчи код символлари код алфавити деб аталади. Уларнинг сони – код асосини ташкил этади. Умумий ҳолда дискрет хабар N та элементларини, N та сонни m асосли ҳисоблаш орқали ифодалаш мумкин, яъни $N = m^n$ шаклида бўлади.

Ҳар бир кодлар комбинациясидаги элементар символлар сони, унинг давомийлигини билдиради ва қийматини кўрсатади.

Хабар элементи	Код комбинациялари	Сигнал
А	1 0 0 0 0	
Б	0 0 1 1 0	
В	0 1 1 0 1	
Г	0 1 0 1 0	

Ҳар бир код комбинацияси элементар символлари доимийлиги τ бўлса ва у n та элементар сигналдан иборат бўлса, унда кодлар комбинацияси узунлиги $T_{kk}=n \cdot \tau_0$ бўлади. Ҳар бир код комбинациясидаги элементар сигналлар давомийлиги τ_0 қанча катта бўлса ёки кодлар комбинациясида ортиқча символлар қанча кўп бўлса, дискрет хабарни алоқа канали орқали узатиш тезлиги шунга мос равишда камаяди.

Кодлар комбинациясидаги элементар символлар сонига қараб кодлар иккилик ва кўп асослик кодларга бўлинади. Бундан ташқари, кодлар комбинацияси узунлиги бир хил бўлган ва бир хил бўлмаган турларга бўлинади.

Код комбинациялари ҳар хил бўлган кодга мисол қилиб, Морзе кодини келтириш мумкин. Бу кодда 0 ва 1 фақат икки шаклда: биттадан 1 ва 0 ёки учта бир (111) ва учта нол (000) ҳолатида фойдаланилади. Битта бир (1) нуқта ва учта бир (111) тирега мос келади. Битта ноль нуқтани тиредан ажратувчи элемент ҳисобланади. Учта нолдан (000) дан кодлар комбинациясини бири-биридан ажратишда фойдаланилади. 1.3-жадвалда Морзе кодининг дискрет хабар бир неча элементига мослари келтирилган. Бунда элементар сигнал сифатида бир кутбли импульслардан фойдаланилган.

Хабар элементлари	Кодлар комбинацияси	Сигнал
А	• ———	
Б	————•••	
Е	•	
Г	————	

1.3-жадвалдан кўриниб турибдики, кодлар комбинациялари турли давомийликка эга. Бунда энг қисқа код комбинацияси Е ҳарфига (4та) энг узун код комбинацияси ноль рақамига $-22\tau_0$ тўғри келади. Морзе коди ёрдамида рус тилидаги матн узатилганда, ҳар бир ҳарфга ўртача $9,5\tau_0$ вақт кетади. Бу беш элементли Бодо кодига ($5\tau_0$) нисбатан икки баробар катта.

Кодлар халақитбардошлик кўрсаткичи бўйича икки турга бўлинади: оддий хатони аниқлаш ва тузатиш имкониятига эга бўлмаган ва «коррекцияловчи» кодлар. Оддий кодлар хатони аниқлаш ва тузатиш имкониятига эга эмас. Бундай кодларда ҳамма кодлар комбинацияси дискрет хабар элементларига бириктирилган. Бундай кодлар комбинациясида халақит таъсирида 1 ни 0 га ва 0 ни 1 га айланиб қолиши хабарнинг бошқа дискрет элементига мос келувчи код комбинациясини англатади. Бундай кодларда ортиқчалик нолга тенг. Масалан: ўзбек тили алифбосидаги 32 та ҳарфга код асоси $m=2$, ҳар бир кодлар комбинацияси элементар сигналлар сони $n=5$ бўлган, яъни $N=m^n=2^5=32$ бўлади. Бунда ортиқча кодлар комбинацияси йўқ. Ҳамма кодлар комбинациясидан хабар узатиш учун фойдаланилади.

Хатони аниқлаш ва тузатиш хусусиятига эга бўлган (коррекцияловчи) код оддий кодга қўшимча ортиқча элементар сигнал қўшиш орқали ҳосил бўлади. Масалан: оддий кодга битта ортиқча символ қўшсак $N=2^6=64$ та код комбинацияси пайдо бўлади. Бу код иккига, тоқ ва жуфт тартиб рақамли кодлар

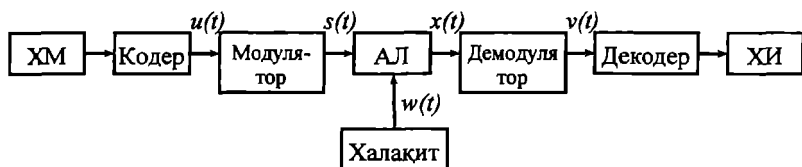
комбинациясига бўлинади. Ҳамма жуфт кодлар комбинацияси дискрет хабарнинг 32 та ҳарфига бириктирилади – улар хабар узатиш учун фойдаланиши рухсат этилган кодлар комбинацияси ҳисобланади. Тоқлари фойдаланиш учун рухсат этилмаган кодлар комбинациясини ташкил этади. Агар жуфт кодлар комбинациясидаги бир символ 1 ёки 0 ҳалақит таъсирида тескарига айланса, бу тоқ кодлар комбинациясини билдиради. Натижада бирлик хато аниқланади. Аммо уни тузатиш имконияти йўқ, чунки бу код ундан аввалги ёки кейинги жуфт код комбинацияси бўлиши мумкин.

Кодлар комбинациясидаги бирлик ёки иккилик хатони аниқлаш ва бирлик хатони тузатиш учун кодлар комбинацияси сонини янада оширамиз, яъни $N=2^7=128$ тага етказамиз. Бунда 1, 5, 9, 13 ва ҳ.к. кодлар комбинацияси рухсат этилган, қолганлари рухсат этилмаган ҳисобланади. Бунда ҳалақит таъсирида рухсат этилган кодлар комбинацияси рухсат этилмаганга айланса, бирлик ва иккилик хатолар аниқланади ва бирлик хатолар тузатилади. 1.6-расмда юқоридаги фикрлар ўз аксини топган.

Кодлар комбинацияси $N=2^7$	Рухсат этилган к.к.	Рухсат этилмаган к.к.	Бирлик хато тўғриланган к.	Иккилик хато аниқланган, тўғриланмаган
1	1	---	---	3
2	---	2	---1	
3	---	---	---	
4	---	3	---	7
5	5	---	5	
6	---	4	---	
7	---	---	---5	11
8	---	6	---	
9	9	---	---	
10	---	7	---9	15
11	---	---	---	
12	---	8	---9	
13	13	---	---	15
14	---	---	---	
15	---	10	---13	

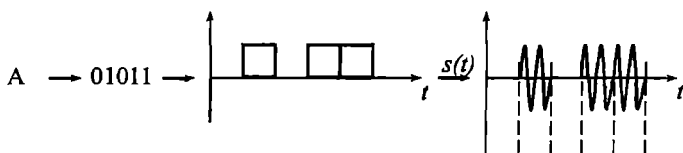
1.6-расм. Коррекцияловчи кодлар диаграммаси.

Оддий кодлардан коррекцияловчи кодларга ўтиш кодлар комбинацияси давомийлигини оширади, натижада вақт бирлигида узатилган кодлар комбинацияси сони, узатилган хабар миқдори камаяди. Аммо қабул қилинган кодлар комбинациясининг аслига мослиги ошади. 1.7-расмда дискрет хабар узатиш алоқа тизимининг функционал схемаси келтирилган.



1.7-расм. Рақамли алоқа тизимининг структуравий схемаси.

Дискретлаш натижасида қабул қилинган кодлар асосида хабар қайта тикланади. Бундай қурилма декодер деб аталади. Одатда кодер ва декодер мантиқ қурилмалар асосида яратилади. 1.8-расмда дискрет хабарни сигналга айлантириш жараёни тасвирланган.



1.8-расм. Дискрет хабарни сигналга айлантириш.

1.9-расмда қабул қилинган $x(t)$ сигнални хабарга айлантириш жараёни тасвирларган.



1.9-расм. $x(t)$ сигнални хабарга айлантириш.

Хабарлар алоқа каналлари орқали юқори частотали ташувчи ёрдамида қабул қилувчига етказилади. Хабар узатилаётганда юқори

частотали ташувчининг маълум бир параметрини узатилаётган нисбатан паст частотали сигналга мос равишда ўзгартиришни – модуляция деб аталади. Модуляция жараёнини бажарувчи қурилма модулятор деб аталади. Модуляцияланмаган ташувчи ҳеч қандай хабарни элтмайди, у гўёки ёзувсиз, чизмасиз оқ қоғоздир.

Электр алоқада ташувчи сифатида: юқори частотали гармоник сигналлар; тўғри тўртбурчакли импульслар кетма-кетлиги ва шовқинсимон сигналлардан фойдаланилади.

Хабарни узок-масофага узатишда юқори частотали синусоидал тебранишлардан фойдаланилади,

$$s(t)=A\sin(\omega_0 t+\varphi_0). \quad (1.9)$$

Бу ташувчи учта параметр: A – амплитудаси; ω_0 – тебраниш частотаси ва φ_0 –бошланғич фазаси билан баҳоланади. Ушбу ташувчи ҳар бир параметрини узатиладиган паст частотали аналог ёки рақамли сигналга мос равишда ўзгартириб, амплитудаси модуляцияланган (АМ); частотаси модуляцияланган (ЧМ) ва фазаси модуляцияланган (ФМ) сигнални олиш мумкин. Шундай қилиб:

$$\text{АМ да } A(t)=A_0+\Delta A \cdot k \cdot U\Omega(t); \quad (1.10)$$

$$\text{ЧМ да } \omega(t)=\omega_0+\Delta\omega \cdot k \cdot U\Omega(t); \quad (1.11)$$

$$\text{ФМ да } \varphi(t)=\varphi_0+\Delta\varphi \cdot k \cdot U\Omega(t); \quad (1.12)$$

бунда, k – пропорционаллик коэффициентини.

Агар хабар иккилик код орқали узатилаётган бўлса, ташувчининг модуляцияланган параметри ҳам фақат икки қийматга эга бўлади, улардан бири 1 симболи, иккинчиси 0 симболи узатишга мос келади. Бунда модуляция ўрнига одатда манипуляция атамаси қўлланилади.

Агар ташувчи сифатида импульслар кетма-кетлигидан фойдаланилса, унда модуляцияланаётган параметрга мос равишда АМИ, кенглиги модуляцияланган КМИ; ФМИ ва ЧМИ сигналлар деб аталади.

Электр алоқада импульсли модуляциядан фойдаланиш бирламчи модуляция ҳисобланади. Иккиламчи асосий модуляцияда юқори частотали синусоидал ташувчидан фойдаланилади. Натижада икки мартаба модуляцияланган: АМИ-АМ; ФМИ-АМ;

КМИ-ЧМ; ЧМИ-ЧМ ва ҳ.к. сигналлар ҳосил бўлади.

Баъзи ҳолларда ташувчининг икки параметри модуляцияланади. Бундай модуляция аралаш модуляция деб юритилади, бундай сигнал ЧМ-АМ шаклида бўлиб, радиолокацияда фойдаланилади.

1.7. Демодуляция ва декодлаш

Демодуляция натижасида модуляцияланган ташувчининг хабар ташувчи параметри ўзгариши ажратиб олинади. Бу жараён модуляция жараёнига тескари бўлгани учун демодуляция деб аталади. Модуляция ва демодуляция қурилмаси биргаликда модем деб аталади.

Агар узатилаётган хабар узлуксиз бўлса, демодуляция натижасида олинган сигнал товуш ёки тасвир акс эттириш қурилмасига берилади. Масалан: радиоёшиттиришда – радиокарнайга, телевидениеда қабул қилиш қурилмасига.

Хабар дискрет шаклда узатилаётган бўлса, демодуляциядан сўнг, декодлаш жараёни амалга оширилиши шарт. Чунки декодер чиқишида кодер чиқишидагига мос код символлари кетма-кетлиги ҳосил бўлади. Код символлари кетма-кетлиги дискрет хабар элементларига алмаштирилади. Агар демодуляция ва декодлаш жараёни битта қурилмада амалга оширилса, код символлари кетма-кетлиги мос дискрет хабар элементи билан алмашади. Бу ҳолат «бутун қабул қилиш» деб юритилади. Демодуляция ва декодлаш алоҳида қурилмаларда амалга оширилса дастлаб сигнал элементлари алоҳида-алоҳида тикланади, сўнгра кодлар комбинацияси декодланади, яъни дискрет хабар элементига айлантирилади.

1.8. Халақитлар ва бузилишлар

Амалда сигналлар каналлар орқали узатилганда уларнинг шакли бузилади ва хатолик билан қайта акс эттирилади. Сигналнинг хатолик билан қабул қилинишига сабаб канал киритадиган бузилишлар ва сигналга таъсир этувчи халақитлардир.

Каналнинг амплитуда частотаси ва вақт характеристикалари сигналга чизиқли бузилишлар киритади. Бундан ташқари сигналга каналдаги ночизиқли режимда ишлаётган функционал узеллар

ночизикли бузилишларни кўшади. Чизикли ва ночизикли бузилишлар каналнинг маълум параметрларига боғлиқ бўлганлиги учун, пайдо бўлиш сабаби маълумлиги сабабли уларни коррекциялаш орқали йўқотиш ёки камайтириш мумкин.

Сигнални чизикли ва ночизикли бузилишидан, унинг тасодифий халақит таъсирида бузилишини ажрата билиш шарт. Чунки халақитнинг сигналга таъсирини тўлиқ йўқотиш мумкин эмас, унинг параметрлари аввалдан маълум эмас.

Фойдали сигналга кўшилиб уни хатолик билан акс эттирилишига олиб келувчи ҳар қандай таъсир халақит деб аталади. Халақитлар пайдо бўлиш сабаблари ва физик хоссалари бўйича турлича бўлади. Халақитлар пайдо бўлиш жойига қараб ички ва ташқи халақит турига бўлинади. Ички халақитлар радиоэлектрон қурилмалар актив ва пассив элементларидан қатъий бир қийматга эга ток ўтмаслиги, яъни вақт бирлигида ўтказгичдан ўтаётган электронлар сони ўзгарувчанлиги сабабли пайдо бўлади.

Ташқи халақитларга атмосферада юз берадиган электр жараёнлари, шу жумладан, момақалдириклар натижасида ҳосил бўлади. Бу халақитлар куввати асосан узун ва ўрта тўлқин диапазонида тўпланган. Кучли халақитлар пайдо бўлишига саноат қурилмалари ишлаши ҳам сабаб бўлади. Улар саноат электр қурилмаларида ток қийматининг кескин ўзгариши, электр транспорт (трамвай, троллейбус) электр олгич қисмларининг манба симига жипс ёпишмаслиги, электр моторлар, медицина диагностика (ташҳис қилиш) ва даволаш қурилмалари таркатаётган электромагнит нурланишлари сабаб бўлади.

Бегона радиостанциялар нурланишлари, улар томонидан ажратилган ишчи частоталардан фойдаланиш қоидаларининг бузилиши, иш частотасининг барқарорсизлиги, нурлантираётган фойдали сигнал гармоникалари ва субгармоникалари қиймати техник талабдагидан юқорилиги сабаб бўлади. Шунингдек, радиоканалларда халақит – кўчма модуляция натижасида ҳам пайдо бўлади.

Умуман олганда, ҳар қандай электр алоқа каналида ички ва ташқи халақитлар мавжуд бўлиб, уларнинг катталиги фойдаланилаётган радиочастоталар диапазониغا ҳам боғлиқ.

Халақит $w(t)$ фойдали сигнал $s(t)$ га икки турда таъсир этиши мумкин. Агар халақит $w(t)$ сигнал $s(t)$ кўшилса, яъни

$$s(t)+w(t)=x(t) \quad (1.13)$$

бўлса, бундай халақит аддитив халақит деб аталади. Агарда халақит таъсиридаги сигнал

$$x(t)=\mu(t)\cdot s(t) \quad (1.14)$$

математик ифода билан акс эттирилса, бундай халақит мультипликатив халақит деб юритилади. Бунда μ – халақит таъсирида фойдали сигнал сатҳи ўзгаришини кўрсатувчи коэффициент. Халақит бўлмаганда бу коэффициент бирга тенг бўлади ($\mu=1$). Умуман $\mu=(-\infty \div +\infty)$ – оралиғи ўзгариши, сигнал сатҳини камайишига ёки катталашини олиб келиши мумкин. Агар μ – фойдали сигнал $s(t)$ га нисбатан аста-секин ўзгарса, бу ҳодиса сўниш деб аталади.

Реал каналларда ҳар икки турдаги халақитлар бир вақтда сигналга таъсир этади, натижада

$$x(t)=\mu(t)\cdot s(t)+w(t), \quad (1.15)$$

яъни қабул қилиш қурилмаси киришига вақт бўйича сатҳи аста-секин ўзгарувчи ва халақит $w(t)$ қўшилган $x(t)$ сигнал таъсир этади.

Аддитив халақитларга: флуктуацион, импульсли ва квазигармоник халақитлар киради.

Флуктуацион халақит бошқа халақит турларига нисбатан яхши ўрганилган, у радиотехник қурилмага бир вақтда бир неча тасодикий катталиқдаги, улар таъсиридаги электр занжирларидаги ўтиш жараёни бир-бирига қўшилиб кетиши натижасида пайдо бўлади. У ҳамма частоталар диапазонида учрайди, унинг спектри чексиз кенг.

Импульсли халақит баъзан вақт бўйича тўпланган халақит деб ҳам аталади. Чунки у бир-биридан анча катта тасодикий вақт оралиғида қисқа вақт давомийлигида қабул қилиш қурилмасига таъсир этади. Унинг таъсирида қабул қилиш қисмларида юз берадиган ўтиш жараёни бир-бирига қўшилмайди, навбатдаги импульсли халақит таъсир этгунча аввалгисининг таъсири тугайди. Бу турдаги халақитларга саноат қурилмаларининг халақитлари киради: пайвандлаш ускуналари; электр транспорт; автомобиль ўт олдириш қисмлари ва бошқалар.

Халақитларни флукуацион ва импульсли халақитларга ажратилиши шартли бўлиб, импульсли халақит такрорланиш частотасига қараб тор полосали қабул қилиш қурилмасига флукуацион, кенг полосали қабул қилиш қурилмаси учун импульс халақит сифатида таъсир этиши мумкин.

Импульсли халақит дискрет тасодифий жараён бўлиб, пайдо бўлиш вақти ва амплитудаси тасодифий тақсимланган. Импульсли халақит ҳам назарий нуқтаи назардан чексиз кенг спектрга эга.

Квазигармоник халақит баъзан спектри бўйича жамланган халақит деб аталади, бу халақит турли радио узатиш қурилмалари тарқатаётган электромагнит тўлқинлар, тор полосада халақит қилувчи турли саноат асбоб-ускуналаридан иборат. Бундай халақит радиоқабул қилиш қурилмаси ўтказиш полосасини тўлиқ эгаллаши мумкин. Қисқа тўлқин диапазонидаги квазигармоник халақит асосий халақит ҳисобланади.

1.9. Қабул қилинган сигналнинг аслига мослиги ва узатиш тезлиги

Қабул қилинган сигналнинг аслига мослиги ва узатиш тезлиги алоқа каналининг ишлаш сифатини ва вақт бирлигида узатилган ахборот миқдорини аниқлайди.

Қабул қилинган сигналнинг аслига мослиги бузилишлар ва халақитлар таъсирида камаяди. Алоқа тизими қурилмаларини тўғри лойиҳалаш ва созлаш натижасида сигналнинг аслига мослигини юқори даражада таъминлаш, хатоликни камайтириш мумкин. Бу ҳолда сигналнинг аслига мос эмаслиги – хатолик даражаси халақитга, алоқа тизимининг халақитбардошлигига боғлиқ деб ҳисобланади.

Халақитбардошлик деб, одатда алоқа тизимининг ахборот узатишда халақитга бардош бериш қобилиятига айтилади. Қабул қилинган сигналнинг аслига мослигини унинг халақитбардошлиги орқали баҳолаш мумкин. Алоқа тизими (қурилмаси) халақитбардошлиги узлуксиз ва дискрет сигналлар учун турлича аниқланади.

Дискрет хабар узатиш тизими учун халақитбардошлик N та узатилган элементар сигналлар $(0;1)$ дан тўғри қабул қилингани – M ни, умумий узатилган элементар сигналларга нисбати билан баҳоланади, яъни

$$P_T = M/N \quad (1.16)$$

бунда P_T – тўғри қабул қилиш эҳтимоллиги. Одатда халақитбардошлик P_T нинг тескараси P_x – хато қабул қилиш эҳтимоллиги орқали баҳоланади, яъни $P_x = 1 - P_T$.

Узлуксиз аналог хабарларни узатишдаги хатолик узатилган $u(t)$ сигнални қабул қилинган $v(t)$ сигналдан фарқи ε_x билан баҳоланади. Кўпчилик ҳолатда ўртача квадратик хатолик

$$\bar{\varepsilon}_x^2 = \frac{1}{T_c} = \int_0^T \frac{c}{T_c} [v(t) - u(t)]^2 dt \quad (1.17)$$

шаклида аниқланади, бунда $\bar{\varepsilon}_x^2$ талаб қилинадиган хатолик $\bar{\varepsilon}_{ТХ}^2$ дан кичик ёки тенг бўлиши керак, яъни

$$\bar{\varepsilon}_x^2 \leq \bar{\varepsilon}_{ТХ}^2, \quad (1.18)$$

ёки $\bar{\varepsilon}_x^2$ маълум эҳтимоллик даражасида $\bar{\varepsilon}_{ТХ}^2$ дан кичик ёки тенг бўлиши керак

$$Q = P(\bar{\varepsilon}_x^2 \leq \bar{\varepsilon}_{ТХ}^2). \quad (1.19)$$

Қабул қилинган сигналнинг аслига мослик даражаси алоқа каналидаги сигнал қувватини халақитга нисбатига боғлиқ, яъни

$$q = P_c/P_x. \quad (1.20)$$

Халақитнинг маълум миқдорда аслига мослик хабар узатишда фойдаланилаётган сигналларнинг бир-биридан фарқ қилиш даражасига боғлиқ. Масалан: фазаси манипуляцияланган сигналларнинг бир-биридан фарқи амплитудаси ёки частотаси манипуляцияланган сигналларникига нисбатан катта, шунинг учун ФМп сигнал, АМп ва ЧМп га нисбатан юқори халақитбардошлик, аслига мосликни таъминлайди.

Аслига мослик сигнални қабул қилиш турига ҳам боғлиқ. Қабул қилишни шундай турини танлаш керакки, у халақит

таъсиридаги сигналларнинг ўзаро фарқини иложи борича яхши ажрата олсин. Тўғри лойиҳаланган қабул қилиш қурилмаси $q=P/P_x$ ни сезиларли даражада яхшилаши мумкин.

Узлуксиз ва дискрет хабар узатиш алоқа тизими орасидаги қуйидаги катта фарққа эътибор бериш керак. Узлуксиз хабар (сигнал) лар узатиш тизимида ҳар қандай халақит қабул қилинган сигнални юборилган сигналдан фарқланишига, хатоликка олиб келади. Дискрет сигналлар узатиш алоқа тизимида халақитнинг фақат фойдали сигнал элементлари (1 ва 0) ни унинг тескарисига айлантирувчи катталиқда бўлишигина хатоликка олиб келади. Дискрет алоқа тизимининг бузилган сигналларни тўғри қабул қилиш хусусияти – хатони тузатиш қобилияти даб аталади.

Халақитбардошлиқ билан бир қаторда алоқа тизимининг хабар узатиш тезлиги ҳам унинг асосий кўрсаткичларидан бири ҳисобланади. Дискрет алоқа тизими учун узатиш тезлиги бир сонияда узатилган иккилик символлар сони R билан ўлчанади, яъни

$$R = \log m / \tau_0, \quad (1.21)$$

бунда, τ_0 – элементар символ давомийлиги, m – код асоси. Агар $m=2$ бўлса, яъни иккилик код учун

$$R = 1 / \tau_0. \quad (1.22)$$

Ҳар қандай алоқа канали учун берилган чегаравий қийматларда – энг катта узатиш тезлиги мавжуд, уни алоқа каналининг сигнал узатиш қобилияти деб аталади ва одатда C ҳарфи билан белгиланади.

Амалда фойдаланиладиган алоқа тизимларида узатиш тезлиги R , канал узатиш қобилияти C дан кичик, яъни $R < C$.

$R < C$ бўлганда, сигнал узатиш ва қабул қилишнинг юқори даражада аслига мослигини таъминлаш мумкинлиги тасдиқланган.

Назорат саволлари

1. Ахборот, хабар, сигнал деганда нимани тушунасиз?
2. Тўлқин узунлиги ва частота бир-бири билан қандай ифода орқали боғланган?

3. Радиочастоталар неча диапазонга бўлинган?
4. Сигналлар вақт функцияси сифатида қандай турларга бўлинади?
5. Сигналлар қайси кўрсаткичлари билан баҳоланади?
6. Рақамли сигнал деганда нимани тушунасиз?
7. Сигнал ҳажми ва канал ҳажми нима?
8. Дискретизация ва квантлаш нима?
9. Алоқа каналларининг асосий хоссалари нималардан иборат?
10. Кодлаш нима? Код асоси деганда нимани тушунасиз? Декодлаш нима?
11. Оддий код ва хатони тузатувчи код нима?
12. Модуляция, демодуляция деганда нимани тушунасиз?
13. Морзе коди Бодо кодидан қандай фарқланади?
14. Тапшувчи сифатида қандай сигналлардан фойдаланиш мумкин?
15. Импульс модуляцияси нима?
16. Халақитбардошлик деганда нимани тушунасиз?
17. Халақитнинг қандай турларини биласиз?
18. Аддитив халақит нима? Халақитнинг қайси турлари аддитив халақитга киради? Мультипликатив халақит нима?
19. Узатиш тезлиги деганда нимани тушунасиз?
20. Алоқа каналининг хабар узатиш қобилияти нима?

2. ЭЛЕКТР ЗАНЖИРЛАРНИНГ ТУРЛАРИ

2.1. Чизиқли 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.

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

Ўзгарувчан ток ўтувчи доимий сифимли конденсатор учун

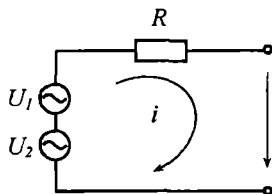
$$i = \frac{dq}{dt} = \frac{d}{dt}(CU) = C \frac{dU}{dt} \quad \text{ёки} \quad U = \frac{1}{C} \int i dt,$$

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

Доимий индуктивликдаги кучланиш

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

бунда $\Phi=Li$ – магнит оқими ушбу индуктивлик орқали ўтаётган токка 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 тоқлари 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 $i_1+i_2=i_\Sigma=a_1U_1+a_2U_2$ га тенг бўлади.



2.1-расм. Чизиқли электр занжири.

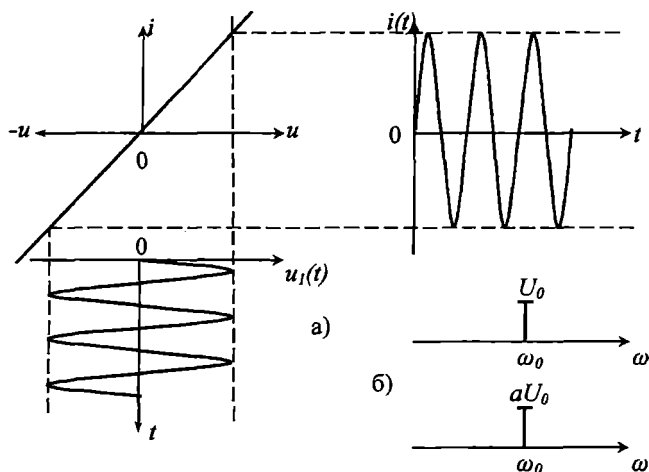
ЧЭЗ нинг чиқишида киришига берилмаган янги спектрал ташкил этувчилар пайдо бўлмайди. Чизикли режимда ишловчи актив элемент вольт-ампер тавсифи $i=aU$ бўлса, киришига

$$u(t)=U_0\cos(\omega_0 t+\varphi_0) \quad (2.1)$$

кучланиш берилса, ундан

$$i(t)=aU_0\cos(\omega_0 t+\varphi_0) \quad (2.2)$$

тенг бўлган ток ўтади (2.2а-расм).



2.2-расм. Чизикли элементга гармоник сигналнинг таъсири.

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

2.2. Ночизикли электр занжирлар

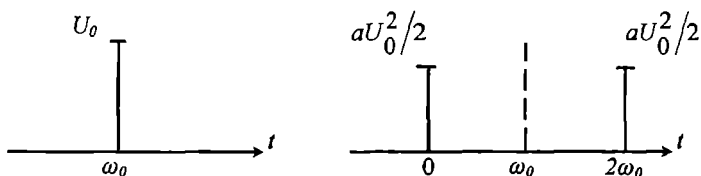
Агар электр занжирда кўрсаткич катталиги ўтаётган ток қиймати ёки берилган кучланишга боғлиқ бирор бир қаршилиқ, сиғим ёки индуктивлик бўлса, бундай ЭЗ ночизикли электр занжир (НЭЗ) ҳисобланади. Бунда $R=\Phi(u,i)$, $C=\Phi(u)$ ёки $L=\Phi(i)$ бўлади.

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 тоқлар 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 тоқларнинг 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 $u(t)=U_0\cos(\omega_0t+\varphi_0)$ бўлса, ток

$$i=aU_0^2 \cos^2(\omega_0t+\varphi_0)=aU_0^2/2 + aU_0^2/2 \cos(2\omega_0t+2\varphi_0) \quad (2.3)$$

дан иборат бўлади. Бунда ток ўзгармас ташкил этувчи $aU_0^2/2$ ва кириш сигналининг иккинчи гармоникаси билан тебранувчи ток ташкил этувчисидан иборат бўлади. 2.3-расмда кириш кучланиши ва чиқиш токи спектрлари келтирилган.



2.3-расм. Кириш кучланиши ва чиқиш токи спектрлари.

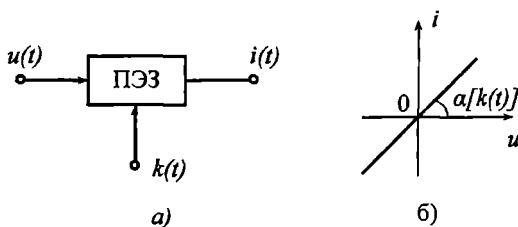
а) кириш сигнали спектри, б) чиқиш токи спектри.

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

2.3. 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 (2.4-расм).



2.4-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:

$$i(t) = k(t) \cdot u(t). \quad (2.4)$$

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

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

$$u = R(t) \text{ ёки } i = u/R(t) = G(t) \cdot u \quad (2.5)$$

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

$$U=U_1+U_2 \quad (2.6)$$

бўлса, параметрик элементдан ўтаётган ток

$$i=G(t) \cdot (U_1+U_2)=G(t) \cdot U_1+G(t) \cdot U_2=i_1+i_2 \quad (2.7)$$

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

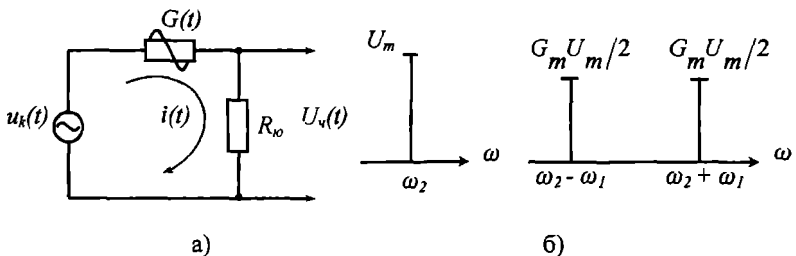
ПЭЗ дан ўтаётган ток спектри кириш сигнали спектридан фаркланади, яъни бундай ЭЗ да янги спектрал ташкил этувчилар пайдо бўлади. Масалан: параметрик резистор ўтказувчанлиги (2.5-расм) вақт бўйича гармоник тебраниш қонуни билан ўзгариши, яъни

$$G(t)=G_m \cos \omega_0 t \quad (2.8)$$

бўйича ўзгарса ва унинг киришига

$$u_k(t)=U_m \cos \omega_0 t \quad (2.9)$$

гармоник ўзгарувчи кучланиш берилсин.



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

Бунда ПЭЗ юкламаси $R_{ю}$ резистордан ўтувчи ток (2.5) га асосан

$$I=G_m \cos \omega_1 t \cdot U_m \cos \omega_2 t \quad (2.10)$$

га тенг бўлади. (2.10) формулани тригонометрик функциялар кўпайтмаси шаклида ўзгартирсак,

$$i=0,5G_m U_m \cos(\omega_2 t - \omega_1 t) + 0,5G_m U_m \cos(\omega_2 t + \omega_1 t) \quad (2.11)$$

кўринишини олади.

(2.10) ифодадан ПЭЗ лар кириш сигнали спектрини бойитиш хусусияти кўришиб турибди (2.56-расм).













Ночизикли параметрик электр занжирлардаги резистор, индуктивлик ва конденсаторлар параметрик элемент бўлиш билан бир вақтда ночизикли элемент хусусиятига эга. Агар ЭЗ да шундай элементлардан бирортаси бўлса, у ҳолда бундай ЭЗ ночизикли 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.

Амалда фойдаланиладиган элементлар ярим ўтказгичли диод, варикап, биполяр ва майдон транзисторлари, электрон лампалар ночизикли параметрик элемент сифатида қўлланиши мумкин, чунки улар паст сатҳли сигналлар таъсирида бўлганларида вольт-ампер ёки вольт-кулон тавсифлари идеаллаштирилиб чизикли боғланишда деб ҳисобланади. Уларнинг киришига бир ёки бир неча бир хил сатҳли, аммо вольт-ампер ёки вольт-кулон тавсифининг нисбатан катта қисмидан фойдаланилса, бундай элемент ночизикли деб ҳисобланади. Агарда улар киришига бир-бирига нисбатан сатҳлари катта фарқ қиладиган икки сигнал берилса, бу ҳолда улардан кучлиси бошқарувчи сигнал вазифасини бажаради, бунда бу элементлар ҳам ночизикли параметрик элемент деб ҳисобланади.

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

2.1-жадвал

Элементлар	Шартли белгиланиши			
	Чизикли	Ночизикли	Параметрик	Ночизикли-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 чизикли электр занжирлар деб аталади?
3. Қандай электр занжирлар ночизикли электр занжирлар деб аталади?
4. Қандай электр занжирлар параметрик электр занжирлар деб аталади?
5. Ночизикли-параметрик электр занжирлар деб қандай электр занжирларга айтилади?
6. Қандай элементлар ночизикли 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. Чизикли, ночизикли, параметрик ва ночизикли-параметрик элементлар электр занжирларда қандай шартли белгилар билан белгиланади?

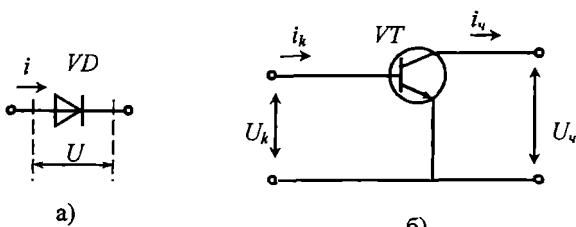
3. НОЧИЗИҚЛИ ЭЛЕМЕНТЛАР, УЛАРНИНГ ХАРАКТЕРИСТИКАЛАРИ ВА ПАРАМЕТРЛАРИ. ПАРАМЕТРИК ЭЛЕМЕНТЛАР

3.1. Ночизикли ва параметрик элементлар ҳақида умумий тушунчалар

Ночизикли элементлар (НЭ) ночизикли электр занжирлари таркибига киради, уларнинг параметрлари ток кучи ёки кучланишга боғлиқ. НЭ ларни икки кутблик ёки тўрт кутблик сифатида қараш мумкин. НЭ лар актив характердаги қаршиликка эга бўлади.

Агарда ночизикли элементларда улардан ўтаётган токнинг оний қиймати киришидаги кучланиш оний қийматига мос равишда кечикишсиз ўзгарса, бундай элементлар инерциясиз деб ҳисобланади. Яримўтказгич диодлар, транзисторлар ва электрон лампалардан чегаравий ишчи частотадан паст частоталарда фойдаланилганда инерциясиз деб қараш мумкин.

Яримўтказгичли диод икки кутблик ҳисобланади ва у ток i , кучланиш U қийматлари билан баҳоланади. Транзисторлар тўрт кутблик бўлиб, улар кириш токи i_k ва кучланиши U_k ; чиқиш токи i_c ва кучланиши U_c билан, бундан ташқари бир неча турдаги вольт-ампер тавсифлари билан баҳоланади.

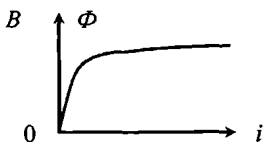


3.1-расм. а) яримўтказгич диод, б) биполяр транзистор уланиш схемаси.

Инерцияли элементларда чиқишдаги ток билан киришдаги кучланиш орасида кечикиш пайдо бўлади. Масалан: яримўтказгич – терморезистор (термистор) орқали ток ўтганда унинг ҳарорати пасаяди, натижада қаршилиги камаяди. Ҳарорат пасайиши аста-

секин содир бўлгани учун, унинг қаршилиги ҳам аста-секин камаяди. Бунда термистор қаршилигининг ўзгариши ток ўзгаришига нисбатан кечикади. Бунинг тескараси ночизикли элемент барреттерларда кузатилади.

Ночизикли индуктивлик реактив элемент ҳисобланади. Маълумки ферромагнит материалларда магнит индукция ғалтақдан ўтаётган ток билан ночизикли боғланишга эга (3.2-расм).

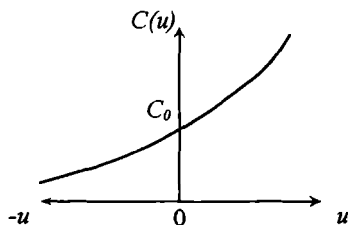


3.2-расм. Ночизикли индуктив элемент.

Индукцион ғалтак учун магнит оқими Φ магнит индукциясига тўғри пропорционал бўлгани учун, магнит оқимининг токка боғлиқлиги ҳам ночизикли. Инерционлилик ва инерционсизлик тушунчаси индуктив элементларга нисбатан қўлланилмайди, чунки индуктивлик ғалтақдан ток ўтганда ҳарорат ўзгариши эмас, ўзакнинг ферромагнит хоссасига боғлиқ.

Ночизикли конденсатор ҳам реактив элемент ҳисобланади. Мисол учун, вариконд – ночизикли конденсатор бўлиб, унда заряд миқдори конденсатор пластиналарига берилган кучланиш билан ночизикли боғланишда, чунки варикондда диэлектрик сифатида сегнетоэлектрик материал қўлланилади.

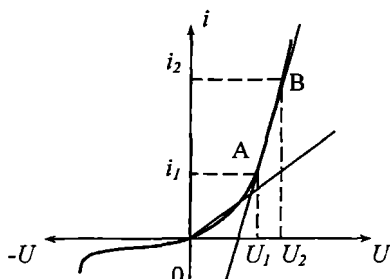
Яримўтказгич конденсатор-варикапда p-n ўтиши сифими кучланиш (заряд миқдори) билан ночизикли боғланишда ундан бошқарилувчи ёки созловчи конденсатор сифатида фойдаланилади (3.3-расм).



3.3-расм. Варикап фарада-кучланиш характеристикаси.

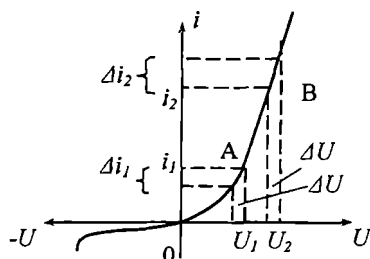
3.2. Ночизикли элементларнинг тавсифлари ва асосий параметрлари

Ночизикли элементлар вольт-ампер характеристикалари (ВАХ) орқали баҳоланади. ВАХ НЭ тўғрисида деярли тўлиқ маълумот беради. Мисол учун, яримўтказгич диод ВАХ ни олайлик (3.4-расм).



3.4-расм. Яримўтказгич диод статик қаршилигини аниқлашга доир чизма.

Агарда диодга U_0 кучланиш берсак (U_0 -силжиш кучланиши), ундан i_0 ток ўтади, у $i=\Phi(u)$ ВАХ ли диодга кучланиш берилгандаги, унинг акс таъсири ҳисобланади. Агар U_1 ни i_1 га нисбатини олсак, у диоднинг ўзгармас ток бўйича қаршилиги ёки статик қаршилиқ деб аталади, яъни $R_{ст}^1 = U_1/i_1$. Диодга U_2 кучланиш берсак, ундан i_2 ток ўтади. Яъни $R_{ст}^{11} = U_1/i_1$. Диоднинг статик қаршилиги турли кучланишларда турлича бўлади, яъни $R_{ст}^1 \neq R_{ст}^{11}$. Статик қаршилиқка тесқари катталиқ статик ўтказувчанлик деб аталади ва $G_{ст}$ билан белгиланади. Статик қаршилиқ ёки статик ўтказувчанлик берилган кучланишга боғлиқ бўлса, элемент ночизикли ҳисобланади.



3.5-расм. Яримўтказгич диод динамик қаршилигини аниқлашга оид чизма.

Агар диодга U_1 кучланиш билан бирга ўзгарувчан кучланиш берсак, кучланишнинг ўзгарувчан қисми ΔU токни Δi га нисбатининг лимитини олсак, яъни $\lim_{\Delta u \rightarrow 0} \Delta U_1 / \Delta i_1 = du/di = R^1_{\sim}$ ёки R^1_d - НЭ нинг ўзгарувчан токка қаршилиги ёки дифференциал (динамик) қаршилик деб аталади. Диодга U_2 кучланиш ва кичик ўзгарувчан кучланиш ΔU берсак, у ҳолда В нукта орсидаги дифференциал қаршилик $R^1_{\alpha} \neq R^1_{\alpha}$ бўлади. Ўзгарувчан ток қаршилигининг тескари катталиги ўзгарувчан ток ўтказувчанлиги ёки дифференциал ўтказувчанлик деб аталади, яъни:

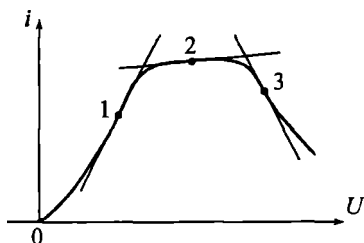
$$1/R^1_{\sim} = G^1_{\sim}, 1/R^{11}_{\sim} = G^{11}_{\sim} \text{ ва } G^1_{\sim} \neq G^{11}_{\sim} \text{ бўлади.}$$

Ночизикли элемент ВАХ сининг турли нуқталарига ўзгармас ва ўзгарувчан кучланиш берилса, унинг статик ва дифференциал қаршиликлари турлича бўлади.

Дифференциал ўтказувчанлик $G_{\sim} = \Delta i / \Delta U$, ночизикли элемент ВАХ сининг кучланиш берилган нуқтадаги қиялиги (крутизна)ни кўрсатади, у $S = \Delta i / \Delta U$ шаклида аниқланади. Ночизикли элемент ВАХ турли нуқталарининг қиялиги турлича бўлади.

3.6-расмда келтирилган ВАХ нинг турли нуқталаридаги дифференциал қаршилиги ёки қиялиги турлича. 1 нуқтада дифференциал қаршилик мусбат ва маълум кийматга эга, 2 нуқтада $R_{\sim} \rightarrow \infty$, чунки кучланишнинг ΔU ўзгариши ток ўзгаришига олиб келмайди. 3 нуқтада $R_{\sim} < 0$, чунки кучланишнинг ошиши токнинг камайишига олиб келмоқда.

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



3.6-расм. Мураккаб вольт-ампер характеристикали ночизикли элемент.

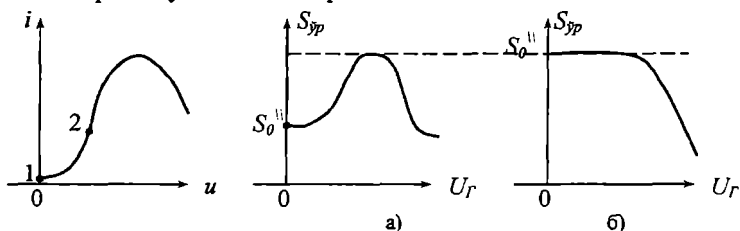
НЭ киришига гармоник шаклдаги кучланиш $u_r(t)$ берилганда ундан ўтаётган ток биринчи гармоникаси амплитудаси I_1 нинг ўзгариши (боғлиқлиги) ни аниқлаш керак бўлади. Бу боғлиқлик ўртача қиялик (средняя крутизна) s_{yp} орқали баҳоланади. НЭдан ўтаётган ток биринчи гармоникаси амплитудаси I_1 ни киришдаги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

$$S_{yp2}=I_2/U_r, s_{yp3}=I_3/U_r, \dots, s_{ypn}=I_n/U_r \text{ бўлади.}$$

Кўп ҳолларда мулоҳаза биринчи гармоника бўйича қиялик устида борса, ўртача қиялик атамасидан фойдаланилади, гармоникасининг сони кўрсатилмайди.

НЭ ВАХ чизикли қисмида $S_{yp}=S_0$, яъни иш нуқтасидаги қияликка тенг бўлади. Ўртача қиялик кириш кучланиши амплитудасига боғлиқ ўзгариб боради, яъни $s_{yp}=\Phi(U_r)$ бўлиб, $y=\Phi(x)$ ВАХ нинг кириш сигнали оний қиймати билан чиқиш токи амплитудасини боғлайди. Кўпгина НЭ учун кириш сигнали амплитудасининг катталашини ВАХ си бошланғич ва охириги қисмларини ҳам эгаллайди, бунда НЭ ўтаётган токнинг максимал қиймати ортиши кириш сигнали амплитудасининг катталашинидан кўра секинлашади. Бу жараёнда чиқиш токи шакли дастлабки гармоник шаклдан аста-секин фарқланиб, трапециясимон, тўртбурчаксимон импульс шаклини олади ва ток биринчи гармоникаси катталашини аста-секин тўхтайтиди, токнинг иккинчи I_2 , учинчи I_3 ва ҳ.к. гармоникалари амплитудаси ошиб боради. Натижада ўртача қиялик кўрсаткичи s_{yp} камаяди.

3.7-расмда s_{yp} нинг кириш кучланиши u_r га боғлиқлик чизмаси келтирилган. Бунда s_{yp} бошланғич қиймати ВАХ нинг қайси нуқтасига кириш кучланиши берилганлигига боғлиқ.



3.7-расм. Ўртача қияликнинг иш нуқтасига боғлиқлиги чизмаси.
а) 1-ишчи нуқта учун, б) 2-ишчи нуқта учун.

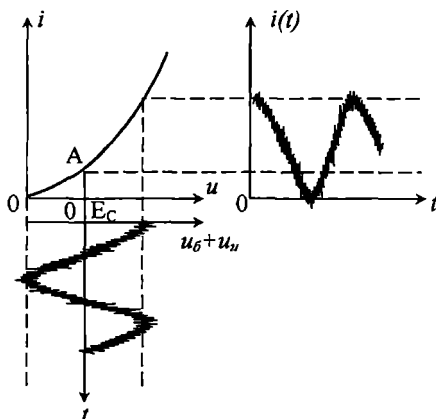
Бу расмларда: S_0^I – ВАХ нинг 1-нуқтаси статик қиялиги, S_0^{II} – ВАХ нинг 2-нуқтаси статик қиялиги.

Ночизикли актив ва пасив элементлар ҳақидаги мулоҳазалар ночизикли индуктивлик ва конденсаторлар учун тегишли бўлиб, мос равишда талқин этиш мумкин. Бундан ташқари, дифференциал индуктивлик L ва дифференциал сиғим C ҳамма ҳолларда мусбат катталиқда бўлади.

3.3. Резистив ва реактив ночизикли элементларда параметрик жараёнлар

Резистив ва реактив элементлардан маълум бир иш ҳолатида параметрик элемент сифатида фойдаланилади. Мисол тариқасида резистив ночизикли элемент яримўтказгич диодни олайлик. Унинг ВАХ си 3.8-расмда келтирилган.

Диодга бири катта кучланишли бошқарувчи $u_r(t) = U_m \sin \omega_r t$ ва иккинчиси нисбатан паст кучланишли $u_n(t) = U_0 \sin \omega_0 t$ тебранишлар берилган бўлсин. Бунда бошқарувчи сигнал ишчи сигналга нисбатан секин ўзгарувчан, яъни $\omega_r \ll \omega_0$ бўлсин. Доимий силжиш кучланиши E_c ёрдамида иш нуқтасини диод ВАХ нинг A нуқтасига ўрнатамиз. Бунда $U_r \gg U_n$ бўлгани учун ВАХ нинг U_n кучланиш қўйилган қисмини чизикли деб ҳисоблаш мумкин. Бошқарувчи кучланиш u_r диод ВАХ нинг деярли ҳамма қисмини эгаллайди ва



3.8-расм. Ночизикли элементга бир вақтда кучли ва кучсиз сигналнинг таъсири.

кучсиз ишчи сигналнинг ВАХ қуйилиш нуқтасини аста-секин ўзгартиради – бошқаради. Ҳар бир иш нуқтасига маълум оний қиялик S_0 тўғри келади.

Иш нуқтаси бошқарувчи кучланиш u_r таъсирида ўзгаргани учун қияликнинг оний қиймати ҳам ўзгаради, яъни $s_0(t)$ бўлади, вақт бўйича ўзгариб боради. Дiodнинг u_n сигналга акс таъсир токи деярли синусоидал бўлади, аммо $u_n(t)$ га нисбатан диод тавсифи қиялиги вақт бўйича ўзгариб туради. Шунинг учун диоддан ўтаётган токни қуйидагича ифодалаш мумкин:

$$I(t) = s_0(t) \cdot u_n(t) = s_0(t) \cdot U_n \sin \omega_0 t, \quad (3.1)$$

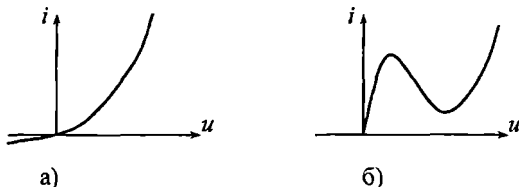
шундай қилиб, кичик амплитудали ишчи кучланишга нисбатан чизикли элемент ҳисобланади, аммо $s_0(t)$ вақт бўйича ўзгариб тургани учун диод чизикли-параметрик режимда ишлайди. Ночизикли элементлардан параметрик элемент ҳосил қилишда ишчи ва бошқарувчи кучланишлар НЭ битта киришига ёки турли киришлари – электродларига берилиши мумкин.

Юқоридагига ўхшаш принцида ночизикли реактив элементларни ҳам параметрик элементга айлантириш мумкин.

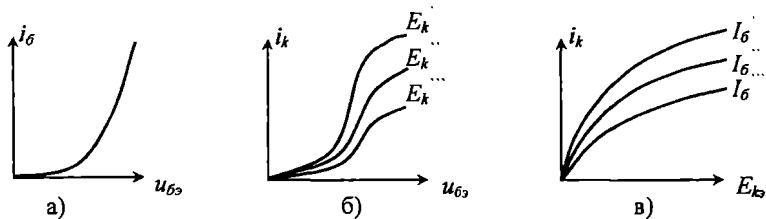
3.4. Ночизикли резистив ва реактив элементлар характеристикалари

Ночизикли резистив ва реактив элементлар ишлаш принципи турли физик жараёнларга асослангани учун уларнинг вольт-ампер, вольт-кулон, магнит индукцияси (оқими) – токга боғланиш тавсифлари турлича.

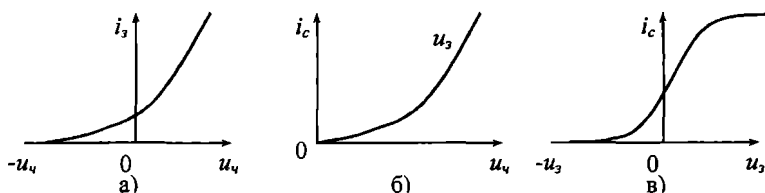
Яримўтказгич диод вольт-ампер тавсифи 3.9а-расмда, туннел диод ВАХ си 3.9б-расмда, биполяр транзистор кириш, ўтиш ва чиқиш тавсифлари 3.10а, 3.10б, 3.10в-расмларда майдон



3.9-расм. а) яримўтказгич диоднинг вольт-ампер характеристикаси, б) туннел диоднинг вольт-ампер характеристикаси.

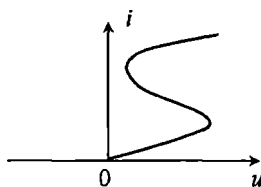


3.10-расм. а) биполяр транзисторнинг кириш характеристикаси, б) биполяр транзисторнинг ўтиш характеристикаси, в) биполяр транзисторнинг чиқиш характеристикаси.



3.11-расм. а) майдон транзисторининг кириш характеристикаси, б) майдон транзисторининг ўтиш характеристикаси, в) майдон транзисторининг чиқиш характеристикаси.

транзистори затвор-сток, сток-исток, сток-затвор ВАХ лари 3.11а, 3.11б, 3.11в-расмларда келтирилган. 3.12 расмда стабилитрон тавсифи келтирилган. Ночизикли элементлар бир қийматли (3.9а, 3.10 ва 3.11-расмлар) ва кўп қийматли боғланиши мумкин (3.9б ва 3.12-расмлар).



3.12-расм. Стабилитрон воль-ампер характеристикаси.

Баъзан ВАХ нинг кўринишига қараб, улар N-симон (3.9б-расм) ва S-симон (3.12-расм) деб аталади.

3.5. Ночизикли резистив элементнинг гармоник тебранишга акс таъсири

Ночизикли резистив элементнинг ВАХ 3.13-расмда келтирилган. Унга E_c —силжиш кучланишини бериб, иш нуқтасини 0 (ноль) нуқтадан А нуқтага сурамыз. Ушбу нуқтага гармоник тебраниш шаклидаги

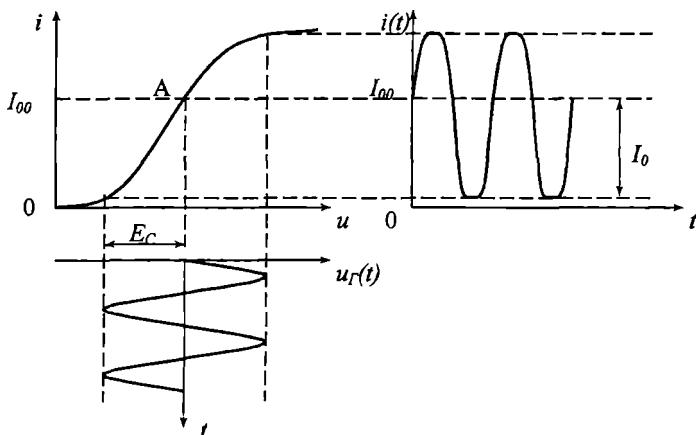
$$u_r(t) = U_r \sin \omega_0 t \quad (3.2)$$

кучланишни берамиз. НЭ га берилган умумий кучланиш

$$u_{\text{ум}}(t) = E_c + U_r \sin \omega_0 t \quad (3.3)$$

билан ифодаланеди. НЭ чиқишидаги ток ўзгариш қонунини геометрик акс кўчириш, яъни график шаклида курамыз. 3.13-расмдан НЭ ўтувчи бошланғич ток — I_{00} , ток доимий ташкил этувчиси — I_0 , ток биринчи, иккинчи ва ҳ.к. гармоникалари амплитудаларини ҳисоблаб топиш мумкин. Бу усулда ишнинг бир қисми чизма шаклида, иккинчиси аналитик (математик) ҳолда бажарилгани учун бу усул графо-аналитик усул деб номланади.

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



3.13-расм. Ночизикли элементга гармоник тебранишнинг таъсири.

3.6. Ночизикли элементлар характеристикаларини аппроксимациялаш

Ночизикли элементларнинг ВАХ лари тажриба йўли билан олиниб, одатда график ёки жадвал шаклида келтирилади. Ушбу график ёки жадвал шаклида келтирилган ВАХ ларни тегишли математик ифодалар билан алмаштириш НЭ нинг кириш кучланишига акс таъсирини кераклигича аниқликда, осон ҳисоблаш имкониятини бериш билан бирга у ёки бу нуқтаи назардан энг мақбул ишлаш ҳолатини аниқлаш имкониятини беради.

Ночизикли элементнинг график ёки жадвал шаклида берилган ВАХ ни аналитик (математик) ифода билан алмаштириш аппроксимациялаш деб аталади.

Аппроксимацияловчи функциялар қуйидаги талабларга жавоб бериши керак:

1. Аппроксимацияловчи функция иложи борича оддий бўлиши керак, бу функция орқали бажариладиган математик амалларни соддалаштиради ва иш ҳажмини камайтиради.

2. Аппроксимацияловчи функция ночизикли элементдан ўтаётган умумий ток таркибидан керакли спектрал ташкил этувчиларини аниқлаш имкониятини бериши керак.

3. Аппроксимацияловчи функция ёрдамида топилган ток ва кучланишлар қиймати берилган аниқликда реал ВАХ ёки жадвал орқали аниқланадиган қийматларга талаб этилган даражада мос келиши керак.

Аппроксимацияловчи функция сифатида қуйидаги математик функциялардан фойдаланилади:

а. n – даражали полином;

$$i = a_0 + a_1 u + a_2 u^2 + \dots + a_n u^n \quad (3.4)$$

ва унинг хусусий шакллари: иккинчи ва учинчи даражали полиномлардан, яъни

$$i = a_0 + a_1 u + a_2 u^2, \quad (3.5)$$

$$i = a_0 + a_1 u + a_2 u^2 + a_3 u^3, \quad (3.6)$$

баъзи ҳолларда учинчи ва бешинчи даражали қисқартирилган полиномлардан ҳам фойдаланилади:

$$i = a_1 u + a_3 u^3; \quad i = a_1 u + a_3 u^3 + a_5 u^5. \quad (3.7)$$

б. Экспонентасимон функция

$$i = Ae^{au}. \quad (3.8)$$

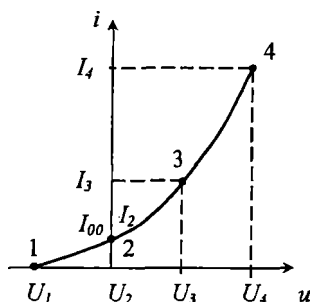
в. Тўғри чизиқлар ёрдамида бўлаклаб аппроксимациялаш, бу усул баъзан синиқ чизиқ билан аппроксимациялаш деб ҳам аталади. Бу усул қўлланганда ночизиқли элемент ВАХ си бир неча (одатда 2, 3 ва баъзан 4) қисмга ажратилади ва ҳар бир қисми турли қияликка эга бўлган тўғри чизиқлар билан алмаштирилади.

3.7. Ночизиқли резистив элемент ВАХ сини полином билан аппроксимациялаш

Ночизиқли элемент ВАХ си 3.14-расмдаги кўринишда бўлсин.

Бундай тавсиф электрон лампа диод ВАХ сига тўғри келади. Тавсифни 3-даражали полином билан аппроксимация қиламиз:

$$i = a_0 + a_1 u + a_2 u^2 + a_3 u^3. \quad (3.9)$$



3.14-расм. Ночизиқли элемент вольт-ампер характеристикаси.

Ушбу аппроксимацияловчи функция a_0 , a_1 , a_2 ва a_3 коэффициентларининг маълум бир қийматида НЭ реал ВАХ ига мос келади. Ушбу коэффициентлар қийматини топиш учун тавсифда берилган U_1 , U_2 , U_3 ва U_4 кучланишларга мос токнинг I_1 , I_2 , I_3 ва I_4 қийматларини топамиз, яъни

$$\begin{aligned}
 I_1 &= a_0 + a_1 U_1 + a_2 U_1^2 + a_3 U_1^3; \\
 I_2 &= a_0 + a_1 U_2 + a_2 U_2^2 + a_3 U_2^3; \\
 I_3 &= a_0 + a_1 U_3 + a_2 U_3^2 + a_3 U_3^3; \\
 I_4 &= a_0 + a_1 U_4 + a_2 U_4^2 + a_3 U_4^3.
 \end{aligned}
 \tag{3.10}$$

ушбу тўрт номаълумли тўрт тенгламани бирга ечиб a_0 , a_1 , a_2 ва a_3 коэффициентлар қиймати аниқланади, бунда $U_2=0$ қийматига НЭ дан ўтувчи бошланғич ток I_{00} мос келади, чунки бунда $I_2=I_{00}=a_0+a_1U_2+a_2U_2^2+a_3U_2^3$. аппроксимацияловчи функциядаги a_1 коэффициентини ВАХнинг $U_2=0$ кучланишга мос 2-нуқтадаги тавсиф қиялиги S -га мос келади, a_2 ва a_3 коэффициентлари қиялик s нинг биринчи ва иккинчи ҳосиласига мос келади. улар мос равишда куйидаги ўлчов бирликларида баҳоланади:

$$mA/V; mA/V^2; mA/V^3.$$

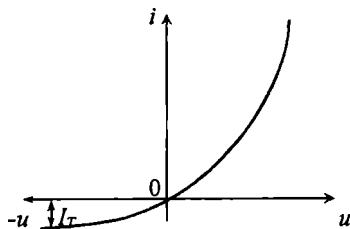
Бу усул берилган нуқталар усули деб ҳам аталади.

Ушбу турли аппроксимациялашда ВАХ нинг квадратик қисми муҳим аҳамиятга эга, чунки бу қисми модуляциялаш, детекторлаш ва частота кўпайтириш ва ҳ.к. жараёнларида асосий ҳисобланади.

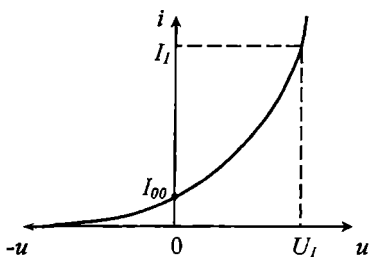
Шуни эслатиб ўтиш керакки, агар n -даражали полином билан аппроксимациялашдан фойдаланилса, унинг коэффициентлари қийматларини аниқлаш учун $n+1$ тенглама тузиш керак, берилган кучланиш ва тоқлар сони ҳам $n+1$ тадан бўлиши керак.

3.8. Ночизикли резистив элемент ВАХ сини экспонента билан аппроксимациялаш

Яримўтказгич диод ва транзисторлар ВАХ лари бошланиш қисми экспоненциал функция орқали яхши аппроксимацияланади. Мисол учун диод ВАХ 3.15-расмда берилган бўлсин.



3.15-расм. Яримўтказгич диод вольт-ампер характеристикаси.



3.16-расм. Электрон лампа диод вольт-ампер характеристикаси.

ВАХ (3.16-расм) ни аппроксимацияловчи функция

$$I = A_0 e^{\alpha u} \quad (3.11)$$

билан солиштириб таҳлил этамиз. Бунда $u=0$ бўлганда ток $i=i_0$, a_0 коэффициент вакуум диоддан ўтувчи бошланғич ток I_{00} га мос келади, шунинг учун (3.11) қуйидаги кўринишни олади

$$i = I_{00} e^{\alpha u}. \quad (3.12)$$

(3.12) ифодадаги α – коэффициенти қийматини аниқлаш учун 3.16-расмда $u=U_1$ га мос $i=I_1$ аниқлаймиз

$$I_1 = I_{00} e^{\alpha u_1}. \quad (3.13)$$

(3.13) тенгликдан 4-коэффициент аниқланади. Яримўтказгич диод ВАХи вакуум диод ВАХси кўринишидаги фарқи $u=0$ кучланиш нуктасида бўлиб, биринчиси учун $i=0$, иккинчиси учун $i=I_{00}$. Демак, яримўтказгич диод ВАХси қуйидаги экспоненциал ифодага мос келади:

$$i = A_0 (e^{\alpha u} - 1). \quad (3.14)$$

3.15-расмда $u=-\infty$ деб ҳисобласак, диод орқали I_T га тенг тескари ток ўтади, унда (3.14) ифодани қуйидагича ёзиш мумкин:

$$i = I_T (e^{\alpha u} - 1). \quad (3.15)$$

(3.15) ифодадаги α – коэффиценти қийматини аниқлаш учун $u=u_1$ кучланишга мос $i=I_1$ токни аниқлаймиз ва

$$I_1 = I_T (e^{\alpha u_1} - 1) \quad (3.16)$$

тенгламани α га нисбатан ечамиз.

Яримўтказгичларда α – коэффиценти қиймати яримўтказгич материалга боғлиқ, германийли диод учун $\alpha_T=0,4 \div 0,5$, кремнийли диод учун $\alpha_K=0,6 \div 0,8$.

Аппроксимацияловчи экспоненциал функция реал ВАХ га мослик даражасини аниқлаш учун 3.10 ифодани логарифмлаш орқали чизикли шаклга келтириш усулидан фойдаланамиз.

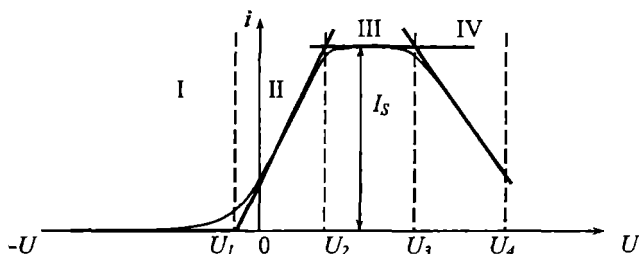
$$\ln i = \ln I_0 + \alpha u \quad (3.17)$$

(3.17) ифода ток логарифминини кучланишга тўғри чизикли боғланишдалигини кўрсатади. Агар реал ВАХ экспоненциал функция (3.10) га аниқ мос бўлса, (3.17) чизикли боғланишда бўлади, уларнинг фарқи хатолик даражасини кўрсатади.

3.9. Ночизикли резистив элемент ВАХ сини тўғри чизик бўлаклари билан аппроксимациялаш

Бу турли аппроксимация ночизикли элементлар ва НЭЗни таҳлил этишни осонлаштиради. Бунда НЭ реал ВАХси бир неча қисмларга ажратилади ва ҳар бир қисми турли қияликли тўғри чизиклар билан алмаштирилади. Мисол учун, 3.17-расмда келтирилган ВАХни аппроксимациялаш керак бўлсин. Ушбу тавсифни 4 қисмга бўламиз ва уларни тўғри чизиклар билан аппроксимациялаймиз.

$$\begin{aligned} &1\text{-қисмда } i=0, \quad \text{чунки } u < U_1 \quad \text{ва } S=0; \\ &2\text{-қисмда } i = S \cdot u, \quad \text{чунки } U_1 \leq u \leq U_2 \quad \text{ва } S \neq 0; \\ &3\text{-қисмда } i = I_s, \quad \text{чунки } U_2 \leq u \leq U_3 \quad \text{ва } S=0; \\ &4\text{-қисмда } i = S_1 \cdot u, \quad \text{чунки } U_3 \leq u \leq U_4 \quad \text{ва } S_1 \neq 0, S_1 < 0; \end{aligned} \quad (3.18)$$



3.17-расм. Мураккаб вольт-ампер характеристикани аппроксимациялаш.

Тўғри чизик бўлаклари билан аппроксимациялаш синик чизик билан аппроксимациялаш деб ҳам аталади ва НЭдан кучли кучланиш бериш ҳолатида, яъни унинг ВАХси ўтаётган токнинг энг кичик қийматидан энг катта қийматигача қисмидан фойдаланилганда қўлланади.

Назорат саволлари

1. Инерциясиз элементнинг инерцияли элементдан фарқи нимада?
2. Ночизикли конденсатор, резистор ва индуктивликка мисол келтиринг ва уларнинг асосий характеристикаларини чизинг.
3. Доимий токка қаршилик (статик қаршилик) қандай аниқланади?
4. Ўзгарувчан токка қаршилик (динамик қаршилик) қандай аниқланади?
5. Ночизикли элемент ВАХси қиялиги қайси кўрсаткич билан баҳоланади?
6. Ўртача қиялик нима? U қандай аниқланади?
7. НЭ ўртача қиялиги $S_{\text{ур}}$ кириш кучланиши билан қандай боғланган?
8. Яримўтказгич диод ВАХ си қандай кўринишга эга?
9. Туннел диод ВАХ си қандай кўринишга эга?
10. Биполяр транзистор кириш, чиқиш ва ўтиш ВАХлари қандай боғланганлар?
11. Аппроксимация нима?

12. Аппроксимацияловчи функцияларга қандай талаблар қўйилади?

13. Яримўтказгич ВАХ сени экспонента билан аппроксимацияланг ва аппроксимация коэффициентларини аниқланг.

14. НЭ ВАХ сени иккинчи даражали полином билан аппроксимация қилинг ва аппроксимация коэффициентларини аниқланг.

15. Майдон транзистори $i_c = \Phi(U_3)$ ВАХсени сениқ чизик билан аппроксимация қилинг ва аппроксимация коэффициентларини аниқланг.

16. НЭ ВАХ сени сениқ чизик билан аппроксимациялашдан қайси ҳолларда фойдаланиш мумкин?

17. Силжиш кучланиши E_c ва НЭ ёпилиш кучланиши U_0 қандай физик маънога эга?

4. НОЧИЗИҚЛИ ЭЛЕКТР ЗАНЖИРЛАРНИ ТАҲЛИЛ ЭТИШ УСУЛЛАРИ

4.1. НЭ ишлаш режимлари ва таҳлил этиш усуллари

Ночизикли элементлар ва ночизикли электр занжирларда кириш сигнали спектрининг бойиш ва ўзгариш ҳодисаси рўй беради. Бойиган ток спектрининг баъзилари фойдали, қолганлари фойдасиз ҳисобланади. НЭ ва НЭЗ лари кириш тебранишлари (кириш кучланиши, сигнали) сонига қараб:

Моногармоник – битта кириш тебраниши

$$u_k(t) = U_k \cos(\omega_0 t + \varphi_0); \quad (4.1)$$

бигармоник – икки кириш тебраниши

$$u_k(t) = U_{k1} \cos(\omega_1 t + \varphi_1) + U_{k2} \cos(\omega_2 t + \varphi_2); \quad (4.2)$$

полигармоник – бир неча кириш тебраниши

$$U_k = \sum_{m=1}^n U_{km} \cos(\omega_m t + \varphi_m) \quad (4.3)$$

режимлари фарқланади ($m=1,2,3,-N$).

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

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

Асинхрон режим, агарда ω_1 ни ω_2 га нисбати катта бўлмаган сонлар нисбатида бўлмаса деб фарқланади.

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

1. Каррали аргументли тригонометрик функциялардан

фойдаланиш усули. Бу усул НЭ ВАХи п-даражали полином билан аппроксимацияланганда қўлланилади.

2. Кесиш бурчаги (Берг) усули. Бу услдан НЭ ВАХ ини синик чизик билан аппроксимацияланганда ишлатилади.

3. Бессель функциясидан фойдаланиш усули. Бу усулдан НЭ ВАХ ини экспонентасимон функция билан аппроксимацияланганда ишлатилади.

4. 3 ва 5 ординаталар усули. Бу усулдан фойдаланганда НЭ ВАХ ни аппроксимациялаш талаб этилмайди. Ток спектрал ташкил этувчилари графо-аналитик усулда аниқланади.

4.2. Карралаи аргументли тригонометрик функциялардан фойдаланиш усули

НЭ ВАХи учинчи даражали полином билан аппроксимацияланган бўлсин,

$$i = a_0 + a_1 u + a_2 u^2 + a_3 u^3. \quad (4.4)$$

унинг киришига битта гармоник тебраниш таъсир этсин,

$$u_k(t) = U_k \cos(\omega_0 t + \varphi_0). \quad (4.5)$$

(4.5) ни (4.4) ифодага қўйиб ҳамда

$$\begin{aligned} \cos^2 \alpha &= 0,5(1 + \cos 2\alpha) \\ \cos^3 \alpha &= 3/4 \cos \alpha + 1/4 \cos 3\alpha \end{aligned} \quad (4.6)$$

тригонометрик формулалардан фойдаланиб, НЭ дан ўтаётган токни спектрал ташкил этувчилар йиғиндиси шаклида ифодалаймиз

$$\begin{aligned} i &= a_0 + a_1 U_k \cos(\omega_0 t + \varphi_0) + a_2 U_k^2 \cos^2(\omega_0 t + \varphi_0) + a_3 U_k^3 \cos^3(\omega_0 t + \varphi_0) = \\ &= a_0 + a_1 U_k \cos(\omega_0 t + \varphi_0) + 0,5 a_2 U_k^2 + 0,5 a_2 U_k^2 \cos(2\omega_0 t + 2\varphi_0) + \\ &+ 0,75 a_3 U_k^3 \cos(\omega_0 t + \varphi_0) + 0,25 a_3 U_k^3 \cos(3\omega_0 t + 3\varphi_0). \end{aligned} \quad (4.7)$$

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

$$\begin{aligned}
 i_0 &= a_0 + 0,5a_2U_k^2; \\
 i_1 &= a_1U_k + 0,75a_3U_k^3; \\
 i_2 &= 0,5a_2U_k^2; \\
 i_3 &= 0,25a_3U_k^3.
 \end{aligned}
 \tag{4.8}$$

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



4.1-расм. Чиқиш токи спектрал ташкил этувчилари.

ВАХси учинчи даражали полином (4.4) билан ифодаланган НЭ киришига иккита тебраниш таъсир этган ҳолатни кўриб чиқамиз. Бунда

$$u_1 = U_1 \cos(\omega_1 t + \varphi_1) \text{ ва } u_2 = U_2 \cos(\omega_2 t + \varphi_2); \tag{4.9}$$

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

(4.9) йиғиндисини (4.4) йиғиндига қўямиз ва НЭ дан ўтаётган ток ифодасини оламиз

$$\begin{aligned}
 i = & a_0 + a_1 U_1 \cos(\omega_1 t + \varphi_1) + a_1 U_2 \cos(\omega_2 t + \varphi_2) + a_2 [U_1 \cos(\omega_1 t + \varphi_1) + U_2 \cos(\omega_2 t + \\
 & + \varphi_2)]^2 + a_3 [U_1 \cos(\omega_1 t + \varphi_1) + U_2 \cos(\omega_2 t + \varphi_2)]^3.
 \end{aligned}
 \tag{4.10}$$

$(a+b)^2$, $(a+b)^3$ ни ёйиш ва

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

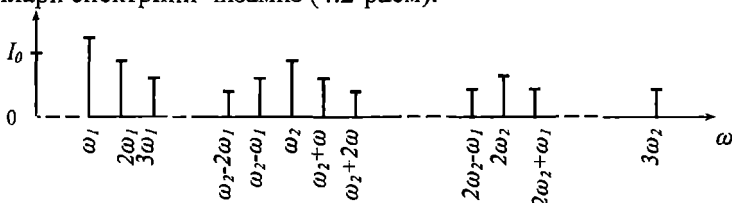
$$\cos \alpha \cdot \cos^2 \beta = 0,5 \cos \alpha + 0,25 \cos(2\alpha + \beta) + 0,25 \cos(2\alpha - \beta);$$

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

формулардан фойдаланиб (4.10) ни куйидаги кўринишга келтирамиз:

$$\begin{aligned}
 i = & a_0 + a_1 U_1 \cos(\omega_1 t + \varphi_1) + a_1 U_2 \cos(\omega_2 t + \varphi_2) + 0,5 a_2 U_1^2 + 0,5 a_2 U_2^2 + \\
 & + 0,5 a_2 U_1 \cos(2\omega_1 t + 2\varphi_1) + 0,5 a_2 U_2 \cos(2\omega_2 t + 2\varphi_2) + a_2 U_1 U_2 \cos[(\omega_1 + \\
 & \omega_2)t + (\varphi_1 + \varphi_2)] + a_2 U_1 U_2 \cos[(\omega_1 - \omega_2)t + (\varphi_1 - \varphi_2)] + \\
 & + 0,75 a_3 U_1^3 \cos(3\omega_1 t + 3\varphi_1) + 0,75 a_3 U_2^3 \cos(3\omega_2 t + 3\varphi_2) + \\
 & + 0,25 a_3 U_1^3 \cos(3\omega_1 t + 3\varphi_1) + 0,25 a_3 U_2^3 \cos(3\omega_2 t + 3\varphi_2) + 1,5 a_3 U_1^2 U_2 \cos(\omega_2 t + \\
 & \varphi_2) + 0,75 a_3 U_1^2 U_2 \cos[(\omega_1 - 2\omega_2)t + (\varphi_1 - 2\varphi_2)] + \\
 & + 0,75 a_3 U_1^2 U_2 \cos[(\omega_1 + 2\omega_2)t + (\varphi_1 + 2\varphi_2)] + \\
 & + 1,5 a_3 U_1 U_2^2 \cos(\omega_1 t + \varphi_1) + 0,75 a_3 U_1 U_2^2 \cos[(2\omega_1 + \omega_2)t + (2\varphi_1 + \varphi_2)] + \\
 & + 0,75 a_3 U_1 U_2^2 \cos[(2\omega_1 - \omega_2)t + (2\varphi_1 - \varphi_2)]. \quad (4.11)
 \end{aligned}$$

(4.11) ифодадаги НЭ орқали ўтган ток спектрал ташкил этувчилари спектрини чизамиз (4.2-расм).



4.2-расм. Ночизикли элементга ω_1 ва ω_2 частотали тебранишлар таъсирида ҳосил бўладиган чиқиш токи спектрал ташкил этувчилари.

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

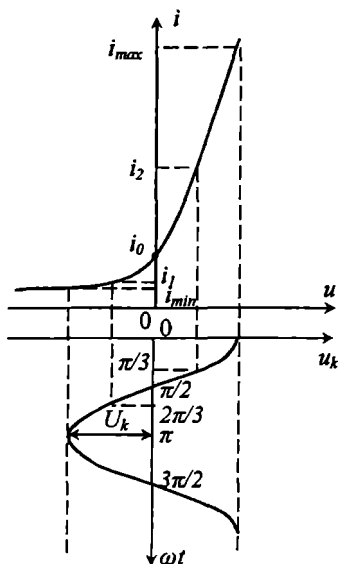
(4.11) ифодадаги ток ҳар бир спектрал ташкил этувчилари қиймати (амплитудаси) мос частотали спектрал ташкил этувчилар йиғиндиси билан аниқланади.

4.3. Уч ва беш ординаталар усули

Ушбу график-аналитик усул ночизикли элемент орқали ўтаётган ток спектрал ташкил этувчиларини тақрибан ҳисоблашда ишлатилади.

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

Уч ордината усулини кўриб чиқамиз. НЭ ВАХ си 4.3-расмда келтирилган шаклда бўлсин.



4.3-расм. 3 ва 5 ордината усулига оид чизма.

унинг киришига

$$u_k = U_k \cos \omega_0 t \quad (4.12)$$

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

$$i(\omega t) = I_0 + I_1 \cos \omega_0 t + I_2 \cos 2\omega_0 t + \dots + I_n \cos n\omega_0 t. \quad (4.13)$$

Кириш кучланишининг $\omega t = 0$, $\omega t = \pi/2$ ва $\omega t = \pi$ вақтлардаги

қийматларига мос келувчи токнинг i_{\max} , i_0 ва i_{\min} қийматларини аниқлаймиз:

$$\begin{aligned} i_{\max} &= I_0 + I_1 + I_2; \\ i_0 &= I_0 - I_2; \\ i_{\min} &= I_0 - I_1 + I_2, \end{aligned} \quad (4.14)$$

бунда $\cos 0 = 1$, $\cos \pi/2 = 0$ ва $\cos \pi = -1$ эканлигини назарда тутиш керак. (4.14) тенгликларни биргаликда ечиб I_0 , I_1 ва I_2 ларни қуйидагича аниқлаймиз

$$\begin{aligned} I_0 &= 0,25(i_{\max} + i_{\min}) + 0,5i_0; \\ I_1 &= 0,5(i_{\max} - i_{\min}); \\ I_2 &= 0,25(i_{\max} + i_{\min}) - 0,5i_0. \end{aligned} \quad (4.15)$$

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

$$\begin{aligned} i_{\max} &= I_0 + I_1 + I_2 + I_3 + I_4; & \omega t &= 0; \\ i_1 &= I_0 + 0,5I_1 - 0,5I_2 - I_3 - 0,5I_4; & \omega t &= \pi/3; \\ i_0 &= I_0 - I_2 + I_4; & \omega t &= \pi/2; \\ i_2 &= I_0 - 0,5I_1 - 0,5I_2 + I_3 - 0,5I_4; & \omega t &= 2\pi/3; \\ i_{\min} &= I_0 - I_1 + I_2 - I_3 + I_4; & \omega t &= \pi, \end{aligned} \quad (4.16)$$

бунда $\cos \pi/3 = 0,5$ ва $\cos 2\pi/3 = -0,5$ эканлиги эътиборга олинган.

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

$$\begin{aligned} I_0 &= 1/6 [i_{\max} + i_{\min} + 2(i_1 + i_2)]; \\ I_1 &= 1/3 [i_{\max} - i_{\min} + i_1 - i_2]; \\ I_2 &= 0,25 [i_{\max} + i_{\min} - 2i_0]; \\ I_3 &= 1/6 [i_{\max} - i_{\min} - 2(i_1 - i_2)]; \\ I_4 &= 1/12 [i_{\max} + i_{\min} - 4(i_1 + i_2) + 6i_0]. \end{aligned} \quad (4.17)$$

Уч ва беш ординаталар усули билан тоқлар қиймати хатолиги кириш кучланиши амплитудаси ошган сари қўпайиб боради. Шунга қарамасдан, бу усул амалда паст частотали сигнал

кучайтиргичлари, модулятор ва детекторларда ҳосил бўладиган ночизикли бузилишларни тақрибан аниқлаш имкониятини беради. Юқоридаги қурилмалар ва шунга ўхшаш қурилмаларда бузилиш коэффиценти қуйидаги ифода орқали ҳисобланади, бузилиш катталиги гармоникалар коэффиценти деб аталади ва фоизларда баҳоланади

$$K_z = \frac{\sqrt{I_2^2 + I_3^2 + I_4^2 + \dots + I_n^2}}{I_1} * 100\%. \quad (4.18)$$

4.4. Бессель функциясида фойдаланиш усули

Бу усулдан НЭ ВАХ сени экспонента билан аппроксимацияланганда фойдаланилади. Мисол учун, ярим ўтказгичли диод киришига

$$u_k(t) = E_c + U_k \cos \omega_0 t; \quad (4.19)$$

силжиш кучланиши E_c ва U_k амплитудали гармоник тебраниш кучланиши берилган бўлсин. Аввал кўриб чиққанимиздек диод ВАХ ни экспонентасимон функция билан аппроксимациялаймиз

$$i = I_T (e^{\alpha u} - 1). \quad (4.20)$$

(4.20) ифодага (4.19) ни қўямиз, бунда

$$i = I_T (e^{B_0 + e^{B_k \cos \omega_0 t}} - 1) \quad (4.21)$$

ифодани оламиз. (4.21) ифода жуфт функция бўлганлиги учун, ундан ўтаётган ток фақат косинусоидал ташкил этувчилардан иборат бўлади ва уни қуйидаги Фурье қаторига ёйиш мумкин

$$i(\omega t) = I_0 + I_1 \cos \omega_0 t + I_2 \cos 2\omega_0 t + \dots + I_n \cos n\omega_0 t. \quad (4.22)$$

Ифодадаги коэффицентларни аниқлаш учун Бессель функцияси назариясида фойдаланамиз. Унга асосан

$$e^{B U \cos \omega_0 t} = B_0(\alpha U_k) + 2 \sum_{k=1}^{\infty} B_k(\alpha U_k) \cos k \omega_0 t; \quad (4.23)$$

$$e^{BU \sin \omega t} = B_0(\alpha U_k) + 2B_1(\alpha U_k) \sin \omega t + 2B_2(\alpha U_k) \sin 2\omega t + \dots + 2B_k(\alpha U_k) \sin k\omega t. \quad (4.24)$$

$B_k(\alpha U_k)$ -коэффициентлар қиймати мавхум аргументлар Бессель функцияси орқали аниқланади.

(4.23) ни (4.21) ифодага қўйиб,

$$i = I_T \left[e^{\frac{\alpha E}{c}} \cdot B_0(\alpha U_k) - 1 \right] + 2I_T e^{\frac{\alpha E}{c}} \cdot B_1(\alpha U_k) \cos \omega t + 2I_T e^{\frac{\alpha E}{c}} \cdot B_2(\alpha U_k) \cos 2\omega t + \dots + 2I_T e^{\frac{\alpha E}{c}} \cdot B_3(\alpha U_k) \cos 3\omega t + \dots \quad (4.25)$$

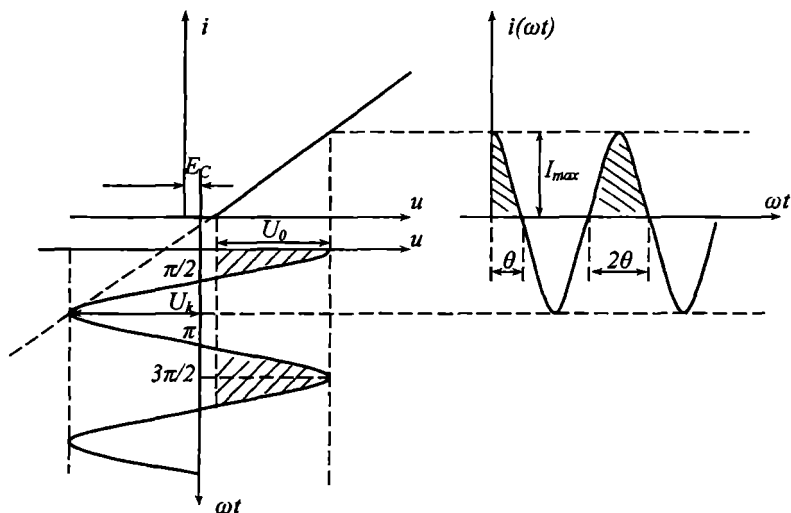
(4.25) ифодадан ток спектрал ташкил этувчилари қийматларини аниқлаймиз, булар:

$$\begin{aligned} I_0 &= I_T \left[e^{\frac{\alpha E}{c}} \cdot B_0(\alpha U_k) - 1 \right], \\ I_1 &= 2I_T e^{\frac{\alpha E}{c}} \cdot B_1(\alpha U_k), \\ I_2 &= 2I_T e^{\frac{\alpha E}{c}} \cdot B_2(\alpha U_k), \\ &\dots \dots \dots \\ I_n &= 2I_T e^{\frac{\alpha E}{c}} \cdot B_n(\alpha U_k). \end{aligned} \quad (4.26)$$

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

4.5. Кесиб бурчаги усули

Бу усулдан НЭ ВАХ сини синиқ чизик билан аппроксимациялаганда фойдаланилади. 4.4-расмда НЭнинг аппроксимацияланган тавсифи келтирилган.



4.4-расм. Кесиш бурчаги усулига оид чизма.

Унинг киришига силжиш кучланиши E_c ва гармоник тебраниш кучланиши берилган, яъни

$$u_k(t) = E_c + U_k \cos \omega_0 t. \quad (4.27)$$

Силжиш кучланиши иш нуқтасини координата бошидан E_c катталиқка ўнг томонга суради. U_0 – НЭ орқали ўтаётган ток $i=0$ бўладиган кучланиш, ёпилиш кучланиши деб аталади. Кириш кучланиши U_0 дан катта бўлганда НЭ орқали ток ўтади, кириш сигналнинг қолган қисми НЭ орқали ток ўтишига олиб келмайди. Ток ўтишида қатнашадиган кириш кучланиши ва чиқиш тоқлари 4.4-расмда штрихланган. Бу режимда НЭ орқали кириш кучланишининг бир даврида (2π) фақат 2θ давомида ток ўтади, қолган қисми кесилади. НЭ чиқишидаги ток косинусоидал импульс шаклида бўлиб, икки кўрсаткичи I_{\max} ва θ билан характерланади. I_{\max} – косинусоидал импульснинг максимал қиймати, θ – кесиш бурчаги.

Кесиш бурчаги деб, НЭ орқали ўтган ток давомийлигининг ярмига ёки НЭ орқали токнинг минимал қийматдан максимал қийматгача ўзгариш оралиғи ёки тесқарисига айтилади.

Баъзан НЭ ёпилиш кучланиши U_0 , кесиш кучланиши деб ҳам аталади. Кесиш бурчагини аниқлаш учун НЭ ВАХ сини қуйидагича аппроксимациялаймиз,

$$i = \begin{cases} S_0(U_k - U_0) & U_k \geq U_0 \\ 0, & U_k \leq U_0 \end{cases} \quad (4.28)$$

бунда: S – НЭ ВАХ ток ўтказадиган қисмининг қиялиги.
(4.28) га (4.27) ифодани қўйиб

$$i = S(E_c + U_k \cos \omega_0 t - U_0) = S E_c + S \cos \omega_0 t - S U_0 \quad (4.29)$$

олаимиз. Бу (4.29) тенгликдан кесиш бурчаги $\cos \theta$ ни аниқлаймиз

$$\cos \theta = (U_0 - E_c) / U_k \quad (4.30)$$

НЭ орқали ўтаётган даврий ток импульслари ўз таркибида кириш сигнали частотасига тенг ва унинг гармоникаларида ўзгарувчи тоқлардан иборат бўлади, яъни

$$i(\omega t) = I_0 + I_1 \cos \omega_0 t + I_2 \cos 2\omega_0 t + \dots + I_n \cos n\omega_0 t. \quad (4.31)$$

θ – кесиш бурчакли косинусоидал импульс энг катта қиймати I_{\max} қуйидагича аниқланади

$$I(t) = S U_k (\cos \omega t - \cos \theta), \quad (4.32)$$

бунда $S U_k = I$ ва $\omega t = 0$ да $i = I_{\max}$ ни кўрамиз

$$I_{\max} = I(1 - \cos \theta). \quad (4.33)$$

Токнинг доимий ташкил этувчиси ва гармоник ташкил этувчилари қийматлари қуйидагича аниқланади:

$$I_0 = \frac{1}{2\pi} \int_{-\theta}^{\theta} i(\omega t) dt = \frac{1}{2\pi} \int_{-\theta}^{\theta} I(\cos \omega t - \cos \theta) d\omega t = I \cdot \gamma_0(\theta), \quad (4.34)$$

$$I_1 = \frac{1}{\pi} \int_{-\theta}^{\theta} i(\omega t) \cos \omega t dt = \frac{1}{\pi} \int_{-\theta}^{\theta} I(\cos \omega t - \cos \theta) \cos \omega t dt = I_1 \cdot \gamma_1(\theta), \quad (4.35)$$

$$I_2 = \frac{1}{\pi} \int_{-\theta}^{\theta} i(\omega t) \cos 2\omega t dt = \frac{1}{\pi} \int_{-\theta}^{\theta} I(\cos \omega t - \cos \theta) \cos 2\omega t dt = I_2 \cdot \gamma_2(\theta), \quad (4.36)$$

$$I_n = \frac{1}{\pi} \int_{-\theta}^{\theta} i(\omega t) \cos n\omega t dt = \frac{1}{\pi} \int_{-\theta}^{\theta} I(\cos \omega t - \cos \theta) \cos n\omega t dt = I_n \cdot \gamma_n(\theta), \quad (4.37)$$

$\gamma_0(\theta)$, $\gamma_1(\theta)$, $\gamma_2(\theta)$, ... $\gamma_n(\theta)$ – косинусоидал импульсни гармоник ташкил этувчиларга ажратиш коэффициентлари ёки Берг коэффициентлари деб аталади, бунда

$$\gamma_0(\theta) = \frac{I_0}{I}, \quad \gamma_1(\theta) = \frac{I_1}{I}, \quad \gamma_2(\theta) = \frac{I_2}{I}, \quad \dots, \quad \gamma_n(\theta) = \frac{I_n}{I}. \quad (4.38)$$

НЭ иш режими учун унинг ВАХ қиялиги S , кириш кучланиши амплитудаси U_k , ёпилиш кучланиши U_0 ва силжиш кучланиши маълум бўлгани учун, θ , I_{\max} ҳамда I ларни ҳисоблаб топиш (4.30) ва (4.32) ифодалардан фойдаланиб, НЭ дан ўтаётган токнинг ҳамма ёки керакли қийматларини аниқлаш мумкин

$$I_0 = I \cdot \gamma_0(\theta), \quad I_1 = I \cdot \gamma_1(\theta), \quad I_2 = I \cdot \gamma_2(\theta), \quad \dots, \quad I_n = I \cdot \gamma_n(\theta). \quad (4.39)$$

Агар $I_{\max} = I(1 - \cos \theta)$ ни эътиборга олсак, у ҳолда

$$\gamma_n(\theta) = \alpha_n(\theta) (1 - \cos \theta) \quad \text{ёки} \quad \alpha_n(\theta) = \frac{\gamma_n(\theta)}{(1 - \cos \theta)} \quad (4.40)$$

ифодани оламиз. Бу ифодалар $\gamma_n(\theta)$ коэффициентлардан $\alpha_n(\theta)$ коэффициентларга ва тескарисига ўтиш имкониятини беради. $\alpha_n(\theta)$ – коэффициентлари орқали

$$I_0 = \frac{I_0}{I_{\max}} = I_{\max} \cdot \alpha(\theta), \quad I_1 = \frac{I_1}{I_{\max}} = I_{\max} \cdot \alpha_1(\theta), \quad I_2 = \frac{I_2}{I_{\max}} = I_{\max} \cdot \alpha_2(\theta), \quad \dots, \quad I_n = \frac{I_n}{I_{\max}} = I_{\max} \cdot \alpha_n(\theta) \quad (4.41)$$

ифодалар орқали аниқланади.

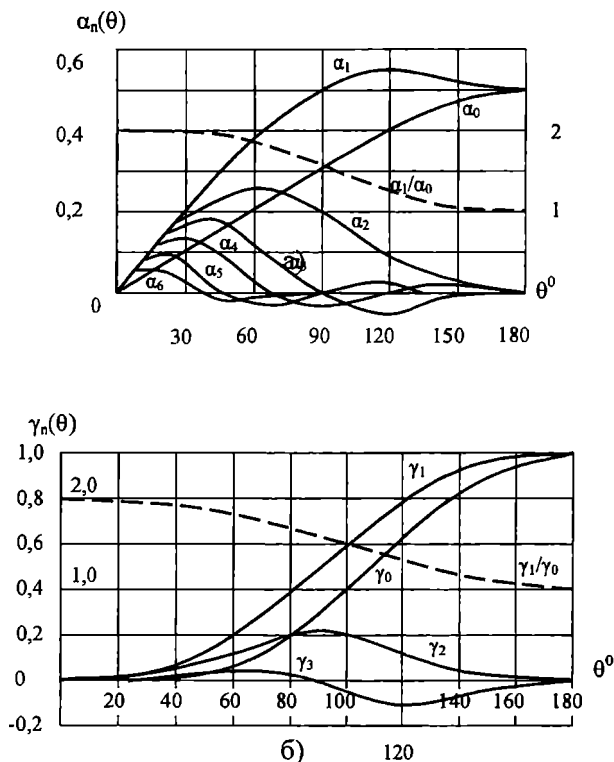
$\gamma_n(\theta)$ ва $\alpha_n(\theta)$ – қийматлари адабиёт ҳамда дарсликларда жадвал ва график шаклида келтирилган. Шунинг учун (4.39) ёки (4.41) ифодалардан фойдаланиб, токнинг исталган ташкил этувчиси қийматини аниқлаш жуда осон.

$\alpha_n(\theta)$ – коэффициентлардан НЭ ўтаётган косинусоидал импульслар максимал қиймати I_{\max} ўзгармаган ҳолда фойдаланилади. Бунга U_k ёки E_c қийматини танлаш натижасида эришилади.

$\gamma_n(\theta)$ – коэффициентлардан НЭ ўтаётган косинусоидал импульслар максимал қиймати ўзгарувчан бўлган ҳолатда фойдаланилади.

$\gamma_n(\theta)$ ва $\alpha_n(\theta)$ графиклари 4.5-расмда келтирилган.

Кесиш бурчаги U_k , U_0 ва E_c қийматларига боғлиқ бўлиб $0 \div 180^\circ$ оралиғида бўлиши мумкин.



4.5-расм. Берг коэффициентлари $\alpha_n(\theta)$ ва $\gamma_n(\theta)$ графиклари.

4.5-расмдаги $\gamma_n(\theta)$ ва $\alpha_n(\theta)$ гарфиклардан кўришиб турибдики, кесиш бурчаги θ нинг маълум бир қийматларида $\gamma_n(\theta)$ ва $\alpha_n(\theta)$ коэффициентлари ўзларининг энг катта қийматига эга бўлади, демак, шу кесиш бурчакларида НЭ орқали ўтувчи токнинг у ёки бу гармоникалари ўзларининг энг катта – максимал қийматларига эришадилар. Масалан, $\alpha_1(120^\circ)=0,54$; $\alpha_2(60^\circ)=0,27$ ва $\alpha_3(40^\circ)=0,18$, яъни $\theta_{\alpha_{\max}} = \frac{120^\circ}{n}$ қийматларида; $\gamma_1(180^\circ)=1$, $\gamma_2(90^\circ)=0,2$ ва $\gamma_3(60^\circ)=0,05$, яъни $\theta_{\gamma_{\max}} = \frac{180^\circ}{n}$ қийматларида ўзларининг энг катта қийматларига эришади.

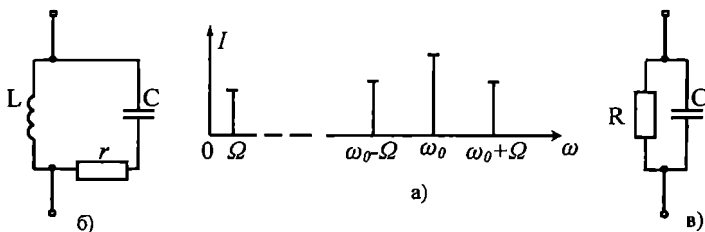
4.6. Ток спектри фойдали ташкил этувчиларини ажратиш

НЭ орқали ўтаётган ток спектри ёки чизикли режимда ишлаётган кучайтиргич элементлари чиқиш сигналдан бир қисми фойдали қолганлари эса фойдасиз ҳисобланади.

Электр алоқа қурилмаларда ток фойдали спектрал ташкил этувчилари филтрлар ёрдамида ажратиб олинади.

Одатда юқори частоталар энг оддий филтри сифатида параллел LC контурлардан фойдаланилади ва паст частота спектр шу жумладан, доимий ташкил этувчиларини ажратиб олиш учун RC филтрлардан фойдаланилади.

Юқори частота LC филтри 4.6-расмда келтирилган.



4.6-расм. Ток спектрал ташкил этувчиларини ажратиш: а) ток спектри, б) юқори частота филтри, в) паст частота филтри.

$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$ частотага созланган параллел контур қаршилиги модули

$$Z_3 = \frac{R_3}{\sqrt{1+Q^2\varepsilon^2}} = \frac{R_3}{\sqrt{1+\alpha^2}}, \quad (4.42)$$

бўлиб, бунда $R_3 = \frac{L}{rC}$ – параллел контурнинг резонанс частотасидаги эквивалент қаршилиги; $Q = \frac{\rho}{r}$ – контурнинг аслиги; $\rho = \sqrt{\frac{L}{C}}$ – контурнинг тўлқин қаршилиги; $\varepsilon = \frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega}$ – контурнинг нисбий носозлиги ва α – контурнинг умумлашган носозлиги. Резонанс частотасида $Z_3 = R_{0e}$ бўлади ва контур орқали токнинг частотаси резонанс частотадан фарқига қараб аста-секин камайиб боради. Шунинг учун контур орқали турли частотали ток ўтганда, токнинг контур резонанс частотасига яқин, яъни ўтказиш полосасига мос келувчилари унда асосий кучланиш ҳосил қилади. Частоталари контур резонанс частотасидан анча фарқ қилганда эса сезиларли кучланиш ҳосил бўлмайди. Параллел LC контурнинг Z_3 қаршилиги максимал қийматидан 0,7 сатҳга камайишига мос келувчи частоталар фарқи контурнинг ўтказиш полосаси кенглиги ҳисобланади

$$2\Delta\omega_{0,7} = \frac{f_0}{Q}. \quad (4.43)$$

Параллел уланган RC занжир паст частоталар фильтри ҳисобланади. Унинг эквивалент қаршилиги

$$Z_{RC} = \frac{R}{\sqrt{1+\Omega^2 R^2 C^2}} \quad (4.44)$$

бўлиб, бунда агар $\Omega=0$ бўлса $Z_{RC}=R$ бўлади, частота ошиши билан Z_{RC} қиймати камайиб боради, унда асосан токнинг доимий ташкил этувчиси ва паст частотали ташкил этувчилари кучланиш ҳосил қилдилар. Z_3 нинг частотага боғлиқ камайиш қиялиги RC занжир вақт доимийлигига боғлиқ.

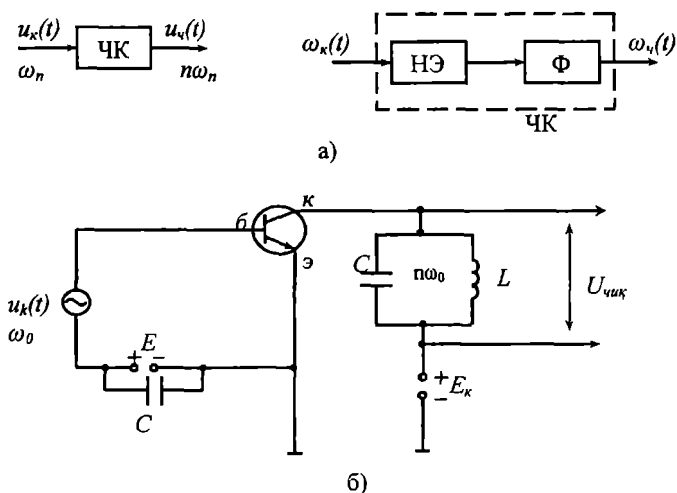
Назорат саволлари

1. Ночизикли элемент орқали ўтаётган ток ташкил этувчиларини қайси усуллар билан аниқлаш мумкин?
2. Синхрон режим ва асинхрон режим нима?
3. НЭ нинг моногармоник, бигармоник режими қандай режим?
4. НЭ ВАХ си 5-даражали полином билан аппроксимацияланган бўлса, токнинг қайси спектрал ташкил этувчиларини аниқлаш мумкин?
5. Комбинацион ташкил этувчилар НЭ нинг қандай иш режимида ҳосил бўлади?
6. НЭ ВАХ си $i=au^2$ функция билан аппроксимацияланган бўлса, у орқали ўтувчи ток 1-гармоникасини аниқлаш мумкинми?
7. НЭ орқали ўтувчи ток паст частотали ва юқори частотали фойдали ташкил этувчиларини қандай ажратиб олиш мумкин?
8. Кесиш бурчаги нима? У қандай ораликда ўзгариши мумкин? Чизикли режимда кесиш бурчаги қиймати нимага тенг?
9. $\alpha_n(\theta)$ ва $\gamma_n(\theta)$ коэффицентлари, I ва I_{\max} ёрдамида ток спектрал ташкил этувчилари қандай аниқланади.

5. НОЧИЗИҚЛИ ҚУРИЛМАЛАР

5.1. Частота кўпайтиргичлар

Чиқишидаги частота катталиги ω_q киришидаги частота ω_0 катталигидан каррали маротаба катта бўлган қурилма частота кўпайтиргич (ЧК) деб аталади (5.1-расм). Бунда $\omega_q = n\omega_0$ бўлади.



5.1-расм. Частота кўпайтиргич. а) структуравий схемаси, б) электрсхемаси.

Частота кўпайтиришни НЭ ёки ПЭ бўлган электр занжирларда амалга ошириш мумкин. 5.16-расмда транзисторли ЧК соддалашган схемаси келтирилган. Транзистор E_c силжиш кучланиши ва U_k кириш кучланиши амплитудаси катталигини танлаш натижасида ночизиқли режимда ишлаш ҳолати таъминланган. Бунда унинг коллектор токи ногармоник шаклда бўлади, кириш кучланишининг гармоникалари ҳосил бўлади. Транзистор коллектор-эмиттер оралиғига кириш кучланишининг n – гармоникасига $\omega_p = n\omega_0$ содланган LC – контурда мос равишда $U_q = I_n \cdot Z_3(\omega_q)$ чиқиш кучланиши ҳосил бўлади. Бунда I_n – коллектор токи n –

гармоникаси амплитудаси, $Z_3(\omega_q)$ – LC тебраниш контури эквивалент қаршилиги. ЧК чиқишидаги у ёки бу гармоникали тебраниш кучланиши кесиш бурчагининг оптимал қийматларида ўзининг энг катта қийматига эга бўлади. Масалан, кесиш бурчагини частотани икки марта кўпайтиришда $\theta_{\text{а.онт}} = 60^\circ$ га ва частотани уч марта кўпайтиришда $\theta_{\text{а.онт}} = 40^\circ$ га тенг қилиб танлаш керак.

Кўп ҳолларда частотани кўпайтиришда бир маротабада 2, 3, 4 марта частота кўпайтириш мумкин. Чунки бирданига кўп марта частота кўпайтирилса, ЧК чиқишидаги тебраниш контуридаги $U_q(t)$ амплитудаси контур асслигига боғлиқ равишда аста сўнувчан бўлади, яъни

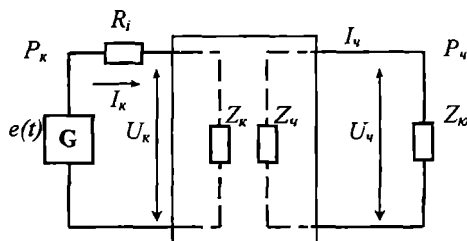
$$U_k(t) = U_k e^{-\alpha t} \cdot \cos \omega_0 t \quad (5.1)$$

конуни бўйича сўнади; бунда, $\alpha = \frac{r}{2L} = \frac{1}{2RC}$ – контур сўниш коэффиценти. Натижада (5.1) амплитудаси ўзгарувчан тебраниш кучланиши навбатдаги ЧК киришига берилса, унинг чиқишидаги LC контур шаклидаги юкламада кучланиш, на фақат амплитудаси, балки фазаси бўйича ҳам ўзгарувчан бўлади. Кўп ҳолларда бу ўзгаришлар зарарли ҳисобланади.

5.2. Сигналларни кучайтириш

Кучайтириш қурилмаси (КҚ) кириш сигнали қувватини унинг шаклини сақлаган ҳолатда кўпайтиради. Кучайтиргич қурилмаларига қуйидаги икки асосий талаблар қўйилади. Биринчидан чиқиш сигнали шаклининг киришдагига нисбатан фарқланиши (бузилиши) даражаси K_r талаб даражасида бўлиши. Иккинчидан кучайтириш қурилмасининг фойдали иш коэффиценти η иложи борица катта бўлиши керак.

Кучайтириш қурилмаси алоҳида электр манбаи энергияси ҳисобига кучайтирилаётган сигнал қувватини оширади. КҚ 5.2-расмда келтирилган эквивалент схема билан ифодаланади.



5.2-расм. Кучайтириш қурилмасининг эквивалент схемаси.

КҚ киришига берилаётган кучайтириладиган сигнал ички қаршилиги R_k бўлган генератор $e(t)$ дан иборат деб, унинг кириш қаршилиги Z_k ва ўтаётган ток амплитудасини I_k десак, унда U_k амплитудали кучланиш ҳосил бўлади. Шундай қилиб, КҚ киришидаги сигнал қуввати

$$P_k = 0,5 I_k^2 \cdot R_k = 0,5 I_k \cdot U_k. \quad (5.2)$$

R_k – кириш қаршилигининг резистив ташкил этувчиси. КҚ чиқиш юкламаси $Z_{ю}$ қаршиликка эга, орқали юклама ток $I_ч$ оқиб ўтгани учун унда $U_ч$ кучланиши ҳосил бўлади. Агар $Z_{ю}$ юкламани резистив қаршилиқ деб ҳисобласак ($Z_{ю} = R_{ю}$), унда ажралаётган фойдали қувват

$$P_ч = 0,5 I_ч^2 \cdot R_{ю} = 0,5 I_ч \cdot U_ч \quad (5.3)$$

га тенг бўлади. КҚ $P_ч > P_k$ ни таъминлаш керак.

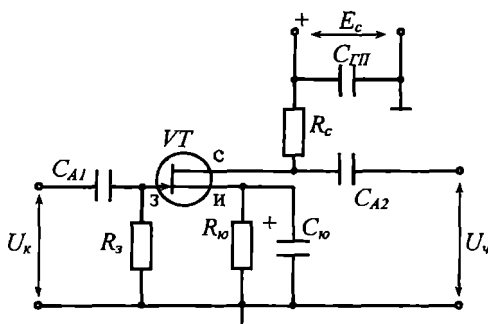
КҚ киришидаги сигнал қуввати жуда кичик бўлиб, унинг вазифаси чиқишида максимал қуввати $P_ч$ ни олиш, электр манбаидан олинаётган P_0 ни бошқаришдан иборат. Электр қуввати манбаи сифатида доимий ток манбаидан фойдаланилади. Натижада КҚ ни кучсиз бошқарувчи сигнал ёрдамида доимий ток манбаи энергиясини ўзгарувчан ток энергиясига алмаштирувчи қурилма деб қараш мумкин. Бу жиҳатдан КҚ сини киришдаги бошқариш кучланиши электр манбаидан чиқиш юкламаси $R_{ю}$ га бораётган энергияни бошқариб борувчи тўрт кутблик деб ҳисобласа бўлади. Бунинг учун тўрт кутблик инерциясиз бошқарув элементидан иборат бўлиши керак, чунки у электр манбаидан олинаётган P_0 қувват оний қийматини киришдаги бошқарув сигнали оний

қийматига мос равишда бошқариб бориши керак.

Бошқарувчи элементи сифатида кучайтириш жараёни чизикли бўлишига қарамасдан, кўп ҳолларда ночизикли актив элементлардан фойдаланилади. Одатда кириш сигнали сатҳи паст бўлганида, НЭ ВАХ сининг фойдаланилаётган қисмини чизикли деб ҳисоблаш мумкин, НЭ ВАХ сини чизиклаштириш мумкин.

5.3. Чизикли кучайтиргич

Майдон транзисторидан актив элемент сифатида фойдаланиладиган чизикли юкламаси резистив бўлган КҚ 5.3-расмда келтирилган.



5.3-расм. Майдон транзисторли кучайтириш қурилмаси.

Кириш бошқарув сигнали ажратувчи конденсатор C_A , орқали транзистор затворига берилади. Бу сигнал таъсирида сток-исток занжиридан ўтаётган ток қиймати ўзгаради ва $R_c=R_{ю}$ қаршилигида кучланиш ҳосил бўлади. Кириш сигналнинг оз миқдорда ўзгариши сток токининг катта миқдорда ўзгаришига, натижада $R_{ю}$ даги кучланиш ҳам унга пропорционал ўзгаришига олиб келади. Бу майдон транзистори ёрдамида кучланиш бўйича кучайтириш амалга оширилганини билдиради. $R_c=R_{ю}$ юкламадаги кучланиш чиқиш кучланиши U_q деб ҳисобланади.

КҚ электр таъминоти доимий кучланиши E_c бўлган манба ҳисобига бажарилади. У транзистор стокига R_c қаршилиги орқали берилади. Шундай қилиб R_c икки вазифани: транзисторни электр манбаи билан таъминлайди ва юклама вазифасини бажаради.

C_{A1} конденсатори домий кучланишни транзистор затворига

берилишига ва C_{A2} конденсатори транзистор стокидаги доимий кучланишни КҚ дан кейинги курилмаларга тушмаслигини таъминлайди. C_{A1} ва C_{A2} конденсаторларида йўқотишлар кам бўлиши учун уларнинг сиғимлари катта танланади.

КҚ схемасида алоҳида силжиш кучланиши манбаи йўқ, чунки транзистор ВАХ нинг керакли қисмида иш нуқтасини ўрнатувчи кучланиш унинг истокига уланган R_u қаршилигидан ўтаётган ток ҳисобида ҳосил бўлади. Бу резистор орқали сток токи ўтади ва 5.3-расмда кўрсатилгандек кучланиш (+)и истокка (-) и эса умумий симга уланади. Манфий потенциал R_z қаршилиқ орқали затворга берилади. Шундай қилиб, транзисторнинг затвор-исток қисмига манфий силжиш кучланиши берилади. Бу кучланиш автоматик силжиш кучланиши – автосилжиш кучланиши деб аталади, чунки у сток токининг доимий ташкил этувчиси ҳисобига ҳосил бўлади. Сток токининг ўзгарувчан ташкил этувчиси R_c га параллел уланган катта сиғимли конденсатор C_u орқали умумий симга ўтиб кетади.

R_u қаршилиқда сток токининг фойдали ўзгарувчан ташкил этувчиси ўтиши натижасида, доимий кучланиш билан бирга қисман ўзгарувчан кучланиш ҳам ҳосил бўлади. Силжиш кучланишининг бу ўзгарувчан ташкил этувчиси транзистор затворига кириш сигнали U_k фазасига тескари фазада бўлади ва уни қисман кучсизлантиради, натижада манфий тескари боғланиш пайдо бўлади. Бу тескари боғланиш таъсири $C_{ю}$ конденсатори сиғимига боғлиқ бўлиб, тескари боғланишли конденсаторнинг ўзгарувчан токка қаршилиги $\frac{1}{\Omega C_u}$ ни $R_{ю}$ резистор қаршилигига нисбатан жуда камлигини таъминлаш орқали эришилади.

Кучайтирилган кучланиш u_c транзистор стоки ва умумий уланиш сими орасида ҳосил бўлади, яъни бир учи стокка иккинчи учи ўзгарувчан ток учун умумий симга уланган, $R_c=R_{ю}$ қаршилигида олинади. Сток токининг ўзгарувчан ташкил этувчисининг умумий уланиш симига ўтишини катта сиғимли $C_{тп}$ конденсатори таъминлайди. Бунда сток токи фойдали-ўзгарувчан ташкил этувчиси электр манбаи E_c ички қаршилигидан ўтмайди.

КҚ ишлаш принципини вақт диаграммаси ёрдамида кўриб чиқамиз (5.4-расм). Транзистор затвори ва истоки орасидаги кучланиш икки ташкил этувчидан: доимий силжиш кучланиши E_c ва кириш кучланиши U_k дан иборат (5.4а-расм), яъни:

$$u_{зи} = -E_c + U_k \sin \omega_0 t. \quad (5.4)$$

Кириш сигнали чизикли режимда кучайтирилганда сток токи затворидаги кучланишга пропорционал ўзгаради (5.4б-расм):

$$I_c(t) = I_0 + I_m \sin \omega_0 t. \quad (5.5)$$

Ом қонунига асосан $R_c = R_{ю}$ юкламадаги кучланиш сток токи I_c га пропорционал (5.4в-расм)

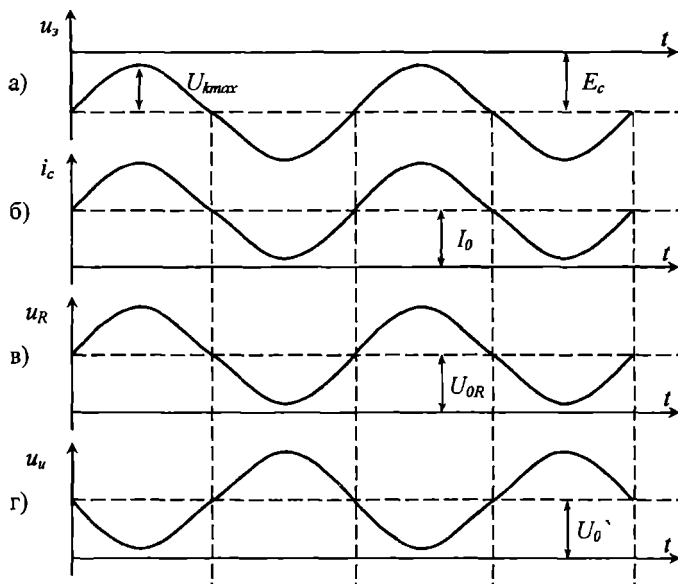
$$u_r(t) = U_{ор} + U_{mr} \sin \omega_0 t. \quad (5.6)$$

Юклама $R_{ю}$ даги кучланиш u_R манба кучланишидан айрилади, кучланишларнинг бу фарқи транзистор стокидаги кучланишга тенг бўлади (5.4г-расм).

$$u_t = U_0^j - \sin \omega_0 t. \quad (5.7)$$

Бунда $U_0^j = E_c - u_{OR}$ транзистор стокидаги U_T кучланиш амплитудаси, U_{mT} юкламадаги кучланиш амплитудаси U_{mR} га тенг. (5.7) ифодадаги манфий белги, чиқиш кучланиши амплитудаси U_c нинг фазаси кириш кучланиши U_k фазасига тескарилигини билдиради, яъни умумий истокли майдон транзис-торли кучайтиргич кириш сигнали фазасини 180° га айлантиради.

Энди чизикли режимда ишлайдиган КҚ сининг ишлаш принципини унинг ВАХ си орқали кўриб чиқамиз (5.5-расм). Майдон транзистори сток токи i_c ни унинг затворидаги кучланишга боғлиқлик характеристикаси унинг ўтиш характеристикаси ҳисобланади, яъни $I_c = \Phi(U_z)$. Бу характеристикани синиқ чизик билан аппроксимация қиламиз. Иш нуқтасининг силжиш кучланиши E_c ёрдамида ВАХ чизикли қисмининг ўртасига ўрнатамиз. Кириш кучланиши амплитудаси $U_{км}$ чизикли кучайтириш режимда ВАХ нинг ночизикли қисмига ўтиб кетмаслиги керак, бу шарт бажарилганда транзистор чизикли режимда (А-режимда), кесиш бурчагисиз ишлайди ва ўтаётган сток токи $i_c(t)$ шакли кириш кучланиши шаклига мос бўлади (5.5-расм).



5.4-расм. Кучайтириш қурилмаси вақт диаграммалари.
 а) затвордаги кучланиш, б) стокдаги ток, в) юкламадаги кучланиш, г) истокдаги кучланиш вақт диаграммалари.

Юклама $R_c=R_{ю}$ даги ўзгарувчан кучланиш амплитудаси

$$U_{mr}=I_m \cdot R_c=U_{max} \quad (5.8)$$

бўлади ва амплитудаси кириш кучланиши u_k дан катта бўлади. Кучайтиргичнинг кучайтириш коэффициентини қуйидагича аниқланади

$$K_r = \frac{U_{mv}}{U_{kmax}} = I_m \cdot R_c / U_{kmax} = S_0 \cdot R_c. \quad (5.9)$$

(5.9) ифодада S_0 транзистор ВАХ си фойдаланилаётган қисмининг қиялиги бўлиб кириш сигнали сатҳига боғлиқ эмас, яъни у ўзгармас $S_0=const$.

Сток токининг биринчи гармоникаси ток фойдали ташкил этувчиси бўлиб, кириш кучланишига мос шаклда пропорционал ўзгаради, яъни

$$I_m = S_0 \cdot U_{\text{кmax}} \quad (5.10)$$

чизикли кучайтириш кузатилади.

Сток умумий токи фойдали биринчи гармоникаси I_m – дан ташқари, кераксиз доимий ташкил этувчиси I_0 – доимий ташкил этувчидан иборат.

Чизикли режимда ишловчи кучайтиргичнинг фойдали иш коэффициентини аниқлаймиз. Ток фойдали ташкил этувчиси I_m нинг $R_{\text{с}}$ да ажралиб чиқадиган қуввати

$$P_v = 0,5 I_m \cdot U_{\text{мч}} \quad (5.11)$$

Кучайтиргич электр манбаидан олаётган қувват

$$P_0 = I_0 \cdot E_c \quad (5.12)$$

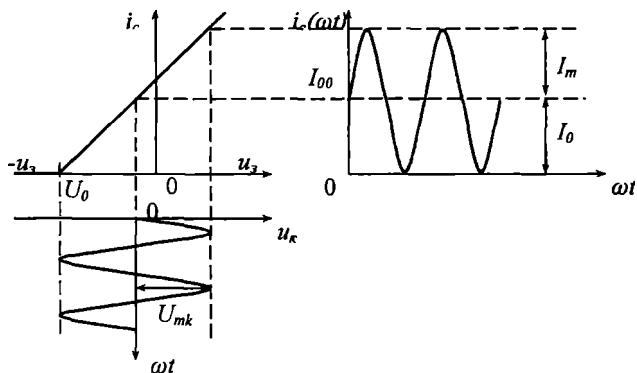
5.5-расмдан кўришиб турибдики, чизикли режимда ток биринчи гармоникаси I_m токнинг доимий ташкил этувчисидан катта бўлмайди, яъни $I_m \leq I_0$. Шунга ўхшаш фойдали чиқиш кучланиши $U_{\text{мч}}$ – амплитудаси электр манбаи кучланишидан катта бўла олмайди, яъни $U_{\text{мч}} \leq E_c$.

I_m ва $U_{\text{мч}}$ нинг энг катта чегаравий қийматини олсак, $I_m = I_0$ ва $U_{\text{мч}} = E_c$ бўлади ва ФИК

$$\eta = \frac{P_v \cdot 100\%}{P_0} = 0,5 \frac{I_m U_{\text{мч}} \cdot 100\%}{I_0 E_c} = 50\% \quad (5.13)$$

га тенг бўлади. Бу энг катта ФИК. Амалда фойдали иш коэффициентини бундан ҳам кам бўлади. ФИК нинг кичик бўлишига сабаб, транзистордан ҳамма вақт кириш сигнали йўқ вақтда ҳам токнинг доимий ташкил этувчиси I_0 ўтиб туради. Шунинг учун кучайтиргичнинг чизикли режими (А-режими) катта қувватли кучайтириш қурилмаларида кам қўлланилади. Умумий талаб қилинган P_0 қувватдан, фойдали P_v қувватини фарқи $P_{\text{н}} = P_0 - P_v$ - йўқотилган қувват актив элемент транзистор томонидан иссиқлик шаклида ажралади.

Чизикли режимда ишловчи кучайтиргич қурилмасининг асосий афзаллиги унинг кириш сигналининг минимал бузилишлар билан кучайтиришидир.



5.5-рasm. Чизикли режимда ишловчи кучайтиргич вақт диаграммалари.

5.4. Ночизикли кучайтиргич

(5.13) ифодадан кўриниб турибдики, кучайтиргичлар ФИК оширишнинг ягона усули бу ток доимий ташкил этувчиси I_0 ни камайтириш. Бунинг учун иш нуқтасини силжиш кучланиши ёрдамида чап томонга, ВАХ пастки қисмига сурамиз. Кучайтиргич киришидаги кучланишни

$$u_k(t) = U_{mk} \cos \omega t \quad (5.14)$$

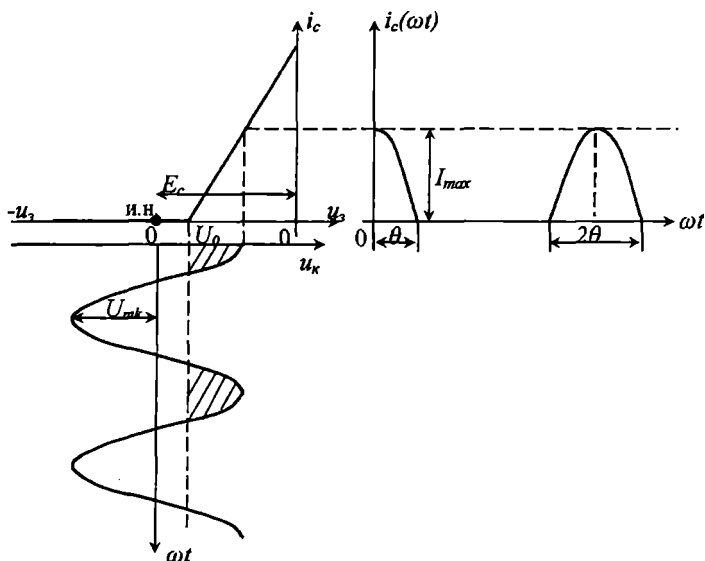
шаклида олсак, сток токи i_c косинусоидал импульслар кетма-кетлиги шаклини олади. Бу косинусоидал ток импульслари таркибидаги ток биринчи гармоникаси амплитудасини ва доимий ташкил этувчисини кесиш бурчаги усулидан фойдаланиб, γ_n – коэффициентлари орқали аниқлаймиз. Бунда

$$I_m = S_0 \cdot U_{mk} \cdot \gamma_1 \quad \text{ва} \quad I_0 = S_0 \cdot U_{mk} \cdot \gamma_0 \quad (5.15)$$

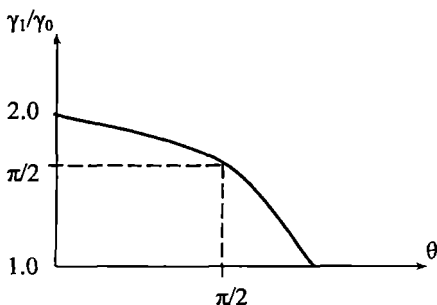
бўлади. Бунда ФИК куйидагича аниқланади:

$$\eta = 0,5 \frac{I_m U_{mv}}{I_0 E_c} \cdot 100\% = 0,5 \cdot \frac{\gamma_1(\theta)}{\gamma_0(\theta)} \cdot 100\%. \quad (5.16)$$

(5.16) ифода кучайтиргич ФИК ошириш учун $\frac{\gamma_1(\theta)}{\gamma_0(\theta)}$ нисбатнинг энг катта қийматига мос келувчи кесиш бурчаги θ ни танлаш кераклигини кўрсатиб турибди.



5.6-расм. Ночизикли режимда ишловчи кучайтиргич вақт диаграммалари.



5.7-расм. $\frac{\gamma_1}{\gamma_0}$ нинг кесиш бурчаги θ га боғлиқлик графиги.

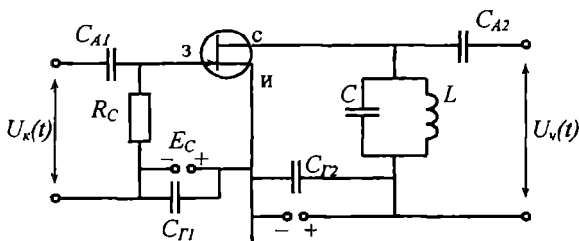
5.7-расмда $\frac{\gamma_1}{\gamma_0}$ нинг кесиш бурчаги θ га боғлиқлик графиги келтирилган. Бунда $\frac{\gamma_1}{\gamma_0}=2$ энг катта қийматига $\theta=0$ тўғри келади. ФИК

$\eta=100\%$ бўлади. 5.6-расмдан кўриниб турибдики, кириш сигнали бўлмаган вақтда транзистор орқали ўтувчи ток доимий ташкил этувчиси $I_0=0$ бўлади, манбадан қувват истеъмол қилинмайди.

Кўп ҳолларда кесиш бурчаги $60^\circ \div 90^\circ$ орасида танланади. Бунда P_0 камайиши билан чиқиш қуввати $P_{\text{ч}}$ ҳам камаяди, аммо $\eta=75 \div 90\%$ га етиши мумкин. Бундан ташқари, кичик кесиш бурчаги θ ни таъминлаш учун катта силжиш кучланиши E_c бериш ва кириш кучланиши (сигнали) амплитудаси $U_{\text{мк}}$ ни ошириш талаб этилади.

Кесиш бурчаги ҳосил бўлиши билан сток токи шакли кириш сигнали шаклидан анча фарқ қилади, бузилган ҳисобланади. Чунки θ кесиш бурчагини $I_{\text{м}}$ амплитудали косинусоидал импульслар биринчи гармоникадан ташқари бир қатор гармоник ташкил этувчилардан иборат бўлади. Бу сток токи $i_c(\omega t)$ резистив юкламадан ўтса, ундаги чиқиш кучланиш шакли $i_c(\omega t)$ ўзгаришига мос бўлади, катта бузилиш кузатилади. Сток токидан унинг биринчи гармоникасини ажратиб олиш учун резистив юклама ўрнига ток биринчи гармоникасига созланган параллел тебраниш контуридан фойдаланиш керак. Бунда контур аслигини шундай танлаш керакки, унинг сигнал ўтказиш кенглигига, кириш сигнали спектри кенглиги мос бўлиши керак. Натижада бу контурда токнинг фақат фойдали спектрал ташкил этувчилари ажралади, чунки бу ташкил этувчилар учун контурнинг эквивалент қаршилиги катта бўлади, ток кераксиз ташкил этувчилари учун унинг қаршилиги кам бўлади. Натижада чиқиш токи кесилиши натижасида ҳосил бўлган ток кераксиз ташкил этувчилари филтрдан деярли ўтмайди.

Резистив юкламани параллел тебраниш контури билан алмаштириш натижасида кучайтиргичнинг бошқа тури – резонансли кучайтиргични оламиз. Резонанс кучайтиргич схемаси 5.8-расмда келтирилган.



5.8-расм. Юқори частоталар кучайтиргичи.

$C_{Г1}$ ва $C_{Г2}$ конденсаторлари силжиш кучланиши ва электр манбаи ички қаршилигидан ўтувчан ток ўтмаслигини таъминлайди. C_{A1} ва C_{A2} конденсаторлари кучайтириш қурилмасининг режимини ташқи доимий кучланиш ёки ток таъсиридан сақлайди ва ташқи қурилмалар иш режимига ўзининг таъсирини талаб даражасида камайтиради.

5.8-расмда кириш сигнали $U_{к}(t)$ затвор-исток оралиғига берилган бўлиб, чиқиш кучланиши $U_{мч}(t)$ сток-исток оралиғига уланган параллел контур-юкламадан олинади.

Резонанс кучайтиргич кучайтириш коэффициентини аниқлаш учун дастлаб, чиқиш кучланиши амплитудасини аниқлаш керак. Сток токининг биринчи гармоникаси $I_{м}$ резонанс контурида қуйидаги кучланишни ҳосил қилади:

$$U_{мч} = I_{м} \cdot R_{эк} = S_0 \cdot U_{мк} \cdot R_{эк}, \quad (5.17)$$

бунда, $R_{эк}$ – параллел контур эквивалент қаршилиги.

Кучайтиргичнинг кучланиш бўйича кучайтириш коэффициенти

$$K_r = \frac{U_{мч}}{U_{мк}} = S_0 \cdot R_{эк}, \quad (5.18)$$

бунда, S_0 – ВАХ нинг қиялиги.

Агар контур асслиги $Q \gg 1$ бўлса, $R_{эк} \gg 1/S_0$ бўлади, натижада $K_r \gg 1$ бўлади.

Кучайтиришда ток биринчи гармоникаси амплитудаси $I_{м}$, кириш сигнали амплитудасига пропорционал бўлиши керак, яъни

$$I_{м} = \Phi(U_{мк}) = K \cdot U_{мк}, \quad (5.19)$$

бунда, K – ўзгармас катталиқ, кучайтириш коэффициенти.

Агар силжиш кучланиши E_c , транзистор ёпилиш кучланиши U_0 га тенг бўлса, кесиш бурчаги $\theta = 90^\circ$ бўлади. Бундай режим В-режими деб аталади. В-режимда кесиш бурчаги кириш сигнали амплитудасига боғлиқ бўлмайди $\gamma_1(90^\circ)$ ўзгармас бўлади, натижада ток биринчи гармоникаси

$$I_{м1} = 0,5 \cdot S_0 \cdot U_{мк} \quad (5.20)$$

яъни кириш сигнали амплитудасига пропорционал бўлади. Кучайтиргичнинг амплитуда характеристикаси чизикли (5.19) бўлади. Демак, В-режимда сигнал бузилишсиз кучайтирилади.

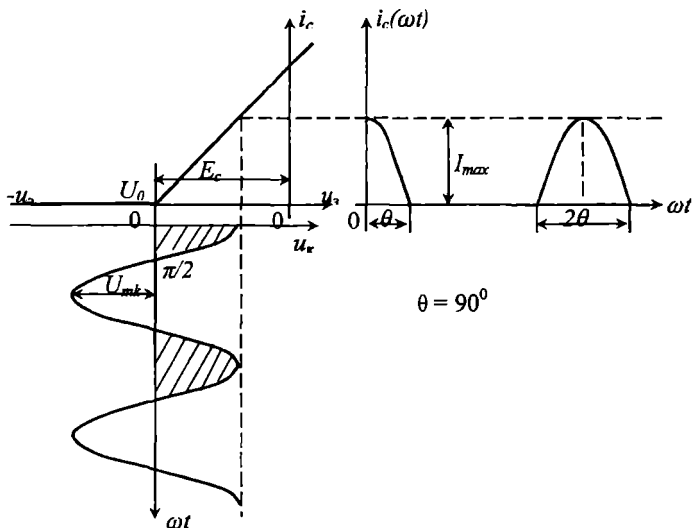
Агар кучайтиргич кесиш бурчаги $0 \leq \theta \leq 90^\circ$ бўлса, бундай режим С-режими деб аталади. С-режимда ишловчи кучайтиргич киришига ўзгарувчан амплитудали кириш сигнали берилса, бу унинг кесиш бурчаги θ нинг ўзгаришига, натижада ток биринчи гармоникаси коэффиценти $\gamma_1(\theta)$ ўзгаради. Бу эса ток I_m ни U_{mk} га пропорционал ўзгармаслигига сабаб бўлади, кучайтириш сигнал шакли бузилишига олиб келади.

Шунинг учун С-режимдан кенг фойдаланилмайди. Ундан катта қувватли кучайтиргичларда, асосий талаб юқори ФИКни таъминлаш учун фойдаланилади.

В-режимда ФИК А режимга қараганда катта. В-режимда $\theta = 90^\circ$ учун $\frac{\gamma_1}{\gamma_0} = \pi/2$ бўлади. 5.16 ифодага асосан

$$\eta = 0,5 \cdot \frac{\pi}{2} \cdot 100\% \approx 78,5\%$$

бўлади ва А-режимга қараганда ФИК 1,5 марта ошади.



5.9-расм. В режимда ишловчи кучайтиргич вақт диаграммалари.

А, В ва С-режимларидан ташқари D-режими ҳам фарқланади. D-режимда актив элемент (транзистор) икки ҳолатда бўлади: биринчи ҳолатда сток токи максимал I_{cmax} , ундаги кучланиш U_{cmin} – минимал ва иккинчи ҳолатда сток токи минимал I_{cmin} , ундаги кучланиш U_{cmax} – максимал бўлади. Шунинг учун D-режими калит режими деб ҳам аталади. D-режимда электр манбаи қувватини йўқотилиши

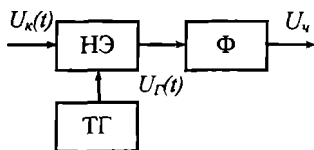
$$P_a = \frac{1}{T} \int_0^T i_c(\omega t) \cdot u_c(\omega t) d\omega t \quad (5.21)$$

ифода орқали топилади. Бу режимда $\eta=90\div 95\%$ ташкил этади. D-режими паст ва юқори частотали сигналларни кучайтиришда кенг қўлланилади.

5.5. Частота ўзгартиргич

Частота ўзгартириш (ЧЎ) деб, кириш сигналини спектрал ташкил этувчилари орасидаги ўзаро амплитудавий ва фазавий нисбатни сақлаган ҳолда сигнални частоталар бир диапазонидан бошқасига силжйтишга айтилади.

Частота ўзгартириш фақат ночизиқли ёки параметрик электр занжирларда махсус таянч генератори ёрдамида амалга оширилади. ЧЎ нинг НЭ асосидаги структуравий схемаси 5.10-расмда келтирилган. НЭ икки кучланиш: ўзгартирилувчи кириш кучланиши $U_k(t)$ ва таянч генератори кучланиши $U_r(t)$. Ночизиқли ўзгариш натижасида НЭ чиқишида бир қатор янги спектр ташкил этувчилари пайдо бўлади. Уларнинг бир қисми фойдали, қолганлари кераксиз (фойдасиз) ҳисобланади. Фойдали спектр ташкил этувчилари филътр Φ ёрдамида ажратиб олинади.



5.10-расм. Частота ўзгартиргич структуравий схемаси.

Частота ўзгартириш жараёнини оддий гармоник тебраниш

$$U_k = U_{mk} \cos \omega_0 t \quad (5.22)$$

мисолида кўрамиз. Таянч генератори частотаси $\omega_0 > \omega_0$ деб ҳисоблаймиз.

$$U_r = U_{mr} \cos \omega_r t \quad (5.23)$$

Ночизикли элемент ВАХ сени иккинчи даражали полином билан аппроксимациялаймиз, яъни

$$i = a_0 + a_1 U + a_2 U^2. \quad (5.24)$$

НЭ га (5.22) ва (5.23) кириш сигнали ва таянч генератори кучланишлари таъсир этса,

$$i = a_0 + a_1 (U_{mk} \cos \omega_0 t + U_{mr} \cos \omega_r t) + a_2 (U_{mk} \cos \omega_0 t + U_{mr} \cos \omega_r t)^2 = a_0 + a_1 U_{mk} \cos \omega_0 t + a_1 U_{mr} \cos \omega_r t + 0,5 a_2 U_{mk}^2 + 0,5 a_2 U_{mk}^2 \cos 2\omega_0 t + 0,5 a_2 U_{mr}^2 + 0,5 a_2 U_{mr}^2 \cos 2\omega_r t + a_2 U_{mk} U_{mr} \cos(\omega_0 + \omega_r) t + a_2 U_{mk} U_{mr} \cos(\omega_0 - \omega_r) t. \quad (5.25)$$

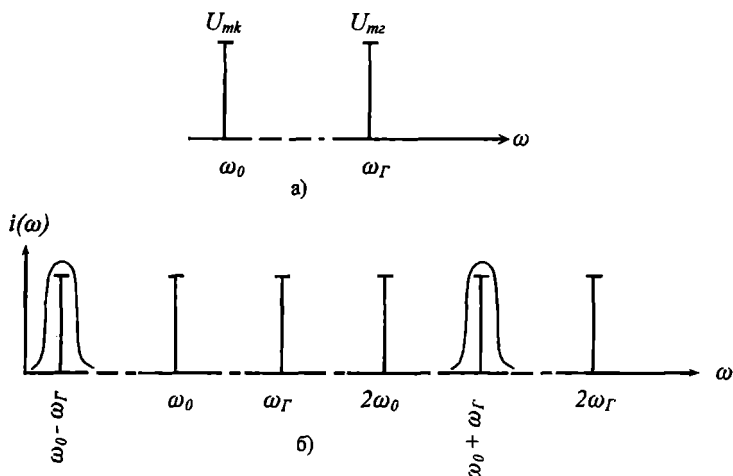
НЭ ўтаётган ток спектри 5.11-расмда келтирилган. Ушбу тоқлардан частотаси $\omega_0 + \omega_r$ ва $\omega_0 - \omega_r$ га тенглари частота ўзгартириш натижаси сифатида қараш мумкин. Қолганлари фойдасиз спектрал ташкил этувчилар ҳисобланади. Частотани дастлабки қийматига қараганда юқорига ёки пастга ўзгартириш кераклигига қараб $(\omega_0 + \omega_r)$ ёки $(\omega_0 - \omega_r)$ частоталар LC – параллел контур ёрдамида ажратиб олинади. Филтер амплитуда-частота характеристикаси 5.11-расмда келтирилган.

Таянч генератори частотасини ўзгартириш орқали кириш сигнали спектрини частоталар диапазонининг исталган жойига суриш (жойлаштириш) мумкин.

НЭ чиқиш токида $(\omega_0 + \omega_r)$ ва $(\omega_0 - \omega_r)$ спектрал ташкил этувчилар аппроксимацияловчи полиномнинг $a_2 U^2$ ҳадидан келиб чиқади. Шунинг учун иш нуқтасини НЭ ВАХсининг энг катта квадратик эгриликка эга қисмида танлаш керак.

Энди бир тон Ω билан модуляцияланган АМ сигнал

$$u_x(t) = U_{AM}(t) = U_m [1 + m \cos \Omega t] \cdot \cos \omega_0 t \quad (5.26)$$



5.11-расм. Частота ўзгартиргич: а) киришидаги кучланишлар, б) чиқишидаги ток спектрлари.

ташувчи частотасини ўзгартиришни кўриб чиқамиз.
(5.26) ифодани бир оз содда шаклга келтирамиз

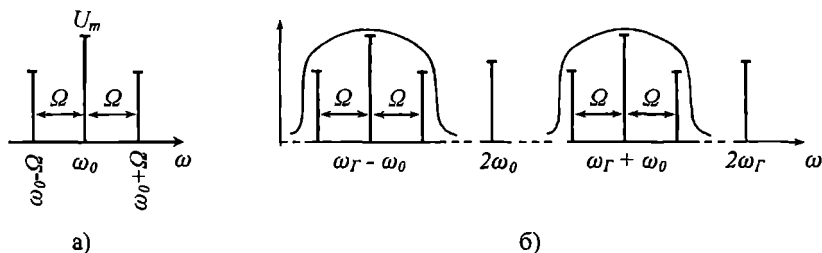
$$u_k(t) = U_{AM}(t) = U_m(t) \cdot \cos \omega_0 t, \quad (5.27)$$

бунда $U_m(t) = U_m[1 + m \cos \Omega t]$.

Частота ўзгартириш жараёни полиномнинг $a_2 U^2$ квадратик ташкил этувчиси асосида содир бўлишини эътиборга олиб, $i = a U^2$ ифодадан фойдаланамиз.

$$i(\omega t) = a [U_{AM}(t) \cos \omega_0 t + U_{mr} \cos \omega_r t]^2 = a U_{AM}^2(t) \cos^2 \omega_0 t + a U_{mr}^2 \cos^2 \omega_r t + 2a U_{AM}(t) \cdot U_{mr} \cdot \cos \omega_0 t \cdot \cos \omega_r t = 0,5 a U_{AM}^2(t) + 0,5 a U_{AM}^2(t) \cos 2\omega_0 t + 0,5 a U_{mr}^2 + 0,5 a U_{mr}^2 \cos 2\omega_r t + a U_{AM}(t) \cdot U_{mr} \cos(\omega_0 - \omega_r)t + a U_{AM}(t) \cdot U_{mr} \cos(\omega_0 + \omega_r)t \quad (5.28)$$

(5.28) ифодадаги токнинг $(\omega_0 + \omega_r)$ ёки $(\omega_0 - \omega_r)$ фойдали ташкил этувчисини ўтказиш полосаси Чў киришидаги АМ сигнал спектр кенглигига тенг бўлган параллел тебраниш контури ёрдамида ажратиб олинади. (5.26) ифодадаги ток спектри 5.12-расмда келтирилган (5.12а киришдаги АМ сигнал спектри ва 5.12б НЭ дан ўтаётган ток спектри).



5.12-расм. Частота ўзгартиргич чиқишидаги фойдали спектрал ташкил этувчиларни ажратишга оид чизма.

Частота ўзгартиргичлар супергетеродин структурасида қурилган радио ва теле қабул қилиш қурилмаларида, радиореле алоқа линияларида, ер сунъий йўлдоши орқали ахборот узатиш тизимларида, умуман икки частота ёрдамида керакли учинчи бир частотани ($\omega_0 \pm \omega_r$) олишда кенг қўлланилади.

5.6. Чеклагичлар

Чеклагичларнинг икки тури фарқланади. Биринчиси сигнал оний қийматини чеклагичлар, иккинчиси сигнал амплитудасини чеклагичлар.

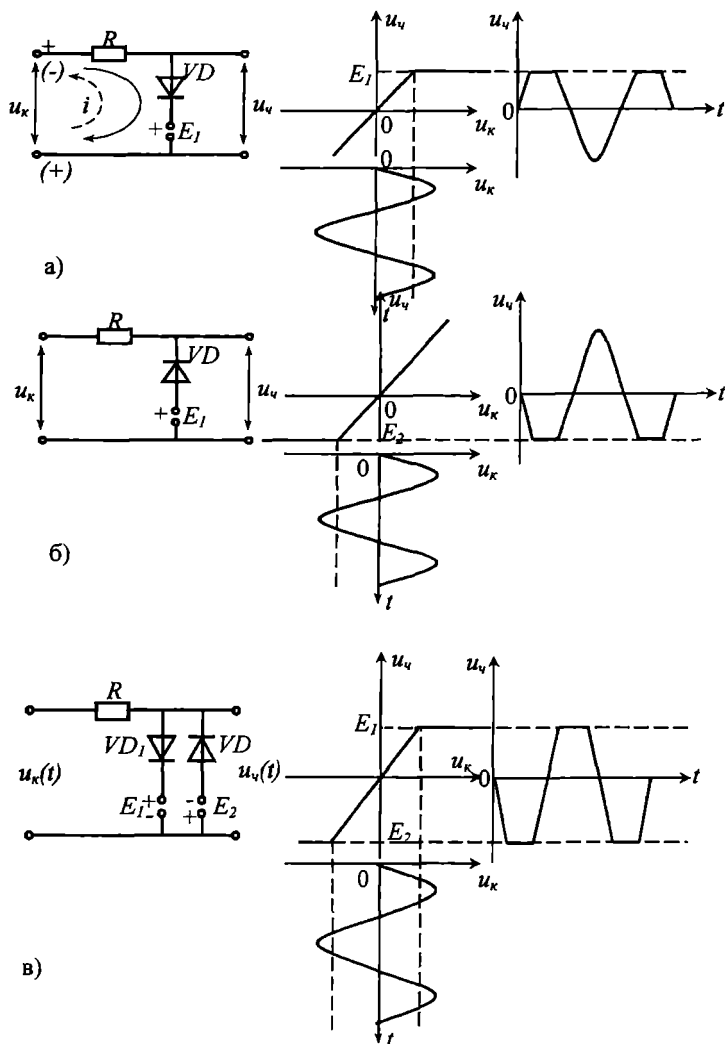
Сигнал оний қийматларини чеклагичлар қуйидаги турларга бўлинади:

- сигнал оний қийматини юқоридан чеклагич;
- сигнал оний қийматини пастдан чеклагич;
- сигнал оний қийматини икки томонлама – юқоридан ва пастдан чеклагич.

Сигнал оний қийматини чеклагичларнинг асосий характеристикаси унинг чиқишидаги сигнал оний қийматининг киришдаги сигнал оний қийматига боғланганлиги ҳисобланади. Одатда чеклагичлар киришига сатҳи деярли даражада катта кучланишлар бериледи, шунинг учун НЭ ВАХ ни синик чизик билан аппроксимациялаш мумкин. Кириш сигналининг НЭ да чеклаш режими бошланишига мос келувчи сатҳи чеклаш бўсағаси деб аталади.

Ҳозирда чеклагичларда НЭ сифатида асосан яримўтказгичли диодлардан фойдаланилади. 5.13-расмда юқоридан (5.13а-расм), пастдан (5.13б-расм) ва икки томонлама (5.13в-расм) чеклагич схемалари келтирилган. Бунда $R_{ю}$ юклама қаршилиги диод очик

ҳолати ички қаршилиги R_0 жуда катта ва диод ёпик ҳолатидаги ички қаршилигидан R_T жуда кичик, яъни $R_0 \ll R_{\text{до}} \ll R_T$ бўлиши шарт.



5.13-расм. Сигнал оний қийматини чеклагичлар. а) юқоридан чеклагич, б) пастдан чеклагич, в) икки томонлама чеклагич.

Бу уч турли чеклагичларда чегаралаш сатҳи НЭ занжирга E_0 –

кучланиши бериш билан ўрнатилади.

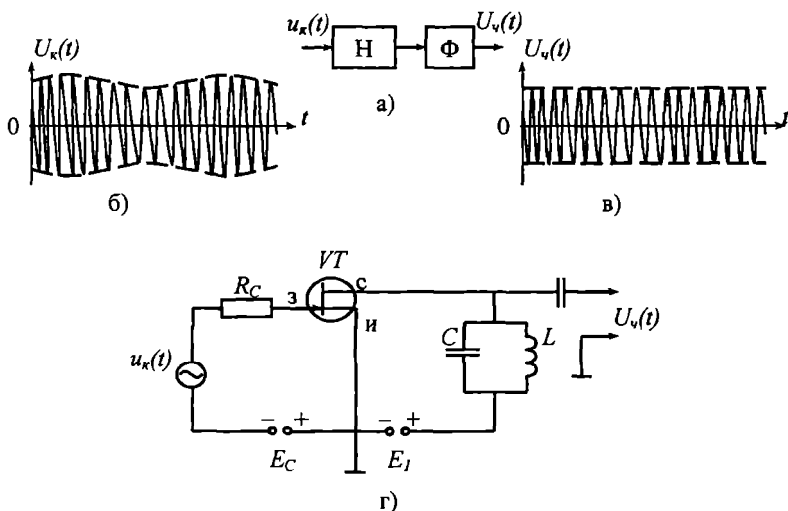
Икки томонли чеклагичлар гармоник тебранишлар шаклидаги кучланишдан трапециясимон ва тўртбурчак кўринишидаги сигналларни олишда ҳам қўлланади.

Оний чеклагичлар чиқишидаги кучланиш диоддан ўтаётган ток шаклини такрорлайди, чунки $R_{ю}$ дан токнинг ҳамма спектрал ташкил этувчилари ўтади ва кучланиш ҳосил қилади.

Амплитуда чеклагич (АЧ) деб, киришидаги ўзгарувчан амплитудали сигнални ўзгармас амплитудали сигналга айлантириб берувчи қурилмага айтилади.

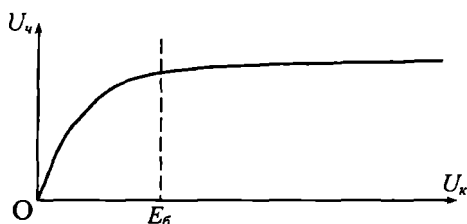
5.14-расмда амплитуда чеклагичнинг структуравий ва соддалашган электр схемаси келтирилган. АЧ ни нозизиқли элементлар (диод, транзистор) ёрдамида амалга оширилади.

АЧ да икки томонлама чекланган трапециясимон токдан унинг биринчи гармоникаси параллел тебраниш контури ёрдамида ажратиб олинади, бунда икки томонлама оний чеклагич юклараси $R_{ю}$ вазифасини R_3 эквивалент қаршиликка эга бўлган ва ток биринчи гармоникаси частотасига созланган параллел контур бажаради. Бунда киришдаги сигнал $u_k(t) = U_k(t) \cos \omega_0 t$ бўлса,



5.14-расм. Сигнал амплитудаси чеклагичи. а) структуравий схемаси, б) кириш сигнали вақт диаграммаси, в) чиқиш сигнали вақт диаграммаси, г) чеклагич электр схемаси.

чиқишида $U_{\text{ч}}(t)=U_{\text{м}}\cos\omega_0 t$ бўлади. НЭ сифатида биполяр ёки майдон транзисторидан фойдаланилганда мос равишда унинг коллекторига ва стокига манбадан бериладиган кучланиш $E_{\text{к}}$ ёки $E_{\text{с}}$, улар одатдаги режимда бериладигандан 2–3 маротаба кам бўлади, чунки бу кучланишларда транзисторларнинг ёпилиши ва тўйиниш тоқларини таъминлаш учун уларнинг киришига бериладиган $U_{\text{к}}(t)$ сигнал сатҳи камайд, чеклаш бўсағаси $E_{\text{б}}$ га мос келадиган кучланиш сатҳи ҳам кам бўлади. АЧ ларнинг асосий характеристикаси бўлиб, АЧ чеклагич чиқишидаги сигнал амплитудасининг киришдаги сигнал амплитудасига боғлиқлик характеристикаси ҳисобланади (5.15-расм).



5.15-расм. Амплитуда чеклагич характеристикаси.

Назорат саволлари

1. Частота кўпайтиргич нима?
2. Қайси тур электр занжирларда частота кўпайтириш мумкин?
3. Частотани иккига ва учга кўпайтиришда кесиш бурчаги энг маъқул қиймати неча градус бўлиши керак ($\alpha_n(\theta)$ – коэффициентлари учун)?
4. Частотани иккига ва учга кўпайтиришда кесиш бурчаги энг маъқул қиймати неча градус бўлиши керак ($\gamma_n(\theta)$ – коэффициентлари учун)?
5. Кучайтиргичлар деб қандай қурилмаларга айтилади?
6. Чизикли режимда ишловчи кучайтиргичнинг ФИК нима учун 50% кам?
7. Ночизикли режимда ишловчи кучайтиргичнинг ФИК энг катта қиймати нимага тенг?

8. Кучайтириш коэффициенти нима? Кучайтиргичнинг амплитуда характеристикаси қайси кўринишда бўлиши керак?

9. А, В ва С режимларида кесиш бурчаги қиймати қандай бўлади?

10. Актив элементнинг калит режими қандай режим?

11. Частота ўзгартиргич қандай қурилма ва ундан нима мақсадларда фойдаланиш мумкин?

12. НЭ ВАХи $i = a_1 U + a_3 U^3$ шаклида бўлса, ундан частота ўзгартиргич қурилмасида фойдаланиш мумкинми?

13. Оний ва амплитудавий чеклагичлар қандай вазифаларни бажарадилар?

6. МОДУЛЯЦИЯЛАНГАН СИГНАЛЛАР

6.1. Модуляция

Электр алоқа ривожининг дастлабки йилларида модуляция паст частотали товуш ёки телеграф сигналларини узоқ масофага юқори частотали сигналлар орқали етказишда фойдаланилган бўлса, ҳозирда куйидаги кўшимча талаблар қўйилган:

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

Юқори частотали сигнал (ташувчи) ни асосий параметрларидан бирини нисбатан паст частотали модуляцияловчи сигнал ўзгаришига мос равишда ўзгариши модуляция деб аталади. Ташувчининг модуляцияловчи сигналга мос равишда ўзгарувчи параметри унинг инфорацион параметри даб аталади.

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

6.2. Амплитудаси модуляцияланган сигналлар

Ташувчи сифатида юқори частотали гармоник тебранувчи сигнални оламиз (6.1а-расм)

$$U_T(t) = U_\omega \cos \omega_0 t. \quad (6.1)$$

Модуляцияловчи сигналнинг частотаси Ω га тенг гармоник тебранувчи сигнал деб ҳисоблаймиз (6.1б-расм)

$$U_m(t) = U_\Omega \cos \Omega t. \quad (6.2)$$

Одатда $\omega_0 \gg \Omega$ этиб танланади.

(6.1) ташувчининг амплитудаси U_{ω} модуляцияловчи U_{Ω} сигнал амплитудасига мос равишда ўзгаради

$$u_{AM}(t)=[U_{\omega}+kU_{\Omega}\cos\Omega t]\cdot\cos\omega_0 t, \quad (6.3)$$

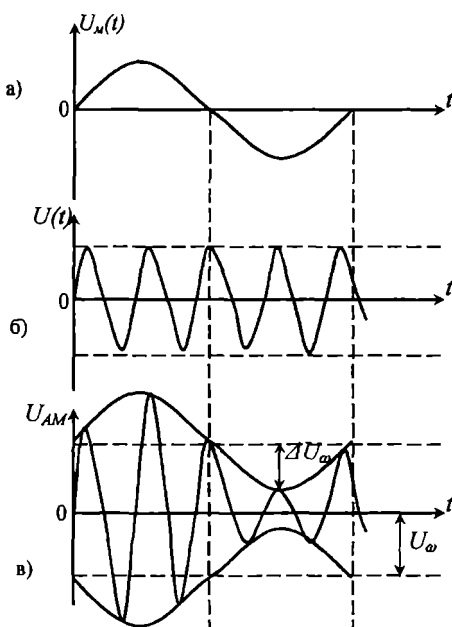
Бунда, k – пропорционалик коэффициенти бўлиб, модуляцияловчи сигнал амплитудаси ўзгаришини ташувчи U_{ω} амплитудаси ўзгариши ΔU_{ω} билан боғлайди, $\Delta U_{\omega} = kU_{\Omega}$.

(6.3) ифодани қуйидаги шаклга келтирамиз (6.1 в-расм)

$$u_{AM}(t) = U_{\omega} \left[1 + \frac{\Delta U_{\omega}}{U_{\omega}} \cos \Omega t \right] \cos \omega_0 t, \quad (6.4)$$

бунда, $\frac{\Delta U_{\omega}}{U_{\omega}} = m$ деб белгилаб, (6.4) ифодани қуйидаги шаклга келтирамиз

$$u_{AM}(t) = U_{\omega} [1 + m \cos \Omega t] \cdot \cos \omega_0 t. \quad (6.5)$$



6.1-расм. АМ сигнал вақт диаграммалари. а) модуляцияловчи паст частотали сигнал, б) юқори частотали ташувчи, в) модуляцияланган сигнал.

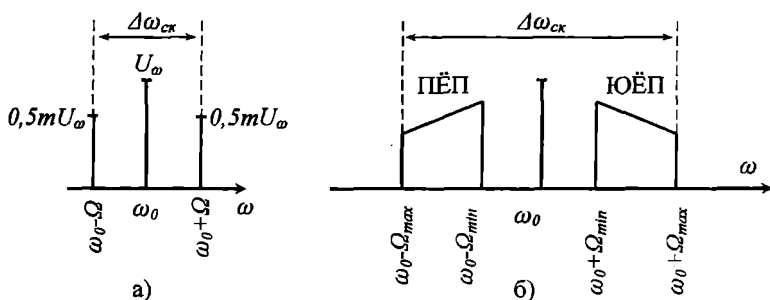
(6.5) бир тон Ω билан модуляцияланган амплитудаси модуляцияланган сигналнинг аналитик (математик) ифодаси ҳисобланади.

(6.5) ифодада m – модуляция коэффициентини, одатда у модуляция чуқурлиги деб аталади. Унинг қиймати модуляцияловчи сигнал шакли қабул қилиш қурилмаси чиқишида бузилмасдан акс эттирилиши учун $0 \div 1$ оралиғида ўзгариши керак, яъни $m=0 \div 1$. техник фойдаланишда у фоизларда баҳоланади, яъни $m=0 \div 1 \cdot 100\%$. Агар $m > 1$ бўлса, бундай модуляция ортиқча модуляцияга олиб келади ва юқоридаги ҳолатга олиб келади.

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

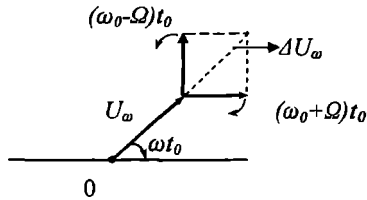
$$u_{AM}(t) = U_{\omega} \cos \omega_0 t + 0,5mU_{\omega} \cos(\omega_0 + \Omega)t + 0,5mU_{\omega} \cos(\omega_0 - \Omega)t. \quad (6.6)$$

Бир тон Ω билан модуляцияланган АМ сигнал учта ташкил этувчидан иборат: ташувчи частота $-\omega_0$; $(\omega_0 + \Omega)$ - пастки ён спектрал ташкил этувчи ва $(\omega_0 - \Omega)$ - юқори ён спектрал ташкил этувчи частоталар (6.2а-расм). Бир тон Ω билан модуляцияланган АМ сигнал спектри кенглиги $\Delta\omega_{ск} = 2\Omega_{max}$ (6.2б-расм). АМ сигнал модуляциясида сигнал частотаси $\Omega_{min} \div \Omega_{max}$ оралиғида ўзгарса, пастки ён полосаси ва юқори ён полоса спектри пайдо бўлади.



6.2-расм. АМ сигнал спектр диаграммалари. а) бир тон Ω билан модуляциялангандаги спектри, б) мураккаб сигнал билан модуляциялангандаги спектри.

АМ сигнал вектор диаграммаси 6.3-расмда келтирилган.



6.3-расм. АМ сигнал вектор диаграммаси.

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

$$u_m(t) = \sum_{k=1}^n U_{k\omega} \cos k\omega t \quad (6.7)$$

бўлади ва натижавий модуляция коэффициентини

$$M = \sum_{k=1}^n m_k, \quad (6.8)$$

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

$$u_m(t) = U_m \left[1 + M \sum_{k=1}^n \cos \Omega_k t \right] \cdot \cos \omega_0 t. \quad (6.9)$$

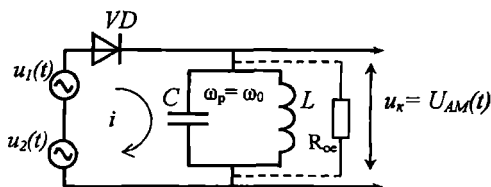
Мураккаб сигнал билан модуляцияланган АМ сигнал спектри 6.2г-расмда келтирилган. Бундай АМ сигнал ташувчи, юқори ён полоса ва паст ён полоса спектрларидан иборат бўлиб, спектри кенглиги $\Delta\omega_{\text{ск}} = 2\Omega_{\max}$ га тенг.

6.3. АМ сигналларни олиш усуллари

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

6.3.1. Бир тактли диодли АМ модулятор

Бир тактли диодли АМ модулятор схемаси 6.4-расмда келтирилган.



6.4-расм. Диодли амплитуда модулятори схемаси.

Диод ВАХ сини иккинчи даражали полином билан аппроксимация қиламиз, яъни

$$i = a_0 + a_1 u + a_2 u^2, \quad (6.10)$$

унга ташувчи $u_1(t) = U_\omega \cos \omega_0 t$ ва модуляцияловчи $u_2(t) = U_\Omega \cos \Omega t$ сигналлар йиғиндиси $u = u_1 + u_2$ таъсир этади. Диоддан ўтаётган токни аниқлаймиз

$$i = a_0 + a_1 U_\omega \cos \omega_0 t + a_1 U_\Omega \cos \Omega t + 0,5 a_2 U_\omega^2 + 0,5 a_2 U_\Omega^2 + 2 a_2 U_\omega U_\Omega \cos \Omega t \cos \omega_0 t. \quad (6.11)$$

Бу умумий ток спектрдан 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 $u_k(t)$ ни аниқлаймиз. Контурдаги кучланиш $u_k(t) = u_{ам}(t)$ бўлиб, амплитудаси модуляцияланган бўлади

$$u_k = u_{am}(t) = R_{oc}(a_1 U_{\omega} \cos \omega_0 t + 2a_2 U_{\omega} U_{\Omega} \cos \Omega t \cos \omega_0 t). \quad (6.12)$$

(6.12) да $a_1 U_{\omega} \cos \omega_0 t$ ни қавс ташқарисига чиқарамиз

$$u_{AM}(t) = a_1 U_{\omega} R_{oc}(1 + 2a_2/a_1 U_m \cos \Omega t) \cos \omega_0 t. \quad (6.13)$$

(6.13) ифодада

$$2a_2/a_1 U_m = m, \quad (6.14)$$

деб белгилаб, қуйидагини ҳосил қиламиз

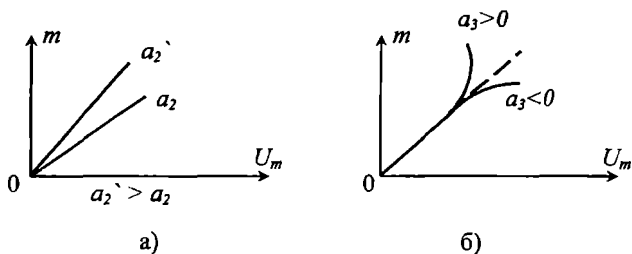
$$u_{AM}(t) = a_1 U_{\omega} R_{oc}(1 + m \cos \Omega t) \cos \omega_0 t. \quad (6.15)$$

(6.14) ифодадан кўриниб турибдики, модуляция коэффициенти m модуляцияловчи сигнал амплитудаси U_m га тўғри пропорционал, яъни модуляция жараёни бузилишларсиз ўтади. $U_m = \text{const}$ учун m нинг қиймати a_2 коэффицентга боғлиқ, у қанча катта бўлса, яъни эгрилик қанча катта бўлса m шунча катта бўлади. Бу боғланишлар графиги 6.5-расмда келтирилган.

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

$$m = 2 \frac{a_2}{a_1} U_m + \frac{3}{4} \frac{a_3}{a_1} U_m^2. \quad (6.16)$$

(6.15) ифода графиклари 6.5б-расмда келтирилган.



6.5-расм. Модуляция чуқурлиги m -нинг a_2 ва a_3 аппроксимация коэффициентларига боғлиқлиги.

6.3.2. Транзисторли амплитуда модулятори

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

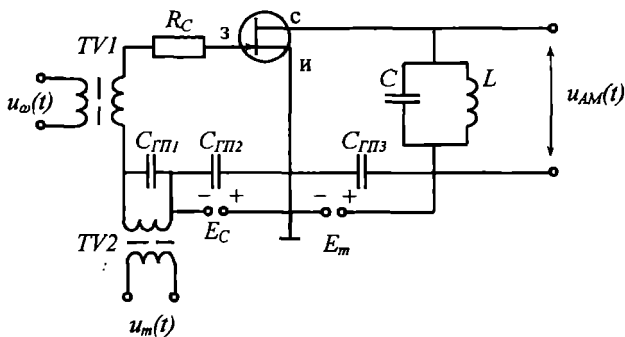
1. Ташувчи сигнал $u_{\omega}(t)$ ва модуляцияловчи сигнал - $u_m(t)$ биполяр транзисторнинг база-эмиттер оралиғига берилган бўлса, база модуляцияси деб аталади.

2. Ташувчи сигнал $u_{\omega}(t)$ база-эмиттер оралиғига ва модуляцияловчи сигнал $u_m(t)$ коллектор-эмиттер оралиғига берилган бўлса, коллектор модулятори деб аталади.

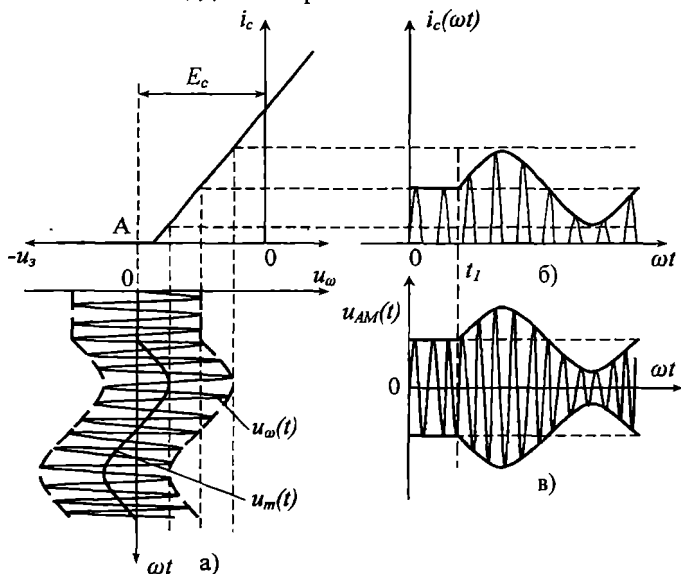
3. Ташувчи сигнал $u_{\omega}(t)$ база-эмиттер оралиғига, модуляцияловчи сигнал бир вақтнинг ўзида база-эмиттер ва коллектор-эмиттер оралиғига берилса, бундай модулятор мураккаб модуляция тури ҳисобланади.

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

Мисол тариқасида майдон транзисторидан фойдаланиб АМ сигнал олиш жараёни билан танишамиз. Майдон транзисторли модуляторнинг нисбатан соддалаштирилган электр схемаси 6.6-расмда келтирилган.



6.6-расм. Майдон транзисторли модуляторнинг соддалаштирилган схемаси.



6.7-расм. Майдон транзисторли модуляторнинг ишлашига оид вақт диаграммалари.

Транзистор характеристикасини синиқ чизик билан аппроксимациялаймиз. Иш нуктаси E_c – силжиш кучланиши орқали орқали А нуктада ўрнатилган. t_1 нолдан бошлаб $U_m(t)$ кучланиш E_c билан бирга

$$E_c^1(t) = E_c + U_m \cos mt, \quad (6.17)$$

секин ўзгарувчи сифатида затвор-исток оралиғига берилиб, ташувчи $u_\omega(t)$ ни силжиб турувчи иш нуқтаси А нинг ВАХ бўйича турли жойларига берилишини таъминлайди. Шунинг учун бундай тур модуляция – силжиш модуляцияси деб аталади. $u_\omega(t)$ ВАХ нинг турли нуқталарига берилиши натижасида сток токи импульсларининг баландлиги I_{\max} ўзгаради. Бу ток бир қатор спектрал ташкил этувчиларга эга бўлади, шу жумладан ω_0 , $\omega_0 + \Omega_m$ ва $\omega_0 - \Omega_m$ частотали ташкил этувчиларга. Токнинг бу ташкил этувчилари юклама-параллел контурда кучланиш ҳосил қилади, бу кучланиш амплитудаси ўзгариши модуляцияловчи $u_m(t)$ кучланиш ўзгаришига мос келади (6.7в-расм).

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

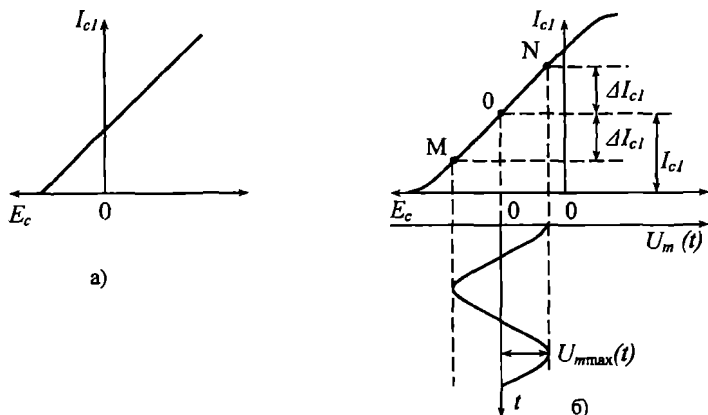
1. Модуляцион характеристиканинг чизиқли қисми MN ни, бу ораликда $I_{c1}(E_c)$ деярли чизиқли боғланишда бўлади.

2. Статик модуляцион характеристика (СМХ) нинг MN қисми ўртасидан абцисса ўқига перпендикуляр (тик) тушириб, иш нуқтаси СМХ нинг ўртасида бўлишини таъминловчи силжиш кучланиши E_c^1 қийматини аниқлаймиз.

3. М ва N нуқталаридан тик чизиқ тушираемиз, улар абцисса ўқи билан кесишган нуқта ва E_c^1 катталик орасидаги кучланиш фарқини аниқлаймиз. У модуляторга бериш мумкин бўлган модуляцияловчи сигнал амплитудасига тенг бўлади.

4. СМХ нинг MN қисмидан фойдаланилганда эришишлиги мумкин бўлган модуляция максимал коэффициенти m_{\max} аниқланади, $m_{\max} = \frac{\Delta I_{c1}}{I_{c1}}$.

5. СМХ дан 3 ва 5 ординаталар усулидан фойдаланиб, модуляцияда йўл қўйилган ночизикли бузилиш коэффицентини ҳисоблаш мумкин.



6.8-расм. Амплитуда модуляторининг статик модуляцион характеристикаси. а) идеаллаштирилган модуляцион характеристикаси: б) ҳақиқий модуляцион характеристикаси.

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

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

6.4. Частотаси ва фазаси модуляцияланган сигналлар

Тебраниш частотаси оний қиймати ва оний фазаси бир-бири билан математик жиҳатдан ҳосила ва интеграл билан боғланган. Бу катталиклардан бирининг ўзгариши иккинчисининг унга боғлиқ ўзгаришига олиб келади, яъни

$$\omega(t) = \frac{d\varphi}{dt} \quad \text{ва} \quad \Psi(t) = \int_0^t \omega(t) dt + \varphi_0. \quad (6.18)$$

Шунинг учун частотаси ва фазаси модуляцияланган сигналлари

бурчак модуляцияли сигналлар деб аталади. Қуйида шу икки тур модуляцияни кўриб чиқамиз.

Фаза модуляцияси натижасида юқори частотали ташувчи -

$$u_{\omega}(t) = U_{\omega} \cos(\omega_0 + \varphi_0)t \quad (6.19)$$

нинг фазаси модуляцияловчи $U_m(t)$ қонуни бўйича ўзгаради, яъни

$$\varphi(t) = \varphi_0 + aU_m(t), \quad (6.20)$$

бунда, a – пропорционаллик коэффициент. Бурчак модуляциясида ташувчининг амплитудаси ўзгармайди, яъни $U_{\omega} = \text{const}$, шунинг учун ФМ тебранишни қуйидагича ифодалаш мумкин

$$u_{\text{ФМ}}(t) = U_{\omega} \cos[\omega_0 t + \varphi_0 + aU_m(t)]. \quad (6.21)$$

Агар модуляция паст частотали гармоник сигнал

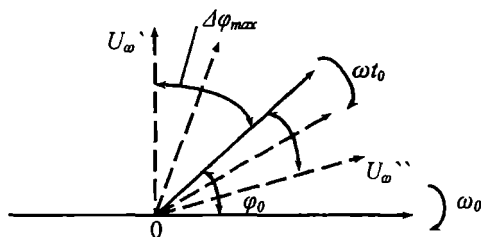
$$u_m(t) = U_m \sin \Omega t, \quad (6.22)$$

таъсирида амалга оширилса, ФМ сигналнинг фазаси оний қиймати қуйидагига тенг бўлади:

$$\Psi(t) = \omega_0 t + \varphi_0 + aU_m \sin \Omega t. \quad (6.23)$$

(6.23) ифодада биринчи ва иккинчи ташкил этувчиси модуляцияланмаган сигнал фазасига тенг, учинчиси фазанинг модуляция натижасида ўзгариши 6.9-расмда ФМ сигнал вектор диаграмма ёрдамида тушунтирилган.

Бунда ташувчи вектори соат стрелкаси бўйича ҳаракатланиб t_0 онда расмдаги U_{ω}^* ҳолатини эгалласин. Фаза модуляцияси ушбу вектор U_{ω}^* – ни ўзининг дастлабки ҳолатидан $\Delta\varphi = aU_m \sin \Omega t$ қонуни бўйича ўннга ва чапга оғишини англатади. Ташувчининг энг чекка ҳолати U_{ω}^I ва U_{ω}^{II} билан белгиланган.



6.9-расм. Бурчак модуляцияли сигналга оид чизма.

Модуляцияланган тебраниш фазасининг модуляцияланмаган тебраниш фазасидан бир томонга максимал силжиши фаза модуляцияси индекси деб аталади. Модуляция индекси модуляцияловчи сигнал амплитудасига боғлиқ бўлиб, унинг ўзгариш частотасига боғлиқ эмас. $\Delta\varphi_{\max} = M_{\text{ФМ}} = aU_m$ ни эътиборга олиб (6.19) ифодани қуйидаги кўринишга келтирамиз

$$U_{\text{ФМ}}(t) = U_0 \cos[\omega_0 t + \varphi_0 + m \sin \Omega t]. \quad (6.24)$$

ФМ сигналнинг оний частотаси қуйидагича ўзгаради

$$\omega(t) = \omega_0 + m\Omega \cos \Omega t. \quad (6.25)$$

Шундай қилиб ФМ сигнал турли онларда турлича частотага эга бўлади, унинг ташувчи частотасидан фарқи

$$\Delta\omega = m\Omega \cos \Omega t \quad (6.26)$$

бўлиб, ФМ сигнални ЧМ сигнал деб қараш мумкин.

Частота максимал қиймати ω нинг ω_0 дан фарқи $\Delta\omega_d$ частота девиацияси деб аталади, яъни

$$\Delta\omega_d = m_{\text{чм}} \Omega \quad \text{ёки} \quad \Delta f_d = M_{\text{чм}} F. \quad (6.27)$$

Частота модуляциясини амалга оширилганда ташувчининг частотаси оний қиймати модуляцияловчи сигнал $u_m(t)$ га мос равишда ўзгаради, яъни

$$\omega(t) = \omega_0 + a u_m(t), \quad (6.28)$$

бунда, a – пропорционаллик коэффициенти. ЧМ сигналнинг оний фазаси

$$\Psi(t) = \omega_0(t) + \varphi_0 + a \int_0^t u_m(t) dt. \quad (6.29)$$

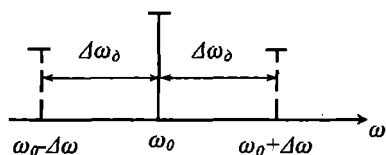
ЧМ сигналнинг аналитик ифодаси куйидагича бўлади

$$U_{\text{ЧМ}}(t) = U_0 \cos \left[\omega_0 t + \varphi_0 + a \int_0^T u_m(t) dt \right]. \quad (6.30)$$

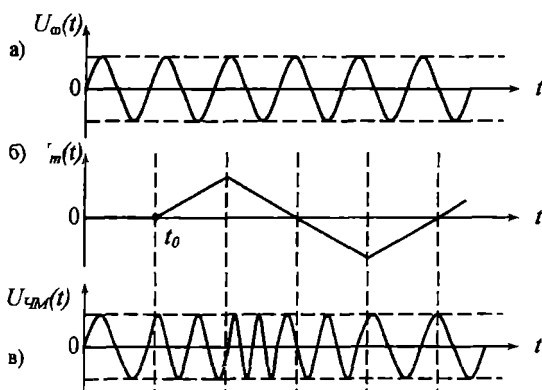
Агар $u_m(t) = U_m \cos \Omega t$ бўлса, у ҳолда

$$\omega(t) = \omega_0 + \Delta\omega_{\text{Д}} \cos \Omega t, \quad (6.31)$$

бунда $\Delta\omega_{\text{Д}}$ – частота девиацияси, яъни ташувчи частотаси ω_0 нинг бир томонга максимал ошиши ёки камайиши (6.10-расм).



6.10-расм. ЧМ сигнал частота девиациясини аниқлашга оид чизма.



6.11-расм. ЧМ сигнал вақт диаграммалари: а) ЧМ сигнал ташувчиси, б) модуляцияловчи паст частотали сигнал, в) частотаси модуляцияланган сигнал.

(6.31) ни эътиборга олиб (6.30) ни куйидаги шаклга келтирамиз:

$$u_{\text{ЧМ}}(t) = U_0 \cos \left[\omega_0 + \varphi_0 + \frac{\Delta\omega_{\text{Д}}}{\Omega} \sin \Omega t \right]. \quad (6.32)$$

(6.32) – ЧМ сигнални бир тон Ω билан модуляциялангандаги аналитик ифодаси. Бунда $\frac{\Delta\omega_{\text{Д}}}{\Omega} \sin \Omega t$ ЧМ модуляция натижасида унинг фазаси ўзгаришини ифодалайди. Бу ЧМ сигнални $m = \frac{\Delta\omega_{\text{Д}}}{\Omega}$ индекси ФМ сигнал деб ҳисоблаш мумкинлигини билдиради.

ФМ ва ЧМ сигналлар бир қатор умумий хусусиятларга эгалар:

- улар бир хил амплитудали ва частотали $U_m(t)$ билан модуляцияланган вақтда бир-биридан фарқланмайди;

- ҳар икки сигнал ҳам модуляция индекси билан баҳоланади.

ФМ ва ЧМ сигналларнинг бир-бирларидан фарқлари куйидагилар:

- ФМ сигнал модуляция индекси $M_{\text{ФМ}}$ модуляция частотасига боғлиқ эмас, частота девиацияси модуляция частотасига боғлиқ;

- ЧМ сигнал частота девиацияси, модуляцияловчи сигнал частотасига боғлиқ эмас, модуляция индекси модуляция частотасига тескари пропорционал.

ЧМ ва ФМ сигналларни фарқи модуляцияловчи сигнал мураккаб бўлган ҳолда яққол сезилади.

ЧМ ва ФМ сигналларни ўртача қиймати сезиларли ўзгармайди

$$P_{\text{ўп}} = \frac{1}{T} \int_0^T \frac{U^2(t)}{R} dt = \frac{1}{2} \frac{U^2}{R}, \quad (6.33)$$

бунда $T = \frac{2\pi}{\omega}$.

ЧМ ва ФМ сигналлар спектри назарий жиҳатдан чексиз кенг. Аммо бу сигналлар учун унинг спектрал ташкил этувчилари қувватининг асосий қисми жойлашган кенглигини куйидаги тақрибий ифодалар орқали аниқлаш мумкин.

ЧМ сигнал спектри кенглиги

$$\Delta\omega_{\text{сн.чм}} = 2(M_{\text{чм}} + 1)\Omega. \quad (6.34)$$

ФМ сигнал спектри кенглиги

$$\Delta\omega_{\text{спфм}} = 2\left(M_{\text{фм}} + 1\right)\Omega. \quad (6.35)$$

Агар ЧМ сигнал учун $M_{\text{чм}} = \frac{\Delta\omega}{\Omega}$ ва ФМ сигнал учун $M_{\text{фм}} = \Delta\varphi_{\text{max}}$ эканлигини эътиборга олсак, ЧМ сигнал спектр кенглиги $\Delta\omega_{\text{сп.чм}}$ модуляция частотаси ўзгарса ҳам ўзгаришсиз қолади, ФМ сигнал спектри эса модуляция частотасига пропорционал ўзгаради.

ФМ сигналдан узлуксиз сигналларни узатишда фойдаланилмайди, чунки ажратилган частоталар диапазонидан фойдаланиш самарадорлиги жуда паст бўлади. ФМ сигналлардан ўзгармас тезликда дискрет хабарларни узатишда фойдаланилади, яъни фазаси манипуляцияланган сигнал шаклида фойдаланилади.

ЧМ сигналлардан УҚТ диапазонидан радиоэшиттиришда ва бошқа тур алоқа тизимларида кенг фойдаланилади.

6.5. Частотаси модуляцияланган сигналларни олиш

Частота модуляция натижасида юқори частотали ташувчи

$$u_T(t) = U_\omega \cos(\omega_0 t + \varphi_0) \quad (6.36)$$

нинг оний частотаси ўзгариши керак, бу ўзгариш $\Delta\omega_d$ модуляцияловчи сигнал

$$u_m(t) = U_m \cos\Omega t \quad (6.37)$$

амплитудасига пропорционал бўлиши керак, яъни

$$\omega(t) = \omega_0 + \Delta\omega = \omega_0 + k_{\text{чм}} u_m(t). \quad (6.38)$$

Частота модулятори икки қисмдан иборат бўлиши керак: биринчиси, ω_0 частотали тебранишлар генератори ва иккинчиси, генерацияланаётган тебраниш частотасини модуляцияловчи сигнал орқали бошқарувчи қисм. Генератор қурилмаси билан дарслиги

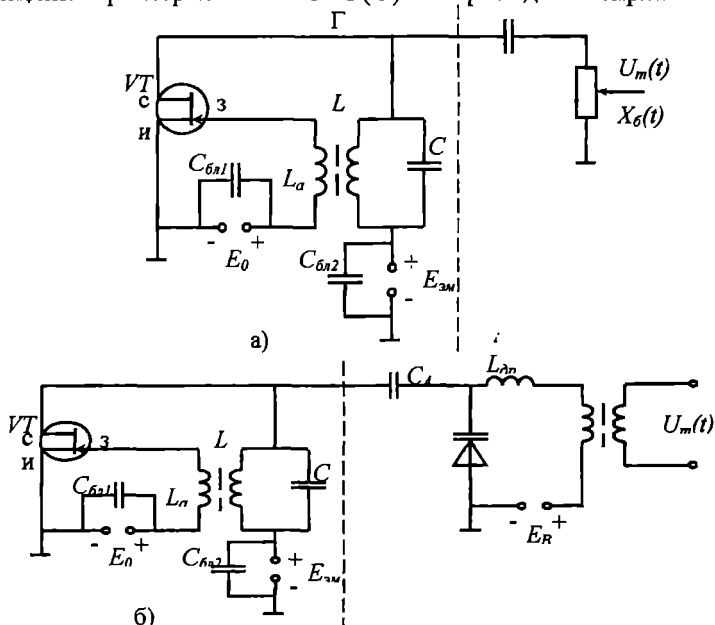
махсус бобида танишамиз. Ҳозирча генераторда унинг тебраниш частотасини аниқловчи резонанс LC параллел контури бор деб ҳисоблаймиз. LC – контур резонанс частотаси ω_0 қуйидагига тенг

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}. \quad (6.39)$$

Демак, биз параллел контур индуктивлиги L ёки сифими 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 $X_6(t)$ реактив элемент бўлиб, у L ёки C га таъсир этиши керак.

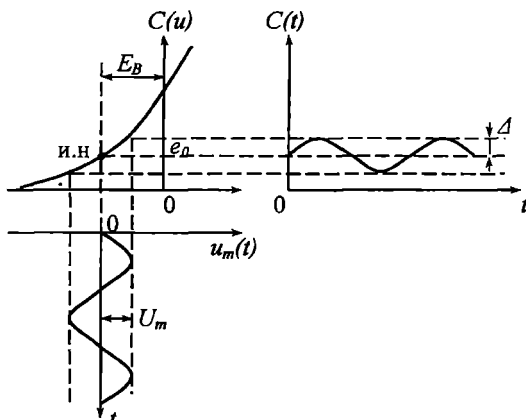
6.12а-расмда частота модулятори соддалашган схемаси ва 6.12б-расмда бошқарувчи элементи $X_6(t)$ сифатида варикапдан фойдаланилган частота модулятори схемаси келтирилган.

$X_6(t)$ модуляцияловчи кучланиш $u_m(t)$ орқали бошқарилади. Варикап p - n ўтиши сифимини унга қўйилган кучланишга боғлиқлик характеристикаси $C=\Phi(U)$ 6.13-расмда келтирилган.



6.12-расм. Частота модуляторлари схемаси:

а) соддалаштирилган схемаси, б) ЧМ сигнални варикап ёрдамида олиш схемаси.



6.13-расм. Варикап ёрдамида ЧМ сигнални олишга оид вақт диаграммалари.

6.12-расмда пунктир чизикдан 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 $\Delta C(t)$ дан иборат, яъни

$$C_D(t) = C_0 + \Delta C(t). \quad (3.40)$$

Варикап вольт-фарада характеристикаси (6.13-расм) да иш нуқтаси унга бериладиган силжиш кучланиши- E_B орқали ўрнатилади. Модуляцияловчи кучланиш $U_m(t)$ трансформатор TV ва дроссел $L_{др}$ орқали силжиш кучланиши- E_c 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 $U_m(t)$ ни параллел контурга ўтказмайди. Бундан ташқари C_A силжиш кучланиши манбаи E_B ни L-индуктивлик орқали ўтишига йўл қўймайди. Дроссел $L_{др}$ параллел LC-контурни юқори частотада трансформатор TP ва E_B -манба ички қаршилиги билан мувофиқланишини бартараф қилади.

Варикапга кичик сатҳли модуляцияловчи кучланиш $U_m(t)$

таъсирида унинг сиғими $C_d(t)$ модуляцияловчи кучланишга пропорционал ўзгаради (6.13-расм). Бунинг натижасида генерация частотаси ўзгаради, у қуйидаги ифода орқали аниқланади

$$\omega(t) = \frac{1}{\sqrt{L(C + C_d(t))}}, \quad (6.41)$$

ёки

$$\omega(t) = \frac{1}{\sqrt{L(C + C_0 + \Delta C(t))}}. \quad (6.42)$$

Варикап бошланғич сиғими C_0 ва параллел контур конденсатори C сиғими биргаликда ташувчиси частотаси ω_0 ни белгилайди. $C'_0 = C + C_0$ деб олсак, ташувчи частотаси $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC'}}$ бўлади ва (6.42) қуйидаги кўринишни олади

$$\omega = \frac{\omega_0}{\sqrt{1 + \frac{\Delta C}{C'_0}}}. \quad (6.43)$$

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

$$\omega(t) = \omega_0 + \Delta\omega(t) \quad (6.44)$$

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

Бошқарувчи реактив элемент сифатида реактив транзисторлардан ҳам фойдаланилади.

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

6.6. Фазаси модуляцияланган сигналларни шаклантириш

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

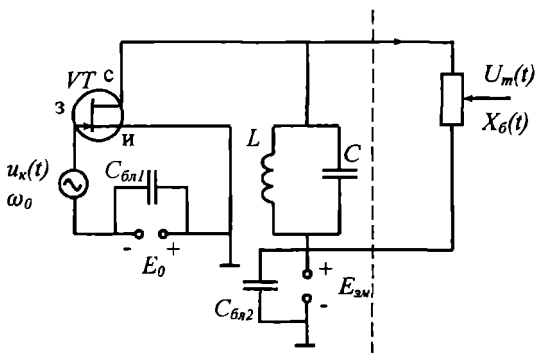
$$\varphi(t) = \varphi_0 + ku_m(t) = \varphi_0 + \Delta\varphi(t), \quad (6.45)$$

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

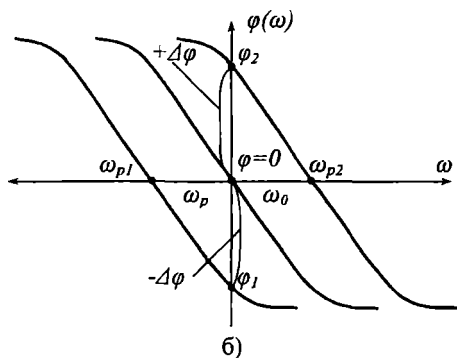
Фаза ва частота модуляторлари бир-бирига боғлиқлигига қарамасдан, улар турлича шаклантирилади. Агар ЧМ - да модуляцияловчи кучланиш $u_m(t)$ таъсирида унинг частотаси ўзгарса, ФМ да эса унинг частотаси ўзгармаслиги унинг фазаси $u_m(t)$ га пропорционал ўзгариши керак. Шунинг учун ФМ модуляторнинг биринчи қисми генератор эмас, резонанс кучайтиргич бўлиши керак. Резонанс кучайтиргичнинг юқламаси – параллел LC контур ФМ да асосий ўринни эгаллайди. 6.14а-расмда ФМ соддалашган схемаси ва 6.14б-расмда параллел контур фаза-частота характеристикалари $\varphi(\omega)$ келтирилган. 6.14а-расмда $X_6(t)$ -бошқарувчи реактив элемент. Реактив элемент сифатида варикапдан фойдаланиш мумкин. У ҳолда 6.14а-расмдаги схеманинг пунктир чизиқдан ўнг томон қисми 6.12б-расм ўнг томони билан алмаштириш мумкин. $X_6(t)$ -умумий ҳолда бу параметрик элемент эквивалент сифими ёки индуктивлиги модуляцияловчи кучланиш $u_m(t)$ га мос ўзгаради деб ҳисоблаш мумкин.

ФМ модулятор ишлаш жараёнини фаза-частота характеристикалари ёрдамида кўриб чиқамиз. Агар контур ташувчи сигнал частотаси ω_0 га созланган бўлса, унинг қаршилиги актив бўлади ва у орқали ўтаётган ток биринчи гармоникаси I_1 ундаги U_k -кучланиш, чиқиш кучланиши U_c ни келтириб чиқаради. I_1 ток фазаси U_k -кучланиш фазасига мос келади. Шунинг учун $\varphi(\omega)$ характеристика ω_0 нуқтадан ўтади (6.14б-расм). Агар $u_m(t)$ таъсирида $X_6(t)$ ўзгариб LC контур резонанс частотаси ω_p камайса, бу контур ташувчи частотаси ω_0 га тенг бўлмайди. Натижада $\varphi(\omega)$ характеристика чапга сурилади ва частота ўқини ω_{p1} частотада

кесиb ўтади. Бу ток I_1 фазаси контурдаги кучланиш U_k фазасидан $\Delta\varphi_1$ га кеч қолишига олиб келади. Параллел контур резонанс частотаси ω_p кўпайса U_k кучланиш ток I_1 дан $\Delta\varphi_2$ фазага кеч қолади. Контур $\varphi(\omega)$ характеристикаси ўнг томонга сурилади, $\omega_{p2} > \omega_0$ бўлади. Шундай қилиб, $u_m(t)$ таъсирида $X_6(t)$ – реактив қаршилиги ўзгаради, контур резонанс частотаси ω_p ташувчи частотаси ω_0 га нисбатан ўзгариб туради, натижада чиқиш кучланиши U_k фазаси I_1 ток фазасига нисбатан $\pm\Delta\varphi$ га ўзгариб туради.



а)



б)

6.14-расм. а) фаза модулятори соддалашган электр схемаси, б) ФМ сигнални олишга оид чизма.

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

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

Назорат саволлари

1. Модуляция нима?
2. Юқори частотали гармоник шаклдаги ташувчининг асосий параметрларини кўрсатинг. Ушбу ташувчи ёрдамида модуляциянинг қайси оддий турларини амалга ошириш мумкин?
3. Модуляция чуқурлиги нима ва унинг қиймати қандай ораликда ўзгаради?
4. Бир тон Ω билан модуляцияланган АМ сигналнинг нечта спектрал ташкил этувчиси бўлади ва унинг спектри кенглиги нимага тенг?
5. Мураккаб модуляцияловчи хабар билан модуляцияланган АМ сигнал спектрал кенглиги нимага тенг?
6. Бир тактли диодли модуляторда (агар $i=a_1U+a_2U^2$ бўлса) модуляция характеристика кўриниш қандай бўлади?
7. Агар НЭ ВАХ си $i=a_0+a_1U+a_3U^3+a_4U^4$ полином билан аппроксимацияланган бўлса, унинг ёрдамида амплитудаси модуляцияланган сигнал олиш мумкинми?
8. Агар НЭ ВАХ си $i=a_1U+a_2U^2+a_3U^3$ полином билан аппроксимацияланган бўлса, модуляция қонуни нима учун бузилади?
9. Қандай модулятор базавий модулятор деб аталади?
10. Қандай модулятор коллектор модулятори деб аталади?
11. Статик модуляцион характеристика нима ва у орқали нималарни аниқлаш мумкин?
12. Базавий модулятор статик модуляцион характеристикаси нима?

13. Коллектор модулятори статик модуляцион характеристикаси нима?
14. Ташувчи частотаси ва фазаси бир-бири билан қандай боғланишда?
15. Частота девиацияси нима?
16. Фаза девиацияси нима?
17. ЧМ ва ФМ сигнал спектри кенглиги қандай ифода ёрдамида ҳисобланади?
18. ЧМ сигналларни олиш усуллари санаб ўтинг.
19. Частота модуляторида бошқарилувчи реактив элемент нима вазифани бажаради?
20. ФМ сигнал олиш усулини тушунтиринг.
21. Варикап ёрдамида Чм сигнал олиш усулини тушунтиринг.
22. ФМ ва ЧМ сигналларда $\Delta\omega_d$ ёки $\Delta\phi$ ни қандай қурилма ёрдамида 2, 3 марта ошириш мумкин?

7. ДЕТЕКТОРЛАШ

Детекторлаш жараёни модуляцияга тескари жараён бўлиб, детекторлаш натижасида модуляцияланган сигналдан унинг модуляцияланган информацион параметри ўзгариш қонуни ажратиб олинади, яъни хабар ажратиб олинади. Детекторлашни амалга оширадиган қурилма детектор деб аталади.

Детекторнинг асосий характеристикалари уларнинг детекторлаш характеристикалари ҳисобланади:

1. Амплитудаси модуляцияланган сигналлар детектори (АД) детекторлаш характеристикаси деб детектор чиқишидаги ток доимий ташкил этувчиси I_0 кийматини унинг киришидаги юқори частотали сигнал амплитудаси U_ω га боғлиқлиги, $I_0 = \Phi(U_\omega)$ га айтилади.

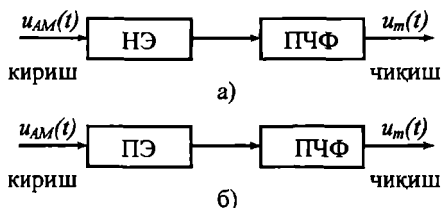
2. Частотаси модуляцияланган сигналлар детектори (ЧД) детекторлаш характеристикаси деб, унинг чиқишидаги кучланиш U_q ни сигнал частотаси ўзгариши $\Delta\omega$ га боғлиқлиги $U_q = \Phi(\Delta\omega)$ га айтилади.

3. Фазаси модуляцияланган сигналлар детектори (ФД) детекторлиш характеристикаси деб, унинг чиқишидаги кучланиш U_q ни сигнал фазаси ўзгариши $\Delta\phi$ га боғлиқлиги $U_q = \Phi(\Delta\phi)$ га айтилади.

Детекторлаш жараёни бузилишларсиз бўлиши учун детекторлаш характеристикалари чизикли боғланишда бўлиши керак. Агар чизиклидан фарқ қилса, детекторлаш жараёни бузилиш билан бўлаётганини билдиради. Бузилиш катталиги 3 ва 5 – ординадали усулдан фойдаланиб аниқланади.

7.1. Амплитудаси модуляцияланган сигналларни детекторлаш

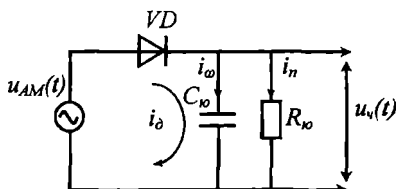
Детекторлаш юқори частотали модуляцияланган сигналдан паст частотали модуляция параметрини ўзгаришини ажратиб олиш билан боғлиқ бўлгани учун, янги спектрал ташкил этувчи ҳосил этиш жараёни бўлгани учун детектор қурилмасида, албатта ночизикли ёки параметрик элемент бўлиши шарт. Амплитуда детектори структура схемаси (7.1-расм) да келтирилган.



7.1-расм. АМ сигнал детекторлари структуравий схемалари.

НЭ ёки ПЭ юқори частотали кириш сигнали спектрини ўзгартириб, паст частоталар спектрини 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 филтрити орқали ажратиб олинади.

Одатда НЭ сифатида яримўтказгич диодлардан ва транзисторлардан фойдаланилади. 7.2-расмда диодли амплитуда детектори (АД) схемаси келтирилган бўлиб, бу схемада $R_{ю}$ ва $C_{ю}$ элементлари биргаликда юклама, паст частоталар филтрити вазифасини бажаради.



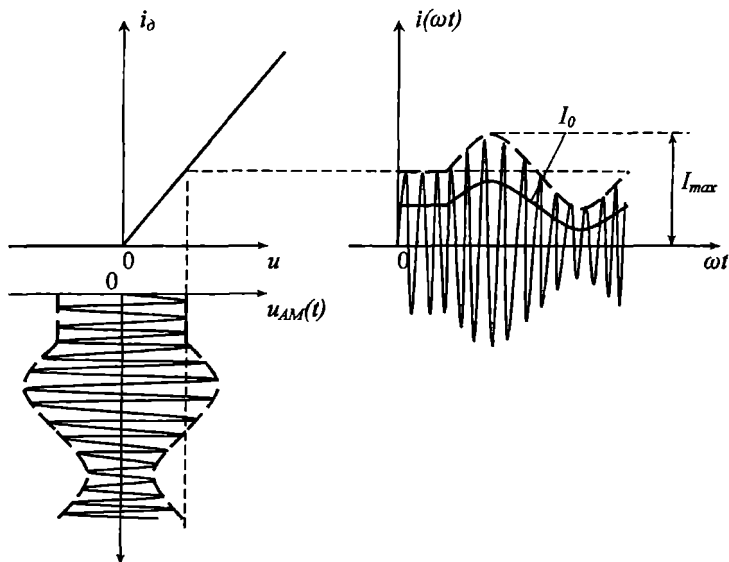
7.2-расм. Диодли амплитуда детектори схемаси.

Диоддан ўтган ток i_{ω} паст ва юқори частотали ташкил этувчилардан иборат бўлгани учун уни шартли равишда $i_{\omega} = i_{юч} + i_{пч}$ 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 $u_{\omega}(t)$ ҳосил бўлишига олиб келади. Юқоридаги жараён рўй бериши учун $R_{ю}$ ва $C_{ю}$ қийматлари куйидаги шартга асосан бажарилиши керак.

$$\frac{1}{\omega_0 C_{\text{Ю}}} \ll R_{\text{Ю}} \ll \frac{1}{\Omega_m C_{\text{Ю}}}. \quad (7.1)$$

Дастлаб диодли детектор ишлаш жараёнини куйидагича тасавур қилайлик. Бунда $R_{\text{Ю}}$ қаршилиқни диод иш жараёнига таъсирини эътиборга олмаймиз.

Бу жараёнда ишловчи АД вақт диаграммалари 7.3-расмда келтирилган.



7.3-расм. Амплитуда детектори вақт диаграммалари.

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

$$I_0 = \gamma_0(\theta) \cdot S \cdot U_0. \quad (7.2)$$

(7.2) да $\theta=90^\circ$ ва S_0 – диод характеристикаси чизикли қисми қиялигини билдиради, ток I_0 кириш сигнали амплитудаси U_ω га пропорционал ўзгаради. Ток I_0 юклама $R_{\text{ю}}$ орқали ўтиши натижасида чиқиш кучланиши

$$U_{\text{ч}} = \gamma_0(\theta) \cdot S_0 \cdot U_\omega \cdot R_{\text{ч}} \quad (7.3)$$

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

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

– квадратик режимда, агар кириш сигнали сатҳи $0,2 \div 0,3$ В дан кам бўлса, бунда диод характеристикасининг бошланғич ночизикли қисмида детекторлаш жараёни рўй беради;

– чизикли режимда, агар кириш сигнали сатҳи $0,5 \div 1,0$ В дан катта бўлса, бунда диод ВАХ сини қуйидагича аппроксимациялаш мумкин:

$$i = S_0 U_{\text{к}}, \text{ агар } U_{\text{к}} \geq 0. \quad (7.4)$$

Ҳар икки режимда ҳам АД схемаси ўзгармас 7.3-расмдагидек сақланади.

7.2. Амплитуда детекторининг квадратик режимда ишлаши

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

$$i = a_0 + a_1 U + a_2 U^2 \quad (7.5)$$

яримўтказгич диод учун $a_0 = 0$.

Детектор киришига АМ сигнал

$$U_{\text{АМ}}(t) = U_\omega [1 + m \cos \Omega t] \cos \omega_0 t \quad (7.6)$$

таъсир этади. (7.6) ни қуйидаги шаклга келтирамиз

$$U_{\text{АМ}}(t) = U_\omega(t) \cos \omega_0 t, \quad (7.7)$$

$$\text{бунда} \quad U_o(t) = U_o(1 + m \cos \omega_o t). \quad (7.8)$$

(7.7) ни (7.5) га қўйиб диод орқали ўтувчи ток i ни аниқлаймиз

$$i(t) = a_0 + a_1 U_o(t) \cos \omega_o t + a_2 U_o^2(t) \cos^2 \omega_o t = a_0 + a_1 U_o(t) \cos \omega_o t + 0,5a_2 U_o^2(t) + 0,5a_2 U_o^2(t) \cos 2\omega_o t = i_{nc} + i_{оч}. \quad (7.9)$$

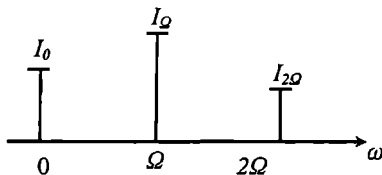
(7.9) дан ток паст частоталикларини ажратиб оламиз

$$i_{nc}(t) = 0,5a_2 U_o^2(t) \quad \text{ёки} \quad U_v(t) = 0,5a_2 U_o^2(t) R_o. \quad (7.10)$$

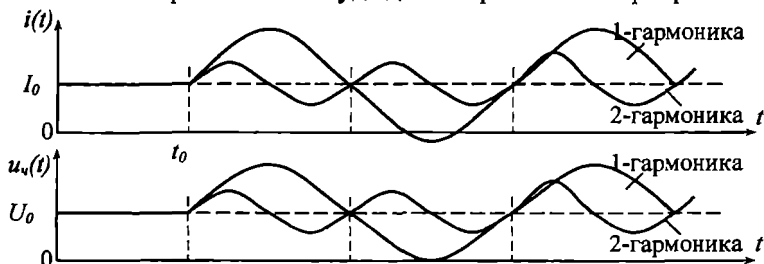
(7.10) ифодага (7.8) ни қўйиб қуйидагиларни аниқлаймиз

$$i_{nc}(t) = 0,5a_2 U_o^2 [1 + m \cos \Omega t]^2 = 0,5a_2 U_o^2 + a_2 m U_o^2 \cos \Omega t + 0,25a_2 m^2 U_o^2 + 0,25a_2 m^2 U_o^2 \cos 2\Omega t \quad (7.11)$$

АД киришига $u_{AM}(t)$ сигнал берилиши билан, токнинг доимий ташкил этувчиси ва секин, модуляция частотаси Ω ва унинг иккинчи гармоникаси 2Ω билан ўзгарувчилари пайдо бўлади (7.4-расм). Бу ток ташкил этувчилари юклама R_o дан ўтиши натижасида чиқиш кучланиши $u_v(t)$ ҳосил бўлади. 7.5-расмда паст частотали ток ва чиқиш кучланиши $u_v(t)$ вақт диаграммалари келтирилган.



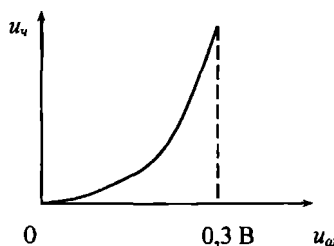
7.4-расм. Амплитуда детектори ток спектрлари.



7.5-расм. Амплитуда детектори чиқишидаги ток ва кучланиш вақт диаграммалари.

(7.10) ифодадан кўриниб турибдики, АД чиқиш кучланиши u_v

(7.10) ифодадан кўриниб турибдики, АД чиқиш кучланиши u_c амплитудаси киришидаги сигнал амплитудаси квадратига пропорционал ўзгармоқда. Унинг детекторлаш характеристикаси (7.6-расм) ҳам квадратик парабола шаклида бўлади. Бу режимда ишловчи детектор квадратик амплитуда детектори деб аталади.



7.6-расм. Квадратик АД детекторлаш характеристикаси.

Квадратик АД да бузилиш коэффициенти

$$K_B = \frac{0,25a_2 m^2 U_o^2}{a_1 m U_o^2} = 0,25m \cdot 100\% \quad (7.12)$$

га тенг. Модуляция чуқурлиги $m=1$ бўлса, бузилиш коэффициенти $K_B=25,0\%$ бўлади. Бузилиш модуляция частотаси Ω иккинчи гармоникаси ($\Omega_{\min} \leq 2\Omega \leq \Omega_{\max}$) бўлган ҳолдагина бузилиш содир бўлади.

7.3. Амплитуда детекторининг чизиқли режимда ишлаши

Амплитуда детекторининг ишлаш жараёнини ўрганишда юклама қаршилик $R_{ю}$ ни ночизиқли элемент диод иш режимига таъсирини эътиборга олмаган эдик, бунда кесиш бурчаги $\theta=90^\circ$ бўлиб, косинусоидал импульслар амплитудаси киришдаги АМ сигнал амплитудасига мос равишда ўзгаради деб қабул қилган эдик.

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

Амплитуда детектори (7.7-расм) киришига гармоник тебраниш

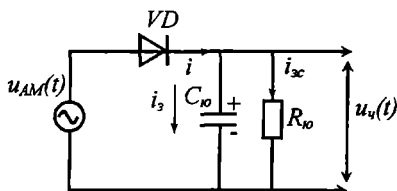
кўринишидаги кучланиш таъсир этса, яъни

$$u_k(t) = U_{\omega} \cos \omega_0 t \quad (7.13)$$

диодга қўйилган кучланиш

$$u_d(t) = U_k(t) + U_0 \quad (7.14)$$

бўлади, у $R_{ю}C_{ю}$ занжир борлиги учун киришдаги кучланиш $u_k(t)$ дан доимий силжиш кучланиши $U_0 = -I_0 R_{ю}$ га фарқ қилади. 7.9-расмда диод ВАХ си синиқ чизик билан аппроксимация қилинганда у орқали ўтадиган ток U_0 ни ҳисобга олинган ҳолда кўрсатилган. $R_{ю}$ катта қийматга эга бўлгани учун ток у орқали кичик кесиш бурчаги давомида ўтади. Диод очик ҳолатида у орқали ток ўтиб конденсатор $C_{ю}$ тезда зарядланади, ундаги кучланиш U_0 ошиши кузатилади. Кириш кучланиши $u_k(t)$ конденсатордаги кучланиш U_c дан кам вақт оралиғида диод ёпиқ бўлади. $C_{ю}$ конденсатор катта қаршилиқ $R_{ю}$ орқали аста зарядсизланади, бунда зарядланиш токи i_3 зарядсизланиш токидан анча катта бўлади.



7.7-расм. АД схемаси (чизикли режимда ишловчи АДга оид).

(7.1) га асосан зарядсизланиш вақти $\tau_{3,c} = R_{ю} \cdot C_{ю}$, юқори частотали ташувчи даври $T_0 = \frac{2\pi}{\omega_0}$ дан анча катта бўлгани учун конденсатордаги кучланиш сезиларли даражада камаймайди. Кириш кучланиши U_k , чиқиш кучланиши $U_q = U_c$ ва диод орқали ўтувчи вақт диаграммалари 7.9-расмда келтирилган.

Чиқиш кучланиши унинг сезиларли ўзгармаслигини ҳисобга олиб доимий катталиқ U_0 га тенг деб ҳисоблаймиз (штрих пунктир чизик). Натижада диодга қўйилган кучланишни

$$U = U_{\omega} \cos \omega_0 t + I'_0 R_{ю} \quad (7.15)$$

деб ҳисоблаймиз. (7.15) дан $U=0$ ҳолатдаги кесиш бурчаги θ ни аниқлаймиз

$$\cos \theta = \frac{I'_0 R_o}{U_o} = \frac{U_s}{U_o}. \quad (7.16)$$

Диод орқали ўтувчи ток доимий ташкил этувчиси

$$I'_0 = \frac{S_o U_o}{\pi} (\sin \theta - \theta \cos \theta). \quad (7.17)$$

(7.17) ни (7.16) га қўйиб, кесиш бурчаги θ ни аниқлаш имкониятини берувчи тенгламани оламиз

$$\text{tg} \theta - \theta = \frac{\pi}{S_o R_o} \quad (7.18)$$

(7.18) ифодага кириш сигнали амплитудаси U_o кирмайди, демак, θ кириш кучланиши $U_k(t)$ амплитудасига боғлиқ эмас. У фақат S_o ва R_o қийматлари орқали аниқланади.

Ток доимий ташкил этувчиси I'_0 кириш кучланиши амплитудаси U_o га пропорционал ўзгаради (7.17 ифодага асосан), демак, детекторлаш бузилишсиз амалга ошади.

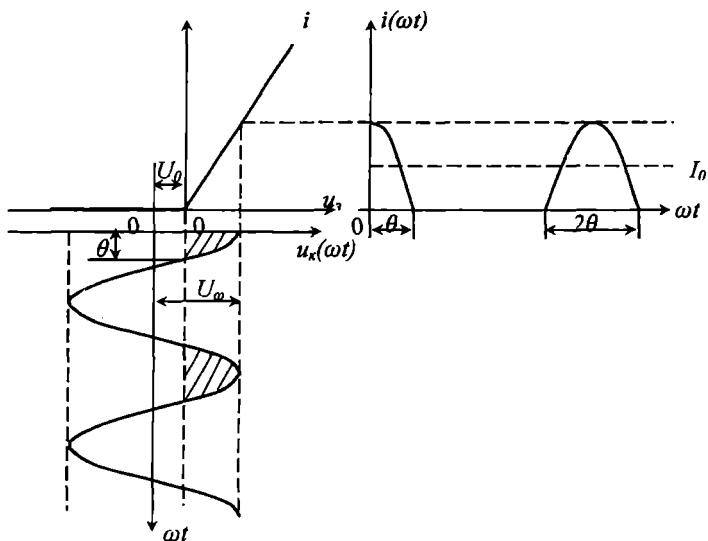
Детекторлаш характеристикаси чизикли бўлган детектор чизикли детектор деб аталади. Бунда чизикли детектор ночизикли қурилма эканлиги хотирадан чиқмаслиги керак, у кесиш бурчаги θ бўлган ҳолда ишлайди.

Чизикли АД узатиш коэффиценти $K = \frac{U_s}{U_o}$ (7.15) ифоданинг ўнг томонига мос келади. Демак

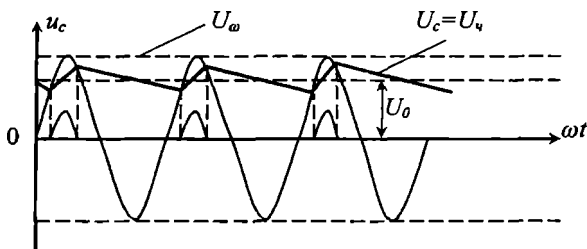
$$K = \cos \theta < 1 \quad (7.19)$$

Одатда чизикли детектор кесиш бурчаги $\theta = 20 \div 30^\circ$ ни ташкил қилади. Кесиш бурчаги θ ни қийматини куйидаги тақрибий ифода орқали аниқлаш мумкин:

$$\theta = \sqrt[3]{\frac{3\pi}{S_o R_o}} \quad (7.20)$$



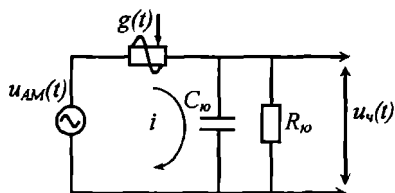
7.8-расм. Амплитуда детекторининг чизиқли режимда ишлашига оид вақт диаграммалари.



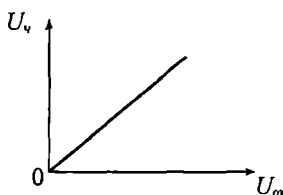
7.9-расм. Амплитуда детектори киришидаги ва чиқишидаги кучланиш вақт диаграммалари.

7.4. Амплитудаси модуляцияланган сигналларни синхрон детекторлаш

Синхрон детектор деб бирон бир параметри (ўтказувчанлиги, характеристикаси қиялиги, узатиш коэффициенти ва х.к.) ташувчи частотасига тенг частота билан ўзгарувчи параметрик элементдан фойдаланишга асосланган детекторга айтилади. СД схемаси 7.10-расмда келтирилган.



7.10-расм. Синхрон детектор схемаси.



7.11-расм. Синхрон детектор детекторлаш характеристикаси.

СД киришига

$$u_{AM}(t) = U_{\omega}(t) \cos(\omega_0 t + \varphi) \quad (7.21)$$

кучланиш берилган. Параметрик элементни ўтказувчанлиги

$$g(t) = G_0 [1 + m_g \cos \omega_0 t] \quad (7.22)$$

ифодага мос равишда вақт бўйича ўзгариб туради.

(7.22) ифодада G_0 – бошланғич ўтказувчанлик, $m_g = \frac{\Delta G}{G_0}$ –

ўтказувчанликни ўзгариш коэффициентни.

СД да юклама конденсатори ва қаршилиги худди АД дагидек (7.1) шарт асосида танланади.

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

$$\begin{aligned} i(t) &= g(t) \cdot U_{AM}(t) = G_0 [1 + m_g \cos \omega_0 t] \cdot U_{\omega}(t) \cos(\omega_0 t + \varphi) = \\ &= G_0 U_{\omega} \cos(\omega_0 t + \varphi) + 0,5 G_0 m_g U_{\omega}(t) \cos(2\omega_0 t + \varphi) + \\ &+ 0,5 G_0 m_g U_{\omega}(t) \cos \varphi = i_{\omega} + i_{2\omega} \end{aligned} \quad (7.23)$$

(7.23) ифодадан детекторлаш натижаси бўлган паст частотали ток ташкил этувчисини $R_{ю} C_{ю}$ – юклама (паст частоталар фильтри) орқали ажратиб оламиз

$$i_m = 0,5G_0 \cdot m_g U(t) \cos \varphi. \quad (7.24)$$

(7.24) га асосан чиқиш кучланиши

$$U_{\varphi} = 0,5G_0 \cdot m_g U_{\omega}(t) \cos \varphi \quad (7.25)$$

га тенг бўлади. (7.25) дан кўриниб турибдики, чиқиш кучланиши $\varphi=0$, яъни $\cos\varphi=1$ бўлганда ўзининг энг катта қийматига эга бўлади

$$U_{\varphi_{\max}} = 0,5G_0 \cdot R_{\omega} \cdot m_g U_{\omega}(t). \quad (7.26)$$

Чиқиш кучланиши U_{φ} киришдаги кучланиш $u_{\omega}(t)$ га пропорционал, демак, детекторлаш бузилишсиз амалга ошди. Чиқиш кучланиши киришдаги кучланиш билан параметрик элемент ўтказувчанлиги частотаси ва фазаси бир-бирига тенг бўлганда детекторлаш энг мақбул ҳолатда амалга ошади. Синхрон детектор фаза ва частота танловчанлик хусусиятига эга.

СД ёрдамида ташувчисиз бир ёки икки ён полосали АМ сигналларни детекторлаш мумкин.

7.5. Фазаси модуляцияланган сигналларни детекторлаш

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

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

Агар бир вақтнинг ўзиде АД (7.136-расм) киришига генератордан таянч кучланиши

$$u_T(t) = U_T \cos \omega_0 t \quad (7.27)$$

ва детекторланадиган ФМ кучланиш

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

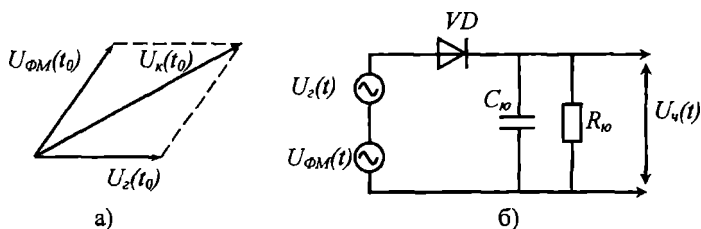
берсак, унинг киришида

$$u_k = u_{\Gamma}(t) + u_{\Phi M}(t) \quad (7.29)$$

бўлади. Бу ҳолда чизикли режимда ишловчи АД киришидаги кучланиш амплитудаси

$$u_k = \sqrt{U_z^2 + U_{\Phi M}^2 + 2U_z U_{\Phi M} \cos \varphi(t)} \quad (7.30)$$

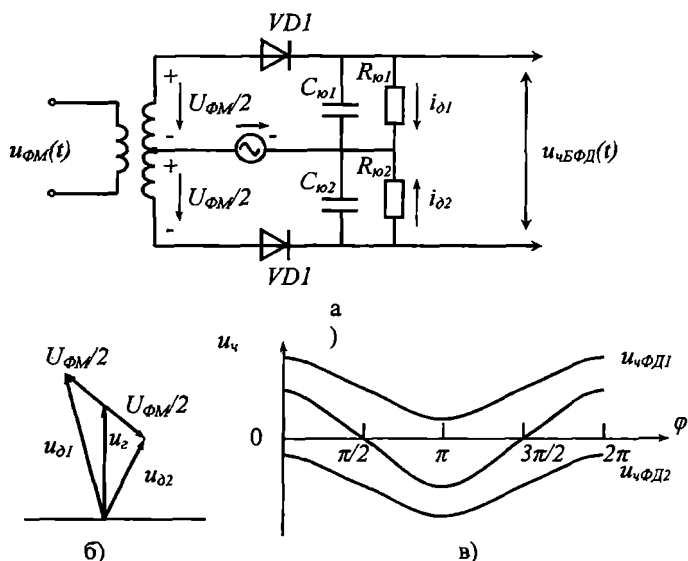
га тенг бўлиб, у $\varphi(t)$ га боғлиқ ва $u_{\Gamma}(t)$ ва $u_{\Phi M}(t)$ сигналлар тўқнашуви ўровчисининг вақт бўйича ўзгариши шаклини такрорлайди (7.12-расм)



7.12-расм. а) ФМ сигнал ни детекторлашга оид чизма, б) фаза детектори схемаси.

$U_{\Phi M}$ сигналнинг фазаси $\varphi(t)$ секин ўзгарса $u_k(t)$ кучланиш амплитудаси ўзгаради, натижада чиқиш кучланиши $u_q(t)$ ҳам ўзгаради. U_q нинг $\varphi(t)$ га боғлиқ ўзгариши ночизикли бўлгани учун бир тактли фаза детектори (ФД) катта бузилишлар билан детекторлайди. Шунинг учун бундай детекторлар кам қўлланади.

ФМ сигналларни детекторлашда икки тактли ФД лар кенг қўлланади, у иккита бир хил бир тактли ФД дан иборат бўлиб, унинг чиқиш кучланиши бир тактли ФД чиқиш кучларининг айирмасига тенг. Бундай икки тактли ФД одатда баланс фаза детектори деб аталади, чунки бу ФД да: $R_{\Phi 1} = R_{\Phi 2} = R_{\Phi}$; $C_{\Phi 1} = C_{\Phi 2} = C_{\Phi}$, диодларлари бир хил характеристикали ва трансформаторнинг иккиламчи ўрама қоқ ўртасига таянч генератори кучланиши $u_{\Gamma}(t)$ берилади. Баланс ФД электр схемаси ва детекторлаш характеристикаси 7.13-расмда келтирилган.



7.13-расм. а) балансли фаза детектори схемаси, б) балансли детектор ишлашига оид вектор диаграммалари, в) балансли детектор детекторлаш характеристикаси.

$\dot{U}_{\partial 1}$ ва $\dot{U}_{\partial 2}$ диодлар каби кучланишлар комплекс амплитудаси

$$\left. \begin{aligned} \dot{U}_{\partial 1} &= \dot{U}_z + \frac{\dot{U}_{\Phi M}}{2} \\ \dot{U}_{\partial 2} &= \dot{U}_z + \frac{\dot{U}_{\Phi M}}{2} \end{aligned} \right\}; \quad (7.31)$$

Бир тактли ФД чиқишларидаги кучланишлар

$$\left. \begin{aligned} U_{\text{чФД1}} &= K_{\partial} \cdot U_{\partial 1} = K_{\partial} \sqrt{U_z^2 + U_{\Phi M}^2 / 4 + U_z U_{\Phi M} \cos \varphi(t)} \\ U_{\text{чФД2}} &= K_{\partial} \cdot U_{\partial 2} = K_{\partial} \sqrt{U_z^2 + U_{\Phi M}^2 / 4 + U_z U_{\Phi M} \cos \varphi(t)} \end{aligned} \right\} \quad (7.32)$$

Баланс ФД чиқишидаги кучланиш

$$U_{\text{чБФД}} = U_{\text{чФД1}} - U_{\text{чФД2}} = K_{\text{д}} (U_{\text{д1}} - U_{\text{д2}}). \quad (7.33)$$

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

7.6. Частотаси модуляцияланган сигналларни детекторлаш

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.

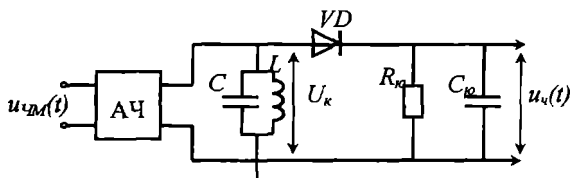
ЧМ сигналларни тўғридан-тўғри детекторланмайди. Уларни детекторлашдан олдин модуляция шаклини чизиқли тизим ёрдамида ўзгартирилади ва сўнгра мос детектор ёрдамида детекторланади. Одатда:

- 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 чизиқлига якин детекторлаш характеристикасига эгалар. Натижада уларнинг чиқиш кучланишлари $U_q(t)$ кириш сигнали частотаси ўзгаришига мос келади.

7.6.1. Частота ўзгаришини амплитуда ўзгаришига алмаштиришга асосланган частота детектори

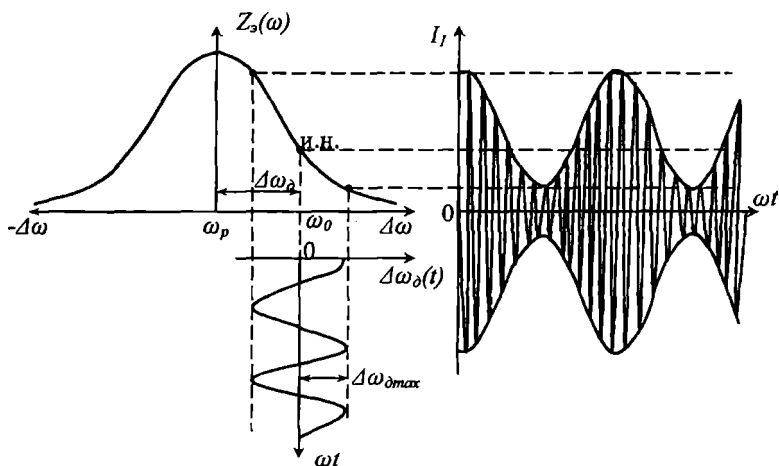
Бир параллел контурли частота детектори схемаси 7.14-расмда келтирилган.



7.14-расм. Частота ўзгаришини амплитуда ўзгаришига алмаштиришга асосланган частота детектори.

Бу расмда АЧ-амплитуда чеклагич бўлиб, LC-контур амплитуда-частота характеристикаси ўнг ёки чап томони деярли чизиқли қисми ўртасида киришдаги частотаси модуляцияланган сигнал частотаси ўртача қийматига мос қилиб иш нуқтаси ўрнатилади (7.15-расм).

АЧ чиқишидаги ток биринчи гармоникаси I_1 амплитудаси ўзгармайди, аммо унинг частотаси $\pm \Delta\omega_d$ га ўзгаришига LC-контур эквивалент қаршилиги $Z_3(\omega)$ нинг турли қийматлари мос келади, натижада LC-контурдаги кучланиш амплитудаси $\Delta\omega_d$ га мос равишда ўзгаради. Умуман LC-контурдаги кучланиш частота ва амплитудаси баробарига ўзгарувчи ЧАМ тебраниш кўринишида бўлади. Контурдаги кучланиш U_k АД ёрдамида детекторланади.



7.15-расм. Тебраниш контури созланмаган частота детектори ишлашига оид вақт диаграммалари.

Детектор характеристикси шакли LC-контур АЧХ нинг $\pm\Delta\omega_d$ ораликдаги қисми шаклида бўлади. Бу ЧД чиқиш кучланиши

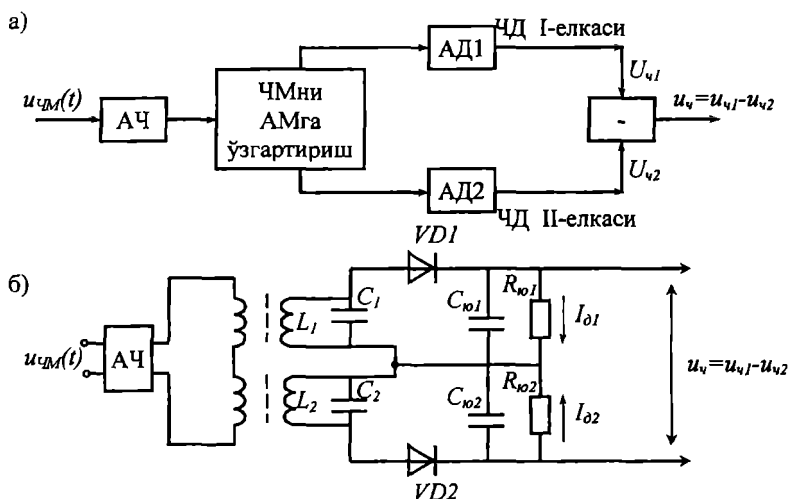
$$U_{\text{ч}} = \frac{K_{\text{д}} \cdot U_{\text{д}}}{\sqrt{1 + \frac{2(\omega_0 - \omega_p)^2}{\omega_p^2 d_{\text{экс}}^2}}} \quad (7.34)$$

бунда, $K_{\text{д}}$ – АД узатиш коэффиценти, ω_0 – ЧМ сигнал частотаси, ω_p – LC контур резонанс частотаси, $d_{\text{экс}} = \frac{1}{Q}$ – контур сўниш коэффиценти, Q – контур асллиги.

Ушбу ЧД детекторлаш характеристиксини янада чизиклироқ қилиш 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.

7.6.2. Тебраниш контурлари ўзаро созланмаган балансланган частота детектори

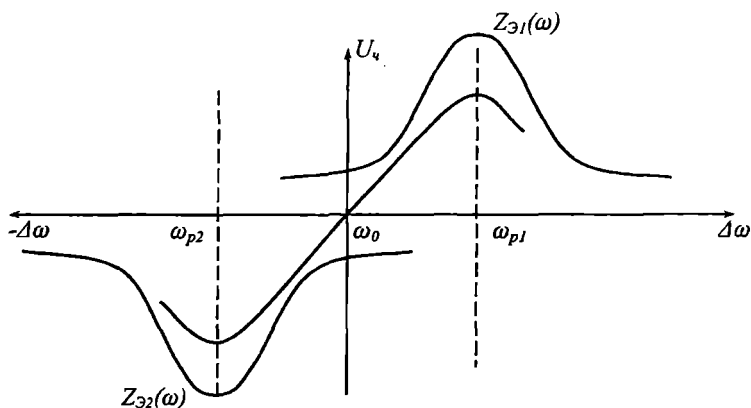
Тебраниш контурлари ўзаро созланмаган баланс ЧД структуравий ва электр схемаси 7.16-расмда келтирилган.



7.16-расм. Балансли частота детектори. а) структуравий схемаси, б) электр схемаси.

Бунда L_1C_1 контур $\omega_{p1}=\omega_0+\Delta\omega$ ва L_2C_2 контур $\omega_{p2}=\omega_0-\Delta\omega$ частоталарга созланган. Агар: кириш сигнали частотаси $\omega=\omega_0$ бўлса, ҳар икки тебраниш контуридаги кучланиш бир-бирига тенг бўлади, яъни $U_{к1}=U_{к2}$, бунда чиқиш кучланиши $U_ч=0$; кириш сигнали частотаси $\omega>\omega_0$ бўлса, L_1C_1 контурдаги кучланиш $U_{к1}>U_{к2}$ бўлади, натижада $U_ч>0$ ва ниҳоят кириш сигнали частотаси $\omega<\omega_0$ бўлса, L_2C_2 контурдаги кучланиш $U_{к1}<U_{к2}$, натижада $U_ч<0$ бўлади. Ушбу ЧД детекторлаш характеристикаси 7.17-расмда келтирилган.

Баланс ЧД детекторлаш характеристикаси, агарда тебраниш контури аслиги Q ва контурлар орасидаги ўзаро созланмаганлик $\pm\Delta\omega$ тўғри танланса амалда тўғри чизикли ва симметрик бўлади. Агар Q ва $\pm\Delta\omega$ нотўғри танланса ЧД детекторлаш характеристикаси ночизикли бўлиб қолади.

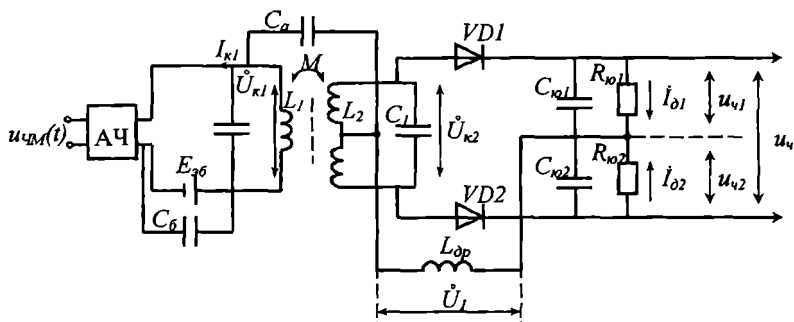


7.17-расм. Баланс частота детектори детектор характеристикаси.

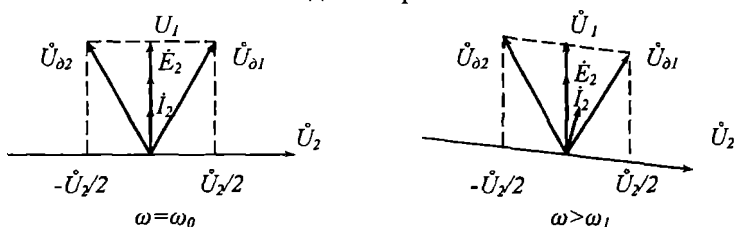
7.6.3. Ўзаро индуктив боғланган, кириш ЧМ сигнали ўртача частотаси ω_0 га созланган ЧД

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

Контурлари ўзаро индуктив боғланган ЧД схемаси 7.18-расмда келтирилган. Одатда, ушбу ЧД схемасидаги элементлар қийматлари бир хил этиб танланади: яъни $R_{ю1}=R_{ю2}=R_{ю}$; $C_{ю1}=C_{ю2}=C_{ю}$, ва диодлар бир турли.



7.18-расм. Контурлари ўртача частотага созланган частота детектори.



7.19-расм. Контурлари ўртача частотага созланган частота детектори ишлашига оид вектор диаграммалари.

L_1C_1 ва L_2C_2 контурлар ЧМ сигнал ўртача частотасига созланган. Контурлар чиқишига АД₁ ва АД₂ 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 юкори 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 ёпиш учун хизмат қилади. Ушбу ЧД да махсус айирувчи қурилма йўқ, чиқиш кучланиши $U_{ч1}$ ва $U_{ч2}$ ларни бир-биридан оддий айириш натижасида ҳосил бўлади, яъни

$$U_{ч} = U_{ч1} - U_{ч2}; \quad (7.35)$$

бунда:

$$\begin{aligned} U_{ч1} &= U_{д1} K_{д} = K_{д} (U_1 + 0,5 U_2); \\ U_{ч2} &= U_{д2} K_{д} = K_{д} (U_1 - 0,5 U_2); \end{aligned} \quad (7.36)$$

(7.35) ифодага асосан U_4 ни аниқлаш учун U_{d1} ва U_{d2} ни аниқлаш керак. Диод VD_1 орқали ўтувчи юқори частотали тоқлар куйидаги ёпиқ занжирдан: $VD_1 \rightarrow C_{k1} \rightarrow C_{k2} \rightarrow$ умумий уланиш сими $\rightarrow C_{6л} \rightarrow L_1 C_1$ – контур $\rightarrow C_A \rightarrow L_2 C_2$ контур VD_1 .

Диод VD_1 га икки кучланиш: биринчи $L_1 C_1$ контурдаги \dot{U}_{k1} кучланиш ва иккинчи $L_2 C_2$ контурдаги кучланишнинг ярими, яъни $0,5 \dot{U}_{k1}$ қўйилган. \dot{U}_{k1} кучланиши юқори частота бўйича $L_1 C_1$ контурга параллел уланган $L_{др}$ – дроссел ажралади. $L_{др}$ – дроссел $L_1 C_1$ контурга таъсир этмаслиги учун $L_{др} \approx 10 L_1$ шарти бажарилиши керак. Ҳар бир онда U_{d1} ва U_{d2} кучланишлар бир-бирига тескари бўлади.

Боғланган ва созланган контурли ЧД ишлаш принципини 7.19-расмда келтирилган вектор диаграммалар билан тушунтириш осон. Агар $\omega = \omega_0$ бўлса (7.19а-расм), сигнал ўртача частотаси ω_0 контурлар $L_1 C_1$ ва $L_2 C_2$ резонанс частотасига тенг бўлади. \dot{U}_{k1} кучланиш фазасини ноль деб олсак, иккинчи контурдаги электр юритувчи куч (ЭЮК) \dot{E}_2 фазаси \dot{U}_{k1} фазасига мос келади. Резонансда иккинчи контурдаги ток \dot{I}_2 ЭЮК \dot{E}_2 билан фазаси бир хил бўлади. $L_2 C_2$ контурдаги кучланиш $\dot{U}_{k2} = \dot{I}_2 \cdot \frac{1}{j\omega C_2}$ конденсатор C_2 га қўйилган бўлиб, унинг фазаси \dot{I}_2 ток фазасидан 90° кеч қолади. \dot{U}_2 кучланишнинг VD_2 га қўйиладиган ярми \dot{U}_{k1} фазасидан 90° га ортади; VD_1 га қўйиладиган иккинчи ярми 90° га кечикади. Диаграммадан U_{d1} ва U_{d2} ларни аниқлаймиз, $U_{d1} = U_{d2}$, демак, $U_{q1} = U_{q2}$ ва $U_q = 0$ бўлади.

7.19б-расмда кириш сигнали частотаси $\omega > \omega_0$ ҳолат учун вектор диаграммаси келтирилган. Бунда ҳам \dot{U}_{k1} ни асосий вектор деб танлаймиз. $\dot{E}_2 = \frac{M}{L_1} \cdot \dot{U}_{k1}$ бўлгани учун унинг фазаси \dot{U}_{k1} 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}_{k2} кучланиш \dot{I}_2 дан 90° 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° га кечикади ва VD_2 даги қисми \dot{I}_2 дан 90° га илгарилайди. \dot{U}_{k1} ва $0,5 \dot{U}_{k2}$ векторларни қўшиб

$\dot{U}_{\partial 1}$ ва $\dot{U}_{\partial 2}$ кучланишларни аниқлаймиз. Диаграммадан кўриниб турибдики $\dot{U}_{\partial 2} > \dot{U}_{\partial 1}$, бунда $U_{\partial 1} > U_{\partial 2}$ ва натижада $U_{\partial} < 0$ бўлади.

Юқоридаги тартибда $\omega < \omega_0$ ҳолатни ҳам таҳлил этиш мумкин, натижада $U_{\partial} > 0$ бўлади.

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 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 $\dot{U}_{\kappa 1}$ орасидаги фазанинг 90° дан ошишига ёки камайишига сабаб бўлади, натижада VD_1 ва VD_2 ларга қўйилган кучланишлар $\dot{U}_{\partial 1}$ ва $\dot{U}_{\partial 2}$ қийматлари ўзгаради. Бу ўз навбатида ЧД чиқишидаги кучланиш U_{∂} ни кириш частотасига мос ўзгаришига олиб келади. Ушбу ЧД детекторлаш характеристикаси S – симон шаклда бўлади ва $\pm \Delta\omega$ га ораллигида даврий чизиқли кўринишда бўлади.

Назорат саволлари

1. Детекторлаш нима? Детектор қандай қурилма?
2. АД детектор характеристикаси нима?
3. ЧД детектор характеристикаси нима?
4. ФД детектор характеристикаси нима?
5. Модуляцияланган сигналлар бузилишларсиз детекторланиши учун уларнинг детекторлаш характеристикалари қандай кўринишда бўлиши керак?
6. АД ларда $R_{\text{ю}}$ ва $C_{\text{ю}}$ қийматлари қандай шарт асосида танланади?
7. АД кучсиз сигнал таъсирида ишлаганда унинг детекторлаш характеристикаси қандай кўринишда бўлади? Бузилиш коэффициентини $m=0,5$ бўлганда қандай қийматга эга бўлади?
8. Кучли сигнал таъсирида АД қайси режимда ишлайди ва унинг детекторлаш характеристикаси қандай кўринишда бўлади?
9. ФМ сигналларни қайси усул билан детекторлаш мумкин?
10. ЧМ сигналларни қайси усуллар билан детекторлаш мумкин?
11. ЧД ларнинг қайси турларини биласиз?

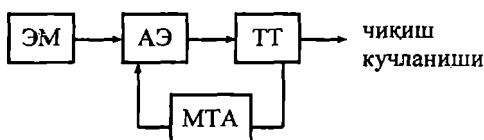
8. АВТОГЕНЕРАТОРЛАР

8.1. LC – автогенераторларнинг ишлаш принципи

Кучайтириш қурилмалари, частота кўпайтиргичлар, модуляторлар, детекторлар ва шу каби бир қатор қурилмалар, фақат уларнинг кириш учларига ташқи қурилмалардан сигналлар берилганда ўз чиқишларида тегишли акс таъсир сигнални пайдо қилади. Бундай қурилмалар одатда мажбуран кўзғалувчи қурилмалар деб аталадилар.

Аmmo шундай қурилмалар борки, 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 аталади.

Тебранишларни генерациялаш ахборот тизимларидаги асосий вазибалардан бири ҳисобланади. Автогенераторлар доимий ток электр манбаи (ЭМ) қувватини сўнмайдиган даврий тебранишлар қувватига айлантириб берадилар. АГ нинг структуравий схемаси 8.1-расмда келтирилган.



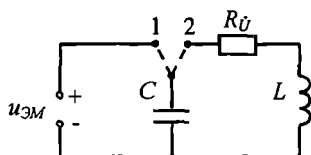
8.1-расм. Автогенератор структуравий схемаси.

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 кўзғалиши учун керакли шартларни батафсилроқ кўриб чиқамиз. Бунинг учун дастлаб оддий LC – параллел контурга ташқи таъсир бўлганда унда бўладиган физик жараёни 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 ва натижада нолга тенг бўлади.

Тебраниш контуридаги тебранишлар сўнмаслиги учун LC – контурга 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 жараёни 8.2-рasm ёрдамида кўриб чиқамиз.

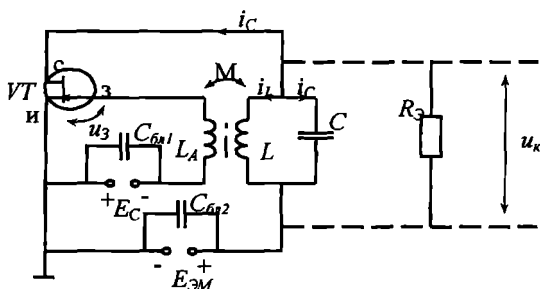


8.2-рasm. Автогенератор тебранишига оид чизма.

LC – контурда бошланғич ҳолатда тебранишлар йўқ деб ҳисоблаб К – калитни иккинчи ҳолатга ўтказсак, конденсатор С – кучланиш $U_{\text{ЭМ}}$ гача зарядланади. Сўнгра калитни 1-ҳолатга ўтказсак, LC – контурда синусоидал шаклидаги эркин тебранишлар пайдо бўлади. LC – контурдаги тебранишлар индуктивлик L нинг йўқотиш қаршилиги $R_{\text{в}}$ ҳисобига сўнмаслиги учун, тебранишлар даврига мос равишда конденсатор С – ни электр манбаи $U_{\text{ЭМ}}$ га улаб-узиб тураемиз. Натижада конденсатор доимий равишда ўз зарядини тўлдириб туради. Шунинг ҳисобига LC – контурдаги тебранишлар сўнмайди.

Калит К ни тебранишлар билан синхрон равишда $U_{\text{ЭМ}}$ га улаб-узиб туриш бошқарув занжири (тескари алоқа занжири) бўлиши ва у калит К ни узиб-улаш ҳақида кўрсатма бериши керак. Бу кўрсатмани тебранишлар частотаси $\omega_2 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$ бўлган LC – контури бериши керак. Ушбу оддий схема автогенератор модели сифатида қабул қилиниши мумкин. 8.3-рasmда АЭ сифатида майдон транзисторидан фойдаланилган LC – автогенератор схемаси келтирилган. Бунда тебранишлар частотасини LC – контур элементлари қийматлари аниқлайди, $E_{\text{ЭМ}}$ – доимий кучланиш манбаи ва E_c – транзистор затворига бериладиган силжиш

кучланиши. Калит К вазифасини транзистор затвори бажаради. Затвордаги кучланиш U_3 сток токини бошқаради. Сток токининг ўзгарувчан ташкил этувчиси LC – контур энергиясини тўлдиреди. Тескари мусбат боғланиш L билан индуктив боғлиқ бўлган L_A – алоқа катушкиси ёрдамида амалга оширилади. L_A ни L га боғлиқлиги ўзаро индукцион боғлиқлик коэффиценти M катталиги билан аниқланади. Транзистор на фақат калит К вазифасини бажаради, у «тескари боғланишга», ўзининг кучайтириш хусусияти ҳисобига LC – контурга навбатдаги энергия қисмини етказиб беради. E_c – ёрдамида транзисторнинг керакли иш режими ва бошланғич иш нуқтаси ўрнатилади. Аммо ўз-ўзидан генерация ҳосил бўлиши учун қўзғалиш шарти ва тебранишлар амплитуда ҳамда частотасини ўзгармас барқарор сақлаб туриш учун турғунлик шартлари бажарилиши керак.



8.3-расм. Майдонли транзисторли автогенератор электр схемаси.

Дастлаб ўз-ўзидан қўзғалиш жараёнини кўриб чиқамиз. Табiiйки генераторда тебранишлар йўқдан бор бўлмайди, қандайдир ички ёки ташқи туртки бўлиши керак. Шундай туртки вазифасини заряд ташувчи (электрон, ион) ларнинг иссиқлик ҳаракати натижасида пайдо бўладиган ток ёки кучланиш қийматининг тасодифий ўзгариши – флукуациясини бажаради. Бу флукуациялар қуввати жуда оз бўлиб, маълум бир шароитда тартибли тебранишлар манбаи бўлиши мумкин. Бунинг учун 8.3-расмдаги қурилмада $E_{ЭМ}$ – электр манбаи уланиши билан содир бўладиган жараённи кўриб чиқамиз. i_c – сток токи пайдо бўлиши билан LC – контур конденсатори C – зарядланади ва контурда эркин сўнувчи тебранишлар ҳосил бўлади. Индуктивлик L дан ўтаётган i_L ток L_A ғалтагида ўзаро индукция натижасида ўзгарувчан

кучланиш U_3 ни ҳосил қилади. Транзистор затвори ва истоки орасига қўйилган U_3 кучланиш, сток токи i_c ни бирдан ўзгаришига олиб келади. Бу i_c – токи ўзгарувчан ташкил этувчиси LC – контурда U_k кучланиш ҳосил қилади. Бу U_k кучланиш затвор-исток оралиғидаги U_3 кучланишни K_k марта кучайтириш натижаси деб қаралиши мумкин. Затвордаги тебранишлар частотаси LC – контурдаги тебранишлар частотасига тенг, демак, i_c – токи ўзгарувчи спектрал ташкил этувчиси частотаси ҳам $\omega_2 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$ га

тенг. Шунинг учун LC – контурда тоқлар резонанси содир бўлади ва контур қаршилиги ошиб R_{oe} га тенг резистив қаршилиққа эквивалент бўлади. Ўз-ўзидан қўзғалиш учун тескари мусбат боғланиш кераклигича катта бўлиши керак, акс ҳолда затвордаги кучсиз кучланиш U_3 сток токи i_c нинг ўзгарувчи спектрал ташкил этувчисининг қуввати LC – контурдаги йўқотилган энергияни қоплашга етарли бўлмаслиги мумкин.

Автогенератор 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, затвордаги U_3 кучланиш кичик қийматларида чизикли режимда ишлаётган транзистор, аста-секин U_3 катта қийматга эришгандан сўнг ночизикли режимга ўтади, сток токи тўйиниш токига тенг бўлади. Натижада LC – контурда 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.

8.2. Автогенераторлардаги энергетик боғланишлар

LC – контурда энергия йўқотилишининг асосий сабаби индуктивлик L нинг хусусий қаршилиги $R_{\text{я}}$ ҳисобланади. Ушбу қаршилиқ $R_{\text{я}}$ да йўқотиладиган қувват

$$P_{-} = 0,5 I_1 \cdot U_{\kappa}, \quad (8.1)$$

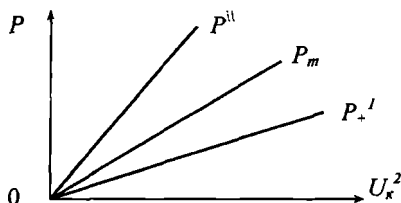
бунда, I_1 – сток токи биринчи гармоникаси амплитудаси, U_{κ} – контурдаги кучланиш бўлиб $I_1 = U_{\kappa} / R_{\text{э}}$ лигини ва ўз навбатида $R_{\text{э}} = \frac{L}{R_{\text{я}} C}$ ни эътиборга олсак

$$P_{-} = 0,5 U_{\kappa} / R_{\text{э}} \quad (8.2)$$

бўлади.

(8.2) ифодадан кўришиб турибдики, P_{-} қувват контурдаги кучланиш U_{κ} нинг квадратага пропорционал.

Электр манбаидан контурга берилаётган қувват $P_{\text{м}}$ ҳам контурдаги кучланиш U_{κ} нинг квадратага пропорционал, яъни $P_{\text{м}} \sim U_{\text{м}}^2$. $P_{\text{м}}$ ва P_{-} ларнинг ўзаро нисбатлари LC – контурдаги жараённинг ҳолатини ва унинг ривожланишини билдиради. 8.4-расмда P_{+} ва P_{-} қувватларнинг U_{κ}^2 га боғлиқлик графиги келтирилган.



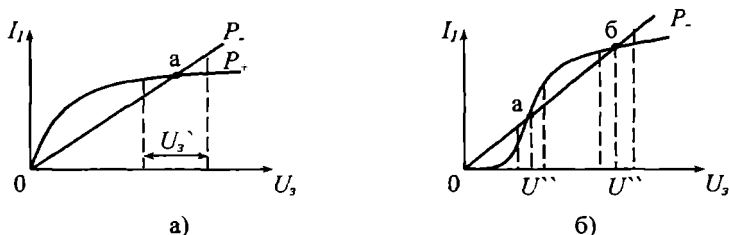
8.4-расм. P_{+} ва P_{-} қувватларнинг U_{κ}^2 га боғлиқлик графиги.

Агар $P_{-} > P_{\text{м}}$ бўлса, контурда фақат сўнувчи тебраниш бўлади. $P_{\text{м}} > P_{-}$ бўлса контур ортиқча қувват олади ва ундаги тебранишар амплитудаси ошади. Ток флукуацияси натижасида ҳосил бўлган ток ва кучланишнинг кичик қийматлари аста-секин ошиб боради, генераторнинг қўзғалиш шarti бажарилади, контурни турғун ҳолатдан тебраниш ҳолатига келтиради. O – нуқтаси турғун бўлмайди, генераторда кучайтириш элементининг аста-секин ночизикли режимга ўтиши дастлаб $P_{\text{м}}$ қийматининг ўсишини секинлаштиради, натижада $P_{\text{м}} = P_{-}$ га эришилади. Тебранишлар амплитудаси барқарорлашади.

8.3. Автогенераторларнинг ишлаш режимлари

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

АГ нинг тебраниш характеристикаси деб, актив элемент (транзистор, электрон лампа ва ҳ.к.) дан ўтаётган ток биринчи гармоникаси I_1 нинг унинг киришидаги гармоник шаклдаги кучланиш U_3 амплитудасига боғлиқлигига айтилади, яъни $I_1 = \Phi(U_3)$.



8.5-расм. а) юмшоқ режим учун тебраниш характеристикаси, б) каттиқ режим учун тебраниш характеристикаси.

8.5а-расмдаги ҳолатда U_3 қиймати нолга яқин ҳолатдан то (а) – нуқтагача $P_+ > P_-$, демак, ўз-ўзидан кўзғалиш генерация содир бўлади ва $P_+ = P_-$ (а) – нуқтада тебранишлар амплитудаси барқарорлашади, агар баъзи сабабларга кўра U_3 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 $P_+ > P_-$ жараён ривожланиб (а) – нуқтага интилади. (а) – нуқтадан ўнгга $P_+ < P_-$ бўлиб бу ҳолат узок давом этолмайди ва яна аста-секин $P_+ = P_-$ 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 генерация давомида ўзгармайди, агар ташқи таъсир генерацияни сўндиришга сабаб бўлмаса.

8.5б-расмда P_+ ва P_- уч нуқтада кесишади. Бошланғич нуқтада (О) $P_+ = P_-$, агар, бирон бир сабаб билан $U_3 > 0$ аммо $< U_3^1$ бўлса, генерация содир бўлмайди $P_+ < P_-$, 0 – нуқтада режими турган. (а) – нуқтасида $P_+ = P_-$, аммо ундан чапда $P_+ < P_-$, ўнгга эса $P_+ > P_-$. Агар (а) нуқтасига мос кучланиш қиймати U_3^1 амплитудаси $\pm \Delta U$ га ўзгарса, қурилма иш режими ўзгаради, бунда (а) нуқтадан чапда

$P_1 < P_2$ бўлгани учун бор бўлган тебраниш аста сўнади, 9а) нуқтанинг ўнг томонида $P_1 > P_2$ 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_3^1 дан катта бўлган туртки кучланиши берилиши керак. Бу таҳлилда ўз-ўзидан қўзғалувчи генератор режими қаттиқ режимда қўзғалиш режими деб аталади.

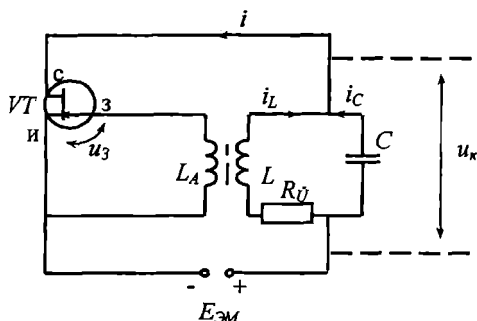
Генераторнинг юмшоқ ёки қаттиқ режимда ўз-ўзидан қўзғалиши – генерация қилиши иш нуқтаси АЭ ВАХ сининг қайси қисмида ўрнатилганлигига боғлиқ.

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

8.4. Автогенераторлар қўзғалиш шарти

Транзистор киришидаги кучланиш унинг ВАХ сининг жуда оз қисмига мос келса, ушбу нуқта атрофида унинг характери-касини чизикли ва қиялиги S_0 деб ҳисоблаш мумкин, чунки генерация жуда кучсиз ток ва кучланишлар қийматининг тасодифий ўзгариши натижасида юзага келади. Генерация содир бўлиши жараёнида, уни чизикли доимий параметрга эга деб қаралади.

Автогенератор тенгламасини тузиш учун Кирхгоф қонунидан фойдаланамиз.



8.6-расм. Майдон транзисторли автогенератор содалашган электр схемаси.

Транзистор сток токи $i_c = i_L + i_c$ бўлиб

$$i = S_1 U_3 \quad (8.3)$$

га тенг. Транзистор затворидаги кучланиш U_3 алоқа индуктивлигидаги ЭЮК E_n га тенг

$$U_3 = E_n = M \frac{di_L}{dt}. \quad (8.4)$$

(8.4) ни (8.3) ифодага қўйиб

$$i = MS_0 \frac{di_L}{dt} \quad (8.5)$$

ни оламиз. Сигим орқали ўтувчи токни LC – контурдаги кучланиш U_k орқали ифодалаймиз

$$i_c = C \frac{dU_k}{dt}. \quad (8.6)$$

U_k кучланиши L индуктивлик ва R_n даги кучланишлар йиғиндисига тенглигини эътиборга олсак

$$u_k = R_n i_L + L \frac{di_L}{dt}, \quad (8.7)$$

(8.7) ифодани дифференциаллаб i_c ток учун қуйидаги ифодани оламиз

$$i_c = R_n C \frac{di_L}{dt} + LC d^2 \frac{i_L}{dt^2}. \quad (8.8)$$

i_c ва i_L тоқлар йиғиндиси i ни аниқлаймиз, яъни

$$MS_0 \frac{di_L}{dt} = i_L + R_n C \frac{di_L}{dt} + LC \frac{d^2 i_L}{dt^2}. \quad (8.9)$$

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

$$\frac{d^2 i_L}{dt^2} + \left(\frac{R}{L} - \frac{MS_0}{LC} \right) \frac{di_L}{dt} + \omega_0^2 i_L = 0, \quad (8.10)$$

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

(8.10) тенглама генераторнинг ўз-ўзидан кўзгалиш иш режимини ифодалайди. Бу иккинчи даражали дифференциал тенглама бўлиб, унинг ҳамма коэффициентлари доимий ва ток кийматига боғлиқ эмас.

Оддий параллел LC – тебраниш контури қуйидаги дифференциал тенглама билан ифодаланади:

$$\frac{d^2 i}{dt^2} + 2\alpha \frac{di}{dt} + \omega_0^2 i = 0, \quad (8.11)$$

бунда, $2\alpha = \frac{R_{\Sigma}}{L}$ – контур сўниш коэффициенти.

(8.10) ва (8.11) тенгламалар тузилиши бир хил. Шунинг учун генераторнинг сўниш коэффициенти тескари боғланиш қийматига боғлиқ тебраниш контури сифатида қаралиши мумкин. Бу ҳолда (8.10) ни (8.11) ўхшаш кўринишга олиб келиш мумкин.

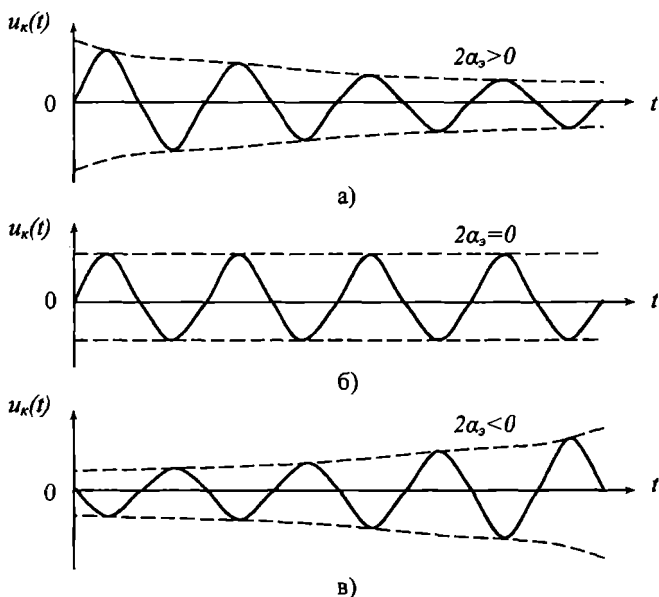
$$\frac{d^2 i_L}{dt^2} + 2\alpha \frac{di_L}{dt} + \omega_0^2 i = 0 \quad (8.12)$$

бунда, эквивалент сўниш коэффициенти

$$2\alpha_3 = 2\alpha - \frac{MS_0}{LC}. \quad (8.13)$$

(8.13) дан кўриниб турибдики, агар тескари боғланиш мусбат бўлса, сўниш коэффициенти α камаяди, чунки $\frac{MS_0}{LC}$ - мусбат. Сўниш коэффициенти α тебранишнинг сўниш тезлигини, яъни энергиянинг қаршилиқ R_{Σ} да йўқотилиш тезлигини тавсифлайди. Демак, МТБ (мусбат тескари боғланиш) орқали тебраниш контурига қўшимча энергия олиб кирилади, бу сўниш

коэффициентини камайтириш демакдир.



8.7-расм. Автогенератор тебранишининг α_3 га боғлиқлик графиги.

8.7а-расмда α_3 -нинг мусбат қийматларида контурдаги тебранишининг сўниш жараёни келтирилган. Сўниш тезлиги α_3 нинг абсолют қийматига боғлиқ. Тескари боғланишли М ни ошириш ҳисобига

$$2\alpha_3 = 2\alpha - \frac{MS_0}{LC} = 0 \quad (8.14)$$

ҳолатга эришиш мумкин. Бунда контурдаги тебранишлар сўнмас бўлади (8.7б-расм) ва энергияни йўқотиш тўлиқ қопланган бўлади.

Агар М қийматини, яъни МТБ қийматини янада оширсак $2\alpha_3$ -манфий бўлади ва LC – контурдаги тебранишлар амплитудасининг ошишига олиб келади, яъни

$$2\alpha_3 = 2\alpha - \frac{MS_0}{LC} < 0. \quad (8.15)$$

(8.15) ўз-ўзидан кўзғалиш шартини аниқлаш имкониятини беради. (8.15) ифодага $2\alpha = \frac{R_{\text{ў}}}{L}$ ни қўйиб

$$\frac{R_n}{L} - \frac{MS_0}{LC} < 0 \quad (8.16)$$

ни оламиз. Бу (8.16) ифодадан M нинг ўз-ўзидан генерация бўлиши учун керак қийматини аниқлаймиз, яъни

$$M > M_{\text{кр}} = \frac{R_{\text{ў}}C}{S_0}. \quad (8.17)$$

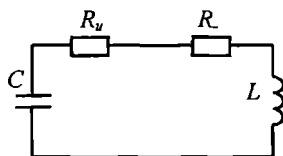
Қуйида мусбат тескари боғланишнинг бошқача талқинини келтирамиз. (8.10) тенгламани бошқа кўринишида

$$\frac{d^2 i_L}{dt^2} + \frac{1}{L} \left(R_n - \frac{MS_0}{C} \right) \frac{di_L}{dt} + \omega_0^2 i_L = 0 \quad (8.18)$$

(8.18) ифодада $\frac{MS_0}{C}$ - қаршилик ўлчамига эга, чунки ушбу тенгламадаги R_n дан фақат ушбу физик бирликдаги катталиқни айириш мумкин, яъни $-\frac{MS_0}{C} = R_{\text{ў}}$ бўлиб, контурга энергия олиб кирувчи мусбат тескари боғланиш, ушбу контурга манфий қаршилик киритилганлигига тенг бўлади. Шунинг учун генераторни LC – тебраниш контурига унинг йўқотиш қаршилиги R_n га қўшимча манфий $R_{\text{ў}}$ қаршилик киритилган эквивалент схема (8.8-расм) кўринишида тасвирлаш мумкин. Генератор ўз-ўзидан кўзғалиши учун $R_n + R_{\text{ў}} < 0$ ёки

$$|R_{\text{ў}}| > |R_n| \quad (8.19)$$

бўлиши шарт.

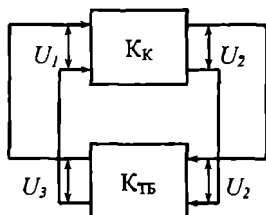


8.8-расм. Автогенератор эквивалент схемаси.

Демак, LC — тебраниш контурига манфий қаршилик R — нинг киритилишини, унга ундаги йўқотилаётган энергияни қопловчи энергия киритилди деб ҳисобланиши мумкин.

8.5. Автогенераторларнинг барқарор режими

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



8.9-расм. Автогенератор барқарор режимда ишлашига оид структуравий схема.

Автогенератор барқарор режимда ишлаши учун унинг чиқишидаги кучланиш \dot{U}_q , тескари боғланиш қисмида неча марта камайган бўлса, кучайтириш қурилмаси шунча маротаба \dot{U}_3 ни кучайтириши керак. Кучайтириш қисми ва тескари боғланиш коэффициентларини мос равишда

$$\dot{K}_K = K_K e^{j\varphi_K(\omega)} \quad \text{ва} \quad \dot{K}_{ТБ} = K_{ТБ} e^{j\varphi_{ТБ}(\omega)} \quad (8.20)$$

деб олишимиз мумкин. Барқарор режимда

$$\dot{K}_K \cdot \dot{K}_{TB} = 1 \text{ ёки } K_K \cdot K_{TB} = 1 \text{ ва } \varphi_K(\omega) + \varphi_{TB}(\omega) = 0; 2\pi n \quad (8.21)$$

шарт бажарилиши керак.

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

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

Хулоса қилиб айтганда LC – генератор ўз-ўзидан кўзғалиши учун дастлаб $\dot{K}_K \cdot \dot{K}_{TB} > 1$ бўлиши ва барқарор режимда $\dot{K}_K \cdot \dot{K}_{TB} = 1$ бўлиши керак.

8.6. Уч нуқтали автогенераторлар

Автогенераторларни 8.10-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 қаршилиқлар йиғиндиси нолга тенг бўлиши керак, яъни

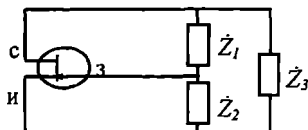
$$\dot{Z}_1 + \dot{Z}_2 + \dot{Z}_3 = 0 \quad (8.22)$$

(8.22) шарт бажарилиш учун:

$$\dot{Z}_1 > \dot{Z}_2 \text{ ва } \dot{Z}_1 = \dot{Z}_2 + \dot{Z}_3 \quad (8.23)$$

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

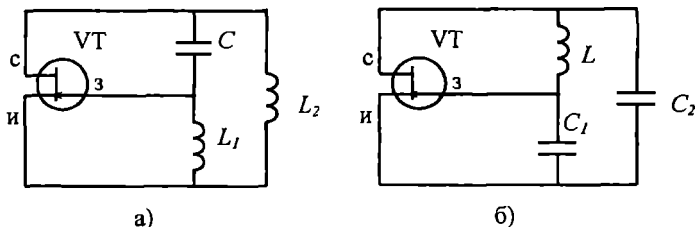
(8.22) ва (8.23) ифодани эътиборга олиб \dot{Z}_1 , \dot{Z}_2 ва \dot{Z}_3 ларни тегишли индуктив элемент ва конденсатор билан алмаштирамиз.



8.10-расм. Автогенератор уч нуқтали эквивалент схемаси.

8.11а-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 (8.22) шарт бажарилади, яъни фаза баланси шarti бажарилади.

8.11б-расмда келтирилган сиғимли уч нуқта АГ деб номланади, чунки транзистор – АЭ нинг уч уланиш нуқтасига конденсаторлар уланган, бўлиб L , C_1 ва C_2 нинг маълум бир қийматларида (8.22) шарт бажарилади. Ушбу (8.22) шарт бажарилган частотада АГ тебранади, чунки фазалар баланси шarti бажарилади. Иккинчи шарт, амплитудалар баланси шarti жуда осон бажарилади, чунки ҳозирги АЭ – транзисторлар ва операцион кучайтиргичлар катта кучайтириш қобилиятига эга.



8.11-расм. а) уч нуқтали индуктивлик автогенератор схемаси, б) уч нуқтали сиғимли автогенератор схемаси.

АГ асосий кўрсаткичларидан бири у тебранаётган частотанинг доимийлиги – барқарорлигидир. АГ тебраниш частотаси барқарорлиги абсолют ўзгариши $\pm \Delta\omega$ 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 частотасининг 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 $E_{эп}$ – кучланишини доимий-ўзгармас сақлаш ва АГ ни махсус иссиқлик ва намлик ўзгармас контейнерларга жойлаштирилади.

8.7. RC – генераторлар

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 шarti бажарилмайди, индуктивлик L ўрамлари ошади, натижада йўқотиш қаршилиги $R_{в}$ да катта ток қуввати сарф бўлади, L ва C ларнинг геометрик ўлчамлари ҳам катта бўлади.

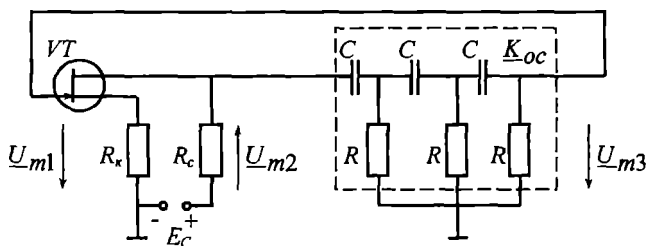
RC –генераторларда генерацияланадиган тебранишлар даври, ушбу элементлар вақт даврийлиги $\tau = RC$ билан ўлчамдош. R ва C ларнинг қийматлари катта бўлгани билан геометрик ўлчамлари кичик қилиб танлаш мумкин, натижада генерация частотаси Герцнинг мингдан бирдан бир неча юз кГц бўлиши мумкин.

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

8.7.1. Фаза сурувчи RC занжирли генераторлар

Бундай генератор схемаси 8.12-расмда келтирилган бўлиб, майдон транзистори VT, унинг юкмаси $R_{ю}$ ва тескари боғланиш

занжири $K_{\text{ТБЗ}}$ дан иборат. Фаза баланси бажариши учун тескари боғланиш занжири ўз киришидаги кучланишни 180° га суриши керак, натижада умумий фаза суриши 2π га тенг бўлади.



8.12-расм. RC автогенератор электр схемаси.

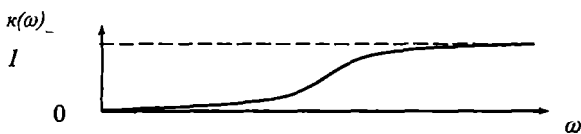
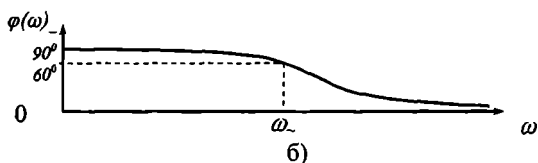
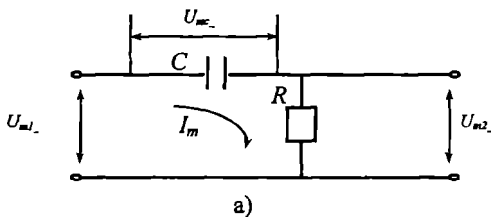
Битта юкори частота RC – занжири (8.13а-расм) киришидаги U_m , кучланишни φ градусга суради. 8.13б-расмда 8.12-расмдагига мос белгилашда вектор диаграмма келтирилган. Бунда асос қилиб ток I_m олинган, у билан резистор R даги кучланиш \dot{U}_{m2} мос келади; конденсатор C даги кучланиш \dot{U}_{mC} ток I_m дан 90° га кечикади. Кириш кучланиши \dot{U}_{m1} чиқиш кучланиши \dot{U}_{m2} ва конденсатордаги кучланиш вектор йиғиндиси шаклида аниқланади, натижада U_{m2} фазаси U_{m1} га нисбатан 90° га сурилган бўлади.

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

$$\operatorname{tg} \varphi = \frac{\dot{U}_{m1}}{\dot{U}_{m2}} = \frac{1}{\omega RC} \quad (8.24)$$

8.13б-расмдаги RC – занжир фаза – частота характеристикасидан кўриниб турибдики, кириш ва чиқиш орасидаги кучланиш фазаси частотага боғлиқ. Частота нолга тенг бўлганда фаза силжиши 90° бўлади. Ушбу занжирнинг узатиш коэффициенти

$$K_{\text{ук}} = \frac{\dot{U}_{m2}}{\dot{U}_{m1}} = \frac{R}{\frac{1}{\omega C} + R} = \frac{1}{1 + \frac{1}{\omega RC}} \quad (8.25)$$



8.13-расм. а) RC-генератор элементар RC-занжири, б) RC-занжир фаза-частота характеристикаси, в) RC-занжир амплитуда-частота характеристикаси.

RC – занжирнинг узатиш коэффициенти $\omega = 0$ да нолга тенг ва $\omega \rightarrow \infty$ да $K_{yк} = 1$.

Ҳар бир RC – занжир қандайдир частота ω^1 да кириш кучланиши фазасини 60° га силжитса, улардан учтаси 180° га суради.

Ушбу учта RC – занжирли генератор $\omega_2 = \frac{1}{\sqrt{6}RC}$ частотада тебранади. Транзисторнинг кучайтириш коэффициенти $K_{кк} = 29$ бўлганда амплитуда баланси шарти бажарилади.

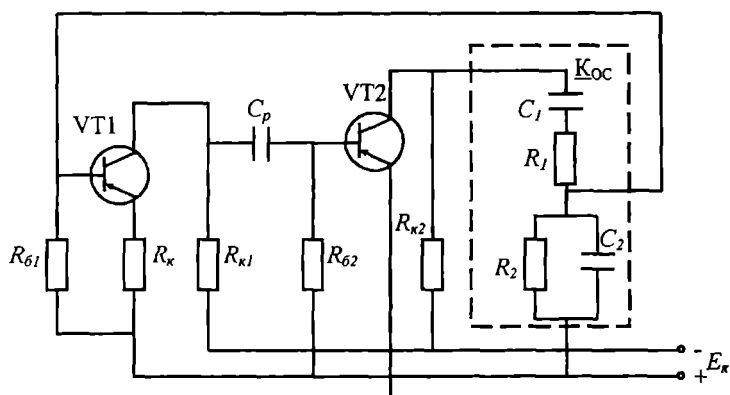
Агар паст частота RC – занжирида (8.13а-расм) R ва Spcr ўрини алиштириб учта олсак, генерация частотаси $\omega_2 = \frac{\sqrt{6}}{RC}$ ва $K_{кк} = 18$ бўлади.

Ушбу турдаги генераторларда маълум бир кенг частоталар диапазонини қоплаш керак бўлса, у бир неча алоҳида диапазон қисмларига бўлинади. Бунда ҳар бир диапазон ичида генерация частотасини ўзгартириш бир вақтда ҳар уч конденсатор C ларнинг

сигимини ўзгарувчан конденсатор ёрдамида бажарилади. Бир частоталар диапазонидан бошқасига ўтиш резисторлар қаршилигини алмаштириш ҳисобига амалга оширилади.

8.8. Фазабалансловчи Винн кўприкли RC – генераторлар

Фазабалансловчи Винн кўприкли RC–генераторнинг схемаси 8.14- расмда келтирилган.



8.14-расм. Фазабалансловчи Винн кўприкли RC– генератор схемаси.

Генератор умумий эмиттерлик иккита каскадли кучайтиргичдан ва тесқари боғланиш занжиридан иборат. Маълумки ҳар бир каскад кириш сигнали фазасини 180° га буради, натижада икки каскад 360° 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 чизикли режимда бошланиб сўнгра транзисторлар нозизиқли режимда ишлайди. Фаза баланси шартини фақат битта частотада бажарилишини таъминлаш, бошқа частоталарда ушбу шартни бажарилишини бузиш учун параллел ва кетма-кет уланган RC – занжир VT₂ 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 нолга тенг бўлади, бошқа частоталардаги ток ташкил этувчилари учун ушбу занжирлар турлича катталикларда фазани сурадилар. Фаза сурилиши тенг бўлган частотада генерация содир бўлади. 8.15а-расмда RC – занжирлар алоҳида келтирилган, 8.15б-расмда RC – занжирларнинг амплитуда – частота ва фаза – частота характеристикалари келтирилган. 8.15а-расмда $U_{m1}-VT_2$ транзистор чиқишидаги кучланиш ва $U_{m2}-VT_1$ киришидаги кучланиш 8.15а-расмдаги занжир киришига частотаси $\omega_0 \rightarrow 0$ кучланиш берилса, конденсаторнинг қаршилиги резисторнинг қаршилигидан жуда катта бўлади, яъни

$$\frac{1}{\omega C_1} \gg R_1 \text{ ва } \frac{1}{\omega C_2} \gg R_2 \quad (8.26)$$

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

$$\frac{1}{\omega C_1} \ll R_1 \text{ ва } \frac{1}{\omega C_2} \ll R_2 \quad (8.27)$$

бўлади. Маълум бир частотада ушбу қаршиликлар тенг бўлади

$$\frac{1}{\omega_0 RC} = \omega_0 RC. \quad (8.28)$$

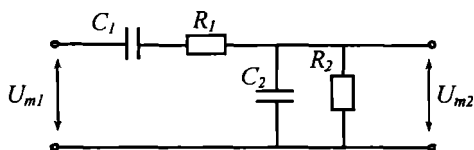
(8.28) ифодадан генерация частотаси аниқланади

$$\omega_2 = \omega_0 = \frac{1}{RC}. \quad (8.29)$$

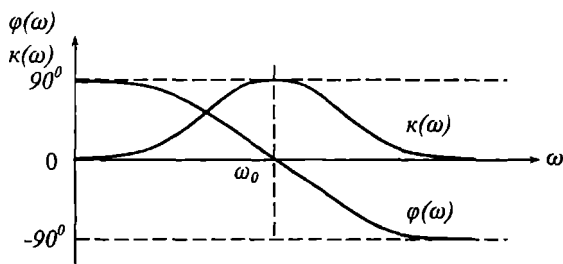
Ушбу икки каскадли кучайтиргичда амплитуда баланси, шарти жуда осон бажарилади, чунки икки каскаддан $K_{\text{кк}}=3$ талаб қилинади. Тескари боғланиш занжири узатиш коэффициенти $K_{\text{тб}}$ одатда бирга яқин бўлади.

Винн кўприкли RC – генератор амалиётда кенг қўлланади. Бу генераторда ҳамма генерация қилиниши керак бўлган умумий

частоталар диапазони бир неча диапазонларга бўлинади. Ҳар бир диапазончалар ичида генерация частотаси ҳар икки конденсатор сиғимини бир хил катталиқда ўзгартириш ҳисобига эришилади. Кенг частоталар диапазонини қамраш ҳар икки резисторни қаршилиги бошқа резисторлар билан алмаштириш ҳисобига амалга оширилади.



а)



б)

8.15-расм. а) фазабалансловчи RC-электр занжири,
б) фазабалансловчи RC-электр занжири амплитуда-частота ва фаза-частота характеристикалари.

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 тесқари 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 кўзғалиш шarti нималардан иборат?
9. АГ тебранишлари частотаси нимага тенг?
10. АГ тебранишлари частотасини қандай ўзгартириш мумкин?
11. АГ тебраниш характеристикаси деб қандай боғланишга айтилади?
12. АГ да амплитуда ва фаза баланси нима учун керак?
13. АГ юмшоқ кўзғалганда бошланғич иш нуқтаси АЭ ВАХ сининг қайси қисмида танланиши керак?
14. АГ қаттиқ кўзғалганда бошланғич иш нуқтаси АЭ ВАХ сининг қайси қисмида танланиши керак?
15. 3 та фаза сурувчи RC элементли генерация частотаси ва АЭ кучайтириш коэффициентини нимага тенг?
16. Винн кўприкли RC генератор генерация частотаси нимага тенг?
17. Мажбурий тебраниш курилмаларининг автогенераторлардан қандай фарқ қилади?
18. LC – контурдаги тебраниш сўнмаслигини таъминлаш учун нима қилиш керак?
19. Нима сабабдан автогенератор чиқишидаги кучланиш чексиз катта қийматга эриша олмайди?
20. АГ тебраниш частотаси нимага тенг ва у қандай шарт орқали аниқланади?
21. Юмшоқ ва қаттиқ режим бир-биридан нима билан фарқ қилади?
22. АГ кўзғалиш шартларини ёзинг.
23. Киритилувчи манфий қаршилик қандай физик маънога эга?
24. Амплитуда баланси ва фаза баланси шартлари қандай физик маънога эга?
25. Фаза сурувчи RC – занжирли генераторда фаза баланси шarti қандай бажарилади ва генерация частотаси нимага тенг?
26. Винн кўприкли RC – генераторда база баланс шarti қандай бажарилади?
27. 3-нуқтали LC – автогенератор деб қандай генератор номланади ва нима учун?
28. RC – генераторларда генерация частотасини қандай усулда ўзгартириш мумкин?

9. СИГНАЛЛАР ВА ХАЛАҚИТЛАР

9.1. Сигналларнинг тавсифлари ва турлари

Ахборотларни узатиш ва сақлаш сигналлар ёрдамида амалга оширилади. Алоқа ва бошқарув тизимларида электр сигналларидан фойдаланилади. Электр сигнали деб электр занжиридаги ток (ёки кучланиш)нинг узатилаётган хабарга мос равишда ўзгарувчи физик катталиқ тушунилади.

Сигналларни уларнинг асосий белгиларига қараб қуйидаги турларга бўлиш мумкин. Булар: узлуксиз ва дискрет сигналлар; аввалдан ўзгариш қонунияти маълум детерминант ва тасодифий шаклдаги сигналлар; оддий ва мураккаб сигналлар.

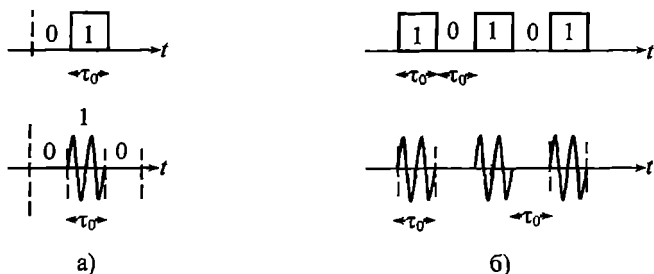
Детерминант – даврий такрорланувчи сигналлар математик нуқтаи назаридан маълум бир вақт функцияси шаклида ифодаланиши мумкин. Даврий такрорланувчи – детерминант сигнал ҳеч қандай ахборот бермайди, ташимайди.

Алоқа тизимининг асосий вазифаси ахборот олувчига унга номаълум маълумотни етказиб беришдан иборат. Ахборот ташувчи сигналнинг шакли уни қабул қилиш томонида аввалдан маълум эмас, у тасодифий кўринишда бўлади. Худди фойдали сигналларга ўхшаб халақитлар ҳам тасодифий шаклга эга нодетерминант бўлади. Аммо нодетерминант сигнал тушунчаси нисбий бўлиб, узатилаётган ахборотга мос ўзгарувчи сигналнинг шакли ахборот узатилаётган томон учун маълум бўлиб, қабул қилиш томони учун номаълум бўлади. Алоқа канали орқали узатилаётган сигналларнинг асосий бир неча параметрларидан бир ёки бир нечаси қабул қилиш томонида аввалдан маълум бўлади. Ушбу маълум параметрлар асосида унинг тасодифий шаклда ўзгарувчи параметри (бир ёки бир неча)дан узатилаётган ахборот ажратиб олинади.

Сигнал ва халақитлар бир-биридан тасодифий жараён сифатида принципиал фарқланмайди. Халақитлар ҳам электр нуқтаи назаридан сигнал бўлиб, у фақат бошқа алоқа тизими ёки қурилмаси учун фойдали ҳисобланади, у бир радиоқабул қилиш қурилмаси учун фойдали сигнал, бошқалари учун халақит

ҳисобланади. Фазога тарқатилаётган бир неча радиостанциялар электромагнит тўлкинларидан фақат биттаси бир ёки бир неча радиоқабул қилиш қурилмаси учун фойдали сигнал, қолганлари учун ҳалақит бўлиб ҳисобланади.

Математик ифодаси вақтнинг тасодифий функцияси бўлган сигналларни тасодифий сигналлар деб аталади. Хабарларни дискрет рақамли узатиш тизимларида 0 (– токсиз) ва 1 (+ токли) элементар сигналлардан фойдаланилади. Уларнинг давомийлиги – τ одатда бир хил бўлади. Бундай сигналларнинг ҳар бири алоҳида-алоҳида оддий сигнал (9.1а-рasm) деб аталади. Алоқа канали орқали узатиладиган элементар сигналлар кўп ҳолларда давомийлиги τ_0 бўлган гармоник сигналлардан иборат бўлади. Оддий элементар сигналлардан тузилган код комбинациялари мураккаб сигналлар деб аталади. (9.1б-рasm).



9.1-рasm. а) оддий сигнал, б) мураккаб сигнал.

Сигналлар назариясида сигнал базаси деган тушунчадан фойдаланилади. Сигнал базаси

$$B=2 \cdot T_c \cdot F_c \quad (9.1)$$

га тенг бўлиб, бунда T_c – сигнал давомийлиги, F_c – сигнал спектри деб тушунилади.

Оддий сигналлар учун $B \approx 1$, шунинг учун оддий сигналлар баъзан тор полосали, мураккаб сигналлар кенг полосали сигналлар деб ҳам аталади.

Юқоридагилардан ташқари эталон ёки синов сигналлари ҳам мавжуд. Булар: гармоник сигнал (9.2а-рasm).

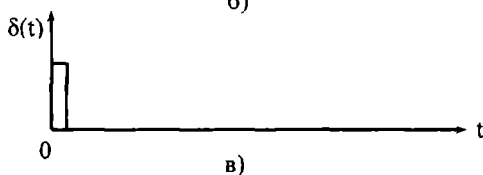
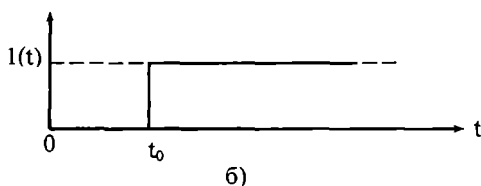
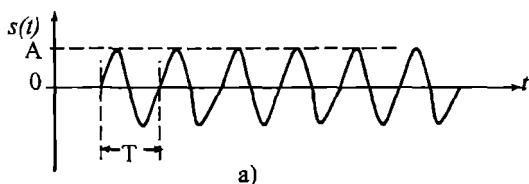
$$s(t) = A \sin(\omega_0 t + \varphi_0), \quad \text{агар } -\infty < t < \infty; \quad (9.2)$$

улаш функцияси ёки бирлик функция (9.2б-расм)

$$1(t) = \begin{cases} 0, & \text{агар } t < 0, \\ 1, & \text{агар } t > 0. \end{cases} \quad (9.3)$$

дельта функция – бирлик импульс (9.2в-расм)

$$\delta(t) = \begin{cases} 0, & \text{агар } t < 0, \\ \infty, & \text{агар } t = 0, \\ 0, & \text{агар } t > 0. \end{cases}, \quad \int_{-\infty}^{\infty} \delta(t) dt = 1 \quad (9.4)$$



9.2-расм. а) гармоник сигнал, б) улаш ёки бирлик сигнал, в) дельта функция.

9.2. Сигнал ва ҳалақитлар – тасодифий жараён

Хабар узатилганда қабул қилиш нуқтасида унинг шакли аввалдан маълум эмас, шунинг учун уни олдиндан маълум бир вақт функцияси кўринишида тасвирлаб бўлмайди. Худди шунингдек, қабул қилиш нуқтасида ҳалақитнинг пайдо бўлиш вақти, унинг қиймати аввалдан маълум эмас, чунки ҳалақитлар қайси физик жараёнлар натижасида ҳосил бўлишини олдиндан аниқ билиб бўлмайди, у тасодифий кўрсаткичларга эга.

Шундай қилиб, сигналлар ва ҳалақитлар математик нуқтаи назардан тасодифий жараёнлардир. Тасодифий жараён вақтнинг тасодифий функцияси билан ифодаланади, вақтнинг ҳар қандай қийматида ҳам унинг функцияси тасодифий катталikka эга. Умуман, аргумент ҳар қандай катталик бўлиши мумкин, электр сигналлар учун аргумент вазифасини вақт бажаради.

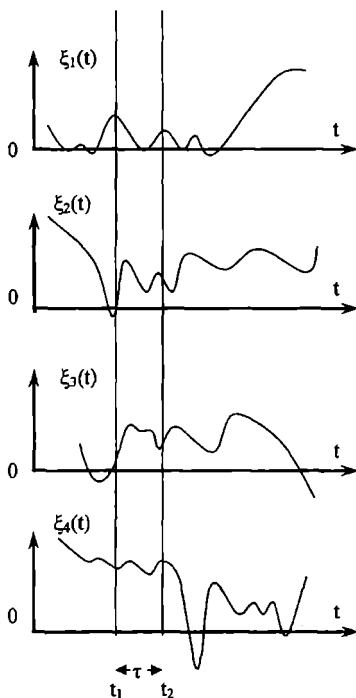
Тасодифий жараён $\zeta(t)$ тажриба ёки кузатиш натижасида қандайдир аниқ $\zeta_i(t)$ кўриниш (шакл)ни олади (9.3-расм). Тажриба ёки кузатиш натижасида тасодифий жараён қабул қилган кўриниш – унинг реализацияси деб аталади. Тажрибалар ёки кузатишлар натижасида тасодифий жараён қабул қилган кўринишларнинг жамламаси – реализация ансамбли деб аталади.

Тажрибадан сўнг тасодифий жараён қабул қилган кўринишлар энди тасодифий эмас, аммо бу тажрибадан сўнг тасодифий жараён қандай кўринишда бўлишини аввалдан башорат этиб бўлмайди, у тасодифий кўринишни қабул қилади.

Тасодифий жараён ҳар бир реализацияси ёки, реализациялар ансамбли асосида тасодифий жараённинг эҳтимоллик тавсифларини аниқлаш мумкин.

Бундай тавсифлар тасодифий жараённинг тақсимот қонунлари бўлиб, уларни тажриба асосида ва назарий ҳисоблаш натижасида аниқланади. Тақсимот қонунлари икки турли, булар: интеграл тақсимот қонуни ва дифференциал тақсимот қонунларидар.

Тасодифий жараён реализациялари t_1 вақтда $\zeta_1(t_1)$, $\zeta_2(t_1)$, $\zeta_3(t_1)$,... $\zeta_n(t_1)$ қийматларга эга бўлади (9.3-расм). Тасодифий жараённинг t_1 вақтдаги қиймати тасодифий қийматга эга бўлади.



9.3-расм. Тасодиғий жараёнларнинг реализациялари.

Бир ўлчамли интеграл тақсимот қонуни асосида тасодиғий жараённинг t_1 вақтдаги қиймати $\zeta(t_1)$ берилган x_1 дан катта бўлмаслиги аниқланади, яъни

$$F_1(x_1, t_1) = P[\zeta(t_1) \leq x_1]. \quad (9.5)$$

(1) ифоданинг хусусий ҳосиласи

$$\frac{\partial F_1(x_1, t_1)}{\partial x_1} = P_1(x_1, t_1) \quad (9.6)$$

тасодиғий жараён $\zeta_x(t)$ нинг $t=t_1$ вақт учун бир ўлчамли тақсимот қонунининг зичлиги деб аталади.

$F_1(x_1, t_1; x_2, t_2)$ тасодиғий жараён $\zeta_x(t)$ нинг қиймати t_1 вақтда x_1 дан ва t_2 вақтда x_2 дан кичик бўлиши икки ўлчамли интеграл

тақсимот қонуни деб аталади, яъни

$$F_2(x_1, t_1; x_2, t_2) = P[\zeta(t_1) \leq x_1; \zeta(t_2) \leq x_2]. \quad (9.7)$$

Икки ўлчамли эҳтимоллик зичлиги (9.7) ифодадан иккинчи тартибли ҳосила олиш орқали аниқланади

$$\frac{\partial^2 F_2(x_1, t_1; x_2, t_2)}{\partial x_1 \partial x_2} = P_2(x_1, t_1; x_2, t_2). \quad (9.8)$$

Олинган ҳосила тасодифий жараён $\zeta(t)$ нинг қиймати t_1 вақтда $x_1 + dx_1$ ва t_2 вақтда $x_2 + dx_2$ орасида бўлиш эҳтимоллигини ифодалайди.

Тасодифий жараённинг энг тўлиқ тавсифи унинг n -ўлчовли интеграл тақсимот қонуни бўлиб, у тасодифий жараённинг n -та исталган ондаги қийматларининг тақсимотини аниқлаш имкониятини беради, яъни

$$F_n(x_1, t_1; x_2, t_2; \dots; x_n, t_n) = P[\zeta(t_1) \leq x_1; \zeta(t_2) \leq x_2; \dots; \zeta(t_n) \leq x_n]. \quad (9.9)$$

n -ўлчамли интеграл тақсимот қонуни ифодаси (9.9) дан олинган n -тартибли хусусий ҳосила

$$\frac{\partial^n F_n(x_1, t_1; x_2, t_2; \dots; x_n, t_n)}{\partial x_1 \partial x_2 \dots \partial x_n} = P_n(x_1, t_1; x_2, t_2; \dots; x_n, t_n) \quad (9.10)$$

орқали n -ўлчамли эҳтимоллик зичлигини аниқлаш мумкин.

Агар тасодифий жараённинг ҳар қандай n -та вақт $t_1, t_2, t_3, \dots, t_n$ лар учун n -ўлчамли тақсимот қонуни маълум бўлса, бундай тасодифий жараён аниқланган ҳисобланади. Агар тасодифий жараён $\zeta(t)$ нинг қийматлари вақт t нинг ҳар қандай қиймати учун ўзаро бир-бирига боғлиқ бўлмаса, у ҳолда

$$P_n(x_1, t_1; x_2, t_2; \dots; x_n, t_n) = P_1(x_1, t_1) P_2(x_2, t_2) \dots P_n(x_n, t_n). \quad (9.11)$$

бўлади.

Демак, ҳар қандай вақтдаги қийматлари бир-бирига боғлиқ бўлмаган тасодифий жараённинг асосий тавсифи унинг бир

ўлчамли тақсимот қонунидир.

Тақсимот қонунлари тасодифий жараённинг энг тўлиқ тавсифлари ҳисобланади. Аммо уларни аниқлаш учун катта ҳажмдаги тажриба натижаларига ишлов бериш талаб этилади. Бундан ташқари жараёнга бундай тўлиқ тавсиф бериш ҳамма вақт ҳам, талаб этилмайди. Кўп ҳолларда амалий аҳамиятга эга масалаларни ҳал қилишда тасодифий жараённинг тўлиқ бўлмаса ҳам соддароқ тавсифларини билиш етарли ҳисобланади.

Тасодифий жараённинг шундай тавсифлари қаторига унинг ўртача қиймати ва корреляция функцияси киради.

Тасодифий жараённинг ўртача қиймати (математик кутилма қиймати) қуйидаги ифода орқали аниқланади:

$$\overline{x(t_1)} = \int_{-\infty}^{\infty} x_1 P_1(x_1, t_1) dx_1, \quad (9.12)$$

бунда $\overline{x(t_1)}$ устидаги тўғри чизик тасодифий жараён ўртача қиймати унинг бир неча реализацияларининг t_1 вақтдаги қийматлари орқали топилганлигини билдиради. Тасодифий жараённинг ўртача қиймати атрофида унинг бошқа қийматлари гуруҳланади (гўпланади). Ўртача қийматнинг квадрати қуйидагича аниқланади

$$\overline{x^2(t_1)} = \int_{-\infty}^{\infty} x_1^2 P_1(x_1, t_1) dx_1, \quad (9.13)$$

Дисперсия – тасодифий жараённинг бирор бир реализациясининг t_1 вақтдаги қийматини унинг ўртача қийматидан фарқининг ўртача квадрати шаклида аниқланади, яъни

$$D[x(t_1)] = \overline{[x(t_1) - \overline{x(t_1)}]^2} = \int_{-\infty}^{\infty} [x(t_1) - \overline{x(t_1)}]^2 dx_1 dx_2, \quad (9.14)$$

Дисперсия математик нуқтаи назардан тасодифий жараён қийматларини ўзининг ўртача қиймати атрофида тарқалганлигини (ёйилганлигини) билдирувчи (баҳоловчи) катталиқдир. Агар $\overline{x(t)} = 0$ бўлса, дисперсия ўртача қийматга тенг бўлади:

$$D[x(t_1)] = \overline{x^2(t_1)} = \sigma_x^2 \quad (9.15)$$

Ўртача қиймат ва дисперсия тасодифий жараённи алоҳида вақтлардаги тавсифларидир.

Агар тасодифий жараён сифатида сигнал назарда тутилган бўлса, у ҳолда: тасодифий жараён ўртача қиймати қурилманинг маълум қисмидаги кучланиш (ток) ўртача қийматини; ўртача қиймат квадрати эса қаршилиги шартли 1 Ом бўлган юкламада ажралаётган қувватни; дисперсия эса сигнал қувватининг ўзгарувчан қисмини англатади.

Тасодифий жараённинг t_1 ва t_2 вақтлардаги қийматлари $x(t_1)$ ва $x(t_2)$ орасидаги статистик боғланиш унинг корреляция функцияси орқали аниқланади. Бу боғланиш $x(t_1)$ ва $x(t_2)$ қийматларнинг ўртача қиймати шаклида аниқланади, яъни

$$B_{xx}(t_1, t_2) = \overline{x(t_1)x(t_2)} = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} x_1 x_2 P_2(x_1, t_1; x_2, t_2) dx_1 dx_2 \quad (9.16)$$

Икки тасодифий жараён $x(t_1)$ ва $y(t_2)$ нинг t_1 ва t_2 вақт қийматлари орасидаги статистик боғланиш уларнинг ўзаро корреляция функциялари орқали ифодаланади, яъни

$$B_{xy}(t_1, t_2) = \overline{x(t_1)y(t_2)} = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} xy P_2(x, t_1; y, t_2) dx dy \quad (9.17)$$

Агар $x(t)$ ва $y(t)$ тасодифий жараёнлар ўзаро боғлиқ бўлмаса, у ҳолда 2-ўлчамли тақсимот қонуни 1-ўлчамли тақсимот қонунлари кўпайтмаси шаклини олади, яъни

$$P_2(x, t_1; y, t_2) = P_1(x, t_1)P_1(y, t_2), \quad (9.18)$$

натихада $B_{xy}(t_1, t_2) = \overline{x(t_1)y(t_2)}$, $\overline{x(t_1)} = \overline{y(t_2)} = 0$ ва $B_{xy}(t_1, t_2) = 0$ бўлади.

Агар икки тасодифий жараён бир-бирига статистик боғлиқ бўлса, у ҳолда ўзаро корреляция функцияси ноҳолдан фарқланади; тескарисини ҳам вақт ҳам тўғри бўлмайди ва қўшимча таҳлил этишни талаб қилади.

Баъзи ҳолларда корреляция коэффиенти, нисбий корреляция тушунчаларидан фойдаланишга эҳтиёж сезилади.

Ягона тасодифий жараённинг t_1 ва t_2 вақтлардаги оний қийматлари орасидаги боғлиқлик корреляция коэффиенти $t_2 - t_1 = \tau \neq 0$ даги қийматининг, унинг $\tau = 0$ бўлгандаги қиймати шаклида аниқланади

$$R_x(t_1, t_2) = R_x(\tau) = \frac{B_x(t_1 - t_2)}{B_x(0)} = \frac{B_x(\tau)}{B_x(0)} \quad (9.19)$$

$R_x(\tau)$ одатда автокорреляция коэффиенти деб аталади ва унинг қиймати $+1$ ва -1 оралиғида бўлади. Агар $R_x = 1$ бўлса тўлиқ боғлиқлик, $R_x = 0$ бўлса боғлиқлик йўқ, $R_x = -1$ бўлса боғлиқлик қарама-қарши тескари бўлади.

Худди юқоридаги сингари $x(t_1)$ ва $y(t_2)$ тасодифий жараён орасидаги боғлиқлик ўзаро корреляция коэффиенти орқали баҳоланади

$$R_{xy}(t_1, t_2) = R_{xy}(\tau) = \frac{B_{xy}(\tau)}{B_{xy}(0)} \quad (9.20)$$

Ўзаро корреляция коэффиенти $R_{xy}(\tau)$ ҳам $+1$ ва -1 оралиғида бўлади. Бунда $R_{xy} = 1$ икки тасодифий жараён бир-бирига тўлиқ боғлиқлигини, $R_{xy} = 0$ икки тасодифий жараён ўзаро боғлиқ эмаслигини ва $R_{xy} = -1$ икки тасодифий жараён ўзаро қарама-қарши қийматга эга эканлигини билдиради.

Баъзи тасодифий жараёнлар, шу жумладан, нормал тақсимот қонунига бўйсунувчи тасодифий жараёнлар учун ўртача қиймат ва корреляция функцияси етарли маълумот берувчи тавсифлар ҳисобланади, амалда учрайдиган кўп тасодифий жараёнлар стационар жараёнлардир. Агар n -ўлчамли тақсимот қонуни n -нинг ҳар қандай қийматида t_1, t_2, \dots, t_n қийматлари фарқига боғлиқ ва алоҳида-алоҳида қийматларига боғлиқ бўлмаса, бундай тасодифий жараёнлар тор маънодаги стационар тасодифий жараёнлар деб аталади, яъни

$$P_n(x_1, t_1; x_2, t_2; \dots; x_n, t_n) = P_n(x_1, t_1 + \tau; x_2, t_2 + \tau; \dots; x_n, t_n + \tau) \quad (9.21)$$

Стационар тасодифий жараёнларнинг эҳтимоллик тавсифлари кузатиш вақти бошланишига боғлиқ эмас, фақат $\tau = t_i - t_j$ ораликқа боғлиқ.

Агар тасодифий жараённинг ўртача қиймати

$$\overline{x(t_1)} = \int_{-\infty}^{\infty} x_1 P_1(x_1, t_1) dx_1 \quad (9.22)$$

вақтга боғлиқ бўлмаса ва унинг корреляция функцияси фақат $\tau = t_i - t_j$ га боғлиқ бўлса, бундай тасодифий жараён кенг маънода стационар тасодифий жараён деб аталади, яъни

$$B_{xx}(t_1, t_2) = B_{xx}(t_2 - t_1) = B_{xx}(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} x_1 x_2 P_2(x_1, x_2, \tau) dx_1 dx_2 \quad (9.23)$$

Бундан буён стационар жараён деганда, кенг маънодаги стационар жараённи тушуниш керак.

Стационар тасодифий жараёнлар учун амалда кўп ҳолларда эргодиклик теоремасини қўллаш мумкин. Бу теоремага асосан тасодифий жараёнларнинг ансамбли бўйича аниқланган ўртача қиймати $T \rightarrow \infty$ ҳолатда вақт бўйича қийматларни ўрталаштириш натижасида олинган қиймати эҳтимоллиги бирга яқин даражада тенг деб ҳисобласа бўлади, яъни

$$\overline{x(t)} = \int_{-\infty}^{\infty} x P(x) dx = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^T x(t) dt = \tilde{x}(t) \quad (9.24)$$

$$\overline{x^2(t)} = \int_{-\infty}^{\infty} x^2 P(x) dx = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^T x^2(t) dt = \tilde{x}^2(t) \quad (9.25)$$

$$B_{xx}(\tau) = \overline{X(t)X(t+\tau)} = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} x_1 x_2 P_2(x_1, x_2, \tau) dx_1 dx_2 = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^T x(t)x(t+\tau) dt = \tilde{x}(t)x(t+\tau) \quad (9.26)$$

Эргодиклик хоссаси амалиётда катта аҳамиятга эга. Бу хосса тасодифий жараён бир неча реализацияларининг ўрнига битта реализациясини етарли даражадаги вақт давомида кузатиб, унинг

статистик тавсифларини аниқлаш имкониятини яратади. Мисол учун бирор бир радиотехник қурилма чиқишидаги шовқин хусусиятларини аниқлаш учун бир нечта бир хил қурилмадан фойдаланиш ўрнига, битта қурилма чиқишидаги шовқинни ишонarli статистик натижа олгунча кузатиб аниқлаш мумкин.

Корреляция функциясининг асосий хоссалари:

– эргодик жараённинг автокорреляция функцияси жуфт функция, яъни $B_{xx}(\tau) = B_{xx}(-\tau)$;

– эргодик жараённинг $\tau = 0$ бўлгандаги корреляция функцияси ушбу жараённинг ўртача қувватига тенг, яъни $B_{xx}(0) = \tilde{x}^2(t) = \sigma_x^2$;

– корреляция функциясининг ҳеч бир қиймати унинг $\tau = 0$ бўлгандаги қийматидан катта бўлмайди, яъни $B_{xx}(0) \geq B_{xx}(\tau)$, чунки

$$[\tilde{x}(t) - x(t + \tau)]^2 = \tilde{x}^2(t) - 2\tilde{x}(t)x(t + \tau) + x^2(t + \tau) = 2B_{xx}(0) - 2B_{xx}(\tau) \geq 0; \quad (9.27)$$

– корреляция функциясининг нисбий катталиги модули бирдан катта бўлмайди, яъни $|R_{xx}(\tau)| \leq 1$;

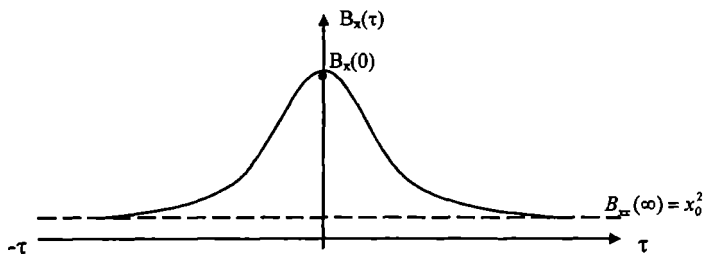
– агар тасодикий жараён автокорреляцион функцияси $\tau = 0$ да $B_{xx}(0) \neq 0$ ва $|\tau| > 0$ бўлганда $B_{xx}(\tau) = 0$ бўлса, у ҳолда тасодикий жараённинг $x(t)$ ва $x(t + \tau)$ қийматлари орасида боғлиқлик бўлмайди. Бундай тасодикий жараён тўлиқ (тоза) тасодикий жараён ҳисобланади;

– агар эргодик тасодикий жараён таркибида даврий такрорланувчи (детерминант) ташкил этувчиси бўлмаса, унинг корреляция функцияси $\tau \rightarrow \infty$ бўлганда нолга интилади, яъни $x(t)$ ва $x(t + \tau)$ ораларидаги боғлиқлик аста-секин камаяди ва $\tau \rightarrow \infty$ да нолга яқинлашади.

– агар эргодик тасодикий жараён таркибида доимий такрорланувчи (детерминант) ташкил этувчиси бўлса, у ҳолда $\tau \rightarrow \infty$ бўлганда, якуний корреляция функция $B_{xx}(\tau) = x_0^2$ бўлади, чунки

$$\lim_{\tau \rightarrow \infty} B_{xx}(\tau) = \lim_{\tau \rightarrow \infty} [\zeta(t) + x_0][\zeta(t + \tau) + x_0] = x_0^2. \quad (9.28)$$

9.4-расмда кўп ҳолатларда учрайдиган эргодик тасодикий жараён корреляцион функция хоссаларини намойиш этувчи чизма келтирилган.



9.4-расм. Тасодифий жараён ва детерминант сигнал корреляцион функцияси.

– даврий такрорланувчи жараён автокорреляция функцияси ўз даврига тенг жараён бўлади. Мисол учун

$x(t) = A_0 + \sum_{k=1}^{\infty} A_k \cos(k\omega t + \varphi_k)$ бўлса, унинг ўртача қиймати

$$B_{xx}(\tau) = \frac{1}{T} \int_0^T \sum_{k=0}^{\infty} \sum_{n=0}^{\infty} A_k A_n \cos(k\omega t + \varphi_k) \cos(n\omega t + \varphi_n) dt, \quad (9.29)$$

$n \neq k$ бўлганда косинуслар кўпайтмасидан олинган интеграл нолга тенг бўлади ва $n = k \neq 0$ ҳолат учун бу интеграл $\frac{1}{2} \cos k\omega \tau$ га тенг бўлади, натижада

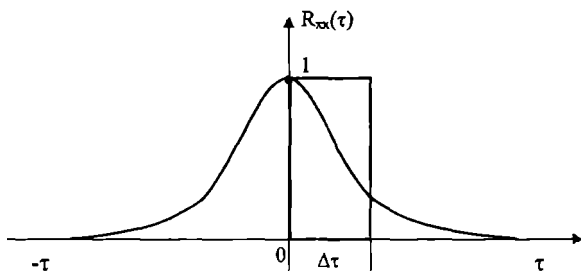
$$B_{xx}(\tau) = A_0^2 + \sum_{k=1}^{\infty} \frac{A_k^2}{2} \cos k\omega \tau \quad (9.30)$$

бўлади.

Эслатиб қўямиз, корреляция функцияси бирламчи даврий жараён гармоник ташкил этувчилари фазаларига боғлиқ эмас.

Корреляция оралиғи. Таркибида детерминант ташкил этувчиси бўлмаган тасодифий жараён учун $\Delta \tau$ нинг шундай оралик қийматини кўрсатиш мумкинки, агар $\tau > \Delta \tau$ бўлса, тасодифий жараённинг $x(t)$ ва $x(t + \tau)$ вақтдаги қийматлари орасидаги боғлиқлик камайиб боради, унинг боғлиқлиги (корреляцияси) йўқ деб

ҳисоблаш мумкин. $\Delta\tau$ нинг ушбу қиймати корреляция (боғлиқлик) оралиғи деб аталади. Уни одатда корреляция функцияси чизиғи ва абсисса ўқи билан чегараланган юзага тенг ҳамда баландлиги бирга тенг тўғри тўртбурчак асоси кенглиги орқали аниқланади (9.5-расм).



9.5-расм. Тасодифий жараён корреляция функцияси.

$$\Delta\tau = \frac{1}{B_x(0)} \int_{-\infty}^{\infty} B_x(\tau) d\tau = \int_{-\infty}^{\infty} R_x(\tau) d\tau \quad (9.31)$$

9.3. Флуктуацион ҳалақитнинг статистик тавсифлари

Флуктуацион ҳалақит стационар тасодифий жараён бўлиб, эҳтимоллик нормал (Гаусс) тақсимот қонунига бўйсунди. 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 бўйсунди.

Бир ўлчамли зичлик эҳтимоллик тақсимоти ифодаси Гаусс жараёни учун қуйидаги кўринишга эга:

$$P(w) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\delta} e^{-\frac{(w-\bar{w})^2}{2\delta^2}} \quad (9.32)$$

бунда, \bar{w} – тасодифий жараён ўртача қиймати; δ^2 – тасодифий жараён дисперсияси.

Флуктуацион ҳалақитлар учун w нинг мусбат ва манфий қийматлари бир хил эҳтимолликка эга, шунинг учун $\bar{w} = 0$, дисперсия δ^2 ҳалақитнинг қуввати P га тенг, ҳалақитнинг

эффeктив (самарали) киймати $U_{эp} = \sqrt{P} = \delta_n$. Юкоридагиларни эътиборга олиш натижасида халақит эътимоллиги зичлиги учун куйидаги ифодани оламиз:

$$P(w) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\delta_n} e^{-\frac{w^2}{2\delta_n^2}}. \quad (9.33)$$

Бунга мос равишда эътимоллик тақсимои интеграл функцияси куйидагича бўлади:

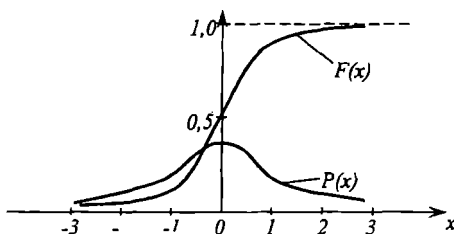
$$F(u_0) = P(u \leq u_0) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^{u_0} e^{-\frac{u^2}{2}} du = \frac{1}{2} [1 + \Phi(u_0)], \quad (9.34)$$

бунда, $u = \frac{w}{\delta_n}$ халақитнинг нисбий киймати;

$$\Phi(u) = \frac{2}{\sqrt{2\pi}} \int_0^u e^{-\frac{t^2}{2}} dt. \quad (9.35)$$

$\Phi(u)$ – эътимоллик интегралли ёки Крамп функцияси деб аталади. Крамп функцияси тоқ функция бўлиб $\Phi(-u) = -\Phi(u)$, бундан ташқари $\Phi(\infty) = 1$ ва $\Phi(0) = 0$

9.6-расмда Гаусс жараёни интеграл ва дифференциал тақсимои чизмалари келтирилган.



9.6-расм. Дифференциал ва интеграл тақсимои қонунлари.

Эътимоллик тақсимои қонуни асосида халақит кийматининг берилган ораликда бўлиш эътимоллигини аниқлаш мумкин, мисол учун u_1 ва u_2 ораликда бўлишини:

$$P[u_1 < u < u_2] = \int_{u_1}^{u_2} P(u) du. \quad (9.36)$$

(9.36) ифодадаги $P(u)$ ўрнига (9.35) ни қўйиб қуйидагини оламыз:

$$P(u_1 < u < u_2) = \frac{1}{2} [\Phi(u_2) - \Phi(u_1)] \quad (9.37)$$

(9.37) ифодага $u_2 = \infty$ ва $u_1 = u_0$ ни қўйиб, халақитнинг берилган u_0 дан катта қийматда бўлиш эҳтимоллигини ҳам аниқлаш мумкин:

$$P(u > u_0) = \frac{1}{2} [\Phi(\infty) - \Phi(u_0)] = \frac{1}{2} [1 - \Phi(u_0)] \quad (9.38)$$

(9.38) формула асосида ҳисоблашлар шуни кўрсатадики, халақитнинг берилган u_0 сатҳдан катта бўлиш эҳтимоллиги u_0 катталашган сари ундан тезроқ кичиклашади.

Халақит 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 кўришиб турибдики, халақит ўзининг эффектив (самарадор) қийматидан 3 марта катта бўлиш эҳтимоллиги жуда кам. Халақитнинг энг катта қиймати унинг эффектив қийматидан $3,5 \div 4,5$ маротаба катта, шунинг учун флукуацион халақитни импульссимон халақитдан фарқлироқ текис халақит деб аталади. Чунки импульссимон халақитнинг энг катта қийматининг энг кичик қийматига нисбати жуда катта ($10^2 \div 10^6$) бўлади.

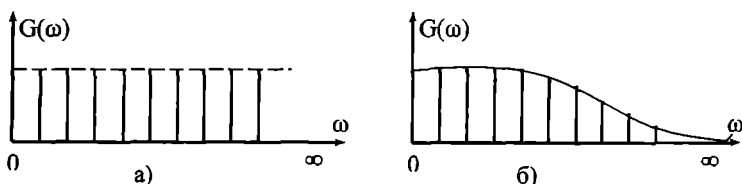
Флукуацион халақит ташкил этувчилари бир-бири билан статистик боғланишга эга бўлмаганлиги учун бундай халақитлар «оқ шовкин» халақитлар деб ҳам аталади, чунки унинг спектри оқ ранг спектрига ўхшаш жуда кенг, назарий нуқтаи назардан 0 дан ∞ орасида жойлашган. Флукуацион халақитлар автокорреляцион функциялари коэффициенти $R_{ij} = 0$ бўлади, агар $i \neq j$ бўлса ва $R_{ij} = 1$ бўлади, агар $i = j$ бўлса.

Флукуацион халақит n -ўлчамли эҳтимоллик тақсимот қонуни

қуйидаги ифода орқали аниқланади:

$$P_n(w_1, w_2, w_3, \dots, w_n) = \prod_{k=1}^n P(w_k) = \frac{1}{(2\pi\delta_n^2)^{n/2}} e^{-\frac{1}{2\delta_n^2} \sum_{k=1}^n w_k^2}. \quad (9.39)$$

«Оқ шовқин» шаклидаги флукуацион халақит энергетик спектри ҳамма частоталар диапазолида бир ҳил сатҳга эга. Шунинг таъкидлаш керакки, «оқ шовқин» тушунчаси идеаллаштирилган тушунча бўлиб, ҳақиқатда частота ошиши билан унинг энергетик спектри сатҳи ҳам камайиб боради (9.7-расм).



9.7-расм. а) Оқ шовқиннинг энергетик спектри, б) ҳақиқий флукуацион халақитнинг энергетик спектри.

Худди шунингдек, флукуацион халақит автокорреляцион функцияси $\Delta\tau \neq 0$ да маълум катталиқда бўлади, яъни $\Delta\tau$ нинг жуда кичик аммо нолга тенг бўлмаган қийматлари учун $R_{ij} \neq 0$ бўлади.

Амалда идеаллаштирилган шаклдан флукуацион халақит корреляция оралиғи $\Delta\tau$ радиотехник қурилма ёки тизимда ўтиш жараёни давомийлиги τ дан кичик бўлганда, яъни $\Delta\tau \ll \tau$ бўлганда фойдаланилади ёки радиотехник қурилма сигнал ўтказиш полосасида халақит спектрал ташкил этувчилари сатҳи ўзгармас деб ҳисобланади.

Амалдаги алоқа қурилмалари ва тизимларида юқоридаги шартлар одатда тахминан бажарилади, шунинг учун флукуацион халақитларни бу ҳолларда «оқ шовқин» деб ҳисоблаш мумкин.

Флукуацион 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 курилма 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:

$$w(t) = u(t) \cos[\omega_0 t + \varphi(t)], \quad (9.40)$$

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:

$$w(t) = u_1(t) \cos(\omega_0 t) + u_2(t) \sin(\omega_0 t), \quad (9.41)$$

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:

$$u(t) = \sqrt{u_1^2(t) + u_2^2(t)}, \quad \varphi(t) = \arctg \frac{u_2(t)}{u_1(t)}. \quad (9.42)$$

Агар бирламчи тасодифий жараён нормал (Гаусс) тақсимот қонунига бўйсунса, у ҳолда унинг ташкил этувчилари u_1 ва u_2 лар ҳам ўртача қиймати нолга ва дисперсияси δ_n^2 га тенг бўлган нормал тақсимот қонунига бўйсунди.

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

$$P(u_1, u_2) = \frac{1}{2\pi\delta_n^2} e^{-\frac{u_1^2 + u_2^2}{2\delta_n^2}} \quad (9.43)$$

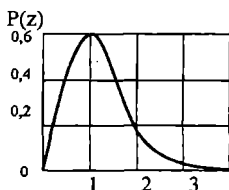
Тор полосали Гаусс тасодифий жараён ўровчиси эҳтимоллиги зичлиги қуйидаги формула орқали аниқланади:

$$P(U) = \frac{u}{\delta_n^2} e^{-\frac{u^2}{2\delta_n^2}}, \quad (u \geq 0). \quad (9.44)$$

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

$$P(z) = ze^{-\frac{z^2}{2}}, \quad (9.45)$$

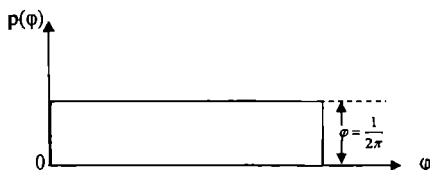
ифодани оламиз. Бу эҳтимоллик тақсимооти Реле тақсимот қонуни деб аталади (9.8-расм). Реле тақсимот қонунини бу тор полосали нормал тасодифий жараён ўровчиси қонуни бўлиб, у бир томонлама тақсимотга эга, кенг полосали флукуацион халақит эса икки томонлама нормал эҳтимоллик қонунига бўйсунди.



9.8-расм. Реле тақсимооти графиги.

Тор полосали тасодифий жараён фазаси φ нинг ҳамма қийматлари учун унинг эҳтимоллик зичлиги тақсимоти бир хил бўлади (9.9-расм),

$$p(\varphi) = \frac{1}{2\pi}, \quad (0 \leq \varphi \leq 2\pi). \quad (9.46)$$



9.9-расм. Тор полосали тасодифий жараён ташкил этувчиларининг бошланғич фазалари тақсимоти.

Кўп ҳолларда гармоник шаклдаги сигнал ва ҳалақит йиғиндисининг $z(t) = s(t) + w(t)$ нинг ўрочисини ва фазасини эҳтимоллигини тақсимотини аниқлаш талаб этилади. Агар ҳалақитни тор полосали деб ҳисобласак, у ҳолда

$$z(t) = s(t) + w(t) = (u_1 + A) \cos \omega_0 t + u_2 \sin \omega_0 t = u(t) \cos(\omega_0 t + \varphi) \quad (9.47)$$

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 ўрочисини қуйидаги ифода орқали аниқланади:

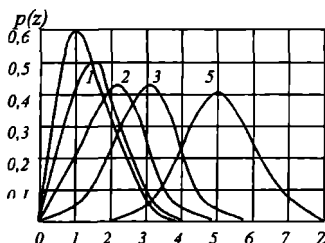
$$P(U) = \frac{1}{\delta_n^2} I_0 \left(\frac{Au}{\delta_n^2} \right) e^{-\frac{u^2 + A^2}{2\delta_n^2}}, \quad (9.48)$$

бунда, $I_0(x)$ — Бессель нолинчи тартибли модификацияланган функцияси, δ_n^2 — ҳалақит дисперсияси. (9.48) ифода Реле умумлашган эҳтимоллик тақсимот қонуни ёки Райс тақсимот қонуни деб аталади. Сигнал амплитудаси $A=0$ 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

$$P(z) = ze^{-\frac{a^2+z^2}{2}} \times I_0(az). \quad (9.49)$$

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 $P_n = \delta_n^2$ - халақит қуввати.



9.10-расм. Реле умумлашган тақсимоти.

Сигнал ва халақит йиғиндиси фазаларнинг тақсимоти қуйидаги ифодалар орқали аниқланади:

$$P(\varphi) = \frac{1}{2\pi} e^{-\frac{A^2}{2\delta_n^2}} + \frac{1}{2} \frac{A \cos \varphi}{\sqrt{2\pi\delta_n^2}} \left[1 + \Phi \left(\frac{A \cos \varphi}{2\delta_n^2} \right) \right] e^{-\frac{A^2 \sin^2 \varphi}{2\delta_n^2}}, \quad (9.50)$$

бунда, $\Phi(x)$ – Крамп функцияси. (9.50) ифодадан $A=0$ бўлган ҳолда фазаларнинг бир текис тақсимот қонуни келиб чиқади.

Назорат саволлари

1. Узлуксиз сигнал деб қандай сигналга айтилади? Узлуксиз сигнал вақт диаграммасини чизиб кўрсатинг.
2. Сатҳ бўйича дискретлаш деганда нимани тушунасиз? Сатҳ

бўйича дискретлаш (квантланган) сигнал вақт диаграммасини чизинг.

3. Вақт бўйича дискретлаш деганда қандай жараёни тушунасиз? Вақт бўйича дискретлаш сигнал вақт диаграммасини чизинг.

4. Рақамли сигнал деганда қандай сигнални тушунасиз? Рақамли сигнал вақт диаграммасини чизинг.

5. Детерминант сигнал деб қандай сигналларга айтилади? Детерминант сигнал вақт диаграммасини чизинг ва математик ифодасини ёзинг.

6. Тасодифий сигнал деб қандай сигналга айтилади?

7. Оддий ва мураккаб сигналларнинг бир-биридан фарқини айтиб беринг.

8. Синов сигналлари турларини санаб ўтинг ва уларнинг вақт диаграммаларини чизинг.

9. Тасодифий жараён бир реализацияси қандай кўринишда бўлади? Тасодифий жараён графигини чизинг.

10. Эҳтимоллик интеграл тақсимот қонуни графигини чизинг, бир ўлчамли интеграл тақсимот қонуни нимани англатади?

11. Эҳтимоллик дифференциал зичлиги қонуни графигини чизинг. Бир он учун дифференциал зичлик қонуни нимани англатади?

12. Тасодифий жараён асосий параметрларини айтиб беринг. Ўртача қиймат ва дисперсия нима?

13. Автокоррекция функцияси деганда нимани тушунилади?

14. Ўзаро коррекция функцияси деганда нимани тушунилади?

15. Коррекция коэффициенти нима ва у қандай ораликда ўзгаради?

16. Эргодиклик хоссаси нима?

17. Вақт бўйича ўртача қиймат формуласини ёзинг.

18. Автокорреляция функцияси формуласини ёзинг.

19. Корреляция формуласини ёзинг.

20. Автокорреляция функциясининг асосий хоссаларини айтиб беринг.

21. Корреляция оралиғи нима ва у қандай аниқланади?

22. Нормал тақсимот қонуни графигини чизинг.

23. Нормал тақсимот қонуни умумий формуласини ёзинг.

24. Флуктуационл халақит қайси эҳтимоллик қонунига бўйсунди?

25. Қандай халақит «оқ шовқин» шаклидаги халақит деб аталади?

26. Тор полосали халақит нима? Унинг математик ифодасини келтиринг ва вақт диаграммасини чизинг.

27. Тор полосали халақит синфаз ва квадратура ташкил этувчилари амплитудаси қайси қонунга бўйсунди?

28. Тор полосали халақит ўровчиси қайси қонунга бўйсунди?

29. Реле қонуни графигини чизинг.

30. Флуктуацион халақит фазаси эҳтимоллиги қандай тақсимот қонунига бўйсунди?

10. СИГНАЛЛАРНИ ЭЛЕМЕНТАР ТАШКИЛ ЭТУВЧИЛАРГА ЁЙИШ

10.1. Сигналларни элементар ташкил этувчиларга ёйиш тўғрисида умумий тушунчалар

Умуман сигналлар мураккаб кўринишга эга бўлиб, кўп ҳолларда уларни оддий элементар ташкил этувчиларга ёйишга эҳтиёж пайдо бўлади. Мураккаб сигналлар кўп ҳолларда оддий сигналларнинг чизикли йиғиндиси шаклида қуйидагича ифодаланиши мумкин:

$$s(t) = \sum_{k=1}^n a_k \varphi_k(t) \quad (10.1)$$

Сигналлар чизикли алоқа тизимларидан ўтишини таҳлил этишда уларни оддий элементар сигналларга ёйиш бир қатор қулайликлар яратади. Бунда чизикли радиотехник занжир (ЧРЗ) киришига оддий элементар сигналлар берилади ва ЧРЗ акс таъсири аниқланади. Чиқиш сигнали $U_{\text{чикс}}$ ЧРЗ акс таъсирларини мос коэффициентлар a_n га кўпайтириб, уларнинг йиғиндиси шаклида аниқланади.

Оддий сигнал $\varphi_n(t)$ шундай танланадики, уларнинг ҳар бирини тегишли мос коэффициентларига кўпайтмасининг йиғиндиси $s(t)$ га яқинлашиши керак. Ушбу яқинлик – тенглашиш оддий сигналларни танлаш ва уларнинг сонига боғлиқ. Бундан ташқари a_n коэффициентлар осон аниқланиши керак ва уларнинг сонининг ошиши аввалгиларининг қийматига таъсир этмаслиги шарт. Қўшилаётган янги ташкил этувчилар (10.1) тенгликнинг янада аниқроқ бажарилишига олиб келиши керак.

Юқоридаги талабларга $-\frac{T}{2} < t < \frac{T}{2}$ оралиғида $\varphi_1(t), \varphi_2(t), \varphi_3(t), \dots, \varphi_n(t)$ функциялардан олинган интеграл агар $i \neq j$ бўлганда нолга тенг бўлган ортогонал функциялар жавоб беради, яъни

$$\int_{-T/2}^{T/2} \varphi_i(t) \varphi_j(t) dt = 0, \quad \text{агар } i \neq j \quad (10.2)$$

Ушбу $\varphi_1(t), \varphi_2(t), \varphi_3(t), \dots, \varphi_n(t)$ функцияларнинг ҳар бирининг квадрати қандайдир ўзгармас катталиқка эга бўлади, яъни

$$\int_{-T/2}^{T/2} [\varphi_i(t)]^2 dt = c_i; \quad \int_{-T/2}^{T/2} [\varphi_j(t)]^2 dt = c_j; \quad \int_{-T/2}^{T/2} [\varphi_k(t)]^2 dt = c_k \quad \text{ва ҳаказо.} \quad (10.3)$$

Бу ҳолда ҳар бир оддий элементар сигнални ўзининг квадратининг квадрат илдиз остидаги қийматига бўлсак, янги бир ортогонал функциялар тўпламини оламиз, яъни

$$\psi_i(t) = \frac{\varphi_i(t)}{\sqrt{c_i}}; \quad \psi_j(t) = \frac{\varphi_j(t)}{\sqrt{c_j}}; \quad \psi_k(t) = \frac{\varphi_k(t)}{\sqrt{c_k}} \quad \text{ва ҳаказо.} \quad (10.4)$$

Бу янги $\psi_1(t), \psi_2(t), \psi_3(t), \dots, \psi_n(t)$ функциялар тўплами нафақат ўзаро ортогонал, балки уларнинг нисбий қийматлари 0÷1 оралиғида бўлади. Бундай функциялар тўплами ортогонал – нормаллашган, қисқача ортонормал функциялар деб юритилади. Уларнинг ҳар иккисининг бир-бирига кўпайтмасидан $-\frac{T}{2} < t < \frac{T}{2}$ оралиғида олинган интеграл, яъни

$$\int_{-T/2}^{T/2} \psi_i(t) \psi_j(t) dt = \begin{cases} 0, & \text{агар } i \neq j \\ 1, & \text{агар } i = j \end{cases} \quad (10.5)$$

бўлади. Натижада $s(t)$ мураккаб сигнал ортонормал функциялар ёрдамида қуйидагича ифодаланади:

$$s(t) = \sum_{k=1}^n a_k \psi_k(t), \quad (10.6)$$

бунда, a_k – оддий элементар сигнал миқдор коэффициентлари. Миқдор коэффициентлари a_k ларни аниқлаш учун (10.6)

ифоданинг ҳар икки томонини $\psi_i(t)$ га кўпайтириб $-\frac{T}{2} < t < \frac{T}{2}$ оралигида интеграллаш керак:

$$\int_{-T/2}^{T/2} s(t)\psi_i(t)dt = \sum_{k=1}^n a_k \int_{-T/2}^{T/2} \psi_k(t)\psi_i(t)dt$$

(10.5) ифодани эътиборга олиш натижасида a_i ни аниқлаш ифодасини оламиз

$$a_i = \int_{-T/2}^{T/2} s(t)\psi_i(t)dt \quad (10.7)$$

(10.7) формула орқали аниқланган a_i коэффицентлар Фурье қаторининг умумлашган коэффицентлари деб аталади ва (10.6) формула Фурье умумлашган қатори деб аталади.

Алоқа назарияси ва тизимларида асосан мураккаб сигналларни икки турли: тригонометрик функциялар ва $\sin x/x$ функциялари кўринишидаги ортогонал функцияларга ёйиш усулидан фойдаланилади. Биринчи тур ортогонал функцияларга ёйишда сигнал одатдаги Фурье қаторига ёйилади ва иккинчиси В.А.Котельников қаторига яни дискрет вақтлар учун $\sin x/x$ кўринишидаги функциялар қаторига ёйиш. Кейинги йилларда Уолш, Лаггер, Лежандр ва вейвлет ортогонал функцияларига ёйишдан ҳам фойдаланилмоқда.

Мураккаб сигналларни оддий ортогонал функцияларга ёйишда (10.5) ифода маълум берилган, талаб этиладиган хатолик ε дан катта бўлмаслиги керак, яъни

$$\tilde{\varepsilon}^2 \leq \int_{-T/2}^{T/2} [s(t) - \sum a_n \psi_n(t)]^2 dt. \quad (10.8)$$

Хатолик $\tilde{\varepsilon}^2$ ўзининг энг кичик қийматига эга бўлиши учун a_n коэффицентлар умумлашган Фурье қатори коэффицентларига тенг бўлиши керак. Мураккаб сигнал $s(t)$ оддий сигналларга ёйишда унинг ташкил этувчилари сон $n \rightarrow \infty$ бўлса, хатолик $\tilde{\varepsilon}^2$ нолга интилади, натижада Парсевал тенглигини оламиз, яъни

$$\int_{-T/2}^{T/2} s^2(t) dt = \sum_{k=1}^{\infty} a_k^2 = P_c, \quad (10.9)$$

бунда, P_c – мураккаб сигнал $s(t)$ қуввати.

Агар (10.9) тенглик бажарилса, ортонормал функциялар (10.4) тўлиқ тўплам ҳисобланади. Шунинг учун (10.9) формуладаги шартнинг бажарилиши мураккаб сигнални оддий элементар ортонормал ташкил этувчиларга ёйиш учун етарли ва зарурий шарт ҳисобланади.

Тасодифий шаклдаги сигналлар ва халақитларни ҳам оддий элементар ташкил этувчиларга ёйиш мумкин, бунда миқдор коэффицентлари a_n лар ҳам тасодифий қийматга эга бўлади. Агар тасодифий сигнални $-\frac{T}{2}, \frac{T}{2}$ орасидаги реализациясини (10.1) ёки (10.6) умумлашган Фурье қаторига ёйсақ, бунда a_k миқдорий коэффицентлар маълум бир эҳтимоллик билан у ёки бу катталikka эга бўлади.

10.2. Сигналларни спектрал ташкил этувчиларга ёйиш

Мураккаб сигналларни тадқиқ этишда асосан уларни Фурье қатори ёки интегрални кўринишида ифода этишдан фойдаланилади. Математик нуқтаи назардан Дирехле талабига жавоб берадиган ҳар қандай сигнал $s(t)$ тригономик қатор шаклида тасаввур этилиши мумкин:

$$s(t) = a_0 + \sum_{k=1}^{\infty} (a_k \cos k\omega_0 t + b_k \sin k\omega_0 t), \quad (10.10)$$

бунда,

$$\omega_0 = \frac{2\pi}{T}; \quad a_k = \frac{2}{T} \int_{-T/2}^{T/2} s(t) \cos k\omega_0 t dt; \quad b_k = \frac{2}{T} \int_{-T/2}^{T/2} s(t) \sin k\omega_0 t dt. \quad (10.11)$$

(10.10) ифодада a_0 - сигнал $s(t)$ -нинг ўртача қиймати бўлиб, уни сигналнинг доимий ташкил этувчиси деб аталади ва $-\frac{T}{2}, \frac{T}{2}$ вақт орасида қуйидаги формула орқали аниқланади:

$$a_0 = \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} s(t) dt. \quad (10.12)$$

Баъзи ҳолларда $s(t)$ сигнални комплекс Фурье қатори шаклида ифодалаш қулайликлар туғдиради, яъни

$$s(t) = \frac{1}{2} \sum_{k=-\infty}^{\infty} \dot{A}_k e^{jk\omega_0 t}, \quad (10.13)$$

бунда, $\dot{A}_k = A_k e^{-j\theta_k} = a_k - jb_k$; $A_k = |A_k|$.

\dot{A}_k комплекс катталик бўлиб, у қуйидаги ифода орқали аниқланади:

$$\dot{A}_k = \frac{2}{T} \int_{-T/2}^{T/2} s(t) e^{-jk\omega_0 t} dt \quad (10.14)$$

(10.13) ва (10.14) ифодалар Фурье жуфтлигини ташкил этади. Бу ифодалар ёрдамида, агар сигнал $s(t)$ вақт функцияси шаклида маълум бўлса, унинг комплекс ташкил этувчилари \dot{A}_k катталикларини аниқлаш мумкин ва аксинча сигналнинг \dot{A}_k комплекс ташкил этувчилари маълум бўлса сигнал $s(t)$ ни вақт функцияси шаклида ифодалаш мумкин.

Шуни алоҳида таъкидлаш керакки, Фурье қаторига нафақат даврий сигналларни, балки даврий бўлмаган сигналларни ҳам ёйиш мумкин. Бунда $s(t)$ сигнал ёки халақит вақт функцияси сифатида давом этган ҳамма бўлаги $-\frac{T}{2}, \frac{T}{2}$ орасида берилган функция деб ҳисобланади ва Фурье қаторига ёйилади, яъни қуйидаги кўринишни олади:

$$s(t) = a_0 + \sum_{k=1}^{\infty} (a_k \cos k\omega_0 t + b_k \sin k\omega_0 t), \quad (10.15)$$

бунда, a_0 – тасодифий сигнал ёки халақитнинг ўртача қиймати ҳисобланади; a_k ва b_k – тасодифий қийматларга эга бўлиб, флуктуацион халақитлар учун нормал тақсимот қонунига

бўйсунди. Фурье қаторига ёйишдаги a_k коэффициентлар сигнал спектрал ташкил этувчиларининг эффе́ктив қийматига тенг бўлади. Сигналнинг тўлиқ қуввати,

$$P = \overline{s^2(t)} = \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} s(t) dt = \sum_{k=1}^{\infty} a_k^2. \quad (10.16)$$

Одатда сигнал ва халақитлар спектри чекланган бўлади. Бу ҳолда унинг спектрал ташкил этувчилари сигнал базаси $B_c = 2T_c F_c$ га тенг бўлади. Бунда F_c – сигнал спектри кенглиги; T_c – сигнал давомийлиги.

Амалда сигнал спектри унинг 95 ёки 99 % қувватини ташкил этувчи спектр ташкил этувчилари жойлашган полоса билан аниқланган.

Сигнал спектри кенглиги алоқа тизими вазифасига ва қандай аниқликда узатишга бўлган талаблар ва яна бир қатор қўшимча талабларга боғлиқ. Масалан: телефон алоқаси учун 300÷3400 Гц; телекўрсатувчлар учун 0÷6,5 МГц; радиоэшиттиришлар учун (тоифасига қараб) 30÷15000 Гц; рақамли (дискрет) сигналлар учун уларни узатиш тезлигига боғлиқ ва ҳоказо. Назарий нуқтаи назардан бир вақтнинг ўзида сигнал давомийлигини ва спектри кенглигини чегаралаш мумкин эмас, чунки давомийлиги чекланган сигнал чексиз кенг спектрга эга ва спектр кенглиги нолга интилса, унинг давомийлиги чексиз бўлади.

Нодаврий сигнални даврий чексизга интилувчи ($T \rightarrow \infty$) даврий сигнал деб таҳлил этиш мумкин. Бу ҳолда сигнал спектри ташкил этувчилари орасидаги масофа нолга интилади ва спектрал ташкил этувчилар амплитудаси чексиз кичик бўлади. Сигнални комплекс ташкил этувчиларга ёйиш ва комплекс ташкил этувчилар орқали сигнални вақт функцияси шаклида тиклаш Фурье тўғри ва тескари ўзгартиришлар, нодаврий сигнал учун қуйидаги Фурье интеграл тўғри ва тескари ўзгартиришлари жуфтлигига айланади:

$$s(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} s(j\omega) e^{j\omega t} d\omega; \quad (10.17)$$

$$s(j\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} s(t)e^{-j\omega t} dt, \quad (10.18)$$

бунда, $S(j\omega)$ – сигнал спектри зичлиги. Сигнал спектрал тавсифи комплекс катталиқ бўлгани учун уни қуйидаги кўринишга келтириш мумкин:

$$S(j\omega) = A(\omega) + jB(\omega) = s(\omega)e^{-j\varphi(\omega)}, \quad (10.19)$$

$$\text{бунда, } A(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} s(t) \cos \omega t dt; \quad B(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} s(t) \sin \omega t dt.$$

Спектрал тавсиф модули ва фазаси қуйидагича аниқланади:

$$S(\omega) = \sqrt{|A(\omega)|^2 + |B(\omega)|^2}; \quad \varphi(\omega) = \arctg \frac{B(\omega)}{A(\omega)}. \quad (10.20)$$

Нодаврий сигналларнинг таркибий ташкил этувчилари уларнинг амплитуда-частота ва фаза-частота тавсифлари орқали тўлиқ аниқланади. Мисол тариқасида кўнғироқсимон кўринишдаги сигнал спектрини кўриб чиқамиз. Кўнғироқсимон импульс қуйидаги формула орқали ифодаланади:

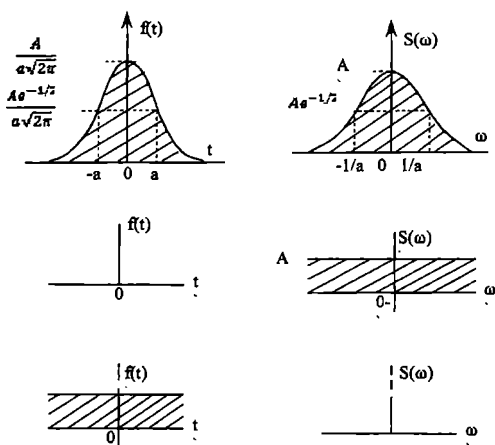
$$s(t) = \frac{A}{a\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{t^2}{2a^2}}. \quad (10.21)$$

Ушбу функциянинг ажойиб хусусиятларидан бири унинг Фурье ўзгартириши натижасида аниқланган спектри функцияси ҳам кўнғироқсимон шаклга эга, яъни:

$$s(j\omega) = \frac{A}{a\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^{\infty} e^{-\left(\frac{t^2}{2a^2} + j\omega t\right)} dt = Ae^{-\frac{1}{2}a^2\omega^2}. \quad (10.22)$$

10.1-расмда (10.21) ва (10.22) тўғри ва тескари Фурье ўзгартиришлари орқали боғланган $s(t)$ ва $S(j\omega)$ графиклари келтирилган. Ушбу расмлардан кўришиб турибдики, a – кўрсаткичнинг ўзгариши импульсни кенгайтишига ёки торайишига олиб келади. Кенг импульс спектри тор импульс спектрига

қараганда торроқ бўлади. Бу ҳамма шаклдаги сигнал импульсларига тегишли, яъни сигналнинг спектри кенглиги импульс кенглигига тескари пропорционал бўлади. 10.1-расмда a – кўрсаткичнинг қийматларига қараб сигнал $s(t)$ нинг ва унинг спектри $S(j\omega)$ нинг ўзгариши келтирилган. A ва a коэффициентларнинг нисбати сақланган ҳолда уларнинг қийматининг ошиши натижасида импульс доимий сигнал шаклини олади, унинг частотаси нолга тенг бўлади.



10.1-расм. Кўнғироксимон импульс ва унинг чегаравий кўринишлари.

10.3. Сигнал энергетик спектри

Тасодикий жараённи маълум бир T вақт давомида кузатиш натижасида унинг шу қисмига тегишли амплитуда спектрини аниқлаш мумкин, яъни:

$$S_{\tau}(j\omega) = \int_0^T s(t)e^{-j\omega t} dt. \quad (10.23)$$

Бу (10.23) функция тасодикий бўлади, уни тасодикий жараённинг $t > T$ қисмига татбиқ этиб бўлмайди. Энергетик спектр

тушунчасини киритамиз, натижада тасодифий жараён учун унинг спектр функцияси тасодифий бўлмаслигига эришамиз.

Маълумки стационар тасодифий жараёнлар корреляция функцияси уни тасодифий жараённинг қайси вақтида аниқланишига боғлиқ эмас, яъни t_1 ва t_2 ларнинг алоҳида кийматларига боғлиқ эмас. Агар $\tau = t_2 - t_1$ ўзгаришсиз сақланса, стационар тасодифий жараён корреляция функцияси ўзгармайди. Шунинг учун сигнал энергетик спектрини унинг корреляция функцияси орқали аниқлаш мумкин, яъни:

$$G(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} B(\tau) e^{-j\omega\tau} d\tau. \quad (10.24)$$

Фурье тескари ўзгартириши натижасида $B(\tau)$ ни аниқлаш мумкин, яъни:

$$B(\tau) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} G(\omega) e^{j\omega\tau} d\omega. \quad (10.25)$$

(10.24) ва (10.25) ифодалар бир-бири билан Фурье тўғри ва тескари ўзгартиришлари орқали боғланган бўлиб, уларни Винер-Хинчин формулалари деб аталади.

Маълумки корреляция функцияси жуфт функция, яъни $B(-\tau) = B(\tau)$, шунини эътиборга олган ҳолда (10.24) ва (10.25) формулаларни қуйидаги шаклга келтириш мумкин:

$$B(\tau) = \frac{1}{\pi} \int_{-\infty}^{\infty} G(\omega) \cos \omega\tau d\omega; \quad (10.26)$$

$$G(\omega) = 2 \int_{-\infty}^{\infty} B(\tau) \cos \omega\tau d\tau. \quad (10.27)$$

(10.25) формуладан фойдаланиб $G(\omega)$ функциянинг физик мазмунини аниқлаш мумкин. Бунинг учун $\tau = 0$ деб ҳисоблаймиз, натижада қуйидагига эришамиз:

$$B(0) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} G(\omega) d\omega = P, \quad (10.28)$$

бунда, P – тасодифий жараённинг тўлиқ қуввати.

(10.28) формуладан кўринадики, $G(\omega)$ функция тасодифий жараён қуввати спектрининг зичлигини ифодалайди ва Вт/Гц ўлчов бирлигига эга бўлиб, ҳар бир Гц полосага мос келувчи тасодифий жараён қувватини баҳолайди. Тасодифий жараённинг берилган $\Delta\omega = \omega_2 - \omega_1$ полосадаги умумий қуввати $G(\omega)$ дан ω_1 дан ω_2 гача интеграл олиш орқали аниқланади, яъни:

$$P_{\omega_1+\omega_2} = \frac{1}{2\pi} \int_{\omega_1}^{\omega_2} G(\omega) d\omega. \quad (10.29)$$

Энергетик спектрни тасодифий жараён амалга оширилган давомийлиги T бўлган қисми учун қуйидагича аниқлаш мумкин. Парвеса тенглиги ёрдамида $x(t)$ тасодифий жараённинг T вақт давомида ажралган энергияси

$$E_T = \int_0^T x^2(t) dt = \frac{1}{\pi} \int_0^{\infty} |S_T(j\omega)|^2 d\omega. \quad (10.30)$$

Тасодифий ўртача қуввати E_T/T орқали $T \rightarrow \infty$ шарти учун қуйидагига тенг бўлади:

$$P = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{E_T}{T} = \frac{1}{\pi} \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^{\infty} |S_T(j\omega)|^2 d\omega, \quad (10.31)$$

(10.29) ва (10.31) ни таққослаш натижасида $G(\omega)$ (энергетик спектр) ва $s(j\omega)$ (амплитуда спектри) орасидаги боғланиш ифодасини оламиз, яъни

$$G(\omega) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{2|S(j\omega)|^2}{T} \quad (10.32)$$

Энергетик спектр тушунчаси тасодифий жараён реализациясини ўртача тавсифлайди. Агар тасодифий жараён энергетик спектри $G(\omega)$ паст частоталар диапазонида жойлашган бўлса, бу процесс спектри $G(\omega)$ юқори частоталар диапазонида жойлашган тасодифий жараёнга нисбатан секинроқ ўзгарувчи

бўлади. Тор полосали тасодифий жараённинг энергетик спектри $\Delta\omega$ ўртача частота ω_0 атрофида жойлашган бўлади ва $\Delta\omega \ll \omega_0$ бўлади. Бу тасодифий жараён аввал кўриб ўтганимиздек, амплитудаси ва фазаси аста ўзгарувчи ўртача частотаси ω_0 га тенг бўлган гармоник тебранишни эслатади.

Энергетик спектр ва корреляция функцияси бир-бири билан Фурье тўғри ва тескари жуфт ўзгартириш орқали боғланганлиги учун уларга нисбатан спектрал таҳлил теоремасини қўллаш мумкин. Ушбу теоремага асосланган баъзи натижалар 10.1-жадвалда келтирилган. Бунда $\bar{x}=0$, $x_1(t)$ ва $x_2(t)$ функциялар ўзаро боғлиқ эмас деб ҳисобланган.

10.1-жадвал.

$x(t)$	$B_2(\tau)$	$G(\omega)$
$x_1(t) + x_2(t)$	$B_1(\tau) + B_2(\tau)$	$G_1(\omega) + G_2(\omega)$
$x(ct)$	$B(c\tau)$	$\frac{1}{c}G\left(\frac{\omega}{c}\right)$
$x(t-t_0)$	$B(\tau)$	$G(\omega)$
$x(t)e^{-j\Omega t}$	$B(\tau)e^{j\Omega\tau}$	$G(\omega) + \Omega$
$x_1(t) x_2(t)$	$B_1(\tau) \cdot B_2(\tau)$	$\frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} G_1(\nu)G_2(\omega-\nu)d\nu$

Энергетик спектри $G(\omega) = \frac{N_0}{2}$ частоталар диапазони $-\infty < \omega < \infty$ да жойлашган тасодифий жараён «оқ шовкин» туридаги флуктуацион халақитга тегишли бўлиб, бу спектр частота $\omega_0 = 0$ га нисбатан симметрик жойлашган, шунинг учун $G(\omega)$ қиймати ҳақиқий қиймати N_0 дан икки марта кичик қилиб олинган. N_0 - халақитнинг 1 Гц полосадаги қувватига тўғри келади. Оқ шовкиннинг корреляция функцияси қуйидагига тенг:

$$B(\tau) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} G(\omega)e^{j\omega\tau} d\omega = \frac{N_0}{4\pi} \int_{-\infty}^{\infty} e^{j\omega\tau} d\tau \quad (10.33)$$

Тасодифий жараёнлар учун унинг спектри кенглиги $\Delta\omega$ ва корреляцияси оралиғи $\Delta\tau$ лар орасида умумий боғлиқлик бор, яъни

$$\Delta f \cdot \Delta \tau \geq \mu \approx 1 \quad (10.34)$$

бунда, μ – доимий коэффициент бўлиб, тахминан бирга тенг.

Энергетик спектр кенглиги Δf корреляция оралиғи $\Delta \tau$ га ўхшаш ифода орқали аниқланади:

$$\Delta \omega = 2\pi\Delta f = \frac{1}{G(\omega)} \int_{-\infty}^{\infty} G(\omega) d\omega \quad (10.35)$$

Корреляция функцияси $B(\tau) = a^2 e^{-\alpha|\tau|}$ ифода орқали аниқланадиган жараён энергетик спектри қуйидагича аниқланади:

$$G(\omega) = 2 \int_0^{\infty} a^2 e^{-\alpha|\tau|} \cos \omega \tau d\tau = \frac{2a^2 \alpha}{\pi(\alpha^2 + \omega^2)} \quad (10.36)$$

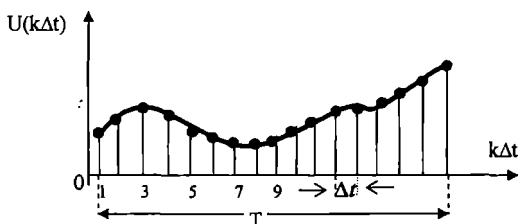
Жараён қуввати $B(0) = a^2$ бўлиб, $\int_{-\infty}^{\infty} B(\tau) d\tau = \frac{2a^2}{\alpha}$ ва корреляция оралиғи таърифига асосан $\Delta \tau = \frac{2}{\alpha}$; спектр доимий ташкил этувчиси қуввати $G(0) = \frac{2a^2}{\pi\alpha}$ га ва умумий қуввати $P = \int_{-\infty}^{\infty} G(\omega) d\omega = 2a^2$; спектр кенглиги $\Delta \omega = \pi\alpha$, $\Delta f = \frac{\alpha}{2}$ натижада $\Delta f \cdot \Delta \tau = 1$.

10.4. Аналог сигналларни дискретлаш. В.А. Котельников теоремаси

Ҳақиқий сигналлар кўп ҳолларда уларга қандайдир ишлов беришдан олдин филтрдан ўтказилади. Филтър чиқишида унинг спектри $0 \div F_{\text{ю}}$ 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.з. га боғлиқ.

В.А. Котельников узлуксиз (аналог) сигналларни дискретизациялаш ҳақидаги теоремасини 1933 йилда «Очиқ фазонинг ва симнинг сигнал узатиш қобилияти» ҳақидаги илмий ишида келтирган. Ушбу теоремага асосан спектри юқори частотаси

$F_{ю}$ дан катта бўлмаган узлуксиз функция $f(t)$ ўзининг $\Delta t = \frac{1}{2F_{ю}}$, сек, оралиқларида олинган қийматлари орқали қайта тикланиши мумкин (10.2-расм.).



10.2-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:

$$s(j\omega) = \begin{cases} \int_{-\infty}^{\infty} u(t)e^{-j\omega t} dt; & \text{азар} \quad |\omega| \leq 2\pi F_{ю} \\ 0; & \text{азар} \quad |\omega| > 2\pi F_{ю}. \end{cases} \quad (10.37)$$

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

$$S(j\omega) = \frac{1}{2} \sum_{k=-\infty}^{\infty} \dot{A}_k e^{-jk\omega t} = \frac{1}{2} \sum_{k=-\infty}^{\infty} \dot{A}_k e^{-j\frac{k\omega}{2F}}. \quad (10.38)$$

(10.38) Фурье қатори коэффициентлари қуйидагича аниқланади:

$$\dot{A}_k = \frac{2}{4\pi F} \int_{-2\pi F}^{2\pi F} S(j\omega) e^{-j\frac{k\omega}{2F}} d\omega \quad (10.39)$$

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

$$u(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S(j\omega) e^{j\omega t} d\omega = \frac{1}{2\pi} \int_{-2\pi F}^{2\pi F} S(j\omega) e^{j\omega t} d\omega, \quad (10.40)$$

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

$$u(t) = u\left(\frac{k}{2F}\right) = \frac{1}{2\pi} \int_{-2\pi F}^{2\pi F} S(j\omega) e^{j\frac{\omega t}{2F}} d\omega, \quad (10.41)$$

(10.41) ифодани A_k билан таққослаш натижасида қуйидагини аниқлаймиз:

$$A_k = \frac{1}{F} u\left(-\frac{k}{2F}\right) = 2\Delta f(-k\Delta t); \quad (10.42)$$

ва

$$S(j\omega) = \Delta t \sum_{k=-\infty}^{\infty} u(k\Delta t) e^{-j\frac{k\omega}{2F}}. \quad (10.43)$$

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.

$$u(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-2\pi F}^{2\pi F} S(j\omega) e^{j\omega t} d\omega = \frac{\Delta t}{2\pi} \int_{-2\pi F}^{2\pi F} e^{j\omega t} d\omega \sum_{k=-\infty}^{\infty} u(k\Delta t) e^{-j\frac{k\omega}{2F}} \quad (10.44)$$

(10.44) ифодани баъзи ўзгартиришлардан сўнг қуйидаги кўринишга келтираемиз:

$$u(t) = \frac{\Delta t}{2\pi} \sum_{k=-\infty}^{\infty} u(k\Delta t) \int_{-2\pi F}^{2\pi F} e^{-j\omega(t-k\Delta t)} d\omega. \quad (10.45)$$

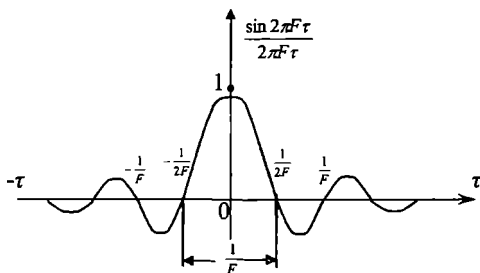
(10.45) ифодадаги интеграллаш амалини бажариш натижасида қуйидаги ифодани оламиз:

$$u(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} u(k\Delta t) \frac{\sin 2\pi F(t - k\Delta t)}{2\pi F(t - k\Delta t)}. \quad (10.46)$$

(10.46) ифода узлуксиз функция $u(t)$ ни $\sin x/x$ 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

$$\psi(\tau) = \frac{\sin 2\pi F \tau}{2\pi F \tau} \quad (10.47)$$

$\psi(\tau)$ - функциянинг графиги 10.3-расмда 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 $m = 1, 2, \dots$



10.3-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 нолга тенг. Ҳақиқатан ҳам

$$S(j\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} \frac{\sin 2\pi F(t - k\Delta t)}{2\pi F(t - k\Delta t)} e^{-j\omega t} dt = \begin{cases} \frac{1}{2F} e^{-j\omega \Delta t}; & \text{агар } |\omega| \leq 2\pi F \\ 0; & \text{агар } |\omega| > 2\pi F \end{cases}. \quad (10.48)$$

(10.47) функция спектри модули $S(\omega) = \frac{1}{2F}$. Сигнал энергияси куйидаги ифода орқали аниқланади,

$$E = \int_{-\infty}^{\infty} u^2(t) dt = \frac{1}{2F} \sum_{k=-\infty}^{\infty} u^2(k\Delta t). \quad (10.49)$$

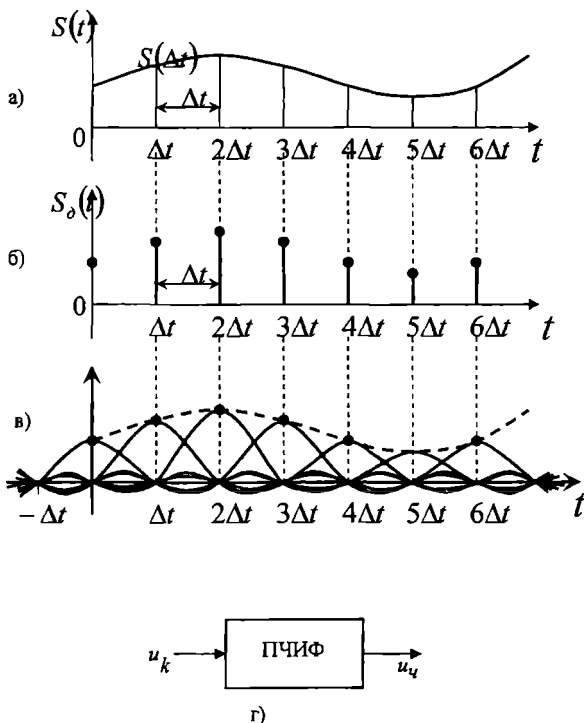
Агар сигнал $u(t)$ спектри кенглиги беҳад кенгайса, Δt дискретизациялаш одими нолга интилади.

В.А. Котельников қатори (10.46) даги унинг ҳар бир ташкил этувчиси физик нуқтаи назардан, чегаралаш частотаси F_c га тенг паст частота идеал филтрнинг 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 (10.4-расм).

Узлуксиз $u(t)$ сигнални узатиш учун унинг бир хил $\Delta t = \frac{1}{2F}$ ораликларда 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 филтри орқали ўтказилади ва бирламчи узлуксиз сигнал филтър 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.

Алоқа тизимида фойдаланиладиган кўпчилик сигналлар юқорида эслатилган тоифага кирадилар. Шунинг учун узлуксиз сигнални В.А.Котельников қаторига ёйиш баъзи бир $\varepsilon \approx \frac{\Delta E}{E}$ хатоликларни келтириб чиқаради. Бунда, E – сигнал тўлиқ энергияси ва ΔE – сигналнинг филтър юқори частотаси F дан ташқари бўлган қисми энергияси. Бундан ташқари сигнални қайта тиклашда ҳақиқий (фойдаланилаётган) паст частоталар филтри амплитуда-частота ва фаза-частота тавсифлари идеал паст частота-



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

лар тавсифларидан фарқланиши натижасида қўшимча хатолик пайдо бўлади. Бу ҳолда фойдаланилаётган паст частоталар фильтри (ПЧФ) чиқишидаги акс таъсирларнинг $t = (k \pm m)\Delta t$ вақтлардаги алгебраик йиғиндиси нолга 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 этувчиларидан 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 хизмат қилади. Бу теоремага асосан модуляцияланадиган импульсларнинг такрорланиш частотаси $F_n \geq 2F_0$ шартининг бажарилишини таъминлаши керак. Бунда F_0 - узатиладиган хабар энг юқори частотаси.

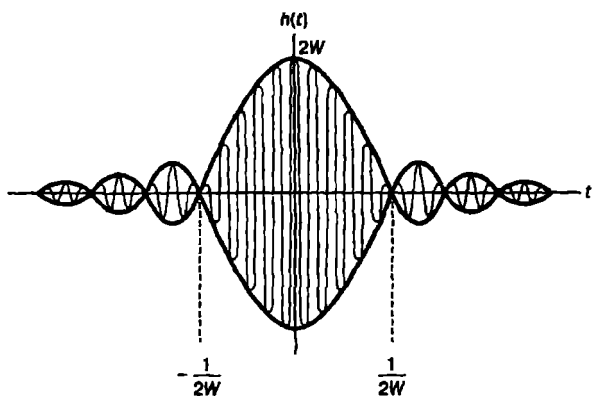
Алоқа каналларини вақт бўйича зичлаш усули, яъни бир каналдан вақт бўйича кетма-кет бир неча ахборот манбаларидан олинган сигналларни узатиш усулига ҳам Котельников теоремаси асос бўлиб хизмат қилади.

Котельников теоремасини спектри частотаси нолдан бошланмайдиган сигналларни ҳам дискрет шаклда узатишга ҳам қўллаш мумкин. Ушбу теоремага асосан спектрал ташкил этувчилари $f_1 \div f_2 = \Delta F$ частоталар диапазонида жойлашган узлуксиз сигнал $\Delta t = \frac{1}{2(f_2 - f_1)}$, сек оралиқларида олинган қийматлари орқали ҳар қандай юқори аниқликда узатилиши мумкин. Бунда дискретлаш одими $\Delta t = \frac{1}{\Delta F}$ этиб танланади ва ҳар бир онда сигнал амплитудаси ва фазаси аниқланади. Агар сигнал давомийлиги T_c га тенг бўлса, уни $n = \frac{T_c}{\Delta t} = TF$ 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 $S(t)$ сигнални қуйидаги қатор билан ифодалаш мумкин:

$$s(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} s\left(\frac{k}{\Delta F}\right) \frac{\sin \pi \Delta F \left(t - \frac{k}{\Delta F}\right)}{\pi \Delta F \left(t - \frac{k}{\Delta F}\right)} \cos \left[\omega_0 \left(t - \frac{k}{\Delta F}\right) + \varphi \left(\frac{k}{\Delta F}\right) \right], \quad (10.50)$$

бунда, $s\left(\frac{k}{\Delta F}\right)$ ва $\varphi\left(\frac{k}{\Delta F}\right)$ - амплитуда ва фазанинг $k\Delta t$ вақт оралиғида кетма-кет олинган оний қийматлари; $\omega_0 = 2\pi \frac{f_2 + f_1}{2}$ - сигнал спектри ўртача айланма частотаси. Оний қийматлар функцияси ўровчиси $\frac{\sin x}{x}$ шаклида модуляцияланган ташувчисининг частотаси ω_0 га тенг бўлган шаклда бўлади (10.5-расм).



10.5-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 тақозо этади ёки сигналнинг ўзини тўлиқ комплекс функция деб тадқиқ этишга эҳтиёж туғилади, яъни

$$\dot{s}(t) = s(t) + j\mathfrak{F}(t) = u(t)e^{j\psi(t)} \quad (10.51)$$

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

$$s(t) = R_c \dot{s}(t) = R_c u(t)e^{j\psi(t)} = u(t) \cos \psi(t) \quad (10.52)$$

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

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

$$\left. \begin{aligned} \mathfrak{F}(t) &= \frac{1}{\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{s(\tau)}{t - \tau} d\tau \\ s(t) &= -\frac{1}{\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{\mathfrak{F}(\tau)}{t - \tau} d\tau \end{aligned} \right\} \quad (10.53)$$

шаклида боғланган бўлса, бундай сигнал аналитик сигнал ҳисобланади. (10.53) ифодалардаги интеграллар Кошининг асосий қиймати сифатида қабул қилинади. $\Re(t)$ функция билан Гильберт бўйича мослашган ҳисобланади. $s(t)$ ва $\Re(t)$ ни Гильберт шарти асосида танланган бўлса, у ҳолда сигнал ўрвочиси ва фазаси қуйидагича аниқланади:

$$u(t) = \sqrt{[s(t)]^2 + [\Re(t)]^2}, \quad (10.54)$$

$$\psi(t) = \arctg \frac{\Re(t)}{s(t)}. \quad (10.55)$$

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 жуфт ўзгартиришлари асосида $s(t) = \cos \omega t$ сигналга $\Re(t) = \sin \omega t$ сигнал ва $s(t) = \sin \omega_0 t$ сигналга $\Re(t) = -\cos \omega_0 t$ сигнал 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 $\Re(t) = \sum_k (a_k \sin k\omega_0 t - b_k \cos k\omega_0 t)$ сигнал комплекс мослашган бўлади.

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

Агар сигнал Фурье интегралли кўринишида бўлса:

$$s(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S(j\omega) e^{j\omega t} d\omega \quad (10.56)$$

Унинг частота спектри қуйидагича ифодаланади:

$$S(j\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} s(t) e^{-j\omega t} dt = \Gamma[s(t)] \quad (10.57)$$

$s(t)$ ва $\Re(t)$ сигналларнинг спектри ўзаро қуйидаги боғланишга эга:

$$[s(t)] = [-j \operatorname{sgn}(\omega)] S(j\omega), \quad (10.58)$$

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

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:

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

(10.58) ифодани (10.51) ифодага киритиш натижаси $\mathfrak{E}(t)$ сигналнинг спектри $S(j\omega)$ нинг «бир томонлама» эканини кўрсатади:

$$\hat{s}(j\omega) = \begin{cases} 2s(j\omega), & \text{агар } \omega > 0; \\ s(0), & \text{агар } \omega = 0; \\ 0, & \text{агар } \omega < 0. \end{cases} \quad (10.59)$$

Бу аналитик сигналнинг жуда муҳим хоссаси ҳисобланади.

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

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

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

$$s_i(t) \cdot s_j(t) = \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} s_i(t) \cdot s_j(t) dt = 0; \quad (10.60)$$

$$s_i(t) \cdot \varepsilon_j(t) = \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} s_i(t) \cdot \varepsilon_j(t) dt = 0, \quad \text{азар} \quad i \neq j$$

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

$$s_i(t) \cdot s_j(t) = \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} s_i(t) \cdot s_j^*(t) dt = 0; \quad \text{азар} \quad i \neq j \quad (10.61)$$

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

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

$$B_{x\varepsilon}(\tau) = -B_{\varepsilon x}(\tau) = \frac{1}{\pi} \int_0^{\infty} G_x(\omega) \sin \omega \tau d\omega \quad (10.62)$$

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

10.5. Сигнал ва ҳалақитларнинг чизиқли тизимлар орқали ўтиши

Комплекс узатиш коэффициенти $K(j\omega)$ ва импульс акс таъсири $g(\tau)$ бўлган чизиқли тизимдан асосий тавсифлари маълум бўлган тасодифий $x(t)$ нинг ўтишини кўриб чиқамиз.

Чизиқли тизимнинг комплекс узатиш коэффициенти $K(j\omega)$ ва импульс акс таъсири $g(\tau)$ бир-бири билан тўғри ва тескари Фурье жуфт ўзгартириши орқали боғланган, яъни

$$K(j\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} g(t)e^{-j\omega t} dt; \quad (10.63)$$

$$g(\tau) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} K(j\omega)e^{j\omega\tau} d\omega. \quad (10.64)$$

Чизиқли тизим киришига $x(t)$ стационар тасодифий жараён берилганда, унинг чиқишидаги $y(t)$ тасодифий жараённинг асосий тавсифларини аниқлаш талаб этилади. Дюамел теоремасига асосан

$$y(t) = \int_0^{\infty} g(\tau)x(t-\tau)d\tau. \quad (10.65)$$

Чизиқли тизим чиқишидаги $y(t)$ автокорреляцион функциясини аниқлаймиз

$$B_{yy}(\tau) = \overline{y(t_1)y(t_0)} = \int_0^{\infty} g(\tau_1)x(t_1-\tau_1)d\tau_1 \cdot \int_0^{\infty} g(\tau_2)x(t_2-\tau_2)d\tau_2 = \int_0^{\infty} \int_0^{\infty} g(\tau_1)g(\tau_2)x(t_1-\tau_1)x(t_2-\tau_2)d\tau_1d\tau_2 \quad (10.66)$$

бунда, $\tau = t_2 - t_1$.

Шундай қилиб, $B_{yy}(\tau)$ чиқишидаги тасодифий жараён автокорреляцион функцияси t_1 ва t_2 ларнинг алоҳида қийматларига боғлиқ эмас, у улар орасидаги фарқ $\tau = t_2 - t_1$ га боғлиқ. Чизиқли тизим чиқишидаги $y(t)$ жараён худди киришдагидек стационар тасодифий жараён бўлади ва унинг корреляция функцияси (10.66) формула орқали аниқланади.

Чиқишдаги сигнал $y(t)$, корреляция функциясининг асосий хоссаларига асосан корреляция функцияси $\tau=0$ бўлганда, яъни $B_{yy}(0)$ бўлганда тасодифий жараён қувватига тенг бўлади:

$$B_{yy}(0) = \int_0^{\infty} \int_0^{\infty} g(\tau_1)g(\tau_2)B(\tau_1 - \tau_2)d\tau_1d\tau_2 = P_y. \quad (10.67)$$

Ушбу ифодадан чиқиш қуввати $P_y=B_{yy}(0)$ ни аниқлаш учун $B_{xx}(0)=P_x$ ни билиш етарли эмас, кириш авто корреляция функцияси $B_{xx}(\tau)$ ни тўлиқ билиш керак.

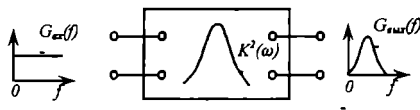
Чиқиш сигнали $y(t)$ нинг энергетик спектрини Винер-Хинчин формулалари орқали аниқлаймиз:

$$\begin{aligned} G_y(x) &= \int_{-\infty}^{\infty} B_y(\tau)e^{-j\omega\tau}d\tau = \int_{-\infty}^{\infty} \int_0^{\infty} \int_0^{\infty} g(\tau_1)g(\tau_2)B_{xx}(\tau + \tau_1 - \tau_2)d\tau_1d\tau_2 \Big] e^{-j\omega\tau}d\tau = \\ &= \int_{-\infty}^{\infty} B_{xx}(\tau + \tau_1 - \tau_2)e^{-j\omega(\tau + \tau_1 - \tau_2)}d\tau \cdot \int_0^{\infty} g(\tau_1)e^{-j\omega\tau_1}d\tau_1 \cdot \int_0^{\infty} g(\tau_2)e^{-j\omega\tau_2}d\tau_2 = \\ &= G_x(\omega) \cdot K(-j\omega) \cdot K(j\omega) = G_x(\omega)|K(j\omega)|^2, \end{aligned} \quad (10.68)$$

яъни

$$G_y(x) = G_x(\omega)|K(j\omega)|^2. \quad (10.68^1)$$

Олинган (10.68) ифодадан чиқиш сигнали энергетик спектри $G_y(\omega)$ чизикли тизимнинг фаза тавсифига боғлиқ эмас. Чиқиш сигнали $y(x)$ энергетик спектри $G_y(\omega)$ унинг киришидаги сигнал энергетик спектри $G_x(\omega)$ ни чизикли тизим узатиш коэффиценти модулининг квадратик кўпайтмасига тенг.



10.6-расм. Чизикли электр занжирдан тасодифий жараёнларнинг ўтишига оид чизма.

Мисол тариқасида комплекс узатиш коэффициенти $K(j\omega)$ чизиқли тизим киришига спектри бир текис бўлган “оқ шовқин” $G_x(\omega) = \frac{N_0}{2}$ нинг таъсирини кўриб чиқамиз. Чизиқли тизим чиқишидаги тасодифий жараён энергетик спектри $G_x(\omega) = \frac{N_0}{2} |K(j\omega)|^2$ га тенг бўлади. $G_y(\omega)$ спектри чизиқли тизим амплитуда частота тавсифининг квадрати шаклида бўлади. Чизиқли тизим чиқишидаги шовқин қуввати қуйидагича аниқланади:

$$P_m = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} G_y(\omega) d\omega = \frac{N_0}{4\pi} \int_{-\infty}^{\infty} |K(j\omega)|^2 d\omega \quad (10.69)$$

Чизиқли тизим учун эффектив (самарадор) сигнал ўтказиш тушунчасини киритиб, уни корреляция оралиғи ва сигнал спектри эффектив (самарадор) кенглигини аниқлашга ўхшаш усулини қўллаймиз:

$$\Delta\omega_s = 2\pi\Delta f_s = \frac{\int_0^{\infty} |K(j\omega)|^2 d\omega}{|K(j\omega)|^2_{max}} \quad (10.70)$$

Чизиқли тизим эффектив полосасидаги шовқин қувватини (10.70) ифода ёрдамида аниқлаймиз:

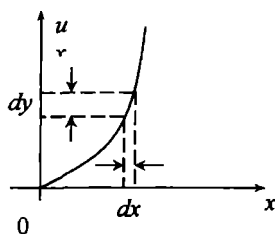
$$P_{m\Delta f_s} = N_0 \frac{\Delta\omega_s}{2\pi} |K(j\omega)|^2 \quad (10.71)$$

Умуман чизиқли тизим чиқишидаги тасодифий жараён сигнал ва ҳалақитнинг эҳтимоллиги тахсимооти қонуни унинг киришидаги тахсимооти қонунидан фарқланади. Фақат бир ҳолатда, агар киришдаги тасодифий жараён нормал (Гаусс) тақсимот қонунига бўйсунса, у ҳолда чиқишдаги тасодифий жараён ҳам нормал тақсимот қонунига бўйсунди, аммо тасодифий жараён дисперсияси (қуввати) ва автокорреляция функцияси ўзгаради. Агар чизиқли тизим сигнал узатиш полосаси унга таъсир этаётган тасодифий жараён спектрига нисбатан анча тор бўлса, у ҳолда чиқишдаги тасодифий жараён нормаллашади, яъни нормал тақсимот қонунига бўйсунди. Чунки бунда чизиқли тизим киришига таъсир этган тасодифий жараён алоҳида ташкил этувчилари чизиқли тизимдаги ўтиш жараёни таъсирида бири-бирига қисман қўшилиб, янги узлуксиз тасодифий жараён ҳосил

қилади. Маълумки, кўп сонли тасодифий қийматлар йиғиндиси эҳтимоллик назариясининг марказий интилиш теоремасига асосан нормал тақсимот қонунига бўйсунди (интилади).

10.6. Тасодифий жараёнларнинг ночизикли тизимга таъсири

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



10.7-расм. Ночизикли 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, y ҳолда $x = \phi(y)$ бўлади, бундан ташқари x -нинг қиймати $(x_0 + dx)$ ораликда бўлса 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:

$$p(y) = P(x) \frac{dx}{dy} = p[\Phi(y)]\Phi'(y) \quad (10.72)$$

бўлади.

Эҳтимоллик зичлиги манфий бўлмаслиги учун (10.72) ифодадаги ҳосиланинг модулидан фойдаланилади.

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

$$\bar{y} = \int_{-\infty}^{\infty} y P(y) dy = \int_{-\infty}^{\infty} \Phi(x) P(x) dx \quad (10.73)$$

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

$$\bar{y}^2 = \int_{-\infty}^{\infty} y^2 P(y) dy = \int_{-\infty}^{\infty} [\Phi(x)]^2 P(x) dx \quad (10.74)$$

ва корреляция функцияси:

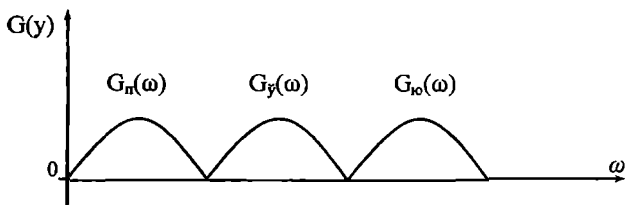
$$B_y(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \Phi(x_1)\Phi(x_2)P(x_1, x_2)dx_1, dx_2 \quad (10.75)$$

шаклида аниқланади.

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

$$G_y(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} B_y(\tau)e^{-j\omega\tau} d\tau = \int_{-\infty}^{\infty} [\Phi(x_1)\Phi(x_2)P(x_1, x_2)dx_1, dx_2] e^{-j\omega\tau} d\tau \quad (10.76)$$

Ночизикли қурилма чиқишидаги сигнал спектри унинг киришидаги сигнал спектридан жуда катта фарқ қилади, чунки ночизикли 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 (10.8-расм), булар нисбатан паст частота, ўртача частота ва юқори частотаси ташкил этувчилари.



10.8-расм. Ночизикли қурилма чиқишидаги тасодифий жараён энергетик спектрлари.

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

$$P(y) = \sum_{k=1}^N P_x [\Phi_k(y)] \frac{d\Phi_k^i(y)}{dy} \quad (10.77)$$

Бунда ночизикли 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.

10.7. 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 сигнални $n=2TГ$ –та алоҳида ташкил этувчилари бор деб тасаввур этсак ва шунга ўхшаш 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 фазода алоҳида-алоҳида вектор деб ҳисоблаш мумкин, сигналларни n -ўлчамли фазода тасаввур қилиш 2 ва 3 ўлчамли фазода тасаввур қилишнинг

умумлашган шакли деб ҳисобланади...

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

$$d = \|\bar{x}\| = \sqrt{\sum_{k=1}^n \bar{x}_k^2}, \quad (10.78)$$

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

$$d^2 = 2T_c F_c P = 2F_c E \quad (10.78^1)$$

Икки вектор \bar{x} ва \bar{y} орасидаги масофа уларнинг нормалари фаркига тенг бўлади:

$$d(\bar{x}, \bar{y}) = \|\bar{x} - \bar{y}\| = \sqrt{\sum_{k=1}^n (x_k - y_k)^2}, \quad (10.79)$$

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

$$(\bar{x}, \bar{y}) = \sum_{k=1}^n x_k \cdot y_k \quad (10.80)$$

$x_1, x_2 \dots x_n$ векторларнинг координаталари, у 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:

$$\cos \alpha = \frac{(\bar{x}, \bar{y})}{\|\bar{x}\| \cdot \|\bar{y}\|} \quad (10.81)$$

\bar{x} векторининг \bar{y} векторга сояси ва тескариси \bar{y} векторининг \bar{x} векторга сояси қуйидагиларга тенг бўлади:

$$\|\bar{x}\| \cos \alpha = \frac{(\bar{x}, \bar{y})}{\|\bar{y}\|}; \quad \|\bar{y}\| \cos \alpha = \frac{(\bar{x}, \bar{y})}{\|\bar{x}\|} \quad (10.82)$$

Умуман олганда, давомийлиги T_c ва $0 < t < T$ вақт ораларида мавжуд бўлган сигнал чексиз катта ўлчамларга эга. Бундай фазада

икки вектор скаляр кўпайтмаси қуйидаги ифода билан аниқланади:

$$(\bar{x}, \bar{y}) = \int_0^T x(t)x(t)dt, \quad (10.83)$$

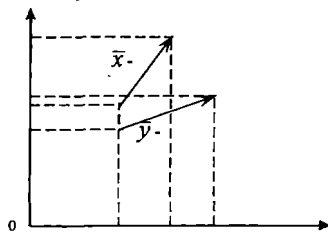
Бундан ташқари, бу векторларнинг нормалари ва скаляр кўпайтмалари қуйидагича аниқланади:

$$\|x\| = \sqrt{\int_0^T x^2(t)dt}, \quad (10.84)$$

$$d(\bar{x}, \bar{y}) = \|\bar{x} - \bar{y}\| = \sqrt{\int_0^T [x(t), y(t)]^2 dt}; \quad (10.85)$$

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

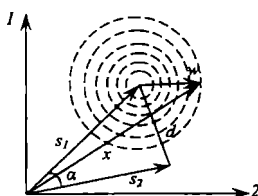
Давомийлиги T_{ci} га ва спектри $F_{ю}$ га тенг сигналлар ўлчамли фазада турли векторлар шаклида тасаввур этилади. Икки сигнал орасидаги фарқ уларнинг векторлари орасидаги масофалар орқали аниқланади (10.9-рasm). Икки сигнал орасидаги масофа векторларининг узунлигига ва уларнинг орасидаги бурчак $\cos\alpha$ га боғлиқ (10.81). Агар икки вектор бир-бирига ортогонал бўлса, у ҳолда $\pi/2$ бўлади ва улар орасидаги корреляция функцияси нолга тенг бўлади, яъни боғлиқлик бўлмайди.



10.9-рasm. Сигналларнинг вектор диаграммалари ва нормаларини аниқлашга оид чизма.

Спектри кенглиги фойдали сигнал спектри кенглиги билан чекланган халақит ҳам n -ўлчамли фазода вектор шаклида тасаввур этилиши мумкин (10.9-расм). Бу ҳолда халақит вектор жойлашиши тасодифий бўлиб, қиймати ва йўналиши ҳам тасодифий бўлади. Натижада сигнал вектори охирида халақитлар шарсимон фазаси ҳосил бўлади. Бу шарсимон фазо шакли фойдали сигнал ва халақит векторлари $\bar{x} = \bar{s} + \bar{w}$ қийматлари эҳтимоллиги зичлигига боғлиқ. Флукуацион халақит учун бу шарсимон фазо самарали радиуси $z = \sqrt{2T_c F_c F_w}$ га тенг бўлади.

Алоқа тизими орқали узатилмаган хабар $u(t)$ спектри частотаси энг катта қиймати $F_{\text{ю}}$ билан чекланган бўлса, уни m -ўлчамли фазода вектор шаклида ифода этиш мумкин, бунда $m = 2T_c F_{\text{ю}}$. 10.10-расмда икки бошқа-бошқа хабарларга мос келувчи u_1 ва u_2 сигналлар икки ўлчамли ясси фазода жойлашиши келтирилган.



10.10-расм. Сигнал ва халақитнинг вектор диаграммаси.

Маълумки, модуляция натижасида нисбатан паст частотали u_1 ва u_2 хабарлар модуляция натижасида $s_1(t)$ ва $s_2(t)$ кўринишни олди, натижада хабарлар фазоси u сигналлар фазаси s билан алмашади. \bar{s}_1 ва \bar{s}_2 векторлар кўринишини олади. Умуман олганда, модуляция натижасида хабар n -ўлчамли фазоли сигнал m -ўлчамли фазоли сигнални келтириб чиқаради. Фақат бир минтақали амплитудаси модуляцияланган сигналлар учун $n=m$, оддий амплитуда модуляцияси натижасида сигнал икки марта кўп координаталарга эга бўлади, яъни $m=2n$. частота ёки фазаси модуляцияланган сигналлар учун $m \gg n$ бўлади. Бунда m нинг n га нисбати частота ёки фаза модуляцияси коэффиценти (индекси)га боғлиқ.

Фойдали сигналга халақит қўшилиши натижасида сигналлар фазоси $\bar{x} = \bar{s} + \bar{w}$ фазога айланади, натижада s_1 ва s_2 сигналлар \bar{x}_1 ва \bar{x}_2 векторлар ҳолатини эгаллайди.

Қабул қилиш қурилмаси сигнал ва халақит йиғиндиси $\bar{x} = \bar{s} + \bar{w}$

га ишлов бериш натижасида дастлабки хабарга ўхшаш V-хабарни акс эттиради, яъни \bar{x} фазони қабул қилинган хабарлар фазоси U^1 га айлантиради. Агар халақит нолга тенг бўлса, қабул қилиш қурилмаси акс эттирган хабар дастлабки модулятор киришига берилган хабарга тенг бўлди, яъни $U=U^1$ бўлади.

Агар фойдали сигналга алоқа тизими орқали узатишда халақит таъсир этса, у ҳолда қабул қилиш қурилмаси \bar{u}_1 ўрнига \bar{u}_2 хабарни ёки тескарисини акс эттириши мумкин. Хато акс эттириш қабул қилинаётган \bar{x} вектор, шу вақтда узатилмаётган сигнал охирига, узатилаётган сигналга нисбатан яқин бўлиши натижасида келиб чиқади.

Қабул қилинаётган \bar{x} ҳамма вақт \bar{s}_1 вектори охирига яқин бўлса $v_1 \approx U_1$ ва S_1 вектор охирига яқин бўлса $v_2 \approx u_2$ хабарни акс эттирувчи қабул қилиш қурилмаси яратиш мумкин. Бундай қабул қилиш қурилмаси В.А. Котельников назарияси бўйича идеал ёки оптимал (ўта маъқул) қабул қилиш қурилмаси деб аталади. 20-расмдан кўринадики, \bar{s}_1 ва \bar{s}_2 сигнал векторлари орасидаги оралиқ d-қанча катта бўлса, оптимал қабул қилишдаги хатолик шунча кам бўлади. Бу алоқа каналидаги халақит сатҳига ва фойдаланилган модуляция тўрига боғлиқ бўлади.

10.8. Сигналларнинг фарқланиши

Умумий ҳолда хабарлар узатишда сигналлар ансамбли (мажмуаси, тўплами) дан фойдаланилади, яъни

$$s_1(t), s_2(t) \dots s_n(t) \quad (10.86)$$

Дискрет хабарларни узатиш тизимларида кўп ҳолларда икки хил кўринишдаги сигналлар (0,1) дан фойдаланилади, яъни код асоси $n=2$ га тенг. Кўп каналли алоқа тизимларида сигналлар сони каналлар сонига тенг $n=m$.

Қабул қилиш томонида сигналларни бир-биридан ажратиш учун улар орасида фарқ бўлиши керак. Маълумки, ҳар бир сигналга фазода ягона битта вектор мос келади. Таҳлилларда фарқлаш керак бўлган сигналлар давомийлиги, T_c - га, спектри кенглиги F_c га тенг ва бир хил деб ҳисоблаймиз. Бир жуфт $s_i(t)$ ва $s_j(t)$ сигналлар орасидаги масофалар квадрати қуйидагига тенг:

$$d^2(s_i, s_j) = \int_0^T [s_i(t) - s_j(t)]^2 dt \quad (10.87)$$

Сигналларни фаркланиши улар орасидаги масофа d орқали тўлиқ белгиланади, d қанча катта бўлса фаркланиш шунча катта бўлади. (10.87) ифодадаги квадрат қовусни очиб қуйидаги ифодани оламыз:

$$d^2 = \int_0^T S_i^2(t) dt - 2 \int_0^T S_i(t) S_j(t) dt + \int_0^T S_j^2(t) dt \quad (10.88)$$

(10.88) ифоданинг ўнг томонидаги биринчи ва учинчи ташкил этувчилари $s_i(t)$ ва $s_j(t)$ сигналлар энергиясига тенг, иккинчи ташкил этувчиси $s_i(t)$ ва $s_j(t)$ сигналлар орасидаги ўзаро корреляцияни аниқлайди. $s_i(t)$ ва $s_j(t)$ сигналлар энергияси $E = \int_0^T S_i^2(t) dt$ га тенг деб ҳисоблаб (10.88) ифодани қуйидаги кўринишга келтирамыз:

$$d^2 = 2E - 2 \int_0^T S_i(t) S_j(t) dt = 2E(1 - R_{ij}), \quad (10.89)$$

бунда, $R_{ij} = \frac{1}{E} \int_0^T S_i(t) S_j(t) dt$ —сигналлар орасидаги ўзаро корреляция коэффиценти. Шундай қилиб, фаркланиш сигналлар орасидаги ўзаро корреляция функцияси орқали тўлиқ баҳоланади. Демак, сигналлар орасидаги масофа (10.87) d нолдан фаркланиши $d \neq 0$ бўлиши шарт. Бунинг учун:

$$\int_0^T [S_i(t) - S_j(t)] dt > 0 \quad (10.90)$$

ёки $s_i(t)$ ва $s_j(t)$ сигналлар энергияси бир-бирига тенг бўлмаса ($E_1 \neq E_2$), у ҳолда,

$$2 \int_0^T S_i(t) S_j(t) dt < E_1 + E_2 \quad \text{ва} \quad E_1 = E \quad (10.91)$$

бўлса, у ҳолда

$$\int_0^T S_i(t) S_j(t) dt < E (i \neq j) \quad (10.92)$$

бўлади.

Энергиялари бир хил бўлган сигналларни фарқлаш учун улар орасидаги ўзаро корреляция функцияси R_{ij} (скаляр кўпайтмаси) улардан бирининг энергиясидан кичик бўлиши керак. Хулоса қилиб

айтганда, сигналларни бир-биридан фарқлаш учун уларнинг ўзаро ортогонал бўлишлари етарли шарт деб ҳисобланади. Юқоридаги фикрлар асосида сигналларни бир-биридан фарқлаш фарқлаш коэффициентига боғлиқ, яъни

$$\gamma = 1 - R_{ij} \quad (10.93)$$

Икки сигналдан фойдаланиб хабар узатиш тизимида энг катта (максимал) фарқланиш $s_1(t)$ ва $s_2(t)$ сигналлар бир-бирига қарама-қарши бўлганда, яъни

$$s_1(t) = -s_2(t) \quad (10.94)$$

шарти бажарилганда, фарқланиш коэффициенти $\gamma = 2$ бўлади. Қарама-қарши сигнал сифатида фазаси манипуляцияланган, фазаси силжиши $\Delta\varphi = \pi$ қаралиши мумкин. Амплитудаси манипуляцияланган сигнал учун $\gamma = 1$ га ва частотаси манипуляцияланган сигнал учун $\gamma = 1 + 2$ оралиғида бўлади. Фойдали сигналга халақит таъсири натижасида фарқланиш даражаси камаяди, бу камайиш сигнал қувватининг халақит қувватига (C/X) нисбатига $q = \frac{P_c}{P_x}$ га боғлиқ.

Назорат саволлари

1. Ортогонал функция деб қандай функцияга айтилади?
2. Ортонормал функция деб қандай функцияларга айтилади?
3. $s(t)$ сигнал учун Фурье умумлашган қатори формуласини ёзинг.
4. Ортогонал функциялар коэффициенти қандай аниқланади?
5. $s(t)$ сигнални Фурье қаторига ёйинг. Фурье қатори a_k, b_k ва a_0 –коэффициентлари қандай аниқланади?
6. Фурье тўғри ва тескари ўзгартиришлари формуласини ёзинг.
7. $s(t)$ сигнал модули ва фазаси қандай аниқланади?
8. Энергетик спектр нима?
9. Амплитуда спектри нима?
10. Винер-Хинчин формулаларини ёзинг ва уларнинг қандай боғлиқлигини тушунтиринг.

11. Энергетик спектр ва амплитуда спектри бир-бири билан қандай боғланишга эга?
12. Энергетик спектр эффектив кенглигини аниқлаш формуласини ёзинг.
13. Котельников теоремасини айтиб беринг.
14. Котельников қатори формуласини ёзинг.
15. Дискретлаш қадами қандай аниқланади?
16. Sinx/x кўринишдаги функция графигини ёзинг.
17. Идеал ПЧФнинг АЧХ ва ФЧХ тавсифини ёзинг.
18. Аналитик сигнал деб қандай сигналга айтилади?
19. $s(t)$ ва $\epsilon(t)$ ни ўзаро боғловчи Гильберт формуласини ёзинг.
20. Гильберт ўзгартиришининг физик маъносини тушунтириб беринг.
21. Тасодифий жараён энергетик спектрининг чизиқли радиоэлектрон қурилма чиқишидаги ифодасини келтиринг.
22. Чизиқли радиоэлектрон қурилма чиқишидаги функционал халақит қувватини аниқлаш формуласини ёзинг.
23. Чизиқли радиоэлектрон қурилма импульс акс таъсири ва комплекс узатиш коэффиенти оралғида қандай боғланиш бор?
24. Чизиқли радиоэлектрон қурилма эффектив ўтказиш полосасини аниқлаш формуласини ёзинг.
25. Чизиқли радиоэлектрон қурилмага флуктуацион халақит таъсир этса, унинг чиқишидаги сигнал қандай ўзгаради?

11. СИГНАЛЛАРГА ИШЛОВ БЕРИШ АСОСЛАРИ

11.1. Қабул қилиш қурилмаларида сигналларга ишлов бериш

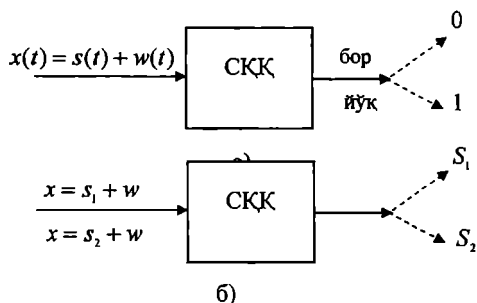
Сигналларни қабул қилиш томонида одатда сигналларни бир ёки бир неча асосий кўрсаткичлари аввалдан (априори) маълум бўлиши керак. Масалан: частотаси, модуляция тури ва ҳ.к. Ҳамма кўрсаткичлар аввалдан тўлиқ маълум сигнал ҳеч қандай ахборот ташимайди, асосий кўрсаткичлари умуман номаълум сигналларни қабул қилиб бўлмайди. Сигналнинг аввалдан маълум кўрсаткичлари уни сигнал халақит аралашмасидан ажратиб олишни онсонлаштиради, қабул қилиш қурилмаси шунчалик мукамал бўлади.

Сигналнинг узатилган ахборотга мос равишда ўзгарувчи параметри унинг ахборот параметри деб аталади. Сигнал ушбу параметрининг ўзгариши қабуллаш томонида аввалдан (априори) номаълум бўлади.

Қабул қилиш қурилмаси, унинг олдига қўйилган вазифага қараб қуйидагилардан иборат бўлади:

1. Сигнални топиш;
2. Сигналларни фарқлаш;
3. Сигнал ёрдамида уни асл шаклини тиклаш.

Биринчи масала ечими, қабул қилиш қурилмаси киришида айни вақтда фойдали сигнал «бор»ми ёки «йўқ»ми деган саволга жавоб беришдан иборат. Маълумки қабуллаш қурилмаси (ҚҚ) киришида ҳар онда: $x=s+w$ ёки $x=w$ бўлади. ҚҚ ушбу $x(t)$ га ишлов бериб, унинг таркибида фойдали сигнал бор ёки йўқлигини таҳлил қилади (11.1а-расм). Агар ҚҚ ёрдамида сигнал “бор” ёки “йўқ” деган қарорни қабул қилиш мумки бўлса, у ҳолда пассив паузали алоқани, яъни амплитуда манипуляция ёрдамида хабар узатишни ташкил этиш мумкин. Агар ҚҚ киришидаги сигнални таҳлил қилиб, шу онда унинг киришида $x=s_1+w$ ёки $x=s_2+w$ икки сигналдан қайси бири борлигини фарқласа, актив паузали сигнал узатишни амалга ошириш, яъни частотаси ёки фазаси манипуляцияланган сигнал ёрдамида хабар узатиш имконияти яратилади (11.1б-расм).

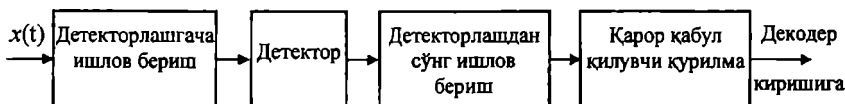


11.1-расм. а) СҚҚнинг киришида сигнал бор ёки йўқлигини аниқлашга оид чизма, б) СҚҚ киришидаги сигналларни бир-биридан фарқлашга оид чизма.

Агар ҚҚ ёрдамида бир неча сигналларни бир-биридан фарқлаш имконияти бўлса, кўп каналли алоқа тизимини шакллантириш мумкин.

Учинчи вазифани бажариш, сигналларни топиш ва сигналларни фарқлашга қараганда анча мураккаб бўлиб, бунда ҚҚ $x(t)=s(t)+w(t)$ га ишлов бериб, фойдали сигнал $s(t)$ га модуляция натижасида киритилган хабар $u(t)$ дан иложи борича кам фарқланувчи $v(t)$ ни акс эттириши керак бўлади. Масалан: радиоэшиттиришда товуш тикланиши; телевиденияда тасвир ва товуш асл шакли тикланиши керак. Бунда $v(t) \neq u(t)$ нотенглик қанча кичик бўлса, қайта тиклаш шунча сифатли ҳисобланади.

11.2-расмда дискрет сигналларни қабуллашда уларга ишлов бериш bosқичлари функционал схемаси келтирилган.



11.2-расм. Дискрет сигналларни қабуллашда уларга ишлов бериш bosқичлари функционал схемаси.

Бунда халакит таъсирида бузилган сигнал $x(t)$ детекторлашгача ишлов бериш, детекторлаш, детекторлашдан сўнгги ишлов бериш ва ниҳоят қарор қабул қилиш қурилмаси чиқишида олинган дискрет сигналлар кетма-кетлиги декодер киришига берилади ва дискрет хабар қайта тикланади. Қарор ҚҚ қурилмаси иш сифати унинг киришидаги сигнал-халакит нисбатига боғлиқ. Сигналларга ишлов бериш кўп ҳолларда у ёки бу усул ёрдамида филтрлашдан иборат. Сигналларга ишлов беришда уларни кучайтириш жараёни ҳам амалга оширилади, чунки кўпчилик функционал қурилмалар: детекторлар; қарор қабулқилиш; аналог сигналларни рақамлига айлантириш ва рақамлини аналогга айлантириш қурилмалари ва ҳ.к. киришига маълум сатҳдаги сигнал берилганда нормал ишлайди.

Радиоэшиттириш қурилмаларида кўп ҳолларда сигналларга детекторларгача ишлов бериш юқори частота ва оралиқ частота резонансли кучайтиргич, рақамли филтрлаш орқали амалга оширилади. Детекторлардан сўнгги ишлов бериш паст частоталар кучайтиргичи ёрдамида амалга оширилади, қарор қабул қилиш қурилмаси вазифасини радиокарнай ёки овоз ёзиш қурилмаси бажаради.

Рақамли (дискрет) хабарларни узатишда сигналларга ишлов бериш куйидагилардан иборат: филтрлаш, корреляцион ишлов бериш, интеграллаш ва фойдали сигнал+халакитдан маълум бир вақтда синов олиш.

Сигналдан синов олиш $x(t)=s(t)+w(t)$ га ишлов беришнинг оддий турларидан бири ҳисобланади ва амалда кенг фойдаланилади. Синов олиш усули шундан иборатки, $x(t)$ дан унинг энг ишончли натижа берувчи (кам бузилган) вақтида синов олинади. Одатда дискрет хабарлар тезлиги маълум бўлгани учун элементар сигналнинг давомийлиги T_c ўртасида синов олинади, чунки бу вақтда қурилмадаги ўтиш жараёни асосан тугаган ва элементларнинг вақт бўйича (олдига, орқага) турли сабабларга кўра силжиши бу қисмига деярли таъсир этмайди. Синов олиш махсус дискрет хабар элементар сигнали давомийлигидан бир неча маротаба кам бўлган импульс ёрдамида амалга оширилади.

Дискрет сигналларга ишлов беришда филтрлаш детекторлашгача ва детекторлашдан сўнг ҳам амалга оширилади. Сигналларга интеграллаш усулида ишлов беришни унинг қийматини тўплаш (йиғиш) ёки ўртача қийматининг аниқлаш деб ҳисоблаш мумкин. Умуман олганда, сигнални филтрлаш интеграллаш деб қаралиши мумкин. Чунки паст частоталар

сигналини филтрлаш бир-бирига параллел уланган конденсатор C ва қаршилиқ R ; юқори частоталар сигналини интеграллаш параллел LC контур ёрдамида амалга оширилади. Интеграллаш детекторлашгача ва ундан кейин амалга оширилиши мумкин. Сигналларни қабул қилишда қўлланиладиган детекторлар, детекторгача ва детектордан сўнг ишлов бериш усулларига қараб қуйидаги турларга ажратилади:

1. Когерент;
2. Нокогерент;
3. Корреляция;
4. Корреляцияланмаган.

11.2. Сигнал қувватини тўплаш (йиғиш) усули

Сигнал қувватини тўплаш (йиғиш) усули энг кўп қўлланиладиган ва самараси юқори усуллардан биридир. Ушбу усулнинг асл маъноси қуйидагидан иборат, узатилаётган хабар бир неча марта узатилиши натижалари ўзаро таққосланади ва сигнал ҳар бир узатишда халақитлар таъсирида турлича бузулишлиги эътиборга олиниб, узатилган хабар юқори ишончликда тикланади.

Бунда энг оддий мисол тариқасида, телефон орқали сўзлашганда, англамаган сўзларни бир неча бор такрорланишида асосий мақсадни тўғри тушунишини келтириш мумкин.

Дискрет рақамли хабарларни узатишда ҳар бир кодлар комбинияси ёки нотўғри қабул қилинган (нотўғри сўзлар комбинияси) бир неча бор такрорланиши натижасида тўғри қарор қабул қилинади (албатта маълум бир эҳтимоллик билан). Бунда 1 ва 0 ларнинг халақит таъсирида тесқарисига ўзгариши эҳтимоллиги бир хил деб ҳисоблаб, қарор ҳар бир устунда 0 ёки 1 ларнинг сони кўплиги асосида қабул қилинади.

Узатилаётган сигналнинг n -та нусқасини n -та алоҳида ўзаро боғланмаган алоқа каналлари орқали узатиб частоталар ва вақт бўйича фарқлаш мумкин ёки бошқа бир усуллар ёрдамида ҳам олиш мумкин.

11.3. Сигналларга ишлов беришда синхрон йиғиш усули

Сигналларга (сигнал+халақит) бу усулда ишлов беришда давомийлиги T_c га тенг дискрет (рақамли) сигналлардан бир неча

синов олинади. Ҳар бир олинган синовда ҳалақитнинг хоссаси бир-бирига боғлиқ бўлмаганлиги учун уларни тўплаш (йиғиш) натижасида сигнал қувватининг ҳалақитга нисбати ошишига эришилади. Ушбу усулнинг давомийлиги T_c га тенг бўлган сигнал $s(t)$ га ҳалақит $w(t)$ таъсир этган ҳолат учун кўриб чиқамиз.

Сигнал ва ҳалақитнинг йиғиндиси бўлган $x(t)$ дан n -та синов оламиз:

$$x_1=s+w_1; x_2=s+w_2; x_3=s+w_3; \dots x_n=s+w_n. \quad (11.1)$$

Натижада синовлар йиғиндиси

$$x = \sum_{k=1}^n x_k = \sum_{k=1}^n (s + w_k) = ns + \sum_{k=1}^n w_k = b + \xi \quad (11.2)$$

Бунда, $b=ns$ -қурилма чиқишидаги фойдали сигнал ва $\sum_{k=1}^n w_k$ тасодифий ҳалақит. Синхрон йиғувчи қурилма сигналнинг қувватининг ҳалақит қувватига нисбати (c/x) қуйидагича аниқланади:

$$q_{\text{члс}} = \frac{b^2}{D} = \frac{n^2 S^2}{D(W_k)} = \frac{n^2 S^2}{D W_k} = \frac{n^2 S^2}{\sigma_x^2} = n q_{\text{кыр}} \quad (11.3)$$

Бунда ҳар бир синов вақтида ҳалақитларнинг қийматлари ўзаро боғлиқ эмас ва бир хил эҳтимолликка эга деб ва қурилма киришидаги сигналнинг ҳалақитга нисбати (c/x_1) ни $q_{\text{кыр}} = \frac{s^2}{\sigma_x^2} = \frac{P_s}{P_x}$ деб ҳисоблаймиз.

Натижада синхрон йиғиш қурилмаси чиқишида сигналнинг ҳалақитга нисбати n -марта ошади. Бунинг физик маъноси қуйидагидан иборат, фойдали сигналнинг қуввати синовлар сони n -марта ошади (кучланишлар йиғилади), ҳалақит қуввати n -га пропорционал бўлади. Агар ҳалақитларнинг синов олинган вақтлардаги қийматлари бир-бири билан боғлиқ (корреляцияга эга) бўлса, у ҳолда $q_{\text{члс}}$ камаяди.

11.4. Сигналларга интеграллаш усулида ишлов бериш

Бу усулдан фойдаланилганда давомийлиги T_c -га тенг сигналдан $x(t)=s+w(t)$ n -та синов олиш ва уларни йиғиш ўрнига

уни $0 \div T_c$ давомиди интеграллаймиз:

$$y(t) = \int_0^T x(t) dt = \int_0^T [S + W(t)] dt = S \int_0^T dt + \int_0^T W(t) dt = b + \xi \quad (11.4)$$

бунда, b – интеграллаш қурилмаси чиқишидаги фойдали сигнал қуввати, ξ – эса интеграллаш қурилмаси чиқишидаги тасодифий ҳалақит.

Интеграллаш қурилмаси чиқишидаги фойдали сигнал қувватининг ҳалақит қувватига нисбати $q_{\text{шс}} = \frac{P_c}{P_s}$ ни аниқлаш учун дастлаб тасодифий ҳалақит дисперсиясини топиш керак:

$$\begin{aligned} D\xi &= \left[\int_0^T w(t) dt \right]^2 = \left[\int_0^T \int_0^T w(t)w(t_1) dt dt_1 \right] = \int_0^T dt \int_0^T w(t)w(t_1) dt \\ &= \int_0^T dt \int_0^T B_w(t-t_1) dt, \end{aligned} \quad (11.5)$$

бунда, $B_w(t-t_1)$ – ҳалақит корреляция функцияси. Агар ҳалақит спектри кенг полосада бир текис бўлса. Корреляция оралиғи $\Delta\tau \ll T$ бўлади ва (11.5) формулалардаги интеграл чегаралари $0 \div T$ ни 0 дан ∞ гача билан алмаштириш мумкин, натижада қуйидаги ифодани оламиз:

$$\int_0^T B_w(t-t_1) dt_1 \approx \int_{0,-\infty}^{\infty} B_w(\tau) dt = 2 \int_0^{\infty} B_w(\tau) dt, \quad (11.6)$$

бунда, $\tau = t-t_1$ деб белгиланган. Ҳалақитнинг корреляция оралиғини аниқлаймиз:

$$\Delta\tau = \frac{1}{B(0)} \int_{-\infty}^{\infty} B(\tau) dt = \frac{G(0)}{B(0)}, \quad (11.7)$$

Спектри кенглиги F маълум бўлган сигнал ёки ҳалақит учун корреляция оралиғи $\Delta\tau = \frac{1}{2F}$ ва $B(0) = G(0)2F$ га тенг бўлиб, натижада

$$D\xi = B(0)\Delta\tau \cdot T = B_0 \cdot \frac{T}{2F}, \quad (11.8)$$

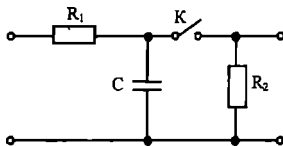
ифодани оламиз.

Интеграллаш қурилмаси чиқишидаги сигнални қувватини ҳалақитга қуввати нисбатини аниқлаймиз:

$$q_{\text{чик}} = \frac{b^2}{D\xi} = \frac{S^2 T^2}{B_0 \Delta t \cdot T} = \frac{T}{\Delta t} q_{\text{кыр}} = 2TFq_{\text{кыр}}, \quad (11.9)$$

Шундай қилиб, интеграллаш қурилмаси чиқишидаги с/х нисбати $q_{\text{кыр}}$, киришидагидан $\frac{T}{2F}$ марта катта. Шунини таъкидлаш керакки, бунда $\frac{T}{2F} = n$ халақитнинг бир-бирига боғлиқ бўлмаган ташкил этувчилари сони. (11.3) ва (11.9) ифодаларни таққослаш, синхрон йиғиш ва интеграллаш усуллари бир хил натижа беради, аммо синхрон йиғишни амалга ошириш интеграллаш усулига нисбатан анча мураккаб.

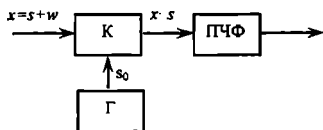
Дискрет сигналларни детектордан сўнг интеграллашда фойдаланилганда RC-занжирдан фойдаланилади, бу RC-занжир дискрет сигнал давомийлиги T_c вақт оралиғида зарядланади ва $t = T_c$ вақтда синхрон R_2 -орқали зарядсизланади (11.3-расм). Зарядланиш охири T_c вақтда интегратордаги кучланиш киришидаги фойдали сигнал $s(t)$ дан олинган интегралга пропорционал бўлади. Детекторлашгача интеграллаш параллел LC-тебраниш контури ёрдамида амалга оширилади.



11.3-расм. Дискрет сигналларни детектордан сўнг интеграллашда фойдаланиладиган RC-занжир.

11.5. Сигнални когерент ва некогерент қабуллаш

Сигналларни когерент қабуллаш қурилмасининг умумлашган структуравий схемаси 11.4-расмда келтирилган бўлиб, у кириш сигнали x -ни генератор (Γ) ишлаб чиқарилган фойдали сигнал нусхаси S_0 билан кўпайтиргич (K) дан ва паст частоталар филтритдан иборат. Агар киришдаги фойдали сигнал частотаси ва фазаси маълум бўлса, бундай қабуллаш қурилмасида синхрон детектордан фойдаланиш мумкин. Паст частоталар филтри интегратор вазифасини бажаради, унинг чиқишидаги кучланиш узатувчиси киришидаги юқори частотали сигнал ўровчиси шаклини тақорлайди.



11.4-расм. Сигналларни когерент қабуллаш қурилмасининг умумлашган структуравий схемаси.

Нокогерент қабуллашда қабуллаш томонида қабулланаётган сигнал фазаси аввалдан (априори) маълум бўлмайди, шунинг учун синхрон детекторлаш усулидан фойдаланиб бўлмайди, оддий амплитуда детекторидан фойдаланилади.

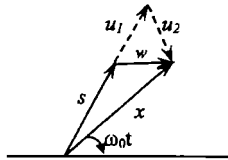
Қабуллаш қурилмасига фойдали гармоник шаклидаги сигнал $S(t) = A_0 \cos \omega t$ ва ҳалақит $w(t)$ таъсир этмоқда деб ҳисоблаймиз. Бунда ҳалақитнинг спектори фойдали сигнал ўртача частотаси атрофида симметрик жойлашган бўлади, уни квазигармоник кўринишига эга деб ҳисоблаш мумкин, яъни:

$$w(t) = U_1 \cos \omega_0 t + U_2 \sin \omega_0 t = U \cos[\omega_0 t + \varphi(t)] \quad (11.10)$$

Бунда u_1 ва u_2 дисперсиялари $\sigma_x^2 = \overline{U_1^2(t)} = \overline{U_2^2(t)} = N_0 F$ нормал тақсимоат қонунига бўйсунувчи тасодифий жараён бўлиб, N_0 – ҳалақит спектори қуввати зичлиги, F – ҳалақит спектри эффектив кенглиги. Сигнал ва ҳалақит йиғиндиси қуйидагига тенг:

$$x(t) = S(t) + w(t) = (A_0 + U_1) \cos \omega_0 t + U_2 \sin \omega_0 t, \quad (11.11)$$

(11.11) ифоданинг вектор диаграммаси 11.5-расмда келтирилган. 11.4-расмдан кўринадикки, ҳалақит $w(t)$ фойдали сигнал $S(t)$ га нисбатан икки ташкил этувчи, икки квадратик ташкил этувчидан: синхрон U_1 ва ортогонал U_2 ташкил этувчилардан иборат. Фойдали сигнални синхрон қабуллашда ҳалақитнинг фақат синфазали (фазаси мос) ташкил этувчиси детекторга таъсир қилади. Бунда ҳалақит квадратик ташкил этувчиси u^2 детекторга таъсир этмайди. Бу усул билан қабуллашда хатолик ҳалақит синхрон ташкил этувчиси амплитудаси тасодифий равишда нормал тақсимоати қонуни асосида ўзгариши натижасида ҳосил бўлади.



11.5–расм. Сигналларнинг вектор диаграммаси.

Сигнал $x(t)=s(t)+w(t)$ ни нокогерент қабул қилишда халақитнинг ҳар икки $U_1(t)$ ва $U_2(t)$ ташкил этувчиси фойдали сигнал $s(t)$ га таъсир қилади. Детектор чиқишида $x(t)=s(t)+w(t)$ сигнал ўровчисига мос кучланиш ҳосил бўлади. Бунда хатолик $x(t)=s(t)+w(t)$ нинг Рэле умумлаштирилган қонуни асосида тасодифий ўзгарувчи ўровчиси $u(t)$ қийматларига боғлиқ.

Фойдали сигнал ва халақит йиғиндисини квадратик режимда ишловчи детектор ёрдамида детекторлашни кўриб чиқамиз. Детекторнинг берилган $y=\Phi(x)$ тавсифи асосида y орқали ўтувчи (ток ёки кучланишнинг) ўртача қиймати $\overline{y(t)}$ ни аниқлаймиз:

$$\overline{y(t)} = \int_{-\infty}^{\infty} \Phi(s+w)P(w)dw, \quad (11.12)$$

Чиқиш сигнали доимий ташкил этувчисини топиш учун $\overline{y(t)}$ ни вақт бўйича ўртача қийматини аниқлаймиз:

$$y_0 = \overline{y(t)} = \int_{-\infty}^{\infty} \Phi(s+w)P(w)dw \quad (11.13)$$

Детектор чиқишидаги сигналнинг флукуацион ташкил этувчиси $\xi = y - \overline{y}$, доимий ўзгарувчан ташкил этувчиси $b = y - y_0$ га тенг бўлиб, детектор чиқишидаги фойдали сигнал деб b нинг паст частотали ташкил этувчиси ёки детектор киришига сигнал берилганда унинг доимий ташкил этувчисининг ўзгариши тушунилади. Шундай қилиб детектор чиқишидаги сигнални куйидаги йиғинди сифатида ифодалаш мумкин:

$$y = y_0 + b + \xi, \quad (11.14)$$

(11.14) ифода биринчи ташкил этувчиси y_0 –чиқиш сигнали доимий ташкил этувчиси; иккинчиси b –даврий ташкил этувчиси

(фойдали сигнал) ва нихоят учинчиси ξ –детектор чиқишидаги халақит.

Детектор чиқишида фойдали сигнални халақитга нисбатини дисперсия $D\xi$ га нисбати шаклида аниқлаймиз:

$$q_{\text{чиқ}} = \frac{b^2}{D\xi}, \quad (11.15)$$

Детекторнинг тавсифини $y = \Phi(x^2)$ шаклида, яъни $x(t) = s(t) + w(t)$ детектор нозичикли элементини бошланғич қисмига таъсир этади деб ҳисоблаймиз ва унинг чиқишидаги $y(t)$ ни аниқлаймиз:

$$\begin{aligned} y(t) &= [s(t) + w(t)]^2 = \{A_0 \cos \omega_0 t + U(t) \cos[\omega_0 t + \varphi(t)]\}^2 \\ &= A_0^2 \frac{U^2(t)}{2} + A_0 U(t) \cos \varphi(t) + Y_{\text{шўр}}(t) = Y_{\text{юч}}(t), \end{aligned} \quad (11.16)$$

Чиқиш сигнали $y_{\text{юч}}$ ташкил этувчилари паст частоталар филтридан ўтмайди, натижада паст частоталар филтри чиқишида қуйидаги сигнални оламиз:

$$y_{\text{шўр}}(t) = \frac{A_0^2}{2} + \frac{U^2(t)}{2} + AU(t) \cos \varphi(t), \quad (11.17)$$

(11.17) ифоданинг биринчи ташкил этувчиси $\frac{A_0^2}{2} = \sigma$ фойдали сигнал; иккинчи ва учинчиси $\xi = \frac{U^2(t)}{2} + AU(t) \cos \varphi(t)$ –детектор чиқишидаги халақит. Детектор чиқишидаги халақит дисперсиясини аниқлаймиз:

$$\Delta\xi = (\xi - \bar{\xi})^2 = \sigma_x^2 + A_0^2 \sigma_x^2, \quad (11.18)$$

(11.18) ифодани олишда $U^2(t) = 2\sigma_x^2$ ва $U(t) \cos \varphi(t) = 0$ эканлиги эътиборга олинган.

Квадратик режимда ишловчи амплитуда детектори чиқишидаги сигнал қувватининг халақит қувватига нисбати қуйидагига тенг:

$$q_{\text{чиқ}} = \frac{b^2}{D\xi} = \frac{A_0^4}{4(\sigma_x^4 + A_0^2 \sigma_x^2)} = \frac{q_k^2}{1 + 2q_2}, \quad (11.19)$$

бунда, $q_k = \frac{A_0^2}{2\sigma_x^2}$ – киришдаги сигнал қувватининг халақит қувватига нисбати.

Агар детектор киришида c/x нисбати $q_k \gg 1$ бўлса $q_c \approx \frac{1}{2}q_k$, нисбат $\frac{q_1}{q_k} = 0.5$, икки марта камаяди $q_k \ll$, бўлса, $q_c \approx q_k^2$ бўлади. Мисол учун кириш сигнали нисбатан кучсиз ва $q_k=10$ бўлса, $q_c=5$ бўлади ва $q_k = 0.1$ бўлса, $q_c = 0.01$ га тенг бўлади. Детекторнинг бу иш режимида кучсиз сигнал халақит таъсирида унинг чиқишида яна ҳам кучсизланади.

11.6. Сигнални когерент қабуллаш

Сигнал ва халақитни когерент (синхрон) қабул қилишда таянч генератор ишлаб чиқараётган сигнал $s_0(t)$ фойдали сигнал $s(t)$ га частотаси ва фазаси бўйича мос келиши керак. Детектор чиқишида кириш сигнали $x(t)$ ва таянч генератори сигнали $s_0(t)$ кўпайтмаси ҳосил бўлади, яъни

$$y(t) = x(t) \cdot S_0(t), \quad (11.20)$$

(11.20) ифодага кириш сигнали ва $S_0(t) = B_0 \cos \omega_0 t$ ларни киритиб қуйидагига эга бўламиз:

$$\begin{aligned} y(t) &= \{A_0 \cos \omega_0 t + U \cos[\omega_1 t + \varphi(t)]\} B_0 \cos \omega_0 t = A_0 B_0 \cos^2 \omega_0 t + A_0 U \cos \omega_0 t \cdot \cos[\omega_0 t + \varphi(t)] \\ &= \frac{A_0 B_0}{2} + \frac{1}{2} A_0 B_0 \cos 2\omega_0 t + \frac{B_0 U}{2} \cos(2\omega_0 t + \varphi) + \frac{1}{2} B_0 U \cos \varphi(t) \\ &= y_{\text{пч}}(t) + y_{\text{юч}}(t), \quad (21) \end{aligned} \quad (11.21)$$

(11.21) ифодадан паст частотали ташкил этувчиларни ажратиб оламиз:

$$y_{\text{пч}}(t) = \frac{A_0 B_0}{2} + \frac{1}{2} B_0 U \cos \varphi(t) = b + \xi, \quad (11.22)$$

бунда, $b = \frac{A_0 B_0}{2}$ – чиқишдаги сигнал фойдали ташкил этувчиси; $\xi = \frac{1}{2} B_0 U \cos \varphi(t)$ чиқиш сигнали таркибидаги халақит.

Халақит ξ дисперсияси $D\xi$ ни аниқлаймиз:

$$D\xi = \frac{1}{4} \overline{B_0^2 U^2 \cos^2 \varphi(t)} = \frac{1}{8} \overline{B_0^2 U^2} = \frac{1}{4} B_0^2 \cdot \sigma_x^2, \quad (11.23)$$

Детектор чиқишидаги сигнал қувватини халақит қувватига нисбатини аниқлаймиз:

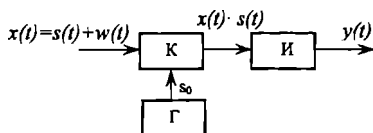
$$q_n = \frac{b^2}{D\xi} = \frac{A_1^2}{\sigma_n^2} = 2_{qk}, \quad (11.24)$$

Когерент (синхрон) детектор чиқишида $q_{\text{чи}}$ киришдагидан 2 марта катта бўлиб, фойдали сигнал халақит таъсирида сусаймайди. Когерент қабул қилиш юқори халақитбардошлиқни таъминлайди.

Юқорида олинган натижалар фойдали сигнал $s(t)$ гармоник шакли учун олинган бўлиб, унинг натижалари модуляцияланган (манипуляцияланган) сигналлар учун ҳам тааллуқлидир.

11.7. Сигнални корреляцион усулда қабуллаш

Корреляцион қабуллаш қурилмаси структуравий схемаси 11.6—расмда келтирилган бўлиб, у таянч сигнали генератори Γ , кириш сигнали $x(t)$ таянч генератори сигнали $s_0(t)$ кўпайтириш ва интегратордан иборат.



11.6-расм. Корреляцион қабуллаш қурилмаси структуравий схемаси.

Сигнални корреляцион қабул қилишда маълум бир вақт T да $x(t)$ ва $s_0(t)$ сигналлар ўзаро корреляцияси $Y(T)$ ўлчанади. Агар фойдали сигнал $s(t)$ таянч сигналга тўлиқ ўхшаш бўлса, унда ўзаро корреляцияни қуйидагича ифодалаш мумкин:

$$Y(T) = \frac{1}{T} \int_0^T \dot{s}(t)\dot{s}(t) dt = \frac{2}{T} \int_0^T x(t)s(t) dt + j \frac{2}{T} \int_0^T x(t)\dot{s}(t) dt, \quad (11.25)$$

бунда, $\dot{x}(t)$ ва $\dot{s}(t)$ —аналитик сигнал $x(t)$ ва $s(t)$ га мос бўлиб, $\dot{s}(t)$ функция $s(t)$ билан комплекс мослашган сигнал.

Чиқиш сигнални рўйхатга олиш усулига қараб корреляцион қабуллаш когерент ва некогерент бўлиши мумкин. Когерент қабулда маълум вақт T да $\dot{x}(t)$ функциянинг ҳақиқий қиймати ҳисобланади, яъни:

$$\operatorname{Re}\dot{Y}(t) = \frac{2}{T} \int_0^T x(t) \cdot S(t) dt, \quad (11.26)$$

Нокогерент қабулда $\dot{Y}(t)$ функциянинг модули ҳисобланади, яъни:

$$|\dot{Y}(T)| = \frac{1}{T} \left| \int_0^T \dot{x}(t) dt \right| = \sqrt{\left[\int_0^T x(t) S(t) dt \right]^2 + \left[\int_0^T x(t) \cdot \dot{S}(t) dt \right]^2} \quad (11.27)$$

Корреляцион қабуллаш қурилмаси чиқишидаги сигнал ҳақиқий қийматини икки ташкил этувчи йиғиндиси шаклида ифодалаймиз,

$$y = \frac{1}{T} \int_0^T x(t) \cdot S(t) dt = b + \xi, \quad (11.28)$$

бунда, $b = \frac{1}{T} \int_0^T S^2(t) dt = P_c$ – фойдали сигнал; $\xi = \frac{1}{T} \int_0^T S(t) \cdot w(t) dt$ қабуллаш қурилмаси чиқишидаги сигнал ҳақиқий қийматини - дисперсиясини аниқлаймиз:

$$\begin{aligned} D\xi &= \left[\frac{1}{T} \int_0^T S(t) w(t) dt \right]^2 = \frac{1}{T^2} \int_0^T \int_0^T \overline{S(t) \cdot S(t_1) w(t) w(t_1) dt - dt_1} \\ &= \frac{1}{T^2} \int_0^T S^2(t) dt \int_0^T \overline{S(t_1) w(t) w(t_1) dt_1} = \frac{1}{T^2} \int_0^T S^2(t) dt \int_0^T B_w(t-t_1) dt \end{aligned} \quad (11.29)$$

Агар ҳалақит спектри фойдали сигнал спектридан анча кенг бўлса, $\Delta\tau$ -корреляция интервали жуда кичик бўлади ва бу вақт ичида сигнал қиймати деярли ўзгармай қолади. Шуни эътиборга олиб (11.29) ифодани қуйидаги кўринишга келтириш мумкин:

$$D\xi \approx \frac{1}{T^2} \int_0^T S^2(t) dt \int_0^T B_w(t-t_1) dt_1 \approx \frac{\Delta\tau}{T} P_c \cdot P_x, \quad (11.30)$$

бунда $P_x = B_w(0)$ —қабуллаш қурилмаси киришидаги ҳалақит қуввати.

Сигнални корреляцион когерент қабул қилинганда унинг чиқишидаги С/Х–нисбати қуйидагича аниқланади:

$$q_{\text{чк}} = \frac{b^2}{D\xi} = \frac{T}{\Delta\tau} q_{\text{к}} \approx 2TF_x q_{\text{к}} \quad (11.31)$$

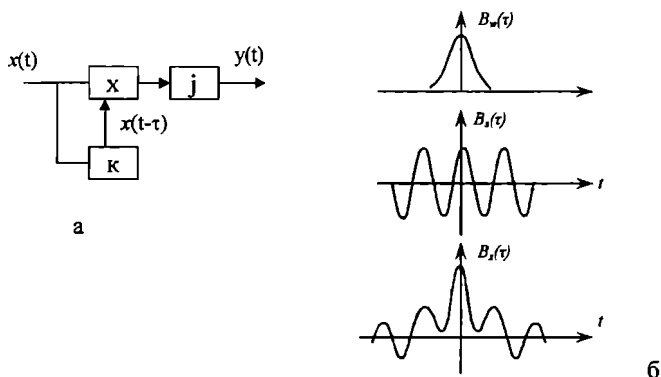
Сигнални корреляцион нокогерент қабул қилинганда унинг чиқишидаги с/х–нисбати қуйидагича тенг бўлади:

$$q_{\text{чк}} = \frac{b^2}{2D\xi} = \frac{1}{2} \frac{T}{\Delta\tau} q_{\text{к}} \approx TF_x \cdot q_{\text{к}} \quad (11.32)$$

Нокогерент ишлов беришда халақитнинг ҳар икки: фазаси мос ва ортогонал ташкил этувчиси фойдални сигналга таъсир қилади. Халақитбардошликни, когерент ишлов беришга қараганда икки мартаба камайтиради. Сигнални корреляцион қабул қилишни интеграллаш усулини ҳар қандай шаклдаги сигналларга қўллашнинг умумлашган усули деб ҳисоблаш мумкин.

11.8. Сигналларни автокорреляцион усулда қабуллаш

Сигналларни автокорреляцион қабуллаш қурилмаси (11.7-расм) кириш сигнали $x(t)$ ни унинг τ -вақтга кечиктирилган қиймати $x(t-\tau)$ га кўпайтиргич (X), $x(t)$ сигнални $\Delta\tau$ вақтга кечиктиргич (K) ва интегратордан иборат. Бу усулда кечиктирилган сигнал $x(t-\tau)$ таянч сигнали вазифасини бажаради.



11.7-расм. Сигналларни автокорреляцион қабуллаш қурилмаси (а) ва вақт диаграммлари (б).

Автокорреляцион қабуллашда $x(t)$ ва $x(t-\tau)$ сигналлар кўпайтмасидан интеграл олинади, яъни:

$$y = \frac{1}{T} \int_0^T x(t) \cdot x(t-\tau) dt = \frac{1}{T} \int_0^T [s(t) + w(t)][s(t-\tau) + w(t-\tau)] dt \quad (11.33)$$

(11.33) ифодадаги квадрат қавсларни очиб, қуйидаги натижани оламиз, бунда $\tau \ll T$ деб ҳисоблаймиз:

$$y = \frac{1}{T} \int_0^T s(t) \cdot s(t-\tau) dt + \frac{1}{T} \int_0^T s(t) w(t-\tau) dt + \frac{1}{T} \int_0^T s(t-\tau) \cdot w(t) dt + \frac{1}{T} \int_0^T w(t) w(t-\tau) dt = B_{ss}(\tau) + B_{sw}(\tau) + B_{ws}(\tau) + B_{ww}(\tau) = b + \xi, \quad (11.34)$$

бунда, $\tau \rightarrow 0$ ҳолатда $B_{ss}(0)$ —фойдали сигнал қуввати, $B_{ww}(0)$ —халақит қуввати, $B_{sw}(0)$ ва $B_{ws}(0)$ лар фойдали сигнал ва халақитлар ўзаро боғлиқ бўлмаганликлари учун корреляцион функциялари нолга тенг бўлади.

Автокорреляцион қабуллагич чиқишидаги с/х нисбати катта бўлганда корреляцион қабуллаш қурилмаси чиқишидагига яқинлашади. Киришда $q_k \ll 1$ бўлса, автокорреляцион қабуллаш қурилмаси чиқишидаги с/х нисбати квадратик детекторли қабуллаш қурилмаси чиқишидаги с/х нисбатига яқинлашади. Автокорреляцион усулда сигнал қабуллашнинг корреляцион қабуллаш усулига нисбатан халақитбардошлиги камлиги автокорреляцион қабулда таянч сигнали сифатида таркибида халақит бор $x(t-\tau)$ сигналидан фойдаланишидадир. Лекин автокорреляцион қабуллаш усулидан қабул қилинадиган сигнал фазаси ҳақида аввалдан маълумот бўлмаган ҳолда ҳам фойдаланиш мумкин.

Мисол тариқасида гармоник тебраниш шаклидаги фойдали сигнал $s(t)$ ва флукуацион халақит $w(t)$ йиғиндиси $x(t)=s(t)+w(t)$ ни автокорреляцион қабуллашни кўриб чиқамиз.

Ушбу $x(t)=s(t)+w(t)$ сигнал корреляцион функцияси қуйидагига тенг:

$$B_{xx}(\tau) = [s(t) + w(t)][s(t-\tau) + w(t-\tau)] = B_{ss}(\tau) + B_{sw}(\tau) + B_{ws}(\tau) + B_{ww}(\tau) \quad (11.35)$$

Фойдали сигнал ва халақит ўзаро мустақиллиги, бир-бирига боғлиқ эмаслигини эътиборга олсак:

$$B_{xx}(\tau) = B_{ss}(\tau) + B_{ww}(\tau) \quad (11.36)$$

Халақитнинг корреляция функцияси $\tau > \Delta t$ да аста-секин нолга интилади. Даврий сигнал $s(t)$ нинг корреляция функцияси ҳам даврий бўлиб, унинг такрорланиш даври сигнал $s(t)$ даврига тенг бўлади. Юқоридагиларни эътиборга олиб (11.36) ифодани чизма шаклида ифодалаймиз.

11.9. Сигнални мослашган филтрлар орқали қабуллаш

Кўп ҳолларда сигнални қабул қилишда сигналларни шакли аввалдан маълум, аммо кузатилаётган онда сигналларнинг қайси бири қабуллаш қурилмасига таъсир этаётганлиги номаълум. Шакли аввалдан маълум сигналларга: рақамли сигналлар; шу жумладан, ИКМ сигналлари; радиолокация сигналлари; кодланган сигналлар ва ҳ.к. лар мисол бўлади. Сигналларни мослашган филтрлар орқали қабуллашдаги асосий кўрсаткич филтр чиқишидаги с/х нисбатининг киришидагига нисбатан катталашивишидир. Киришдаги с/х нисбати берилганда ўзининг чиқишида ҳамма бошқа филтрларга қараганда энг юқори с/х –нисбатини таъминловчи филтр оптимал (мутаносиб) мослашган филтр деб аталади.

Филтр киришига сигнал $s(t)$ ва халақит $w(t)$ йиғиндиси $x(t)=s(t)+w(t)$ таъсир этади. Фойдали сигнал шакли аввалдан маълум, тасодифий эмас деб ҳисоблаймиз ва унинг спектри зичлигини қуйидагича ифодалаймиз:

$$S(j\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} s(t)e^{-j\omega t} dt = S(\omega)e^{j\varphi(\omega)}, \quad (11.37)$$

Бунда, $S(\omega)$ ва $\varphi(\omega)$ –сигнал амплитуда ва фаза спектри. Халақитни «оқ шовқин» тасодифий стационар жараён деб ҳисоблаймиз, унинг энергетик спектри $G_w(\omega) = \frac{N_0}{2}$ деб ҳисоблаймиз.

Чизиқли филтрнинг комплекс узатиш коэффициенти $K(j\omega) = K(\omega)e^{j\psi(\omega)}$ орқали аниқланади, бунда $K(\omega)$ ва $\psi(\omega)$ филтрнинг амплитуда частота ва фаза частота тавсифи. Филтр чиқишидаги $y(t)$ фойдали $y_c(t)$ ва халақит $y_x(t)$ дан ташкил топган бўлади, яъни:

$$y(t) = y_c(t) + y_x(t). \quad (11.38)$$

Филтри чиқишидаги фойдали сигнални қуйидагича ифодалаймиз:

$$y_c(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S(j\omega)K(j\omega) \cdot e^{j\omega t} d\omega = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S(\omega) \cdot K(\omega)e^{j[\varphi(\omega)+\psi(\omega)+\omega t]} d\omega. \quad (11.39)$$

Маълум бир t_0 вақтда $y_c(t)$ ўзининг энг катта қийматига эришади, яъни:

$$P_{\text{сmax}} = |y_c(t_0)|^2 = \frac{1}{4\pi^2} \left| \int_{-\infty}^{\infty} S(j\omega)K(j\omega)e^{j\omega t_0} d\omega \right|^2. \quad (11.40)$$

Халақит қуввати эса қуйидагига тенг бўлади:

$$P_x = \frac{N_0}{4\pi} \int_{-\infty}^{\infty} K^2(\omega) d\omega. \quad (11.41)$$

Фильтр чиқишида t_0 — ондаги сигнал қувватининг халақитга нисбатини аниқлаймиз:

$$q_c = \frac{P_{\text{сmax}}}{P_x} = \frac{\left| \int_{-\infty}^{\infty} S(j\omega) \cdot K(j\omega) e^{j\omega t_0} d\omega \right|^2}{\pi N_0 \int_{-\infty}^{\infty} K^2(\omega) d\omega} \quad (11.42)$$

Энди, ўзининг чиқишида с/х — нисбатининг энг максимал қийматини таъминловчи фильтрнинг комплекс узатиш коэффициентини аниқлаймиз. Бунинг учун (11.42) ифодага Буняковский — Шварц тенгсизлигини қўллаб, q_c учун қуйидаги ифодани оламиз:

$$q_c \leq \frac{\int_{-\infty}^{\infty} |S(j\omega)|^2 d\omega \cdot \int_{-\infty}^{\infty} |K(j\omega)|^2 d\omega}{\pi N_0 \int_{-\infty}^{\infty} |K(j\omega)|^2 d\omega} = \frac{1}{\pi N_0} \int_{-\infty}^{\infty} |S(j\omega)|^2 d\omega. \quad (11.43)$$

Шундай қилиб, фильтрнинг ҳар қандай характеристикаси $K(j\omega)$ да унинг чиқишидаги с/х максимал қийматидан катта бўлмайди, яъни:

$$q_{\text{сmax}} = \frac{1}{\pi N_0} \int_{-\infty}^{\infty} |S(j\omega)|^2 d\omega = \frac{2E}{N_0}, \quad (11.44)$$

бунда, E — фойдали сигнал тўлиқ энергияси.

Фильтр чиқишидаги q_c — ўзининг максимал қийматига қуйидаги шарт бажарилганда эришади:

$$K(j\omega) = CS(-j\omega)e^{j\omega t_0} = CS(\omega)e^{-j[\omega t_0 + \varphi(\omega)]}, \quad (11.45)$$

бунда, $S(-j\omega) = S(\omega)e^{-j\varphi(\omega)}$ — сигнал спектри $S(j\omega)$ билан комплекс мослашган функция, c — қандайдир хоҳишдий катталиқ.

(11.45) ифодани иккига бўлиб, алоҳида-алоҳида ҳолга келтиришимиз мумкин:

$$K(\omega) = CS(\omega); \quad \varphi(\omega) = -[\varphi(\omega) + \omega t_0]. \quad (11.46)$$

(11.46) дан мослашган филтър амплитуда-частота тавсифи сигнал амплитуда спектри билан, фаза-частота тавсифи сигнал фаза-частота тавсифи билан ва ωt_0 нинг чизикли функцияси билан доимий катталиқ «С» –гача аниқликда бир-бирига тенг бўлади. Шундай қилиб, оптимал филтърнинг частота тавсифи сигналнинг спектри орқали аниқланади, у билан мослашган бўлиши керак. Шунинг учун бундай филтърлар мослашган филтърлар деб аталади.

Сигналнинг филтър чиқишидаги фазасини аниқлаймиз:

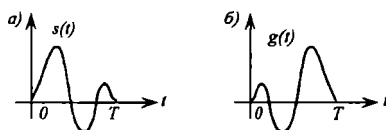
$$\theta(t) = \omega t + \varphi(\omega) + \Psi(\omega) = \omega t + \varphi(\omega) - \varphi(\omega) - \omega t_0 = \omega(t - t_0), \quad (11.47)$$

бунда, $t - t_0$ вақтда $\theta = 0$ бўлади, яъни t_0 –вақтда сигналнинг ҳамма гармоник ташкил этувчилари бир хил фаза билан арифметик йиғинди ва ушбу вақтда энг максимал қийматга эга бўлади. Халақит спектри ташкил этувчилари филтър чиқишидаги тасодифий фазаларга эга бўлгани учун алгебраик қўшилади. Натижада филтър чиқишида с/х нисбати максималлашади.

Фурье ўзгартириши ёрдаимда мослашган филтърнинг импульс акс таъсирини аниқлаймиз:

Мослашган филтърнинг импульс акс таъсири, унга таъсир этган сигналнинг «С» ўлчамдаги t_0 онга нисбатан ойнадаги тасвирига мос келади. 11.8-расмда $C=1$ қилиб олинган.

$$q(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S(j\omega) e^{j\omega(t)} d\omega = \frac{C}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S(-j\omega) e^{-j\omega(t-t_0)} d\omega = \frac{C}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S(j\omega) e^{j\omega(t_0-t)} d\omega = CS(t_0 - t), \quad (11.48)$$



11.8-расм. Мослашган филтърнинг импульс акс таъсири.

11.8-расмдан кўринадики, қарор қабул қилиш қурилмаси киришига мослашган филтър чиқишидаги сигнал $t_0 = T$ вақтда берилади ва рўйхатдан ўтади.

Мослашган филтър кириш сигналнинг чиқишида энг катта қувват берадиганларини спектр ташкил этувчиларини максимал ўтказди ва спектрдаги халақит катта ташкил этувчилари ўтказилмайди, филтър чиқишида сигнал шакли ўзгаради, бу унинг

камчилиги эмас, чунки мослашган филтърнинг вазифаси чиқишда с/х нисбатини кўпайтиришдан иборат.

Мослашган филтър чиқишида t ондаги кучланиш Дюамел интеграл асосида қуйидагича аниқланади:

$$y(t) = \int_{-\infty}^{\infty} x(t-z)g(z)dz = C \int_{-\infty}^{\infty} x(t-z)S(t_0-z)dz = C B_{ss}(\tau), \quad (11.49)$$

бунда $\tau = t - t_0$.

(11.49) ифодадан, мослашган филтър чиқишидаги кучланиш қабул қилиш $x(t)$ ва узатилган сигнал $s(t)$ ўзаро корреляция функциясига пропорционал. Бу нуқтаи назардан мослашган филтърни коррелятор деб ҳисоблаш мумкин.

Агар кириш сигнали $x(t)$ таркибида халақит $w(t)$ бўлмаса, унинг чиқишидаги сигнал қуйидагига тенг бўлади:

$$s_q(t) = \int_{-\infty}^{\infty} s(t-z)g(z)dz = C \int_{-\infty}^{\infty} s(t-z)S(t_0-z)dz = C B_{ss}(\tau) \quad (11.50)$$

Бу ҳолда чиқишдаги сигнал доимий кўпайтма «С» гача аниқликда кириш сигнали $s(t)$ автокорреляцион функциясига мос келади. Агар $t - t_0 = 0$ деб олсак, у ҳолда $B_{ss}(0)$ сигнал энергияси E -га тенг бўлади, натижада филтър чиқишидаги сигнал максимал қиймати:

$$s_q(t_0) = C B_{ss}(0) = CE \quad (11.51)$$

бўлади.

Филтър чиқишидаги сигнал давомийлиги корреляция оралиғи $\Delta\tau$ орқали аниқланади. Қабул қилинаётган сигнал турига қараб $\Delta\tau \leq T$ бўлиши мумкин (T – сигнал давомийлиги). $\Delta\tau < T$ бўлганда сигнални сиқиш имкони пайдо бўлади. Шовкинсимон сигнал учун $\Delta\tau \approx \frac{1}{2F}$ бўлиб, сиқиш коэффициенти сигнал базаси

$$B_c = \frac{T}{\Delta\tau} = 2T_c F_c \quad (11.52)$$

га тенг бўлади.

11.10. Мослашган филтърнинг асосий хоссалари

1. Ҳар бир сигнал шакли учун у билан мослашган ягона филтър мавжуд бўлиб, ушбу филтър чиқишида с/х энг максимал

қийматига эришилади. Унинг қиймати $q = \frac{2F}{\omega}$ га тенг.

2. Мослашган фильтр иш ҳолати унинг киришига сигнал берилиш вақтига боғлиқ эмас (инвариант). Мослашган филтрдан фарқлироқ коррелятор иш ҳолати сигналнинг унинг киришига қайси вақтда берилишига боғлиқ, унинг учун синхронизация аниқ бажарилиши керак.

3. Мослашган фильтр ва коррелятор чиқишидаги кучланиш бир-бирига дискрет элементар сигнал тугаш вақти T да бир хил бўлади.

4. Мослашган фильтр кириш сигнали $x(t)$ ва ўзининг ягона сигнали $s(t)$ га импульс акс таъсири орасидаги ўзаро корреляцияни ҳисоблайди. Ягона бир ҳолда $x(t)$ таркибида фильтр мослашган сигнал $s(t)$ бўлган тақдирдагина ўз чиқишида энг катта кучланишни ҳосил қилади.

5. Мослашган фильтр сигнал қабул қилишда бир вақтнинг ўзида коррелятордаги учта вазифани: таянч сигнали генератори, кўпайтиргич ва интегратор вазифасини бажаради.

Мисол тарикасида тўғри тўртбурчак шаклидаги импульсни оптимал қабул қилувчи мослашган филтрни синтез қиламиз.

Берилган сигнал

$$s(t)=A, \text{ агар } 0 < t \leq T;$$

$$s(t)=0, \text{ агар } t > 0 \text{ бўлса.}$$

(11.53)

(11.53) формула билан ифодаланган импульс амплитуда спектри $S(j\omega) = \frac{A}{j\omega} (1 - e^{j\omega T})$.

Ушбу сигнал билан мослашган филтрнинг узатиш комплекс коэффициенти,

$$K(j\omega) = C \frac{A}{j\omega} (1 - e^{j\omega T}) e^{-j\omega T} = S(j\omega) = C \frac{A}{j\omega} (1 - e^{-j\omega T}) \quad (11.54)$$

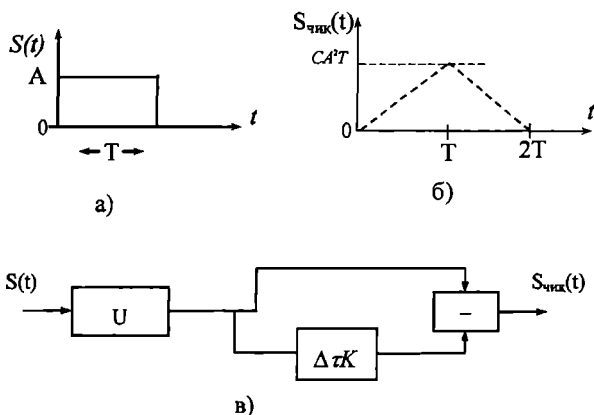
Ушбу мослашган филтрнинг импульс ўтиш тавсифи $g(\tau)$ шакли сигнал $s(t)$ шаклида бўлади, яъни:

$$g(t) = CA(T-t) = CA \text{ агар } 0 \leq t \leq T \text{ бўлса, ва}$$

$$g(t) = 0 \text{ агар } t < 0 \text{ ва } t > 0 \text{ бўлса.}$$

Маълумки, сигнални частоталар мажмуасида $\frac{1}{j\omega}$ га кўпайтириш вақт бўйича $-\infty$ дан $+\infty$ гача интеграллашга мос келади ва $e^{j\omega T}$ га кўпайтириш эса, сигнали T вақтга кечиктириш амалини бажаришни

белгилайди. Ҳақиқатан ҳам узатиш коэффиценти (11.54) ифода билан берилган филтър: узатиш коэффиценти $\frac{1}{j\omega}$ бўлган интегратордан, узатиш коэффиценти $e^{j\omega T}$ бўлган сигнални кечиктириш қурилмаси ва айирувчи қурилмадан иборат бўлади (11.9-расм). Филтър чиқишида сигнал катетлари бир-бирига тенг учбурчак шаклида бўлиб, асоси кенглиги $2T$ га ва энергияси CA^2T га тенг бўлади.



11.9-расм. Видеои́мпульс мослашган филт́ри структуравий схемаси.

Иккинчи мисол сифатида юқори частотали радиоимпульс учун мослашган филт́рни синтез қилишни кўриб чиқамиз.

Радиоимпульсни тўлдирувчи юқори частотасини ω_0 га ва давомийлигини T -га, амплитудасини A_0 га тенг деб оламиз, яъни

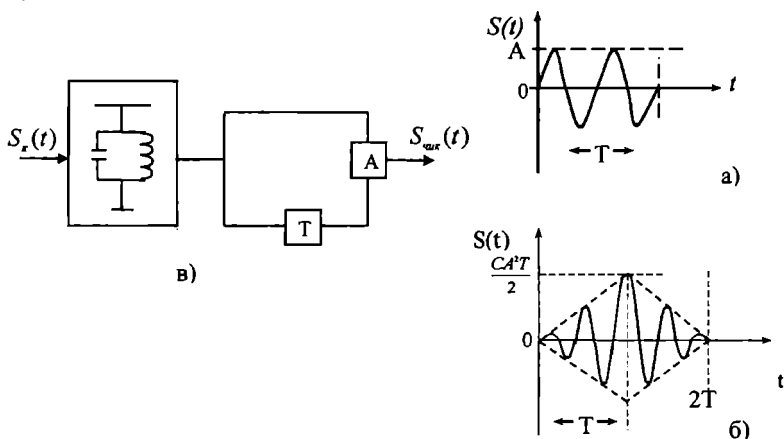
$$\begin{aligned} s(t) &= A \sin \omega_0 t, & \text{агар } 0 \leq t \leq T; \\ s(t) &= 0, & \text{агар } t < 0, t > T \end{aligned} \quad (11.55)$$

Масалани осонлаштириш учун радиоимпульс давомийлиги T -даврга ω_0 частотали гармоник тебраниш сигналининг $(2n+1)\pi = \omega T$ тоқ ярим даври жойлашган деб қабул қиламиз, у ҳолда бу ораликда жойлашган филтър акс таъсири қуйидагига тенг бўлади:

$$g(t) = CF \sin \omega_0 (T-t) = CA \sin [(2n+1)\pi - \omega_0 t] = CA \sin \omega_0 t \quad (11.56)$$

(11.56) ифодага мос келувчи импульс акс таъсирига йўқотишлари нолга тенг бўлган LC – тебраниш контури эга. Радиоимпульс $S(t)$ ва унга мос келувчи $g(t)$ ни икки бир-бирига нисбатан T -вақтга силжиган импульслар фарқи шаклида аниқлаш мумкин. Шунинг учун радиоимпульс учун мослашган фильтр электр схемаси оддий видеоимпульс мослашган фильтри электр схемасидан RC генератор ўрнига LC контур шаклидаги интегратор бўлиши билан фарқ қилади. LC контурнинг доимийлик вақти τ радиоимпульс давомийлиги T дан катта бўлиши шарт, яъни $\tau > T$.

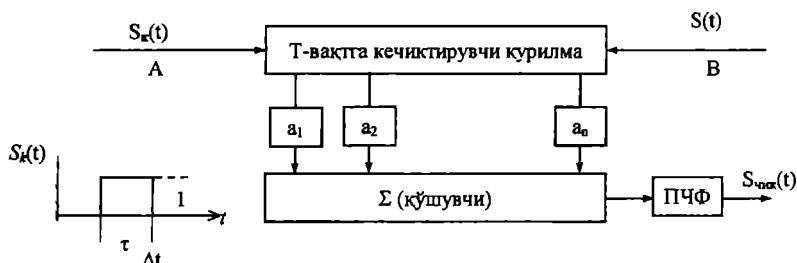
Агар радиоимпульс давомийлиги T га юқори ω_0 частотали тебранишларнинг жуфт ярим даври жойлашса, у ҳолда схемадаги айирувчи қисм (А), кўшувчи (К) га алмаштирилади.



11.10-расм. Радиоимпульс мослашган фильтри структуравий схемаси.

Энди ихтиёрий шаклдаги давомийлиги T бўлган, сигнал $s(t)$ учун мослашган фильтрни кўриб чиқамиз. Бу фильтр бир неча сигнал кечиктиргич чиқишларига эга қурилма ёрдамида амалга оширилади (11.11-расм). Бунга асос қилиб давомийлиги T га тенг видеоимпульсни $\frac{T}{\Delta t} = n$ та, давомийлиги Δt га тенг импульслар йиғиндиси деб ҳисоблаш асос бўлади. Δt импульслар давомийлиги Котельников теоремаси асосида олинади, бунда $\Delta t < \Delta \tau$ бўлишига, яъни алоҳида кичик импульслар орасидаги ўзаро корреляция бўлмаслиги керак (Δt - корреляция оралиғи ва $\Delta t = \frac{1}{2F_c}$, F_c -

видеоимпульс спектри кенглиги). Мослашган фильтр куйидаги кўринишга эга бўлади (11.1-расм).



11.11-расм. Видеоимпульс учун мослашган фильтр.

Агар мослашган фильтр (МФ) А киришига давомийлиги Δt га ва амплитудаси 1 га тенг импульс берилса, унинг кечиктириш қурилмаси (КК) чиқишларида кириш импульси $\Delta t, 2\Delta t, 3\Delta t, \dots, n\Delta t$ вақтга кечикиб ҳосил бўлади. Бу кечиккан импульслар $a_1, a_2, a_3, \dots, a_n$ - ўлчовли (қиймат аниқловчи) қурилмалардан ўтган натижалари йиғувчи қурилма киришига, сўнгра ПЧФга узатилади. $a_1, a_2, a_3, \dots, a_n$ - қурилмаларни аттениуаторлар ёки сигнал кучайтирувчи қурилмалар деб қаралиши мумкин, бунда a_n -сигнални сусайтириш ёки кучайтириш коэффициентини англатади. a_n агар сигнал қиймати манфий бўлса – кучайтириш коэффициенти ва сигнал қиймати мусбат бўлса, у ҳолда сусайтиргич вазифасини бажаради. Бундан ташқари a_n қурилмалар кириш сигнали фазасини 180° га буради.

Бу турли МФ чизикли режимда ишловчи импульс реакцияси $s(t)$ га тенг бўлган трансверсал фильтр деб аталади. Агар кириш сигнали МФнинг В-киришига берсак, унинг чиқишида А-киришига берганда олинган сигнал $s(t)$ нинг кўзгудаги аксини оламиз. Бундан ушбу фильтр кириш сигнали $s_k(t)$ учун МФ бўлиб ҳисобланади. Бу турли МФларда кечиктириш қурилмалари сифатида бир неча кетма-кет уланган LC филтрлардан фойдаланилади. Уларда сўнишлар жуда кам бўлиб, юқори ишончликка ва кичик ҳажмга эга бўлади.

Баъзи ҳолларда тўлиқ мослашган: $K(\omega) = Cs(\omega)$ ва $\varphi(\omega) = \varphi(\omega) + \omega_0 t$ филтрлар амплитуда-частота ва фаза-частота тавсифлари

мослашган филтър ўрнига фақат амплитуда-частота тавсифи мослашган филтърлардан, яъни мослашганга яқин (ўхшаш) филтърлардан фойдаланилади. Бунда турли импульслар учун квазиоптималь мослашган филтър полосаси кенглиги, қуйидаги ифода ёрдамида осонгина аниқланади, яъни

$$\Delta f_{\text{опт}} \approx \frac{1,37}{\tau_0}, \quad (11.57)$$

бунда, τ_0 – радиоимпульс давомийлиги.

Квазиоптималь мослашган филтър чиқишида s/x нисбати оптималь МФ чиқишидаги s/x га нисбатан 15÷20 % га камроқ бўлади, аммо бундай филтърларни амалга ошириш техник жиҳатдан анча осон бўлиб, тан нархи ҳам нисбатан арзон бўлади.

11.11. Узлуксиз сигналларни оптималь филтърлаш

Узлуксиз сигналларни оптималь филтърлашда унинг киришидаги $x(t) = s(t) + w(t)$ га ишлов бериш натижасида фойдали сигнал $s(t)$ дан энг кам фарқ қилувчи $y(t)$ сигнални олишга эришиш керак бўлади. Бу масала А.Н. Кольмогоров ва Н.Винерлар томонидан ечилган бўлиб, у қуйидаги дастлабки учта шартни бажаришни талаб қилади:

1) $s(t)$ сигнал ва ҳалақит $w(t)$ ларни стационар тасодифий жараёнлар бўлишини;

2) филтърлаш – чизикли электр занжирлари орқали амалга оширилади;

3) филтърлашнинг оптимальлиги кириш сигнали $s(t)$ ва чиқиш сигнали $y(t)$ орасидаги фарқ ўртача квадратик хатолик (фарқ) $\bar{\varepsilon}^2$ энг кам (минимал) бўлишини.

Фойдали сигнал $s(t)$ ва ҳалақит $w(t)$ стационар тасодифий жараён ва уларнинг автокорреляция функциялари $B_s(\tau)$ ва $B_w(\tau)$ маълум деб, чизикли режимда ишловчи филтърнинг импульс акс таъсири $g(\tau)$ маълум деб ҳисоблаймиз. У ҳолда шундай функция $Y(t)$ ни топиш керакки у филтърнинг реакцияси $g(\tau)$ дан энг кам (минимал) фарқ қилиши керак, яъни

$$\bar{\varepsilon}^2 = \overline{[y(t) - s(t)]^2} \quad (1.58)$$

бунда, $x(t)=0$ бўлганда $g(\tau)=0$ бўлади деб қабул қилиш керак. Чикиш сигнали Дюамел интегрални орқали қуйидагича аниқланади:

$$y(t) = \int_0^{\infty} g(\tau)x(t-\tau)d\tau \quad (11.59)$$

Кириш сигнали $x(t)$ ва хатолик $\varepsilon(t)$ бир-бирига боғлиқ бўлмаган, ўзаро корреляция функцияси нолга тенг бўлганда $g(\tau)$ оптимал деб ҳисоблаймиз, яъни $\overline{\varepsilon(t)x(t-\tau)}=0$, хатолик $\varepsilon(t)=y(t)-s(t)$ киришдаги фойдали сигналга боғлиқ эмас деб ҳисоблаймиз.

Чизиқли фильтр чикишидаги фойдали сигнал ва халақитни стационар тасодифий жараён деб, уларнинг энергетик спектрлари $G_s(\omega)$ ва $G_w(\omega)$ маълум деб ҳисоблаймиз. У ҳолда $\varepsilon(t)=y(t)-s(t)$ ҳам стационар тасодифий жараён бўлади, хатолик $\varepsilon(t)$ минимал бўлиши учун, хатолик сигнали энергетик спектри $G_\varepsilon(\omega)$ минимал бўлишлигига эришиш керак.

Хатолик ўртача квадрати қиймати $\tilde{\varepsilon}_x^2$ унинг энергетик спектри $G_\varepsilon(\omega)$ орқали қуйидагича аниқланади:

$$\tilde{\varepsilon}_x^2 = \frac{1}{\pi} \int_0^{\infty} G_\varepsilon(\omega) d\omega, \quad (11.60)$$

бунда, $G_\varepsilon(\omega)$ – хатолик функцияси $\varepsilon(t)=y(t)-s(t-t_0)$ орқали аниқланади, t_0 – сигнал кечикиш вақти.

Дастлаб хатолик корреляция функциясини аниқлаймиз:

$$B_\varepsilon(\tau) = \overline{[y(t)-s(t-t_0)][y(t+\tau)-s(t-t_0+\tau)]} = \overline{y(t) \cdot y(t+\tau) + y(t) \cdot s(t-t_0+\tau) + s(t-t_0) \cdot y(t+\tau) + s(t-t_0) \cdot s(t-t_0+\tau)} = B_y(\tau) + B_s(\tau) + B_{ys}(\tau) + B_{sy}(\tau) \quad (11.61)$$

Сигнал корреляция функцияси ва энергетик спектри бир-бири билан Фурье тўғри ва тесқари жуфт ўзгартиришлари орқали боғлиқларини эътиборга олиб (Винер-Хинчин формулалари) хатолик сигнали $\varepsilon(t)$ энергетик спектрини аниқлаймиз

$$G_\varepsilon(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} B_\varepsilon(\tau)e^{-j\omega\tau} d\tau = G_y(\omega) + G_s(\omega) + G_{ys}(\omega) + G_{sy}(\omega) \quad (11.62)$$

Маълумки, чизиқли фильтр чикишидаги сигнал $y(t)$ сигнал энергетик спектри қуйидагича аниқланади:

$$G_y(\omega) = G_x(\omega)K^2(\omega), \quad (11.63)$$

бунда, $K(\omega)$ - чизиқли фильтр узатиш коэффициентини.

Фойдали сигнал $s(t)$ ва ҳалақит $w(t)$ ўзаро боғлиқ эмаслиги учун

$$G_y(\omega) = K^2(\omega)[G_s(\omega) + G_w(\omega)] \quad (11.64)$$

Энди, $S(t)$ ва $y(t)$ ўзаро спектрлари $G_{sy}(\omega)$ ва $G_{ys}(\omega)$ ни аниқлаймиз:

$$G_{sy}(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} B_{sy}(\tau) e^{-j\omega\tau} d\tau = \int_{-\infty}^{\infty} \overline{s(t-t_0)y(t+\tau)} e^{-j\omega\tau} d\tau \quad (11.65)$$

Чизиқли фильтр чиқишидаги сигнал $y(t)$ Дюамел интегралли орқали қуйидагича аниқланади:

$$y(t+\tau) = \int_0^{\infty} g(\tau_1)x(t+\tau-\tau_1)d\tau_1 = \int_0^{\infty} g(\tau_1)[s(t+\tau-\tau_1) + w(t+\tau-\tau_1)]d\tau_1 \quad (11.66)$$

(11.66) ифодани (11.65) га қўйиб $\overline{s(t-t_0)w(t+\tau-\tau_1)} = 0$ эканлигини; $g(\tau)$ ва $K(j\omega)$ Фурье тўғри ва тескари ўзгартиришлари орқали бир-бирига боғлиқлигини эътиборга олиб қуйидагига эришамиз:

$$\begin{aligned} G_{sy}(\omega) &= \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} g(\tau_1) [\overline{s(t-t_0)s(t+\tau-\tau_1)}] + [\overline{s(t-t_0)w(t+\tau-\tau_1)}] e^{-j\omega\tau} d\tau_1 d\tau = \\ &= \int_0^{\infty} g(\tau_1) \int_{-\infty}^{\infty} B_s(t+t_0-\tau_1) e^{-j\omega(t+t_0-\tau_1)} d\tau e^{-j[\omega(\tau_1-t_0)]} d\tau_1 = G_s(\omega) \int_0^{\infty} g(\tau_1) e^{-j\omega\tau_1} e^{j\omega t_0} d\tau_1 = \\ &= G_s(\omega) K(j\omega) e^{j\omega t_0}, \end{aligned} \quad (11.67)$$

бунда, $K(j\omega) = K(\omega) e^{-j\varphi(\omega)}$ ни эътиборга олсак,

$$G_{sy}(\omega) = G_s K(\omega) e^{-j[\omega t_0 + \varphi(\omega)]}. \quad (11.68)$$

Энергетик спектр ҳақиқий катталиқ бўлгани учун (11.68) ифодадаги мавҳум кўрсаткич $\omega t_0 - \varphi(\omega) = 0$ бўлиши керак, яъни

$$\omega t_0 = -\varphi(\omega) \quad (11.69)$$

(11.69) ифода мослашган (оптималь) фильтр фаза-частотасини кириш сигнали частотасига пропорционал бўлишини талаб қилади. Шундай қилиб,

$$G_{ys}(\omega) = G_s(\omega) K(\omega) \quad (11.70)$$

Худди шундай $G_{ys}(\omega) = G_s(\omega) K(\omega)$, бу ўзаро спектрлар бир-бирига

тенглигидан $G_{y_s}(\omega) = G_{y_s}(\omega)$ келиб чиқади.

$G_y(\omega) = K^2(\omega)[G_s(\omega) + G_w(\omega)]$ ифодасини ва (11.70) ни эътиборга олиб хатолик энергетик спектри учун қуйидаги тенгликни оламиз:

$$G_e(\omega) = [G_s(\omega) + G_w(\omega)]K^2(\omega) + G_s(\omega) - 2G_s(\omega)K(\omega) \quad (11.70)$$

Энди $K(\omega)$ нинг шундай қийматини топиш керакки натижада $G_e(\omega)$ ва $\tilde{\epsilon}_z^2$ ўзининг энг минимал қийматига эришсин. Бунинг учун (11.70) ифодани қуйидаги шаклга келтирамиз:

$$G_e(\omega) = \left[K(\omega)\sqrt{G_s(\omega) + G_w(\omega)} - \frac{G_s(\omega)}{\sqrt{G_s(\omega) + G_w(\omega)}} \right]^2 + \frac{G_s(\omega)G_w(\omega)}{G_s(\omega) + G_w(\omega)} \quad (11.70)$$

(11.70) ифоданинг биринчи ташкил этувчиси $K(j\omega)$ га боғлиқ, иккинчи ташкил этувчиси берилган (мавҳум) $G_s(\omega)$ ва $G_w(\omega)$ га боғлиқ. (11.70) ифода ўзининг энг кичик қийматига ўзининг биринчи ташкил этувчиси нолга тенг бўлганда эришади. Бунинг учун

$$K_{opt}(\omega) = \frac{G_s(\omega)}{G_s(\omega) + G_w(\omega)} \quad (11.71)$$

ёки (11.67) ифодани эътиборга олсак,

$$K_{opt}(j\omega) = \frac{G_s(\omega)}{G_s(\omega) + G_w(\omega)} e^{-j\omega t_0} \quad (11.72)$$

(11.72) ифодадан (оптимал филтър комплекс узатиш коэффициенти) $K_{opt}(j\omega)$ филтър киришидаги сигнал ва ҳалақитлар энергетик спектрлари орқали аниқланади ва унинг фаза характеристикаси кириш сигнали частотасига пропорционал бўлади.

Узлуксиз сигналлар учун хатолик энергетик спектри минимал қиймати қуйидагича аниқланади:

$$G_{min}(\omega) = \frac{G_s(\omega)G_w(\omega)}{G_s(\omega) + G_w(\omega)} \quad (11.73)$$

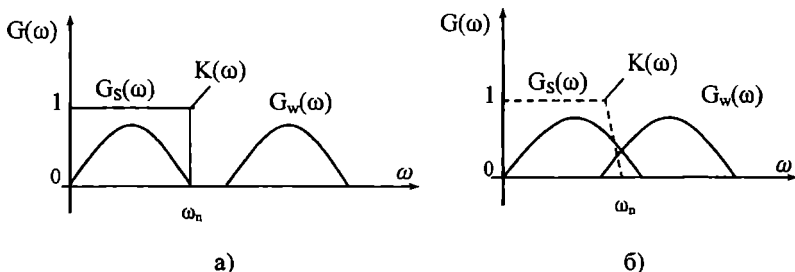
Оптимал филтър чиқишидаги хатолик ўртача квадрати қиймати

(11.73) ифода орқали ҳисобланади,

$$\bar{\varepsilon}^2_{\text{min}} = \frac{1}{\pi} \int_0^{\infty} \frac{G_s(\omega)G_w(\omega)}{G_s(\omega)+G_w(\omega)} d\omega \quad (11.74)$$

Оптимал (мослашган) филтър чиқишидаги хатолик $\bar{\varepsilon}_r^2$ фақат ҳалақит $w(t)=0$ бўлганда нолга тенг бўлади, яъни $G_s(\omega)G_w(\omega)=0$ бўлганда, фойдали сигнал ва ҳалақит спектрлари бир-бири устига тушган умумий қисми бўлмаслиги керак.

Оптимал $K_{\text{opt}}(j\omega)$ характеристикали филтър $\frac{G_s(\omega)}{G_w(\omega)}$ қанча кичрайиб борса, $K(\omega)$ шунча мос равишда камайиб бориши керак, яъни иложи борица фойдали сигнал ташкил этувчиларини ажратиб олиши керак. Фойдали сигнал ва ҳалақит энергетик спектрларининг ўзаро жойлашиш ҳолатлари 11.12-расмда келтирилган. Агар $G_s(\omega) \ll G_w(\omega)$ бўлса, $\bar{\varepsilon}_r^2 = \frac{1}{\pi} \int_0^{\infty} G_s(\omega) d\omega = P_c$ бўлади, хатолик жуда катта бўлади, сигнални асл ҳолатда тўғри қайта акс эттириш (тиклаш) мумкин бўлмайди.



11.12-расм. Сигнал ва ҳалақит энергетик спектрларининг жойлашиши.

Одатда алоқа канали орқали узатилиши керак бўлган бирламчи нисбатан паст частотали сигналнинг спектр ташкил этувчилари амплитудалари маълум бир частотадан бошлаб камайиб боради ва бу узатилаётган юқори частотали модуляцияланган сигналидаги юқори частота спектр ташкил этувчилари учун $\frac{G_s(\omega)}{G_w(\omega)}$ - сигнал-

халақит нисбатининг ёмонлашишига олиб келади, натижада сигнални қайта тиклашдаги хатолик ошади. Бу ҳолатни олдини олиш учун узатилаётган бирламчи паст частотали сигнал махсус коррекцияловчи (чизикли электр занжирлар) қурилмадан ўтказиб, сунъий равишда $\frac{G_s(\omega)}{G_w(\omega)}$ нисбатини ошириш таъминланади. Сигнал қабул қилгичдан сўнг у охириги акс эттирувчи қурилма (радиокарнай, қабуллаш телевизион трубкаси, ва ҳ.к.) га беришдан олдин дастлабки ҳолатга келтириш учун тескари коррекция амалга оширилади (11.13-расм).



11.3-расм. Сигналга тўғри ва тескари коррекция киритиш.

Назорат саволлари

1. Евклид фазоси нима?
2. Дискрет сигнал $s(t)$ нормаси нима ва у қандай физик маънога эга?
3. Икки дискрет сигнал орасидаги масофа d қандай аниқланади?
4. Икки вектор скаляр кўпайтмаси формуласини ёзинг, у қандай физик маънога эга?
5. Узлуксиз сигнал $x(t)$ ва $y(t)$ скаляр кўпайтмаси нимага тенг ва қандай физик маънога эга?
6. Узлуксиз сигнал $s(t)$ нормаси қандай аниқланади ва у қандай физик маънога эга?
7. Икки узлуксиз сигнал $s_1(t)$ ва $s_2(t)$ орасидаги масофа d қандай аниқланади?
8. Икки сигнални бир-биридан фарқлаш шартини айтинг.
9. Фарқлаш коэффициенти нима?

10. Қарама-қарши сигналлар деб қандай сигналларга айтилади?

11. Синхрон йиғиш усулининг моҳиятини тушунтиринг.

12. Интеграллаш усулининг моҳиятини тушунтиринг.

13. Сигналларни когерент қабуллаш асосий шартини айтинг.

14. Сигналлар қайси ҳолларда нокогерент қабул қилинади?

Нокогерент қабуллаш қурилмаси чиқишида с/х қандай катталикларга эга бўлади?

15. Корреляцион қабуллаш қурилмаси структуравий схемасини чизинг ва ишлаш жараёнини тушунтиринг.

16. Автокорреляцион қабуллаш қурилмаси структуравий схемасини чизинг ва ишлаш жараёнини тушунтиринг.

17. Гармоник сигнал ва функция халақит йиғиндисини автокорреляцион қабуллаш вақт диаграммаларини чизинг.

18. Корреляцион ва автокорреляцион қабуллаш усулларини халақит бардошлигини таққосланг.

19. Қандай фильтр мослашган фильтр деб аталади?

20. Шақли маълум сигнал учун мослашган фильтр қандай $K(\omega)$ ва $\varphi(\omega)$ га эга бўлиши керак?

21. Узлуксиз сигнал учун оптимал фильтр қандай $K(\omega)$ ва $\varphi(\omega)$ га эга бўлиши керак?

12. ХАЛАҚИТБАРДОШЛИК НАЗАРИЯСИ АСОСЛАРИ

12.1. Халақитбардошлик ҳақида асосий тушунчалар

Кўп ҳолларда қабул қилинадиган сигналлар учун уларнинг ташувчиси частотаси f_0 дан ташқари, модуляция ва кодлаш тури маълум ҳисобланади. Сигналга ташқи ва ички халақитлар таъсир этганда уни тўғри қабул қилиш эҳтимоллигини, халақитбардошлигини таъминлаш талаб этилади. Модуляция ва кодлаш туридан қатъи назар сигналлар турли усуллардан фойдаланиб қабул қилиниши мумкин. Сигнал қабул қилишнинг қайси усуллари халақитбардошлик нуқтаи назаридан энг (маъқул, мутаносиб) оптимал ҳисобланади? Бу саволларга В.А. Котельников томонидан яратилган халақитбардошлик назариясидан жавоб топиш мумкин.

Қабул қилиш қурилмаси (тизими) нинг сигнални маълум бир мутаносиблик (аниқлик) билан қайта акс эттира олиш имконияти (қобилияти) унинг халақитбардошлиги деб аталади.

Алоқа тизимининг тўлиқ халақитбардошлигини аниқлаш кўп ҳолларда мураккаб бўлгани учун одатда унинг айрим қисмлари: узатиш қисми, сигнал қабул қилиш қурилмаси; кодлаш ва декодлаш ёки алоқа тизимининг маълум икки нуқтаси орасидаги қисмлари халақитбардошлиги аниқланади.

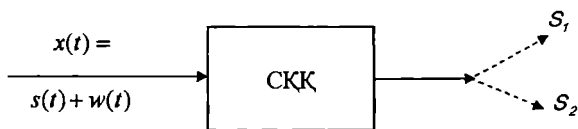
Халақитбардошликнинг эришилиши мумкин бўлган энг катта чегаравий қиймати Котельников ифодаси бўйича потенциал халақитбардошлик деб аталади.

Яратилган реал алоқа қурилмалари халақитбардошлиги потенциал халақитбардошлиқдан кичик, аммо унга қанча яқин бўлса, тизим ёки қурилма шунча мукамал ҳисобланади.

Ҳақиқий (реал) халақитни потенциал халақитбардошлик билан таққослаш тизим (қурилма)ни маълум модуляция ва кодлаш усулидан фойдаланганда қабул қилиш қурилмаси киришидаги сигнал/халақит нисбати берилганда унинг халақитбардошлигини потенциал халақитбардошликни таъминлашга яқинлаштириш кўшимча чора-тадбирларини танлаш имкониятини беради.

Идеал ҳолатда, агар сигнал қабуллаш қурилмасига фақат фойдали сигнал $s(t)$ таъсир этса, яъни халақит $w(t)=0$ бўлса, унда

қабул қилинган сигнал $u(t)$ узатилган сигнал $u(t)$ га тенг бўлади. Бунда қурилмадаги чизикли ва ночизикли бузилишлар йўқ деб ҳисоблаймиз. Сигнал қабуллаш қурилмаси (СҚҚ) киришига рақамли икки хил элементар сигнал $s_1(t)$ ёки $s_2(t)$ ва ҳалақит $w(t)$ таъсир этган ҳалақитни кўриб чиқамиз (12.1-расм).



12.1-расм. Умумлаштирилган сигнал қабуллаш қурилмаси.

СҚҚ қурилмаси киришидаги $x(t)$ сигналга ишлов бериш натижасида киришдаги сигналнинг узатилиши кутилаётган $s_1(t)$ ёки $s_2(t)$ сигналлардан қайси бири кузатилган $0 \leq t \leq T$ вақт орасида унинг киришига таъсир этганлиги ҳақидаги апостериор (сигнални кузатиш ва ишлов бериш натижасида) эҳтимоллигини ҳисоблаб беради, яъни $P(s_1/x)$ ва $P(s_2/x)$.

Агар $s_1(t)$ ва $s_2(t)$ сигналларнинг, шу жумладан, ҳалақитнинг статистик хоссалари берилган бўлса, сигнал қабуллаш қурилмаси уларнинг апостериор тақсимот қонунларини таҳлил этиб $s_1(t)$ ёки $s_2(t)$ сигналлардан бири унинг киришига таъсир этгани ҳақида маълум бир мезон асосида қарор қабул қилади.

Масалан, ўрнатилган – қабул қилинган мезон асосида узатилган хабарни энг яхши шаклда акс эттириши керак. Ушбу ўрнатилган, танланган мезон асосида СҚҚ оптимал қабул қилгич маълум усулда узатилган хабарни қабул қилишда энг юқори ҳалақитбардошликни таъминлайди.

Агар қабул қилинган сигналлар n та бўлса, x_i -юза n та қисмга бўлинади ва ҳар гал x_i -нинг қиймати x_i юзадан бирига мос келса s_i сигнал ҚҚ киришига таъсир этди, деган апостериор эҳтимоллик $P(s_i/x)$ маълум бўлади. Бунда канал орқали ҳақиқатда s_i сигнал узатилган бўлса, у тўғри қабул қилинган ҳисобланади ва хато қабул қилинганлик эҳтимоллиги P_x куйидагича аниқланади:

$$P_x = \sum_{i \neq j} P(s_j/x) = 1 - P(s_i/x) \quad (12.1)$$

(12.1) ифодадан кўринадики, сигнал s_i нинг тўғри қабул қилинганлиги максимал қийматига хато қабул қилинганлиги

қийматининг энг кичик эҳтимоллиги мос келди. Агар алоқа канали бўйича фақат икки хил сигнал $s_1(t)$ ва $s_2(t)$ узатилса (1 ёки 0 рақамли сигнал), у ҳолда (12.1) ифода соддалашади,

$$P_{x_{\min}} = P_{\min}(s_2/x) = 1 - P_{\max}(s_1/x) \quad (12.2)$$

Агар алоқа канали киришидаги ва чиқишидаги сигналлар дискрет (рақамли) бўлса, бундай канал дискрет ёки рақамли алоқа канали деб аталади. Алоқа канали киришидаги ва чиқишидаги сигнал узлуксиз бўлса, бундай канал узлуксиз канал деб аталади. Агар кириш ёки чиқиш сигналларидан бири дискрет иккинчиси узлуксиз бўлса, бундай каналлар дискрет-узлуксиз, узлуксиз-дискрет ёки аралаш сигналлар канали деб аталади.

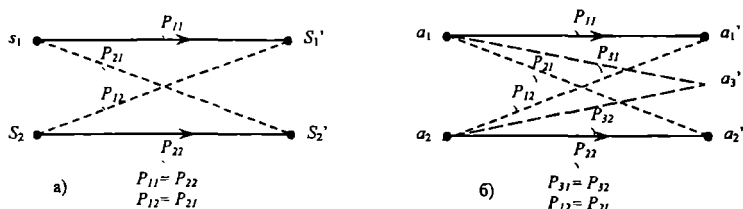
Дискрет (рақамли) алоқа канали учун код кириш сигналлари a_i ($i=1,2,\dots,m$) ва чиқиш сигналлари S_j ($j=1,2,\dots,m$) сигнал узатиш тезлиги V ва S_i ни S_j га ўтиш эҳтимоллиги $P_{ij}=P(S_j/S_i)$ маълум бўлса, бундай каналнинг хоссалари аввалдан маълум ҳисобланади. Умуман олганда, кириш ва чиқишдаги элементлар сони бир-биридан фарқланиши ($m_i \neq m_j$) мумкин.

Агар дискрет (рақамли) канал учун S_i ни S_j га алмашиб қолиши эҳтимоллиги $P(S_j/S_i)$ вақтга боғлиқ бўлмаса ва ушбу элементар сигналдан қандай элементар сигнал берилганлигига боғлиқ бўлмаса, хотирасиз бир турли канал деб аталади. Агар $P(S_j/S_i)$ вақтга боғлиқ бўлса, бундай канал бир турли бўлмаган канал деб аталади ва S_i ни S_j га ўтиш эҳтимоллиги, ушбу элементдан аввал қайси элементар сигнал берилганлигига боғлиқ бўлса, бундай канал хотирали канал деб аталади. Бундай канал математик ифодаси Марков дискрет кетма-кетлигига асосланган бўлади.

Агар бир турли дискрет каналида кириш ва чиқишларидаги код символлари (элементлар) сони бир хил бўлиб, уларни бирининг иккинчисига ўтиш эҳтимоллиги $P(S_j/S_i)=P_0=\text{const}$ бўлса, бундай каналлар симметрик канал деб аталади (12.2а-расм).

Мисол тариқасида иккилик дискрет канални келтирамиз. Алоқа каналлари орасида кириш ва чиқиш код сигналлари бир хил эмаслари ҳам учрайди, бунда кириш алфавити $m < m'$ бўлиб, ҳамма $N=n^m$ кодлар икки гуруҳга бўлинади $N=N_p+N_T$. Хабарлар узатиш учун фақат N_p - рухсат этилган кодлар комбинациясидан фойдаланилади ва қабул томонда N_T - тақиқланган кодлар комбина-

цияси пайдо бўлса, халақитлар таъсири натижасида бу кодлар комбинацияси «ўчирилади» рўйхатга олинмайди. Бундай алоқа каналлари «ўчириш»ли каналлар деб аталади (12.2б-расм).



12.2-расм. Иккилик алоқа канали ишлашининг график тасвири.
а) симметрик канал, б) носимметрик канал.

«Ўчирувчи» хусусиятли алоқа каналларида декодер N_T таққиланган кодлар комбинациясини декодламайди.

Агар алоқа каналида халақитлар йўқ бўлса ($w(t)=0$), у ҳолда кириш кодлар комбинацияси ўзига мос чиқиш кодлар комбинацияси ҳосил бўлиш эҳтимоллиги $P(S_i/S_i)=1$ бўлади. Бундай кодлар комбинацияси декодер томонидан дискрет хабар элементларидан бири v_i га айлантирилади.

12.2. Сигналларни оптимал қабуллаш мезонлари

Қарор қабул қилиш схемаларидан қайси бири оптималлигини аниқлашда, уларнинг қайси маънода (мезонлари) оптималлигига алоҳида эътибор бериш керак. Қарор қабул қилиш мезонлари турлича бўлиб, у алоқа тизимига қўйилган вазифа ва унинг ишлаш шароитига боғлиқ.

СҚҚ киришига фойдали сигналлардан бири $s(t)$ ва эҳтимоллик қонуни маълум бўлган халақит $w(t)$ аддитив қўшилган деб, яъни

$$x(t) = s(t) + w(t), \quad (12.3)$$

деб ҳисоблаймиз. Сигнал $s_k(t)$ нинг узатилиш априор эҳтимоллиги тасодикий бўлиб $P(s_k)$ га тенг. СҚҚ $x(t)$ га ишлов бериш натижасида s_i сигнални чиқаради. Кириш сигнали таркибида халақит $w(t)$ бўлгани учун унинг чиқишидаги сигнал $s_i(t)$ аниқ киришидаги сигнал эмас. СҚҚ киришидаги $x(t)$ га ишлов бериб $x(t)$

ни узатилиши мумкин бўлган сигналлардан бири эканлиги ҳақидаги апостериор эҳтимоллик тақсимотини $P(s_i/x)$ ни ҳисоблаб чиқади. Ушбу эҳтимоллик тақсимоти қонунига асосланиб, узатилиши мумкин бўлган сигналдан қайси бири СҚҚ га $x(t)=s_i(t)+w(t)$ шаклида келганлиги ҳақида қарор қабул қилиш керак.

Дискрет (рақамли) сигналларни узатишда Котельников тамойилидан кенг фойдаланилади. Ушбу тамойилга асосан қарор қабул қилиш қурилмаси чиқишида апостериор эҳтимоллиги энг катта бўлган сигнал $s_i(t)$ рўйхатдан ўтади (акс этади), $P(s_i/x) > P(s_j/x)$, $i \neq j$ бўлса $s_i(t)$ сигнал акс эттирилади. Ушбу тамойилдан фойдаланилганда хатолик тўлиқ эҳтимоллиги P_x энг кичик қийматга эришади, яъни $P_x = P_{x_{\min}}$ бўлади,

$$P_x = 1 - P(s_i/x). \quad (12.4)$$

(12.4) ифодадан кўринадики, апостериор эҳтимолликнинг $P_{\max}(S_i/x)$ максимал қийматига хатоликнинг минимал қиймати $P_{x_{\min}}$ тўғри келади.

Агар СҚҚ томонидан $s_i(t)$ ва $s_j(t)$ сигналларнинг узатилиш априор эҳтимоллиги маълум бўлса, $s_i(t)$ ёки $s_j(t)$ сигнални рўйхатдан ўтказиш хатолиги янада камаяди. Байс формуласига асосан

$$P(s_j/x) = \frac{P(s_i)P(s_i/x)}{P(s_j)} \rightarrow s_i. \quad (12.5)$$

(12.5) формулани қуйидаги шаклда ҳам ёзиш мумкин:

$$P(s_i)P(s_i/x) > P(s_j)P(s_j/x) \rightarrow s_i, \quad (12.6)$$

ёки

$$\frac{P(s_i/x)}{P(s_j/x)} = \frac{P(s_i)}{P(s_j)} \rightarrow s_i. \quad (12.7)$$

(12.5), (12.6) ёки (12.7) тенгсизликлар бажарилмаган ҳолда (S_j) сигнали рўйхатга олинади (акс этади).

$P(S_i/x)$ ва $P(S_j/x)$ лар $x(t)$ нинг $s_i(t)$ ва $s_j(t)$ га ўхшашлик функциялари деб аталади. Ўхшашлик функцияси қанча катта бўлса, $x(t)$ нинг $s_i(t)$ ва $s_j(t)$ эканлиги эҳтимоллиги шунча катта бўлади, хатолик шунча кичик бўлади.

$\frac{P(s_i/x)}{P(s_j/x)} = \Lambda$ ўхшашлик нисбати деб аталади ва унга асосан

Котельников тамойили асосида қарор қабул қилишда қуйидаги ифодадан фойдаланиш мумкин:

$$\Lambda > \frac{P(s_i/x)}{P(s_j/x)} \rightarrow s_i. \quad (12.8)$$

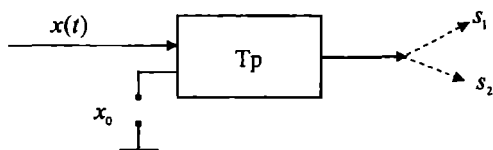
(12.8) шарт бажарилса S_i сигнал рўйхатдан ўтади. Агар турли сигналларни узатиш апостериор эҳтимоллиги бир хил бўлса, яъни $P(S_i) = P(S_j) = \frac{1}{m}$, бунда m -турли сигналлар сони, у ҳолда қарор қабул қилиш шarti (тамойили) соддалашади;

$$\Lambda > 1 \rightarrow s_i. \quad (12.9)$$

Шундай қилиб, идеал кузатувчи тамойили ўхшашлик функцияларини таққослаш билан алмашади. Ушбу шарт умумийроқ бўлиб, максимал ўхшашлик тамойили деб аталади.

12.3. Иккилик алоқа каналларида сигналларни қабуллашда статистик хатоликлар

Алоқа канали орқали узатиладиган $s_1(t)$ ва $s_2(t)$ сигналлар, коднинг икки a_1 ва a_2 элементар сигналлари 1 ва 0 га мос келади деб ҳисоблаймиз. СҚҚ кўринишдаги сигнал $x(t)$ га ишлов бериш натижасида s_1 ва s_2 ни акс эттириш «бўсаға» усулида ҳал этилади, бунда $x < x_0$ бўлса s_1 сигнал ва $x \geq x_0$ бўлса, s_2 сигнал рўйхатга олинади (бунда x_0 – триггер бўсағаси сатҳ қиймати). 12.3-расмда триггер (Тр) ёрдамида қарор қабул қилиш қурилмасининг чизмаси келтирилган.



12.3-расм. Қарор қабул қилиш соддалашган схемаси.

$x(t)$ сигнални қабуллашда 2 хил хатолик содир бўлиши мумкин:

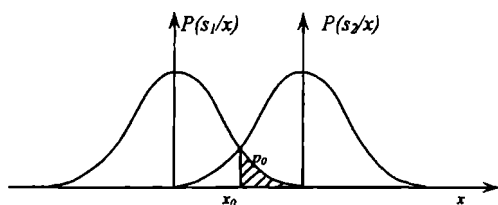
1. s_1 сигнал узатилганда s_2 ;
2. s_2 узатилганда s_1 сигнал рўйхатдан ўтиши (акс этиши мумкин).

Ушбу хатоликларнинг содир бўлиш эҳтимоллиги

$$P_{12} = P(s_1 / s_2) = \int_{-\infty}^{x_0} P\left(\frac{s_2}{x}\right) dx \quad (12.10)$$

$$P_{21} = P(s_2 / s_1) = \int_{x_0}^{\infty} P\left(\frac{s_1}{x}\right) dx \quad (12.11)$$

Ушбу (12.10) ва (12.11) интеграллар эҳтимолликлар тақсимоти графигининг юзаси шаклида ҳисобланиши мумкин (12.4-расм).



12.4-расм. Интеграл эҳтимолликлар тақсимоти.

Биринчи ва иккинчи тур хатоликлар s_1 ва s_2 сигналларнинг узатилиш априор эҳтимоллигини эътиборга олиш натижасида куйидаги кўринишни олади:

$$P_I = P(s_2)P(s_1 / s_2) = P_2 P_{21}; \quad (12.12)$$

$$P_{II} = P(s_1)P(s_2 / s_1) = P_1 P_{12}. \quad (12.13)$$

Хато содир бўлиш тўлиқ эҳтимоллиги

$$P_0 = P_I + P_{II} = P_1 P_{12} + P_2 P_{21}. \quad (12.14)$$

Агар s_1 ва s_2 сигналларнинг узатилиш априор эҳтимолликлари $P_1 = P_2$ бўлса, у холда умумий хатолик

$$P_0 = \frac{1}{2}(P_{12} + P_{21}). \quad (12.15)$$

Умумий хатолик P_0 априор эҳтимолликлар $P_0=P_1$ бўлганда ўзининг энг кичик қийматига эришади, унда қарор қабул қилиш схемасидаги «бўсаға» сатҳи x_0 га тенг бўлиши керак. Ушбу бўсаға сатҳида $P_0=P_{12}=P_{21}$. 12.4-расмда хатолик P_0 штрихланган юзага тенг. Қарор қабул қилиш бўсағасининг ҳар қандай $x \neq x_0$ қийматида умумий хатолик P_0 ошади.

Котельников тамойили табиий соддалигига қарамасдан қуйидаги камчиликларга эга: биринчидан ҳамма ҳолларда ҳам сигнал қабуллаш томонда узатилаётган сигналлар априор эҳтимолликлари маълум эмас; турли хатоликлар бир хил натижага эга, бир хил йўқотишларга олиб келади деб қабул қилинган.

Бази ҳолларда бундай тасаввур хатоликларга олиб келади. Мисол учун: канал орқали маълум бир рақамни узатганда, рақамнинг қайси бир элементи хато қабул қилингани турли даражадаги (қийматидаги) йўқотишларга олиб келади. Масалан: А манзилдан В манзилга 1111 жўнатиlsa қуйидаги тур хатоликлар содир бўлиши мумкин: 0111, 1011, 1101 ёки 1110. Келтирилган тўрт ҳолатда $x(t)$ таъсирида 1 нинг 0 га алмашиши турли оқибатларга олиб келади. Хатоликнинг оқибати турлича. Радиолокацияда ва фавқулудда ҳолатларда команданинг ўтказиб юборилиши ва ёлгон тайёргарлик эълон қилиш.

Умуман, қарор қабул қилишда биринчи ва иккинчи тур хатоликларнинг қандай оқибатларга олиб келишини, албатта, эътиборга олиш керак. Ушбу хатолик оқибатини махсус коэффициентлар киритиб эътиборга олиш мақсадга мувофиқ бўлади. Биринчи ва иккинчи тур хатоликларнинг бир-бирига мувофиқлаштирувчи L_{12} ва L_{21} коэффициентларни киритиб, кутиладиган оқибат (йўқотиш) ёки ўртача таваккални аниқлаймиз

$$\Gamma = L_{12}P_1 + L_{21}P_{II} = L_{12}P_1P_{12} + L_{21}P_2P_{21} \quad (12.16)$$

Қайси бир қарор қабул қилиш тамойили энг кам ўртача йўқотиш ёки таваккални таъминласа, шуниси энг оптимал ҳисобланади, минимал таваккал тамойили Байс мезонлари қаторига қиради.

Радиолокация ва гидролокацияда Нейман-Пирсон тамойилидан

фойдаланилади. Ушбу тамойилни танлашда объектни идеал ўтказиб юбориш ва ёлғондан сафарбарлик эълон қилиш оқибатида турлича эканлигини эътиборга олинган, бундан ташқари «объект» нинг пайдо бўлиши эҳтимоллиги аввдан (апприори) номаълум деб ҳисобланади.

Агар «объект» ўтказиб юбориш ёмон оқибатларга (йўқотишларга) олиб келса, у ҳолда ёлғон безовта (сафарбар) қилиш эҳтимоллиги β_{es} ни киритиш ва қарор қабул қилувчи схема тўғри қабул қилиш эҳтимоллигини максималлаштирувчи ҳолатда ишлашини таъминлаш талаб қилиниши керак, яъни P_T –топиш (аниқлаш) эҳтимоллигини ошириш ёки «объект» топилмасини (аниқланмай қолиши) эҳтимоллигини камайтириши керак.

Нейман-Пирсон тамойили бўйича СҚҚ оптимал деб ҳисоблаш учун, берилган «ёлғон» сафарбарлик эҳтимоллигида β_{es} да, сигнал борлигини аниқлашнинг энг катта эҳтимоллигини таъминлаши керак, яъни

$$P_{es} = \int_0^{\infty} P(x/0) dx = \beta_{es} \quad \text{ва} \quad P_{an} = 1 - P_{\text{аниқланмаган}} = 1 - \int_0^{\infty} P(x/s) dx \quad (12.17)$$

Нейман-Пирсон тамойили қуйидагича қарор қабул қилиш тавсия этади. «Объект» қуйидаги ҳолда аниқланган (топилган) ҳисобланади:

$$\Lambda = \frac{P(x/s)}{P(x/0)} > \lambda, \quad (12.18)$$

бунда, λ – ёлғон сафарбарлик рухсат этилган эҳтимоллиги орқали аниқланувчи катталиқ.

12.4. Дискрет хабарларни оптимал қабуллаш

Дискрет хабарлар манбаи чиқишида $u_1, u_2, u_3 \dots u_i$ хабарлар $P(u_1), P(u_2), P(u_3) \dots P(u_i)$ эҳтимоллик билан пайдо бўлади. Узатиш томонида модуляция натижасида ушбу хабарлар мос сигналлар $s_1(t), s_2(t), s_3(t) \dots s_i(t)$ сигналларга айлантирилади, уларнинг узатиш қурилмаси чиқишида пайдо бўлиш эҳтимоллиги $u_1, u_2, u_3 \dots u_i$ хабарларнинг пайдо бўлиш эҳтимоллигига тенг, яъни $P(s_1), P(s_2), P(s_3) \dots P(s_i)$ бўлади. Бунда табиийки, $s_1(t), s_2(t), s_3(t) \dots s_i(t)$

сигналларнинг пайдо бўлиш эҳтимоллиги хабарларнинг пайдо бўлиш априор эҳтимоллигига тенг, яъни $P(s_1)=P(u_1)$, $P(s_2)=P(u_2)\dots$ $P(s_i)=P(u_i)$ бўлади. Узатиш жараёнида сигнал $s_i(t)$ га халақит $w(t)$ таъсир этади, натижада СҚҚ киришига $x(t)=s_i(t)+w(t)$ шаклидаги фойдали сигналлардан бирига аддитив қўшилган $G_x(\omega)=N_0/2$ спектори бўйича бир текис тарқалган қувватга эга халақит таъсир этади.

Фойдали сигнал $s_i(t)$ халақит $w(t)$ ва $x(t)$ маълум бир оралик, $(0 < t < T)$ да мавжуд бўлганликлари учун уларни ортогонал ташкил этувчиларга алоҳида-алоҳида ёйиш мумкин, бунда

$$s_1(t) = \sum_{i=1}^n s_{1i} \varphi_i(t); \quad (12.19)$$

$$w_1(t) = \sum_{i=1}^n w_{1i} \varphi_i(t); \quad (12.20)$$

$$x(t) = \sum_{i=1}^n x_{1i} \varphi_i(t); \quad (12.21)$$

бунда,

$$x_i = s_{1i} + w_{1i}; \quad s_{1i} = \int_0^T s_1(t) \varphi_i(t) dt; \quad w_{1i} = \int_0^T w(t) \varphi_i(t) dt. \quad (12.22)$$

СҚҚ киришидаги халақит $w(t)$ эҳтимоллик нормал тақсимот қонунига бўйсунгани учун $w(t)$ нинг ортогонал ташкил этувчилари Фурье коэффицентлари ҳам ўртача қиймати нолга тенг бўлган нормал тақсимот қонунига бўйсунди ва унинг дисперсияси $\delta_i^2 = w_i^2 = \frac{N_0}{z}$ га тенг бўлади, яъни

$$P(w_i) = \frac{1}{\sqrt{\pi N_0}} \exp\left(-\frac{w_i^2}{N_0}\right) \quad (12.23)$$

Сигнал ва халақитнинг йиғиндиси x_i ҳам сигнал ўртача қиймати s_{1i} бўлган нормал тақсимот қонунига бўйсунди ва дисперсияси халақит дисперциясига тенг бўлади, яъни

$$P(x_i / s_{1i}) = \frac{1}{\sqrt{\pi N_0}} \exp\left[-\frac{(x_i - s_{1i})^2}{N_0}\right] \quad (12.24)$$

Халақит $w(t)$ ташкил этувчилари w_c лар бир-бирига боғлиқ

бўлмаганликлари учун x_i нинг кўп ўлчамли эҳтимоллик шартли тақсимооти $P(s_i/x)$ унинг бир ўлчамли тақсимоотлари (12.24) кўпайтмасига тенг бўлади.

$$P(s_i/x) = \prod_{\epsilon=1}^l P(s_{i\epsilon}/x) = \pi N_0^{-n/2} \exp\left[-\frac{1}{N_0} \sum_{\epsilon=1}^l (x_i - s_{i\epsilon})^2\right] \quad (12.25)$$

Ушбу (12.25) ифодани Байс формуласи

$$\frac{P(s_i/x)}{P(s_j/x)} > \frac{P(s_i)}{P(s_j)} \rightarrow s_i \quad (12.26)$$

га киритиб Котельников оптимал СКҚ шарти учун қуйидаги тенгсизликни оламиз

$$\frac{\Pi(s_i/x)}{\Pi(s_j/x)} = \frac{\exp\left[-\frac{1}{N_0} \sum_{\epsilon=1}^l (x_i - s_{i\epsilon})^2\right]}{\exp\left[-\frac{1}{N_0} \sum_{\epsilon=1}^l (x_i - s_{j\epsilon})^2\right]} > \frac{P(s_i)}{P(s_j)} \quad (12.27)$$

(12.27) ифодани логарифмлаш натижасида қуйидагини оламиз

$$\sum_{\epsilon=1}^l (x_i - s_{i\epsilon})^2 - \sum_{\epsilon=1}^l (x_i - s_{j\epsilon})^2 < N_0 \ln \frac{P(s_i)}{P(s_j)} \quad (12.28)$$

(12.19), (12.20) ва (12.21) ифодаларни эътиборга олиб,

$$\sum_{\epsilon=1}^l (x_i - s_{i\epsilon}) \varphi_i(t) = x(t) - s_i(t) \quad (12.29)$$

$$\sum_{\epsilon=1}^l (x_i - s_{j\epsilon}) \varphi_i(t) = x(t) - s_j(t) \quad (12.30)$$

(12.29) ва (12.30) ифодаларни квадратга ошириш, вақт бўйича ўрталаштириш ва $\varphi_i(t)$ функцияларнинг ортогоналлигини эътиборга олсак, қуйидаги ифодани оламиз

$$\int_0^T [x(t) - s_i(t)]^2 dt = \sum_{\epsilon=1}^l (x_i - s_{i\epsilon})^2 \quad (12.31)$$

Юқоридагиларни эътиборга олганда Котельников оптимал СКҚ шарти қуйидаги шаклга келади,

$$\int_0^T [x(t) - s_i(t)]^2 dt - \int_0^T [x(t) - s_j(t)]^2 dt = N_0 \frac{P(s_i)}{P(s_j)} \quad (12.32)$$

(12.32) шарт бажарилганда СҚҚ чиқишида $s_i(t)$ сигнал, акс холда $s_j(t)$ сигнал акс этади.

Агар алоқа канали орқали узатилаётган турли сигналларнинг узатилиш априор эҳтимолликлари бир хил, яъни $(p(s_1) = p(s_2) = \dots = p(s_m)) = \frac{1}{m}$ деб ҳисобласак, Котельников СҚҚ оптимал шарти янада соддалашади

$$\int_0^T [x(t) - s_i(t)]^2 dt < \int_0^T [x(t) - s_j(t)]^2 dt, \quad i \neq j \quad (12.33)$$

(12.33) шарт бажарилганда СҚҚ чиқишида $s_i(t)$ сигнал, акс холда $s_j(t)$ сигнал акс этади.

Шундай қилиб узатилаётган сигналларнинг узатилиш эҳтимолликлари бир хил бўлса, оптимал СҚҚ чиқишида қабул қилинган $x(t) = s_m(t) + w(t)$ дан энг кам ўртача квадратик фарқланувчи сигнал $s_i(t)$ акс этади.

(12.33) тенгсизлик квадрат ва қавсларни очиш натижасида қуйидаги кўринишни олади:

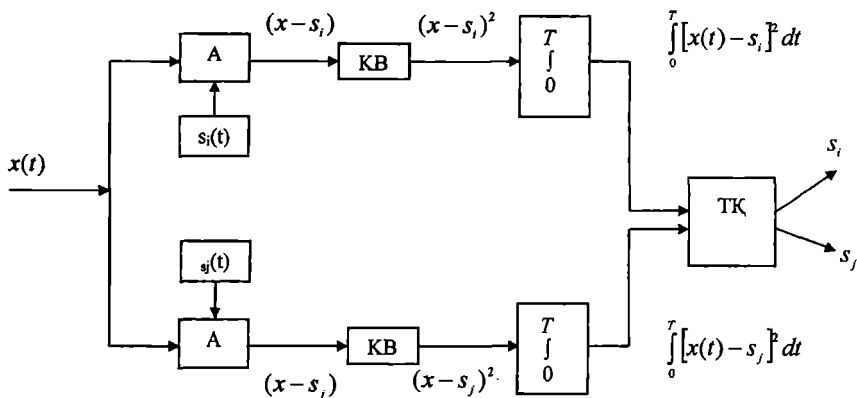
$$\int_0^T x^2(t) dt + \int_0^T s_i^2(t) dt - 2 \int_0^T x(t) s_i(t) dt < \int_0^T x^2(t) dt + \int_0^T s_j^2(t) dt - 2 \int_0^T x(t) s_j(t) dt \quad (12.34)$$

Агар узатиладиган сигналларнинг энергияси бир хил бўлса, яъни $\int_0^T s_i^2(t) dt = E_i$, $\int_0^T s_j^2(t) dt = E_j$, $E_i = E_j$ бўлса, у холда (12.32) ифода янада соддалашади,

$$\int_0^T x(t) s_i(t) dt > \int_0^T x(t) s_j(t) dt \quad (12.35)$$

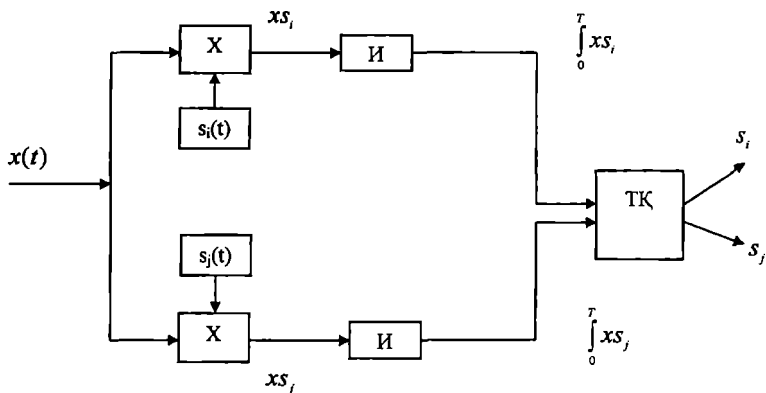
Бу холда Котельников оптимал СҚҚ чиқишида қабул қилинган $x(t) = s_m(t) + w(t)$ сигнал билан энг катта ўзаро корреляцияга эга бўлган, узатилиши эҳтимол бўлган сигналлардан бири акс этади.

Алоқа канали орқали $s_1(t)$ ва $s_2(t)$ сигнали узатилиши мўлжалланган бўлса, (12.33) ифодада келтирилган алгоритмни бажаришга асосланган Котельников оптимал СҚҚ қуйидаги кўринишга эга бўлади (12.5-расм).



12.5-расм. Котельников оптимал СҚҚ структуравий схемаси. А-айириш, КВ-квадратга ошириш, ТҚ-таққослаш қурилмалари.

Иккилик сигнал узатиш алоқа тизими учун (12.35) ифодада келтирилган алгоритмни бажаришга асосланган Котельников оптимал СҚҚ қуйидаги кўринишга эга бўлди (12.6-расм).



12.6-расм. Котельников корреляцион оптимал СҚҚ структуравий схемаси. X-кўпайтиргич, И-интегратор, ТҚ-таққослаш қурилмаси.

Иккилик сигнал узатиш алоқа тизимида (12.35) ифодадаги қавсни очиб Котельников оптимали СҚҚ учун қуйидаги шартни олиш мумкин,

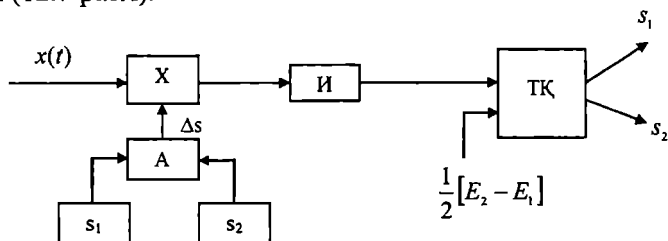
$$-\int_0^T x(t)S_2(t)dt + \int_0^T S_2^2(t)dt < -2 \int_0^T x(t)S_1(t)dt + \int_0^T S_1^2(t)dt \quad (12.36)$$

ёки

$$\int_0^T x(t)[S_1(t) - S_2(t)]dt > 1/2[E_2 - E_1], \quad (12.37)$$

Бунда E_1 ва E_2 сигналлар $S_1(t)$ ва $S_2(t)$ энергиялари.

Иккилик сигнал узатиш алоқа тизими учун оптимал СҚҚ (12.36) алгоритм асосида амалга оширилса, қуйидаги кўринишга эга бўлади (12.7-расм).



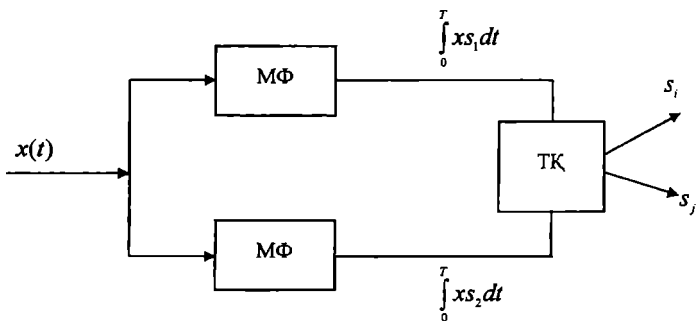
12.7-расм. Сигналларни фарқлашга асосланган оптимал СҚҚ структуравий схемаси. X-кўпайтиргич, И-интеграллаш, ТҚ-таққослаш, А-айириш қурилмалари.

Бу алгоритм амалга оширилганда ТҚ интегратор чиқишидаги қийматни $S_1(t)$ ва $S_2(t)$ сигналлар энергиялари фарқининг ярмига тенг сатҳ билан таққослаш натижасида қарор қабул қилади. Агар сигналлар энергияси бир хил бўлса, унда ТҚ таққослаш бўсағаси нолга тенг бўлади, оптимал СҚҚ структуравий схемаси янада соддалашади (12.7-расм).

$$\int_0^T x(t)S_1(t)dt < \int_0^T x(t)S_2(t)dt \rightarrow S_2 \quad (12.38)$$

Шундай қилиб, оптимал СҚҚ оддий корреляцион когерент қабул қилишга эквивалент бўлади.

Оптимал СҚҚни мослашган (оптимал) триггерлар ёрдамида ҳам амалга ошириш мумкин, бунда ҳар бир $S_1(t)$ ва $S_2(t)$ сигнал билан мослашган, импульс акс таъсирлари $q_1(t) = Cs_1(T-t)$ ва $q_2(t) = Cs_2(T-t)$ бўлган МФ₁ ва МФ₂ лардан ва ТҚдан иборат бўлади.



12.8-расм. Мослашган филтрлар ёрдамида оптимал СҚҚ структуравий схемаси.

Агар канал орқали m -та турли сигнал $s_m(t)$ узатилиши режалаштирилган бўлса, оптимал СҚҚ шунга мос равишда m -та каналли корреляторлардан ёки m -та мослашган филтрлардан иборат бўлади. Бундай оптимал СҚҚ чиқишида қайси бир коррелятор чиқишида бошқаларга нисбатан энг катта қиймат, яъни ўзаро корреляция натижаси ҳосил бўлса, ёки мослашган m -филтрларнинг қайси бири чиқишида энг катта кучланиш пайдо бўлса, шу сигнал рўйхатдан ўтади. Одатдаги рақамли тизимларда 2 хил $s_1(t)$ ва $s_2(t)$ сигнал (0 ва 1) АМ, ЧМ, НФМ сигналлар ёрдамида узатилади, натижада оптимал СҚҚ икки каналли бўлади.

12.5. Иккилик сигналларни когерент қабуллашда хатолик эҳтимоллиги

Иккилик сигналларни когерент қабуллашда хатоликни аниқлаймиз. Бу хатолик оптимал қабуллашдаги хатоликка тенг бўлади. Ушбу хатолик энг кичик минимал бўлиб, ушбу сигнал узатиш модуляция тури учун потенциал халақитбардошликни баҳолайди. Реал СҚҚ халақитбардошлиги потенциал халақитбардошликка тенг бўлиши мумкин, аммо ундан катта бўлмайди.

СҚҚ киришида $s_1(t)$ сигнал $P(s_1)$ ва $s_2(t)$ сигнал $P(s_2)$ эҳтимоллик билан пайдо бўлса, у ҳолда хатолик $s_1(t)$ узатилганда СҚҚ нинг чиқишида $s_2(t)$ ёки тескараси $s_2(t)$ узатилганда $s_1(t)$ хатолик юз берипдан иборат бўлади. Бу ҳол учун Котельников мезони асосида ишловчи оптимал СҚҚ алгоритми қуйидагидан иборат:

$$\int_0^T [x(t) - s_1(t)]^2 dt - \int_0^T [x(t) - s_2(t)]^2 dt > N_0 \ln \frac{P_1}{P_2}. \quad (12.39)$$

Бу ифода $x(t) = s(t) + w(t)$ лигини эътиборга олсак, қуйидаги кўринишни олади

$$\int_0^T w^2(t) dt - \int_0^T [s_1(t) - s_2(t) + w(t)]^2 dt > N_0 \ln \frac{P_1}{P_2} \quad (12.40)$$

ёки

$$\int_0^T w(t) dt [s_1(t) - s_2(t)] < \frac{1}{2} N_0 \ln \frac{P_2}{P_1} - \frac{1}{2} \int_0^T [s_1(t) - s_2(t)]^2 dt \quad (12.41)$$

(12.41) ифодани бир қисмини $w(t)$, $s_1(t)$ ва $s_2(t)$ ларни ортогонал қаторга ёйишдан фойдаланиб қуйидаги кўринишга келтирамиз

$$\zeta(t) = \int_0^T w(t) dt [s_1(t) - s_2(t)] = \sum_l w_l (s_{1l} - s_{2l}) \quad (12.42)$$

Халақит $w(t)$ нинг ҳар бир коэффиценти w_l ўртача қиймати нолга тенг нормал тақсимот қонунига бўйсунгани учун (12.42) ифодага ўнг томонидаги йиғинди ҳам нормал тақсимот қонунига бўйсунди, ζ - нинг ўртача қиймати нолга тенг бўлади, дисперсияси қуйидаги ифода орқали аниқланади:

$$D\zeta = \bar{\zeta}^2 = \sum_l w_l^2 (s_{1l} - s_{2l})^2 = \frac{1}{2} N_0 \int_0^T [s_1(t) - s_2(t)]^2 dt = \sigma_\zeta^2. \quad (12.43)$$

Тасодифий катталиқ ζ нинг эҳтимоллиги зичлиги

$$P(\zeta) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_\zeta^2}} \exp\left(-\frac{\zeta^2}{2\sigma_\zeta^2}\right) \quad (12.44)$$

(12.41) ифодага мувофиқ агар $s_1(t)$ алоқа канали орқали узатилган бўлса, қуйидаги шарт бажарилганда содир бўлади:

$$\zeta < A = \frac{1}{2} N_0 \ln \frac{P_2}{P_1} - \frac{1}{2} \int_0^T [s_1(t) - s_2(t)]^2 dt \quad (12.45)$$

$s_1(t)$ сигнал ўрнига $s_2(t)$ сигналнинг рўйхатга олиниши хатолик

$$P_{12} = P(\zeta < A) = \int_{-\infty}^A P(\zeta) d\zeta = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_\zeta^2}} \int_{-\infty}^A \exp\left(-\frac{\zeta^2}{2\sigma_\zeta^2}\right) d\zeta \quad (12.46)$$

Халақитнинг нисбий катталиги $U = \frac{\zeta}{\sigma_\zeta}$ тушунчасини киритиб P_{12} хатолик учун қуйидаги ифодани оламиз:

$$P_{12} = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\frac{A}{\sigma_\zeta}}^{\frac{A}{\sigma_\zeta}} \exp\left(-\frac{u^2}{2}\right) du = \frac{1}{2} \left[1 + \Phi\left(\frac{A}{\sigma_\zeta}\right) \right] \quad (12.47)$$

бунда,

$$\frac{A}{\sigma_\zeta} = \frac{\frac{1}{2} N_0 \ln \frac{P_2}{P_1} - \frac{1}{2} \int_0^T [s_1(t) - s_2(t)]^2 dt}{\sqrt{\frac{1}{2} \int_0^T [s_1(t) - s_2(t)]^2 dt}}, \quad (12.48)$$

(12.48) ифодани қуйидаги белгилашларни киритиб, уни анча содда шаклга келтирамиз:

$$\alpha^2 = \frac{1}{2N_0} \int_0^T [s_1(t) - s_2(t)]^2 dt; \quad (12.49)$$

$$\alpha_{21} = \alpha + \frac{1}{2\alpha} \ln \frac{P_1}{P_2}; \quad (12.50)$$

$$P_{12} = \frac{1}{2} [1 - \Phi(\alpha_{12})]; \quad (12.51)$$

(12.51) ифода орқали $s_1(t)$ сигнал ўрнига $s_2(t)$ сигнал рўйхатга ўтиши P_{12} аниқланади ва аксинча $s_2(t)$ ўрнига $s_1(t)$ рўйхатга олиниш эҳтимоллиги P_{21} қуйидагича аниқланади:

$$P_{21} = \frac{1}{2} [1 - \Phi(\alpha_{21})]; \quad (12.52)$$

бунда,

$$\alpha_{21} = \alpha + \frac{1}{2\alpha} \ln \frac{P_2}{P_1}; \quad (12.53)$$

Иккилик алоқа каналидаги умумий хатолик

$$P_0 = P_1 P_{12} + P_2 P_{21}; \quad (12.54)$$

ёки

$$P_0 = \frac{1}{2}[1 - \Phi(\alpha_{12})] + \frac{1}{2}[1 - \Phi(\alpha_{21})]. \quad (12.55)$$

Юқорида олинган (12.55) ифодадан шундай хулоса чиқариш мумкин, иккилик сигналларни оптимал қабуллашдаги потенциал халақитбардошлик α^2 га ва $\frac{P_2}{P_1}$ га боғлиқ бўлиб, булардан биринчиси α^2 сигнал энергияси фарқининг халақит қиймати N_0 нисбати орқали аниқланади; иккинчиси $\frac{P_2}{P_1}$ хабарларни узатилиш эҳтимоллиги статистик хусусиятларига боғлиқ.

Агар $s_1(t)$ ва $s_2(t)$ сигналларнинг узатилиш априор эҳтимоллиги $P_1 = P_2 = 0,5$ бўлса, иккилик каналдаги хатолик қуйидагича аниқланади,

$$P_0 = \frac{1}{2}[1 - \Phi(\alpha)] \quad (12.56)$$

Халақит қиймати кичик бўлса (12.50) ва (12.53) формулалардаги иккинчи ҳадни эътиборга олмаса бўлади, бунда (12.54) формула (12.56) формула кўринишини олади. Бу ҳолда хатолик эҳтимоллиги P_1 ва P_2 априор эҳтимолликларга деярли боғлиқ бўлмайди. Халақит қиймати N_0 катталашган сари α коэффициент кичик бўлади ва хатолик P_0 эҳтимоллиги сигналлар узатилиш априор эҳтимоллиги P_1 ва P_2 га боғлиқлиги сезиларли бўлади ва аста-секин катталашиб боради.

Шундай қилиб, агар $s_1(t)$ ва $s_2(t)$ сигналларнинг узатилиш априор эҳтимоллиги $P_1 = P_2 = 0,5$ бўлса, сигнал қабул қилишдаги умумий хатолик α коэффициентига ва халақитнинг энергетик спектри қуввати N_0 га боғлиқ бўлади.

12.6. Оптимал сигнал қабуллаш ҳалақитбардошлигининг модуляция турига боғлиқлиги

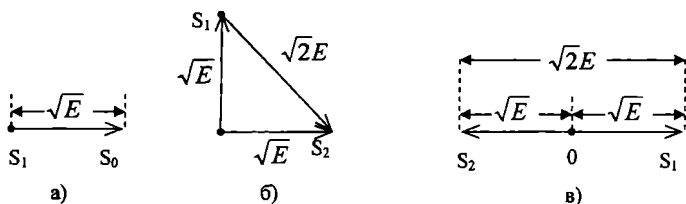
12.6.1. Амплитудаси манипуляцияланган сигналларнинг ҳалақитбардошлиги

Амплитудаси манипуляцияланган сигналлар ёрдамида хабарлар узатилганда сигналлардан бири $s_1(t)=0$, иккинчиси эса қуйидагича ифодаланади:

$$s_0(t) = U_c \cos(\omega_0 t + \varphi_0), \quad 0 \leq t \leq T_c \quad (12.57)$$

бунда, U_c – сигнал амплитудаси, ω – частотаси ва φ_0 – бошланғич фазаси.

Икки ўлчамли юзада АМп сигнални вектор кўринишида қуйидагича тасвирлаш мумкин (12.9а-расм).



12.9-расм. АМп, ЧМп ва ФМп сигналларнинг вектор шаклида кўринишлари.

АМп сигналнинг эквивалент энергияси қуйидагига тенг:

$$E_{\text{ЭМ}} = E = \int_0^T s_0^2(t) dt \quad (12.58)$$

Агар $s_1(t)$ ва $s_2(t)$ сигналларнинг узатилиш эҳтимоллиги $P_1 = P_2 = 0,5$ бўлса, хато қабул қилиш эҳтимоллиги қуйидагича аниқланади

$$P_{0,AM} = 1 - \Phi \left[\sqrt{\frac{E_{\text{ЭМ}}}{2N_0}} \right] = 1 - \Phi \left[\sqrt{\frac{q^2}{2}} \right]; \quad (12.59)$$

бунда, $q^2 = \frac{E_{\text{ЭМ}}}{N_0}$ – оптимал СҚҚ киришидаги сигнал энергиясини ҳалақит қуввати спектр зичлигига нисбати.

12.6.2. Частотаси манипуляцияланган сигналларнинг халақитбардошлиги

АМп сигналлардан фарқлироқ частотаси манипуляцияланган ЧМп сигнал актив паузали сигнал деб аталади ва қуйидагича ифодаланади:

$$\begin{aligned} s_0(t) &= U_c \cos(\omega_0 t + \varphi_0) \\ s_1(t) &= U_c \cos(\omega_1 t + \varphi_1) \quad 0 < t \leq T \end{aligned} \quad (12.60)$$

Одатда ЧМп сигналлар $s_1(t)$ ва $s_0(t)$ ўзаро ортогонал қилиб танланади, яъни уларнинг скаляр кўпайтмаси нолга тенг бўлади, яъни

$$(s_0, s_1) = \frac{1}{T} \int_0^T s_0(t) s_1(t) dt = 0 \quad (12.61)$$

Агар $\omega_0 = 2\pi k_0 / T$ ва $\omega_1 = 2\pi k_1 / T$ (бунда k_1 ва k_2 бутун сонлар) бўлса, φ_1 ва φ_2 лар ҳар қандай катталиққа эга бўлиши мумкин. Бундай сигналлар ортогонал бўлади, чунки ҳар бир элементар сигнал давомийлиги T га тенг гармоник сигналнинг тўлиқ k та даври жойлашади, яъни

$$\begin{aligned} \frac{1}{T} \int_0^T s_0(t) s_1(t) dt &= \frac{U_c^2}{T} \int_0^T \cos(\omega_0 t + \varphi_0) \cos(\omega_1 t + \varphi_1) dt = \\ &= \frac{U_c^2}{T} \int_0^T \{ \cos[(\omega_0 + \omega_1)t + \varphi_0 + \varphi_1] + \cos[(\omega_0 - \omega_1)t + \varphi_0 - \varphi_1] \} dt = \quad , \quad (12.62) \\ &= \frac{U_c^2}{T} \int_0^T \left\{ \cos \left[2\pi \frac{k_0 + k_1}{T} t + \varphi_0 + \varphi_1 \right] + \cos \left[2\pi \frac{k_0 - k_1}{T} t + \varphi_0 - \varphi_1 \right] \right\} dt = 0 \end{aligned}$$

$s_1(t)$ ва $s_0(t)$ сигналларнинг эквивалент энергиясини аниқлаймиз:

$$E_3 = \int_0^T [s_0(t) - s_1(t)]^2 dt = \int_0^T s_0^2(t) dt + \int_0^T s_1^2(t) dt - 2 \int_0^T s_0(t) s_1(t) dt = E_0 + E_1 = 2E \quad (12.63)$$

Охирги интеграл $s_1(t)$ ва $s_2(t)$ сигналлар ўзаро ортогонал бўлгани учун нолга тенг бўлади. Икки ўлчамли юзада $s_0(t)$ ва $s_1(t)$

сигналларни бир-бирига перпендикуляр икки вектор шаклида тасвирлаш мумкин (12.9б-расм). ЧМп сигналнинг потенциал халақитбардошлиги қуйидагига тенг:

$$P_{\text{ЧМ}} = 1 - \Phi \left[\sqrt{\frac{E}{2N_0}} \right] = 1 - \Phi(\sqrt{q^2}) \quad (12.64)$$

12.6.3. Фазаси манипуляцияланган сигналларнинг халақитбардошлиги

ЧМп сигналлар сингари фазаси манипуляцияланган (ФМп) сигналлар ҳам актив паузали сигналлардан ҳисобланади. Оддий ФМп сигналлар фазаси узатилаётган хабар кодларига мос равишда (1 ёки 0) фазаси 180° га ўзгаради.

ФМп сигнал аналитик ифодаси (0;T) оралиқда қуйидаги функциялардан бирига тенг бўлади:

$$\begin{aligned} s_0(t) &= U_c \cos(\omega_0 t + \varphi); \\ s_1(t) &= U_c \cos(\omega_0 t + \varphi + \pi) = -U_c \cos(\omega_0 t + \varphi); \end{aligned} \quad (12.65)$$

(12.65) ифодадан ва 12.9в-расмдан $s_0(t)$, $s_1(t)$ сигналлар бир-бирига қарама-қаршилиги тасдиқланади, яъни $s_0(t) = -s_1(t)$. Бундай сигналлар қарама-қарши сигналлар деб аталади.

АМп, ЧМп ва ФМп сигналлар вақт диаграммаларини таққослаш шуни кўрсатадики, уларнинг энергияси бир хил бўлганда, улар орасидаги масофа ФМп учун максимал (энг катта) бўлади. Шунинг учун алоқа каналидан узатилаётган сигналлар энергияси бир хил ва уларга таъсир этаётган флукуацион халақит қуввати бир хил бўлган ҳолда, ФМп сигнал бошқа модуляция турларига қараганда юқори халақитбардошликка эга бўлиши табиий. ФМп сигнал эквивалент энергиясини аниқлаймиз

$$E_{\text{ЭФМп}} = \int_0^T [s_0(t) + s_1(t)]^2 dt = 4 \int_0^T s_0^2(t) dt = 4E. \quad (12.66)$$

Дискрет хабар ФМп сигналлар ёрдамида узатилганда потенциал халақитбардошлик қуйидагича аниқланади:

$$P_{\text{ХФМ}} = 1 - \Phi \left[\sqrt{\frac{4E}{2N_0}} \right] = 1 - \Phi(\sqrt{2q^2}). \quad (12.67)$$

АМп, ЧМп ва ФМп сигналларнинг халақитбардошлигини таққослаш шуни кўрсатадики, булар орасида ЧМп сигнал ўрта ўринни эгаллайди. ЧМп ортогонал сигналлардан ФМп қарама-қарши сигналларга ўтиш унинг энергияси 2 марта оширади ва АМп сигналга ўтиш аксинча икки мартаба камайтиради.

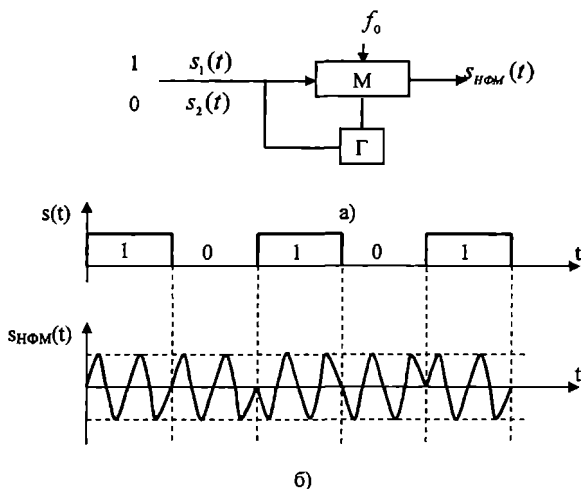
ФМп сигнал юқори халақитбардошлигини амалда таъминлаш учун когерент қабул усулини таъминлашни талаб қилади, бунинг учун қабул қилинаётган $s_1(t)$ ва $s_0(t)$ сигналлар билан фазаси мос келувчи эталон (таянч) сигнални МКҚда бўлишини таъминлаш керак бўлади. Шуни алоҳида таъкидлаш керакки, қабул қилинадиган ФМп сигнал таркибида ташувчи частотаси f_0 - га тенг спектр ташкил этувчиси йўқ, шунинг учун ундан таянч сигнални шакллантиришда фойдаланиб бўлмайди.

Замонавий алоқа тизимларида ФМп сигналлардан фойдаланилмайди, чунки уни қабул қилишда яна бир неча муаммолар пайдо бўлади. Оддий ФМп сигнал ўрнига фазаси нисбий манипуляцияланган НФМп сигналлардан фойдаланилади.

12.6.4. Фазаси нисбий манипуляцияланган сигналларнинг халақитбардошлиги

НФМп сигнал оддий ФМп сигналларга хос бўлган тескари ишлаш ҳодисасини тўлиқ йўқотиш имкониятини беради. Бунда узатилаётган хабар сигнали фазасининг ўзгариши, ундан аввал узатилган элементар сигнал 1 ёки 0 лигига боғлиқ. Сигнал фазаси «0» билан манипуляция қилинганда унинг фазаси аввалгисидек ўзгаришсиз қолади ва «1» билан манипуляция амалга оширилганда сигнал фазаси 180° га ўзгаради. Ушбу манипуляцияни амалга ошириш қурилмаси структуравий схемаси ва сигналлар вақт диаграммалари 12.10-расмда келтирилган.

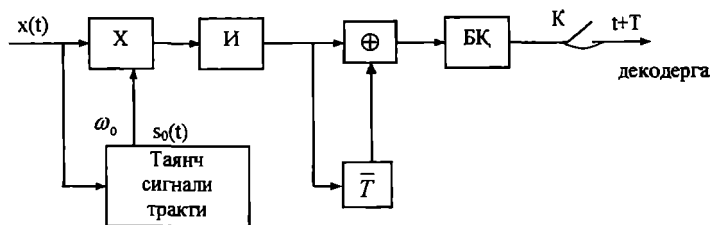
НФМп ни кодлаш ва ФМп деб қараш мумкин. НФМп да кодлар комбинациясидаги элементар символлар қуйидаги қоида асосида қўшимча кодлашдан ўтади: $a_k = (0,1)$, $k=1,2,\dots$ кодлар $a_k = a_{k-1}$ га, агар $a_k = 0$ бўлса ва $a_k = 1 - a_{k-1}$ га агар $a_k = 1$ бўлса. Бунда дастлабки a_0 символ хабар ташимайди, у қабуллаш жараёнини бошлаш учун керак. Ушбу тадбирдан кейин оддий ФМп амалга оширилади,



12.10-расм. а) НФМп сигнал олиш қурилмасининг структуравий схемаси, б) кириш сигнали $s(t)$ ва $s_{\text{НФМ}}(t)$ сигналлар вақт диаграммалари.

бунда манипуляцияловчи элементар сигналлар вазифасини кўшимча кодланган элементар сигналлар a_i лар бажаради.

Тўлиқ маълум НФМп сигналлар қабуллаш қурилмаси ФМп сигналларни когерент оптимал қабуллашга ўхшаш шаклда амалга оширилади. Бундай НФМп сигналлар қарор қабуллаш қурилмаси киришига берилишидан аввал тескари қайта ишлаш жараёнидан ўтади, яъни a_1, a_2, \dots, a_k кетма-кетлик 2-модул бўйича аввалги символ билан таққослаш асосида ҳосил бўлади ($a_k = a_k \oplus a_{k-1}$, \oplus - икки модули асосий кўшиш амалини англатади). Тескари қайта ишлов бериш битта аввалги Т-вақтга кечиктирилган элементар сигнални a_{k-1} ни ҳозирда киришдаги символ a_k билан таққослаш асосида амалга оширилади. Таққосланаётган элементар сигналлар бир-бирига мос бўлса «0» символи қайд этилади ва акс ҳолда «1» символи қайд этилади. Ушбу асосда ишловчи СҚҚ таққослаш усулида қабуллаш усули деб аталади. НФМп сигналларни оптимал қабуллаш қурилмаси структуравий схемаси 12.11-расмда келтирилган.



12.11-расм. НФМп сигналларни оптимал қабуллаш қурилмаси структуравий схемаси.

X – кўпайтиргич, I – интегратор, \bar{T} – сигнални кечиктиргич, \oplus – икки модул бўйича қўшиш, $БҚ$ – бўсағавий қурилма, K – калит ($t = T$ да декодерга уланади).

Таянч сигнали $s_0(t)$ кириш сигнал частотасини иккига кўпайтириш, филтрлаш ва иккига бўлиш асосида Пистилькорс усулида амалга оширилади. НФм сигналларни бу усулда қабуллашда «1» ни «0» га ва аксинча узатилаётган код элементар ташкил этувчиларидан фақат биттаси хато қайд этилишига олиб келади, кейингилари тўғри қайд этилади. НФМп ни оддий ФМп билан таққослаш 12.12-расмда келтирилган. Бу расмда стрелка (мил) юқорига йўналган ҳолат «0» га ва стрелка (мил) пастга йўналган бўлса «1» га мос келади. Расмдаги * белгиси элементар сигнал фазаси 180° га ўзгариб ФМп хато қабуллаш бошланган вақтга тўғри келади. НФМп да эса фақат битта элементар символ хато қайд этилади, кейингилари тўғри қайд этилади.

	НФМп	ФМп
Ахборот a_k	0111001010	0111001010
Кўшимча кодланган символ a_k	00101110011	
Сигнал фазаси	↑↑↓↓↑↑↓↓↑↑↓↓	↑↑↓↓↑↑↓↓↑↑
Қабулда сигнал фазаси	* ↑↑↓↓↑↑↓↓↑↑	* ↓↓↑↑↓↓↑↑↓↓
Қабул қилинган символлар a_k	0110001010	0110110101

12.12-расм. НФМп сигнални ФМп сигналга айлантиришга оид чизма.

НФМп сигналга адитив флукуацион халақит таъсир этганда

унинг потенциал халақитбардошлигини аниқлаймиз.

Бунда хатолик a_k – элементар сигнал хато ва a_{k-1} – элементар сигнал тўғри қабул қилинган ҳолда ҳосил бўлади ёки аксинча ҳолатда содир бўлади. Узатилаётган элементар символлар халақит таъсирида бир-бирига боғлиқ бўлмаган ҳолда хато ёки тўғри қабул қилинади, яъни $P_{\text{ФМ}}(1-P_{\text{ФМ}})$, бунда $P_{\text{ФМ}}$ – ФМ сигналнинг хато қабулланиш эҳтимоллиги. Натижада НФМп потенциал халақитбардошлиги учун қуйидаги ифодани оламиз:

$$P_{\text{НФМ}} = 2P_{\text{ФМ}}(1-P_{\text{ФМ}}) = 2[1 - \Phi(\sqrt{2q_k})]\Phi(\sqrt{2q_k}) \approx 2P_{\text{ФМ}} \quad (12.68)$$

НФМп сигнал потенциал халақитбардошлиги оддий ФМп халақитбардошлигидан тахминан 2 марта кичикроқ, аммо халақитбардошликнинг камайиши оддий ФМп сигналларни қабуллашдаги тескари ишлаш ҳодисаси юз бермайди.

Дискрет хабарларни узатишда хабар ҳар бир дискрет элементига бир неча элементар сигналлар комбинациясидан иборат бўлган кодлар комбинацияси билан алмашади. Агар кодлар комбинацияларидаги m -та элементар сигналлар бир-бирига боғлиқ бўлмаса, у ҳолда код комбинациясининг тўғри қабул қилиниши эҳтимоллиги қуйидаги ифода орқали аниқланади:

$$P_{\text{ххк}} = 1 - (1 - P_x)^m, \quad (12.69)$$

бунда, P_x – элементар сигнални хато қабул қилиш эҳтимоллиги.

Шуни алоҳида таъкидлаш лозимки, халақитбардошлик сигнал энергиясининг халақит қуввати спектри зичлигига нисбатига боғлиқ бўлиб, сигнал шаклига боғлиқ эмас.

Агар халақит энергетик спектри частота бўйича бир текис тақсимлаган бўлмаса, сигнал спектри, яъни унинг шаклини ўзгартириб халақитбардошликни ошириш мумкин.

12.7. Дискрет хабарларни нокогерент қабуллаш

Нокогерент қабуллаш СҚҚ киришида фойдали сигналнинг бошланғич фазаси аввалдан номаълум бўлганда қўлланади. Бундан ташқари сигнал $s(t)$ фазаси 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 узатилган ҳолатда

СҚҚ схемасини соддалаштириш мақсадида нокогерент қабуллаш усулидан фойдаланилади.

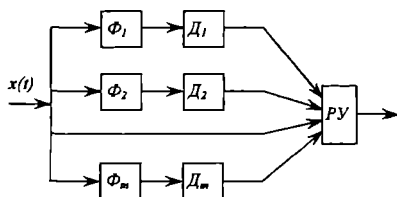
Оптималь нокогерент СҚҚ да кириш сигнали $x(t)$ нинг функцияси модули (ўровчиси) ҳисобланади, яъни

$$y_k = \left| \int_0^T x(t) \dot{s}_k^*(t) dt \right| \quad (12.70)$$

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, хатолик $y_1 < y_k$ (бунда $k \neq 1$) бўлган ҳолатда содир бўлади, яъни

$$\left| \int_0^T \dot{x}(t) \dot{s}_1^*(t) dt \right| < \left| \int_0^T \dot{x}(t) \dot{s}_k^*(t) dt \right|, \quad (k \neq 1, k = 2, 3, \dots, m) \quad (12.71)$$

(12.71) шартни амалга оширувчи СҚҚ структуравий схемаси 12.13-расмда келтирилган. Бу СҚҚ m -та мослашган филтрдан, амплитуда детекторидан ва таққослаш қурилмасидан иборат. Ҳар бир мослашган филтър (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.



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

(12.71) Маълумки, сигналларни нокогерент қабуллашда маълум бир T -вақтда $x(t)$ ва $s_k(t)$ сигнал модули ҳисобланади, яъни

$$y_k^2 = \left| \int_0^T \dot{x}(t) \dot{s}_k^*(t) dt \right|^2 = \left[2 \int_0^T x(t) s_k(t) dt \right]^2 + \left[2 \int_0^T x(t) \mathcal{E}_k(t) dt \right]^2 \quad (12.72)$$

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

$$y_k^2 = \left| 2 \int_0^T [s_1(t) + w(t)] s_k(t) dt \right|^2 + \left| 2 \int_0^T [s_1(t) + w(t)] \xi_k(t) dt \right|^2 = \quad (12.73)$$

$$4 \left| \int_0^T s_1(t) s_k(t) dt + \int_0^T w(t) s_k(t) dt \right|^2 + 4 \left| \int_0^T s_1(t) \xi_k(t) dt + \int_0^T w(t) \xi_k(t) dt \right|^2$$

$s_k(t)$ сигналларнинг узатилиш эҳтимолликлари бир хил, бир хил энергияга эга ва улар ўзаро кучайган даражада ўзаро ортогонал (яъни сигналлардан бирини унинг комплекс мослашганлигига алмашганда ҳам ортогоналлик хусусияти сақланган) бўлса, у ҳолда

$$y_k^2 = \left[2 \int_0^T w(t) s_k(t) dt \right]^2 + \left[2 \int_0^T w(t) \xi_k(t) dt \right]^2 = \zeta_k^2 + \eta_k^2, \quad (12.74)$$

$$y_1^2 = (2E + \zeta_1)^2 + \eta_1^2;$$

бунда, $\zeta_k = 2 \int_0^T w(t) s_k(t) dt$, $\eta_k = 2 \int_0^T w(t) \xi_k(t) dt$.

Тасодифий катталиклар ζ_k ва η_k ўртача қиймати нольга, дисперсияси $\sigma^2 = \sigma_\zeta^2 = \sigma_\eta^2$ ($\sigma^2 = 2N_0E$) бўлган эҳтимоллиги нормал тақсимот қонунига бўйсунди. Юқоридагиларга асосан $y_k^2 = \zeta_k^2 + \eta_k^2$ ҳам ўртача қиймати нолга тенг, дисперсияси $\sigma_y^2 = \sigma_\zeta^2 + \sigma_\eta^2 = 2N_0E$ га тенг нормал тақсимот қонунига бўйсунди ва қуйидагича ифодаланади:

$$P(y_k) = \frac{y_k}{2N_0E} \exp\left(-\frac{y_k^2}{4N_0E}\right) \quad (12.75)$$

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

$$P(y_1) = \frac{y_1}{2N_0E} \exp\left(-\frac{y_1^2 + L^2}{4N_0E}\right) I_0\left(\frac{y_1 L}{2N_0E}\right) \quad (12.76)$$

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

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

$$P_{\text{хнкг}} = 1 - P(y_1 > y_2, y_3 < y_m) \quad (12.77)$$

Иккилик (бинар) алоқа канали учун $m=2$

$$P_{\text{хнкг}} = 1 - P(y_1 > y_2) = P(y_2 > y_1) \quad (12.78)$$

$s_1(t)$ сигналнинг хато 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:

$$I(y_1) = \int_n^{\infty} P(y_2) dy_2; \quad (12.79)$$

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

$$P_{\text{хнкг}} = P(y_2 > y_1) = \int_0^{\infty} I(y_1) P(y_1) dy_1 = \int_0^{\infty} P(y_1) dy_1 \cdot \int_n^{\infty} P(y_2) dy_2 \quad (12.80)$$

(12.80) ифодага $P(y_1)$ ва $P(y_2)$ ифодалари (12.74), (12.75) ларни киритиб ва интеграллаш натижасида оптимал нокогерент қабулда хатолик эҳтимоллиги учун қуйидаги ифодани оламиз:

$$P_{\text{хк}} = \frac{1}{2} e^{-\frac{q_0}{2}}, \quad \text{бунда } q_0 = \frac{E}{N_0} \quad (12.81)$$

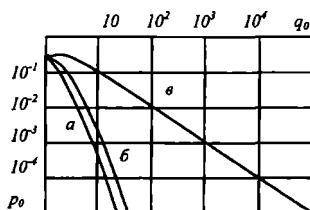
M -та сигнал узатилиши мумкин бўлган алоқа каналида сигнални оптимал нокогерент қабуллаш хатолиги қуйидагига тенг бўлади:

$$P_{\text{хнкг}} \approx \frac{m-1}{2} e^{-\frac{q_0}{2}} \quad (12.82)$$

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

$$P_{\text{хм}} \approx (m-1)P_{\text{х2}} \quad (12.83)$$

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



12.14-расм. Иккилик сигналларни оптимал когерент ва оптимал нокогерент қабуллашдаги хатоликлар эҳтимолликлари чизмаси.

12.8. Узлуксиз сигналларни оптимал қабуллаш

Узлуксиз хабар $u(t)$ вақт бўйича узлуксиз ўзгаради ва қабуллаш қурилмалари кириш сигналлари учун динамик диапазони оралигида тасодикий қийматларга эга бўлади. Бундай хабар сигналлари телефон каналлари орқали хабар узатишда, радиоэшиттиришда, телевиденияда ва шунга ўхшаш ҳолларга тўғри келади.

Алоқа канали орқали $u(t)$ хабар юқори частотали модуляцияланган сигнал $s(u,t)$ ёрдамида узатилади. Бунда сигналнинг информацион параметри узатилаётган хабар $u(t)$ га мос равишда вақт функцияси сифатида ўзгариб боради.

СҚҚ киришига $x(t)=s(u,t)+w(t)$ таъсир этади. Вазифа ушбу $x(t)$ га ишлов бериб, бирламчи хабар $u(t)$ ни иложи борица катта аниқлик билан қайта тиклаш, акс эттиришдан иборат. СҚҚ $x(t)$ га ишлов бериш натижасида $P(s/x)$ ўзининг киришдаги сигналнинг

$s(u,t)$ апостериор ўхшашлиги эҳтимоллиги тақсимооти зичлигини ҳисоблаб боради.

Оптималь СКҚ ҳисобланган $P(s/x)$ апостериор эҳтимоллик зичлиги тақсимооти асосида чиқишида $u(t)$ ни ақс эттиради.

Бейс формуласига асосан ушбу $P(s/x)$ апостериор эҳтимоллик қуйидагича аниқланади:

$$P(s/x) = kP(s)P(x/s); \quad (12.84)$$

бунда, k – коэффициент $\int_s P(x/s) = 1$ шартли орқали аниқланди, бу коэффициент алоқа тизими турига ва бажарадиган вазифасига боғлиқ.

Узатиладиган хабар $u(t)$ нинг қийматларини шартли равишда $+1$ ва -1 оралиғида бир хил текис тақсимланган деб ҳисобласак, у ҳолда сигнал $s(u,t)$ нинг турли қийматлари априор эҳтимоллиги $P(s) = \text{const}$ бўлади.

Дискрет сигналларни оптималь қабуллаш шартидан фойдаланиб (12,84) ифодани қуйидаги кўринишга келтираемиз

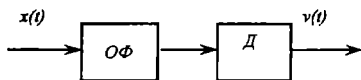
$$P(s/x) = kP(s) \exp \left\{ -\frac{1}{N_0} \int_0^T [x(t) - s(u,t)]^2 dt \right\}. \quad (12.85)$$

$P(s/x)$ нинг апостериор эҳтимоллиги энг катта қийматига $u(t)$ нинг узатилган хабар $u(t)$ дан энг кам фарқланадиган қиймати мос келади, яъни

$$\Delta^2 = \int_0^T [x(t) - s(u,t)]^2 dt \quad (12.86)$$

Шундай қилиб, оптималь СКҚ ўзининг чиқишида $u(t)$ нинг шундай қийматини ақс эттириши керакки, унинг қиймати $u(t)$ дан ўртача квадратик фарқланиши Δ^2 энг кичик қиймати бўлиши керак. Халақит $w(t) = 0$ бўлса, СКҚ хабарни бузилишларсиз ақс эттириш керак, яъни $x(t) = s(u,t)$ бўлса, $u(t) = u(t)$ ва ўртача квадратик хатолик $\Delta^2 = 0$ бўлади.

Кириш сигналнинг оптималь филтрлаш ва детекторлаш $x(t)$ дан узатилган хабар $u(t)$ ҳақида максимал маълумот олиш имконини беради. Оптималь филтрли СКҚ структуравий схемаси 12.15-расмда келтирилган.



12.15-расм. Узлуксиз сигналларни оптимал қабуллаш курилмаси структуравий схемаси. ОФ-оптимал филтър, Д-детектор.

Ушбу СҚҚдаги оптимал филтър узлуксиз сигналларни мослашган филтърлашда аниқланган ифода орқали аниқланади, яъни

$$K_{opt}(j\omega) = \frac{G_s(\omega)}{G_s(\omega) + G_w(\omega)} e^{-j\omega t_0}, \quad (12.87)$$

бунда хатолик ўртача квадратик қиймати

$$\overline{\Delta}_{\min}^2 = \frac{1}{\pi} \int_0^{\infty} \frac{G_s(\omega)G_w(\omega)}{G_s(\omega) + G_w(\omega)} d\omega. \quad (12.88)$$

(12.87) формуладаги шартни бажарувчи филтърни амалга ошириш мураккаб масала, чунки фойдали сигнал спектри ($G_s(\omega)$) хабар мазмунига қараб вақт бўйича ўзгарувчан бўлади, бундан ташқари ҳамма модуляцияланган сигналлар табиатан ностационар тасодифий жараёндир. Шунинг учун узлуксиз сигналларни оптимал қабуллашнинг бошқа усулларини кўриб чиқишга тўғри келади.

(12.84) ифодани қуйидаги шаклга келтирамыз:

$$P(s/x) = kP(s) \exp\left\{-\frac{1}{N_0} \int_0^T x^2(t) dt\right\} \exp\left\{-\frac{1}{N_0} \int_0^T s^2(t) dt\right\} \exp\left\{\frac{2}{N_0} \int_0^T x(t)s(u,t) dt\right\}. \quad (12.89)$$

Ушбу (12.89) формулада биринчи ҳад қийматини « k » га киритиш мумкин, иккинчи ҳад $x(t)$ га умуман боғлиқ эмас, уни бир қисмини априор эҳтимоллик шаклида қараш мумкин. Кўп ҳолларда (12.89) формула иккинчи ташкил этувчи ($\exp(-E/N_0)$) коэффициент « k » қийматида ҳисобга олинади (E -сигнал энергияси).

Юқорида келтирилганлар асосида (6) ифода қуйидаги ихчам шаклни олади.

$$P(s/x) = kP(s) \exp[h(u)], \quad (12.90)$$

бунда

$$h(u) = \frac{2}{N_0} \int_0^T x(t)s(u,t)dt. \quad (12.91)$$

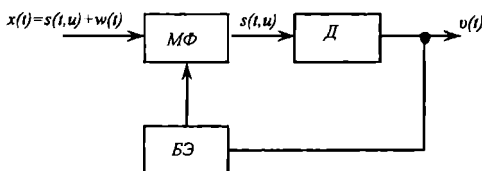
(12.90) ва (12.91) ифодалардан кўринадики, СҚҚ узатиладиган сигнал априор эҳтимоллиги $P(s)$ ва кириш сигнали $x(t)$ нинг узатилиши кузатилаётган сигнал $s(u,t)$ ўзаро корреляциясининг кўпайтмаси шаклида апостериор эҳтимоллик $P(s/x)$ ни аниқлайди, ушбу СҚҚ корреляция ҳисоблашга асосланган бўлади. $h(u)$ -функция узатилаётган сигнал $s(u,t)$ аниқ бўлса, осон ҳисобланади. Бу амал коррелятор ёки мослашган фильтр ёрдамида бажарилади.

Узлуксиз хабарларни узатишда сигнал $s(u,t)$ нинг қийматлари аниқ бўлмайди. Аммо ушбу сигнал ҳақида баъзи маълумотлар аввалдан (априор) маълум деб ҳисоблаймиз. Масалан: сигнал ташувчи, модуляция тури, спектр кенлиги ва бошқалар кўп ҳолларда аввалдан маълум бўлади. Натижада СҚҚ ёрдамида $s(u,t)$ сигналнинг баҳосини аниқлаш ва ушбу баҳолаш орқали $h(v)$ функцияни аниқлаш мумкин,

$$h(v) = \frac{2}{N_0} \int_0^T x(t)s(v,t)dt. \quad (12.92)$$

$h(v)$ функцияни кузатувчи фильтр ёки кузатувчи коррелятор ёрдамида ҳисоблаш мумкин (12.16 ва 12.17-расмлар).

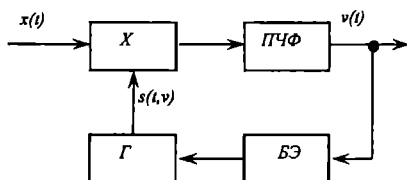
Ушбу схемаларнинг асосий узатилган $u(t)$ хабарнинг баҳоси $v(t)$ ни чиқарувчи ахборот каналидан ташқари, яна тескари боғланиш канали бор бўлиб, унинг ёрдамида $s(u,t)$ таянч сигнали шакллантирилади (12.17-расм) ёки фильтр параметрлари ўзгартирилади (12.16-расм).



12.16-расм. Мослашган кузатувчи фильтрли СҚҚ структуравий схемаси.

12.16-расмда келтирилган СҚҚда бошқарувчи элемент (БЭ) ёрдамида мосланган фильтр параметрлари кутилаётган узлуксиз сигнал $s(u,t)$ билан мослашганлигини таъминлайди. 12.17-расмда БЭ ёрдамида таянч ташувчи сигнални шакллантираётган

генератор (Γ) модуляцияланаётган параметри ўзгартирилади. Масалан, қабул қилинаётган сигнал частотаси модуляцияланган бўлса, таянч генератори частотаси, вақт бўйича модуляцияланган (ВБМ) сигналларни қабуллашда вақт бўйича силжиши $s(u,t)$ га мос равишда ўзгариб боради. 12.17-расмдаги паст частоталар фильтри интегратор вазифасини бажаради, унинг кўрсаткичлари узатилаётган хабар $u(t)$ спектри частоталари асосида танланади.



12.17-расм. Кузатувчи корреляцион СҚҚ структуравий схемаси.
 X -кўпайтиргич, Γ -таянч сигналлар генератори, БЭ-бошқарув
 элементи, ПЧФ-паст частоталар фильтри.

12.17-расмда келтирилган СҚҚ кириш сигнали модуляцияланган параметрини кузатишга асосланганлиги учун унинг структуравий схемаси қабул қилинадиган сигнал модуляцияси турига боғлиқ эмас. Кузатиш орқали СҚҚ ҳалақитбардошлиги оптимал СҚҚда таъминланиши мумкин бўлган потенциал ҳалақитбардошликка яқин бўлади.

Одатда ҳалақит $w(t)$ таъсирида қабул қилинаётган сигнал $s(u,t)$ сатҳи ва фазаси узлуксиз ўзгариб туради, шу жумладан, ҳалақит $w(t)$ нинг қиймати ҳам ўзгарувчан бўлиши мумкин. Бу ҳолда СҚҚда сигнал сатҳини автоматик бошқариш ва фазани автоматик созлаш каби қўшимча жараёнлар амалга оширилиши керак. Агар ҳалақит қиймати N_0 номаълум бўлса ёки вақт бўйича тасодифий ўзгариб турса, у ҳолда СҚҚ ҳалақит сатҳини мунтазам ўлчаб, кузатиб борувчи ва унинг таъсирини камайтиришни амалга оширувчи қисмлари ҳам бўлиши керак. Масалан, ҳалақит $w(t)$ спектри маълум бир полосада бўлса, уни махсус филтър (режектор) ёрдамида умумий спектрдан олиб ташлаш керак, агар ҳалақит импульссимон бўлса, у ҳолда сигналнинг импульссимон ҳалақит таъсир этадиган қисми акс эттирмаслиги чора-тадбирларини амалга ошириш керак.

Умуман узлуксиз сигналларни оптимал қабуллаш учун уларнинг информацион параметрларини ва ҳалақит параметрларини доимий

равишда кузатиш керак. Бунда қабул қилинаётган сигнал $x(t)$ нинг қанча кўп параметрлари кузатилиш имконияти бўлса, уни амалга ошириш керак, бундай СҚҚ мосланиб борувчи адаптив сигнал қабуллаш қурилмаси деб аталади. Адаптив СҚҚ халақитбардошлиги бошқа тур СҚҚ халақитбардошлигидан юқори бўлади.

Шундай қилиб, узлуксиз сигналларни оптимал қабуллаш қурилмаси чиқишидаги сигнал $v(t)$ узатилган хабар $u(t)$ дан энг кам фаркланишини таъминлайди. Фойдали сигнал $s(u,t)$ узатилаётган $u(t)$ га ночизикли боғлиқ бўлгани учун, оптимал СҚҚ – ночизикли СҚҚ ёки ночизикли фильтр бўлиш керак. Ночизикли СҚҚга юқорида структуравий схемаси келтирилган кузатувчи қабуллаш қурилмаси мисол бўла олади. Демак, оптимал қабуллаш назариясини оптимал ночизикли филтрлаш назарияси деб қараш мумкин.

Ҳозирда оптимал ночизикли филтрлаш умумий назариясига асосан кириш сигнали нормал тақсимот қонунига бўйсунган ҳол учун яратилган бўлиб, ундан узатилган хабарни юқори халақитбардошлик билан қабуллашда фойдаланилади.

Назорат саволлари

1. Халақитбардошлик 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. Оптимал сигнал қабуллаш қурилмаси деб қандай қурилма тушунилади?
12. Котельников оптимал СҚҚ структуравий схемасини чизинг ва ишлаш принципини тушунтиринг.
13. Иккилик сигнал учун оптимал корреляцион СҚҚ структуравий схемасини чизинг ва ишлаш принципини тушунтиринг.
14. Иккилик сигналларни мослашган филтрлар ёрдамида оптимал қабуллаш қурилмаси структуравий схемасини чизинг ва ишлаш принципини тушунтиринг.

15. AM_n , $ЧМ_n$ ва $ФМ_n$ сигналлар оптимал қабул қилинганда халақитбардошлик қандай аниқланади ва кириш сигнаlining қайси кўрсаткичларига боғлиқ?

16. Нисбий $ФМ_n$ сигналнинг оддий $ФМ_n$ сигналдан фарқи нимада?

17. $НФМ_n$ сигнални оптимал қабуллаш қурилмаси структуравий схемасини чизинг ва ишлаш принципини ёзиб беринг.

18. AM_n , $ЧМ_n$ ва $ФМ_n$ сигналлар халақитбардошликлари ўзаро қандай муносабатда?

19. M - каналли оптимал СҚҚ структуравий схемасини чизинг ва ишлаш принципини айтиб беринг.

20. Узлуксиз сигналларни оптимал қабуллаш деганда нимани тушунасиз?

21. Узлуксиз сигналларни мослашган кузатувчи фильтр ёрдамида оптимал қабуллаш қурилмаси структуравий схемасини чизинг ва ишлаш принципини айтиб беринг.

22. Узлуксиз сигналларни корреляцион кузатиш усулида қабул қилиш қурилмаси структуравий схемасини чизинг ва ишлаш принципини айтиб беринг.

23. Сигнални «баҳолаш» деганда нимани тушунасиз?

24. Аввалдан шакли маълум сигналларга мисоллар келтиринг.

25. Мослашган фильтрлар деб қандай фильтрларга айтилади?

26. Мослашган фильтр узатиш коэффициенти $K(j\omega)$ ва сигнал спектри $S(j\omega)$ қандай боғланишга эга?

27. Мослашган фильтр импульс акс таъсири сигнал $s(t)$ билан қандай боғланишга эга?

28. Видеоимпульс билан мослашган фильтр структуравий схемасини чизинг ва ишлаш принципини айтиб беринг.

29. Радиоимпульс билан мослашган фильтр структуравий схемасини чизинг ва ишлаш принципини айтиб беринг.

30. Квазимослашган фильтр деб қандай фильтрга айтилади.

31. Узлуксиз сигналларни оптимал филтрлаш деганда нималар тушунилади?

32. Узлуксиз сигнал спектри $S(j\omega)$ ва оптимал фильтр комплекс узатиш коэффициенти $K(j\omega)$ қандай боғланишда бўлиши керак?

33. Оптимал филтрлашдаги хатолик унинг киришидаги c/x нисбати билан қандай боғланишга эга?

13. РАҚАМЛИ СИГНАЛЛАР ҲАҚИДА АСОСИЙ ТУШУНЧАЛАР

13.1. Узлуксиз хабарларни рақамли шаклда узатиш

Узлуксиз хабарларни рақамли алоқа каналлари орқали узатиш мумкин. Узлуксиз хабарлар дастлаб рақамли сигналларга айлантирилади. Ушбу узлуксиз сигналлар спектри кенглиги F_c ва давомийлиги T_c га тенг бўлса, Котельников теоремасига асосан ўзининг $\Delta t \leq \frac{1}{2F_c}$ оралиғида аниқланган $n = \frac{T}{\Delta t}$ та оний қийматлари ёрдамида узатилиши ва қайта тикланиши мумкин. $\Delta t < \frac{1}{2F_c}$ қилиб танлаб, сигнални юқори аниқликда узатишни ва қайта тиклашни таъминлаш мумкин.

Узлуксиз сигналнинг Δt оралиқда олинган қийматларини кодлаб, кодлар кетма-кетлиги рақамли алоқа каналлари орқали узатилиши мумкин.

Рақамли сигналлар узлуксиз (аналог) сигналларга қараганда бир қатор афзалликларга эга. Булардан бири, уларнинг юқори даражада халақитбардошлигидир. Узлуксиз сигналга кучсиз халақит таъсир этган бўлса ҳам уни асл ҳолида аниқ тиклаш мумкин эмас. Чунки узлуксиз сигнал ва унга таъсир этаётган халақит бир –биридан шаклан фарқланмайди. Уларни бир-биридан ажратиш мумкин эмас. Рақамли сигнал маълум дискрет сатҳларга эга бўлганлиги учун, халақит фақатгина халақитнинг таъсирида унинг асл сатҳи биридан иккинчисига ўтгандагина ҳосил бўлади. Бунинг учун халақитнинг қиймати –сатҳи анча катта бўлиши керак.

Рақамли сигналларнинг иккинчи афзаллиги, уларни алоқа канали орқали узатишда халақитбардош кодлардан фойдаланиш мумкин. Учинчи афзаллиги, рақамли сигналларга ишлов беришда мураккаб алгоритмларни (жараёнларни) амалга ошириш мумкин. Юқоридаги бир қатор афзалликлари асосида ва замонавий микрорадиоэлектрониканинг ютуқлари асосида сигналларни рақамли шаклда узатиш келажақда хабарларни узатишнинг асосий ягона усули бўлиши эҳтимолдан ҳоли эмас.

13.2. Импульс-код модуляция сигналлари

Узлуксиз сигналларни рақамли сигналларга айлантириш уч босқичда амалга оширилади ва натижада бир қисм ахборот йўқотилиши, фарқланишлар $u(t) \neq u(t)$ содир бўлиши мумкин.

Ушбу уч босқични алоҳида-алоҳида кўриб чиқамиз.

1. Дискретлаш натижасида узлуксиз сигнал – дискрет сигналга айлантирилади, яъни узлуксиз сигналнинг оний қиймати ҳар Δt оралиқда юқори аниқликда ўлчанади. Ушбу сигнал сатҳини танлаш – хотиралаш қурилмасида сигнал қийматини аниқлаш Δt вақти силжиши ва уни қийматини хотирада сақлашдаги баъзи ноаниқликлар натижада фарқланишлар ҳосил бўлиши мумкин.

2. Квантлаш натижасида – дискретланган сигналнинг оний қиймати рухсат этилган дискрет сатҳлардан бирига тахминан мос келувчиси билан алмашади. Сатҳ бўйича дискретлашни квантлаш деб аталади. Одатда квантлар сони аниқ берилган бўлиб, квантлаш натижасида рақамли сигнал ушбу сатҳлардан бирига алмаштирилади. Икки энг яқин сатҳ орасидаги фарқ ΔU -квантлаш қадами деб аталади. Квантлаш қадамининг кичиклашиши сатҳлар сонининг ошишига олиб келади.

3. Кодлаш натижасида квантланган сатҳлар кодлар комбинацияси билан алмашинади. Одатда иккилик кодлардан, яъни асоси «1» ва «0» кодлардан фойдаланилади, бунда мос кодлар комбинацияси иккилик ҳисоб усулида ҳисобланиб, сатҳларга бириктирилади. Кодлар комбинацияси тўғридан-тўғри иккилик алоқа канали орқали юқори частотали ташувчини амплитудаси, частотаси ёки фазасини манипуляциялаш натижасида олинган сигнал $s(t)$ ёрдамида узатилади. Узлуксиз сигнал алоқа канали орқали узатилгунча: квантланган импульслар кетма-кетлигига, сўнгра кодлар комбинациялари кетма-кетлигига ва модуляция натижасида сигнал $s(t)$ ҳосил бўлади, шунинг учун бу сигналлар импульс -код модуляция (ИКМ) сигналлар деб аталади. Керакли ҳолида қўшимча модуляция тури ҳам ушбу қисқартмага киритилади. Масалан, нисбий фаза модуляциясидан фойдаланилган бўлса –ИКМ –НФМ, шунга ўхшаш ИКМ –ЧМ ва ҳ.к.

Амалда квантлаш ва кодлаш амаллари бир қурилмада аналог–рақам ўзгартиргичида АРЎ амалга оширилади. Рақамли сигнални аналог шаклига келтириш рақам –аналог ўзгартириш РАЎ қурилмасида амалга оширилади. РАЎ ларда рақамли кодланган

сигналлар декодланади, мос сатҳлар квантланган кучланишларга алмаштирилади ва зинасимон импульслар кетма-кетлиги паст частоталар филтри ёрдамида текисланиб қайта узлуксиз сигналга айлантрилади. РАЎ чиқишидаги тикланган узлуксиз сигнал $v(t)$, АРЎ киришидаги сигнал $u(t)$ дан фарқ қилади. Бунинг сабаби: а) биринчиси квантлашдаги хатолик квантлаш шовқини; б) иккинчиси узатиладиган кодлар комбинацияси халақитлар таъсирида унинг элементлар «1» ва «0» нинг тескарисига алмашишида.

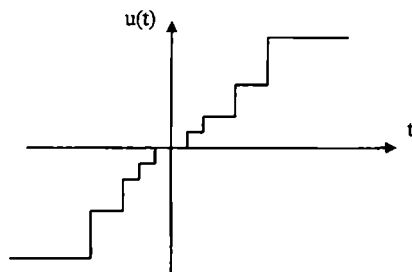
Квантлиш шовқини. Квантланган сигналнинг икки энг яқин сатҳи орасидаги фарқ Δu , квантлаш қадамини, баъзан Δ билан ҳам белгиланади. Бунда узлуксиз сигналнинг $k\Delta$ вақтдаги оний қиймати $u(k\Delta)$ квантлаш натижасида унга энг яқин сатҳ билан алмашади. Натижада квантлаш хатолиги $-\frac{\Delta}{2}$ ва $\frac{\Delta}{2}$ орасида бўлади.

Ушбу тасодифий катталиқнинг дисперсияси $\frac{\Delta^2}{12}$ бўлади. Агар узлуксиз сигнал тавсифлари оқ шовқин тавсифларига яқин бўлса, у ҳолда квантлаш шовқини ҳам оқ шовқин шаклида бўлади ва сигнал билан ўзаро корреляцияси бўлмайди. Квантлаш сифатини одатда сигнал-квантлаш шовқини нисбати билан баҳоланади, бу шовқин код разрядини (элементлари сони) 1-тага ошириш сигнал-кодлаш шовқини (СКШ) нисбатини 6 дБга оширади. Шуни алоҳида таъкидлаш керакки, код комбинацияларидаги элементар сигналлар сонини ошириш нафақат сигналга рақамли ишлов берувчи қурилмаларнинг тезкорлигига талабни оширади, шу билан бирга сигнални узатиш учун талаб қилинадиган алоқа канали полосасини ҳам кенгайтиришни тақозо этади. Чунки коддаги элементар сигналлар сонининг ошиши уларнинг ҳар бирининг давомийлигини қисқартиришни талаб этади, яъни сигнал спектри кенгаяди.

Амалда нотекис квантлашдан кенг фойдаланилади. Бунда квантлаш қадами узатиладиган узлуксиз сигнал $u(t)$ нинг ўзгариш тезлигига боғлиқ бўлиб, у қанча тез ўзгарса, квантлаш қадами ҳам шунча катта бўлади (13.1-расм).

Шундай қилиб $u(t)$ нинг кичик стаҳлари анча аниқроқ квантланади.

Нотекис квантлашдан фойдаланишдан мақсад квантлашдаги хатоликни деярли ўзгармас сақлаб туришдан иборат. Амалда нотекис квантлашни узлуксиз сигнал $u(t)$ ни квантлашдан олдин



13.1-расм. Нотекис квантлаш.

компрессиялаш (сиқиш) сўнгра квантлаш; чиқишдаги сигнални экспандердан ўтказиш (чўзиш) асосида бажарилади (13.2-расм). Шундай қилиб нотекис квантлаш амалида: компрессиялаш; бир хил (оддий) квантлаш ва экспандерлашдан иборат. Компрессор ва экспандер бир-бирига тескари амалларни бажаради, натижада нотекис квантланган рақамли сигнал ҳосил бўлади (13.1-расм).



13.2-расм. Нотекис квантлаш.

Аввал таъкидлаганимиздек, нотекис квантлашдан мақсад, бир хил нисбий хатоликни таъминлашдир. Бунинг учун компрессор тавсифи логарифмик ва экспандер тавсифи экспонента шаклида бўлиши керак. Аммо логарифмик шаклдаги тавсиф узлуксиз сигнал қиймати кичик бўлганда $-\infty$ га интилади, буни амалга ошириш қийин ва бу талабга жавоб бермайди. Шунинг учун амалда сигнал катта сатҳларида логарифмик тавсиф билан талаб даражасида мос келувчи ва сигнал кичик сатҳларида чизикли бўлган икки таркибли тавсифдан фойдаланилади. Улардан бири μ қонунига бўйсунувчи тавсиф қуйидагича ифодаланади:

$$y = y_{\max} \frac{\ln[1 + \mu(|x|/x_{\max})]}{\ln(1 + \mu)} \operatorname{sgn} x, \quad (13.1)$$

бунда, μ – манфий ўзгармас катталиқ, x ва y – компрессор кириши ва чиқишидаги кучланиш (амплитудалари); $\text{sgn}(x)$ – функция куйидагича аниқланади:

$$\text{sgn } x = \begin{cases} 1, & x \geq 0 \\ -1 & x < 0 \end{cases} \quad (13.2)$$

μ - қонунидан АҚШ алоқа тизимларида фойдаланилади. Европада куйидаги ифодадан фойдаланилади:

$$y = \begin{cases} y_{\max} \frac{A(|x|/x_{\max})}{1 + \ln A} \text{sgn } x; & 0 \leq \frac{|x|}{x_{\max}} \leq \frac{1}{A}, \\ y_{\max} \frac{\ln[A(|x|/x_{\max})]}{1 + \ln A} \text{sgn } x; & \frac{1}{A} \leq \frac{x}{x_{\max}} \leq 1 \end{cases} \quad (13.3)$$

бунда, A –мусбат доимий катталиқ, қолганлари (13.2) ифодадагиларга мос. (13.2) ва (13.3) ифодалар $A=87,56$ ва $\mu=255$ бўлганда бир-бирига деярли мос келади.

Амалда квантлашлар сатҳининг сони фойдаланиладиган кодлар комбинациясига боғлиқ бўлади.

13.3. Хато импульслар шовқини

Хато импульслар – СҚҚ киришига халақит таъсирида кодлар комбинациясидаги элементар сигналлар «1» ни «0» га ва «0» ни «1» га айланишида ҳосил бўлган код комбинацияларини декодлаш натижасида ҳосил бўлади. Ушбу хато импульсларнинг қайта тикланаётган сигналга таъсири, унинг код комбинациясининг қайси қисмида жойлашганига боғлиқ. Агар код комбинациясидаги символларнинг тузилиши («1» нинг «0» га ва аксинча «0» нинг «1» га айланиши) бир-бирига боғлиқ бўлмаган, эҳтимоллиги p -га тенг тасодикий жараён бўлса, y ҳолда код комбинациясидаги элементлар сони m -та бўлса, k -та хатоликнинг содир бўлиши биномиал тақсимот қонунига бўйсунди

$$p(k) = C_m^k p^k (1-p)^{m-k} \quad (13.4)$$

Агар эҳтимоллик p кичик бўлса, код комбинациясида камида битта хатолик пайдо бўлиши куйидагига тенг бўлади:

$$1 - (1 - p)^m \approx mp, \quad \text{агар } mp \ll 1. \quad (13.5)$$

Тўғри лойихаланган рақамли алоқа каналида сигнал-халақит нисбатига боғлиқ хатолик p жуда кичик бўлади ва хатолик импульсларини квантлаш шовқинига нисбатан жуда кичик деб ҳисоблаб, эътиборга олмаса бўлади.

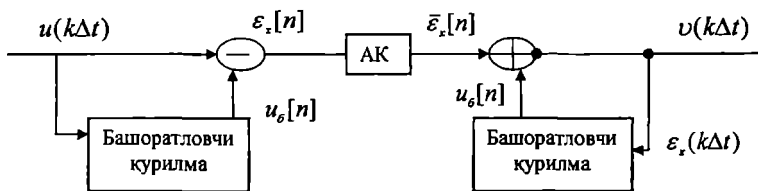
13.4. Башоратли кодлаш

Агар узатиладиган сигнал $u(t)$ оқ шовқинга ўхшаш бўлса, яъни чекланган частоталар диапазонида спектри қуввати зичлиги бир хил бўлса, у ҳолда Котельников теоремаси асосида дискретизацияланган ушбу сигналнинг $k\Delta t$ ва $(k \pm 1)\Delta t$ вақтлардаги қийматлари бир-бирига боғлиқ бўлмайди, ўзаро корреляцияси нолга тенг бўлади. Баъзан, амалда узатиладиган сигнал спектри қуввати зичлиги бир хил бўлмаслиги ва дискретлаш частотаси катта бўлиши, унинг алоҳида-алоҳида қийматлари орасида боғланиш, корреляция пайдо бўлишига олиб келади. Шундай қилиб, узатилаётган дискрет сигнал ортиқчаликка олиб келади ва алоқа каналидан фойдаланиш самарадорлиги камаяди. Сигналларни узатиш ва қабуллашнинг самарадор усулларида бири башоратли кодлаш усули ҳисобланади. Бунда, дискрет сигнал оний қийматлари орасида ўзаро статистик боғлиқлик бўлса, ушбу боғлиқликни унинг $(k+1)\Delta t$ вақтдаги қийматини $k\Delta t$ ондаги қиймати орқали башорат қилиш мумкин. Бунда дискрет сигналнинг башорат қилинган қийматида ҳеч қандай ахборот йўқ. Башорат этилган сигнал қиймати ҳеч вақт аниқ бўлмайди, шунинг учун дискрет сигналнинг $u(k\Delta t)$ ва $U[(k+1)\Delta t]$ башорат этилган қийматлари орасида хатолик бор, яъни

$$\varepsilon_x(\Delta t) = u[(k-1)\Delta t] - u(k\Delta t). \quad (13.6)$$

Ана шу хатолик $\varepsilon_x(k\Delta t)$ ахборот дискрет хабарнинг $(k+1)\Delta t$ вақтдаги қисми ахборотга эга бўлиб, шу башорат хатолиги алоқа канали орқали узатилади. СҚҚ сигналнинг аввалги қийматлари асосида шу ондагиси башорат қилинади ва унга хатолик $\varepsilon_x(k\Delta t)$ қўшилиши натижасида, сигналнинг ҳақиқий қиймати аниқланади

(13.3-расм). Агар канлда ҳалақит бўлмаса, чиқишдаги сигнал $v(t)$ киришдаги $u(t)$ га мос бўлар эди, аммо ҳалақит таъсирида фарк пайдо бўлади, яъни $v(t) \neq u(t)$.



13.3-расм. Башоратловчи қурилмали алоқа тизимини структуравий схемаси.

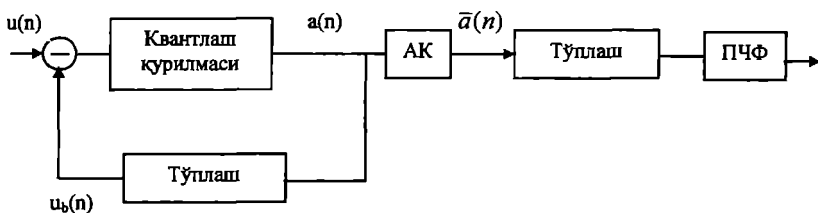
Дискретизацияланган сигналнинг $u(k\Delta t)$ вақтда аниқланган оний қийматлари орасидаги корреляция боғланиш қанча катта бўлса, башорат қилиш шунча аниқ бўлади ва башорат хатолиги дисперсияси (қуввати) шунча кичик бўлади. Бундай ҳолда маълумотларни алоқа канали орқали узатиш учун кодлар комбинацияларидаги элементар символлар сонини камайтириш мумкин, натижада каналдан фойдаланиш самарадорлиги ошади, яъни каналнинг хабар ўтказиш қобилиятига талаб камаяди. Кўп ҳолларда башорат қилиш қурилмаси ишлаш алгоритми чизикли бўлиб, сигнал навбатдаги башорат этиладиган қиймати, аввалги бир неча қийматларининг чизикли комбинацияси шаклида аниқланади. Овоз сигналларини чизикли башорат асосида кодлаш замонавий мобиль алоқа тизимларида қўлланилади.

Башорат хатолигини кодлаш орқали сигнални узатиш дифференциал импульс-код модуляцияси номини олган (ДИКМ). Бундай тизимларда нотекис квантлашдан фойлананилади, чунки квантланаётган сигналнинг кичик қийматларга эга бўлиш эҳтимоллиги катта бўлиб, қўшимча афзалликларга эга бўлади. ДИКМ усулининг ИКМ га нисбатан афзаллиги дискретланган сигнал оний қийматлари орасидаги корреляция қанча катта бўлса, мос равишда шунча ошади.

ДИКМнинг соддалашган хусусий шаклларида бири дельта-модуляция бўлиб, бунда квантлаш сатҳи иккита узатиладиган сигнал аввалгисига нисбатан катталашса хатолик $+\Delta$ ва кичиклашса $-\Delta$ бўлади, шунга мос равишда сигнал $+1$ ёки -1

бўлади (13.4-расм) ва $u(k\Delta t)$ сигнал аввалгисига нисбатан $+1$ га ошади ёки -1 га камаяди. Дельта-модуляциядан дискретизациялаш қадами корреляция интервалидан кичик бўлган ҳолларда фойдаланилади.

Дельта-модуляциянинг афзаллиги унинг кодери ва декодерининг нисбатан соддалигида. Сигнални қайта тиклаш учун $\pm\Delta(k\Delta t)$ сигналлар кетма-кетлигини интеграллаш етарли (интеграллаш бу «0» ва «1» лар кетма-кетлигини тўплаш ва бу кетма-кетликларни зинасимон функцияга айлантириш ва уни паст частоталар филтри ёрдамида текислашдан иборат). Аммо дельта-модуляция натижасида ўзига хос бузилишлар юз беради, бу зинасимон аппроксимациянинг ўзгариши бирламчи узатилаётган сигнал функциясидан кечикиши (қиялик зўриқиши) натижасида ҳосил бўлади ҳамда сигнал кам ўзгарганда (майдаланиш шовқини) қисмлардаги тебранишларга сабаб бўлади (13.4-расм).



13.4-расм. Дельта модулятор структуравий схемаси.

Ушбу камчиликларни камайтириш учун квантлаш қадами сигнал кўринишига мослаштириш (адаптивлаш) керак. Агар бир неча кўшни хатоликлар бир хил бўлса, бу ҳолда функция монотон ўсувчи, агар маълум бир ораликда Δ хатоликлар $+\Delta$ ва $-\Delta$ кетма-кетлигида бўлса, бу ҳолда сигнал секин ўзгаради, бу сигналнинг жуда кам ўзгараётганлигини билдиради, бу ҳолда квантлаш қадами камаяди.

Назорат саволлари

1. Сигналларни рақамли узатишни аналог шаклда узатишдан афзалликлари нимада?
2. Квантлаш шовқини нима? Уни камайтириш учун нима қилиш керак?

3. Хато импульслар шовқини нима? Улар қандай пайдо бўлади?

4. Қайси ҳолларда башоратли кодлаш усулидан фойдаланиш мақсадга мувофиқ?

5. ИКМ сигнал нима? ИКМ сигнал вақт диаграммаларини чизинг?

6. Дельта-модуляция нима? Дельта-модуляциядан қайси ҳолларда фойдаланилади?

7. Компандерлаш нима ва ундан нима учун фойдаланилади?

8. Экспандерлаш нима ва у қандай вазифани бажаради?

9. Башоратли алоқа тизими соддалашган структуравий схемасини чизинг ва ишлаш принципини тушунтиринг.

10. Дельта-модуляцияга асосланган алоқа тизими соддалашган структуравий схемасини чизинг ва унинг ишлаш принципини тушунтиринг.

14. КЎП КАНАЛЛИ АЛОҚА АСОСЛАРИ

14.1. Сигналларни ажратиш назарияси асослари

Замонавий телекоммуникация тизимлари ва тармоқларини куриш шуни кўрсатадики, ушбу тизимларнинг энг кўп маблағ сарфланишини талаб қиладиган қисми алоқа линияларидир. Булар, кабелли, оптик толали, сотали мобила алоқа, сунъий йўлдош орқали алоқа, радиореле линиялари, тропосфера алоқа линиялари ва бошқалар. Шунинг учун алоқа линияларидан фойдаланиш самарадорлигини ошириш учун уларнинг ҳар бири орқали бир эмас, бир нечта (юзлаб, минглаб) хабарларни бир вақтнинг ўзида узатишни таъминлаш керак. Албатта, кўп каналли хабар узатишни таъминлаш учун алоқа каналининг ахборот узатиш имконияти, у орқали узатилиши талаб этиладиган N-та ахборот манбаининг вақт бирлигида ишлаб чиқараётган ахборотлари йиғиндисидан катта бўлиши, яъни $C' \geq \sum_{k=1}^N N'_k$ бўлиши шарт, бунда N'_k - ахборот манбаи k нинг ахборот ишлаб чиқариш имконияти.

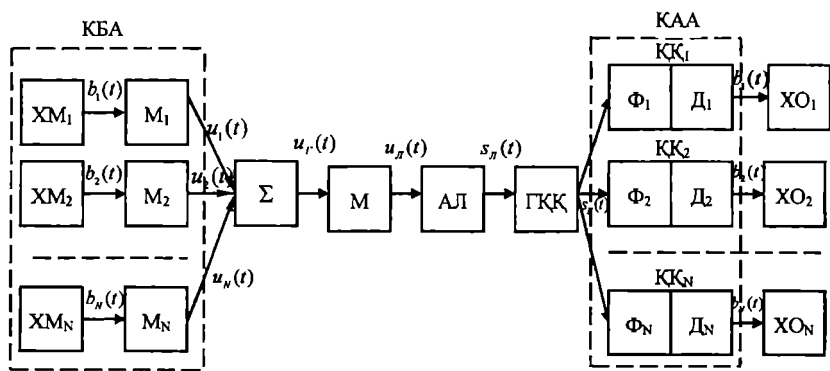
Кўп каналли алоқа тизимлари аналог ва рақамли бўлиши мумкин. Кўп каналли аналог алоқа тизимларини унификациялаш мақсадида асос қилиб стандарт телефон канали – тонал частота канали қабул қилинган бўлиб, у 300÷3400 Гц кенгликдаги спектрга эга бўлган хабарларни узатишни таъминлайди. Кўп каналли рақамли алоқа каналларида 64 кбит/сек тезликда хабар узатишга мўлжалланган каналлар қабул қилинган. Кўп каналли аналог алоқа 12 га қаррали каналларни бирлаштириш асосида шакллантирилади. Рақамли кўп каналли алоқа тизимлари қабул қилинган иерархия (босқич) тартибига қараб шакллантирилади. Европа мамлакатлари иерархиясига мос қилиб бирламчи кўп каналли рақамли узатиш тизими ИКМ-30 қабул қилинган бўлиб, у орқали сигнал гуруҳини узатиш тезлиги 2048 кбит/с. Бизда европа иерархиясидан фойдаланилади.

Кўп каналли хабар узатиш структуравий схемаси 14.1-расмда келтирилган. Бунда хабар манбалари чиқишидаги нисбатан паст частотали $b_1(t)$, $b_2(t)$, ... $b_l(t)$, $b_N(t)$ сигналлар хусусий модуляторлар

$M_1, M_2, \dots, M_i, M_N$ ёрдамида хусусий сигналлар $u_1(t), u_2(t), \dots, u_i(t), u_N(t)$ га айлантирилади. Хусусий канал сигналлари гуруҳлаш (йиғиш) қурилмаси ёрдамида гуруҳ сигнали $u_r(t)$ га айлантирилади,

$$u_r(t) = \sum_{i=1}^N u_i(t). \quad (14.1)$$

Ва нихоят гуруҳ сигнали $u_r(t)$ ажратилган частоталар диапазонида гуруҳ узаткичи модулятори M ёрдамида линия сигнали $u_n(t)$ га айлантирилади ва алоқа линияси (АЛ) киришига берилади. Ҳозирча, масалани осонлаштириш учун алоқа канали (АК) да халақитлар йўқ ва каналда сигналлар шакли бузилмайди деб ҳисоблаймиз. У ҳолда қабул қилинган сигнал $s(t) = Ku_n(t)$ га тенг бўлади, бунда K – алоқа каналнинг узатиш коэффициентини, ҳозирча $K=1$ деб ҳисоблаймиз. Сигнал қабул қилиш томонида линиядаги сигнал $s_n(t)$ гуруҳ қабуллаш қурилмаси (ГҚҚ) чиқишида $s_n(t) = Ku_n(t)$ га айлантирилади, сўнгра хусусий қабуллаш қурилмалари (ҚҚ) гуруҳ сигнали $Ku_n(t)$ дан ҳар бир каналга тегишли $s_i(t) = Ku_i(t)$ ларни ажратади ва уларни детекторлаш натижасида $u_1(t), u_2(t), \dots, u_i(t), u_N(t)$ сигналлар ҳар бир хабар олувчига етказиб берилади.



14.1-расм. Кўп каналли хабар узатиш тизими структуравий схемаси.

Канал узаткичи ва бирлаштириш қурилмаси билан бирга каналларни бирлаштириш аппаратураси (КБА) деб аталади. Гуруҳ узаткичи (ГУ), алоқа линияси (АЛ) ва гуруҳ сигналларини қабуллаш қурилмаси (СҚҚ) бирликда гуруҳ узатиш тракти (ГУТ) деб аталади. Каналларни бирлаштириш аппаратураси (КБА) ва гуруҳ узатиш тракти ҳамда гуруҳ ажратиш аппаратлари мажмуаси кўп каналли алоқа тизимини (ККАТ) ташкил этади. ККАТнинг хусусий СҚҚ канали гуруҳ сигнали $s_r(t)$ дан ўзига тегишли сигнал $b_i(t)$ ни ажратиб олади ва тегишли $u_i(t)$ ларни хабар олувчиларга етказиб беради. Ушбу жараёнларни амалга оширувчи хусусий СҚҚлари мажмуаси каналларни ажратиш аппаратураси (КАА) деб аталади.

Энди кўп каналли алоқа тизимлари орқали бир-бирига боғлиқ бўлмаган ҳолатда ахборот узатиш учун фойдаланиладиган сигналларга қўйиладиган талабларни кўриб чиқамиз. Сигнал ажратиш қурилмаси бир неча канал сигналларини бир-биридан фарқлаши учун уларнинг ҳар бирига хос белгилари бўлиши керак. Синусоидал ташувчиларни модуляциялашда уларнинг частотаси, фазаси ва амплитудаси; импульслар кетма-кетлигини модуляциялашда унинг вақт бўйича ҳолати, давомийлиги ёки шакли унинг асосий белгилари ҳисобланиши мумкин. Юқоридаги белгиларга мос равишда сигналларни ажратиш: частота, вақт, фаза, шакл ва бошқалар бўйича ажратишга асосланади.

Масалан, гуруҳ сигналлари умумий тракти орқали N -хусусий каналлар сигналларини узатиш талаб этилсин. Гуруҳ сигналлари умумий тракти ҳар бир i -канал сигнали $u_i(t)$ ни узатиш учун яроқли деб ҳисобласак, у ҳолда

$$u_i(t) = C_i \Psi_i(t), \quad (14.2)$$

бунда, $\Psi_i(t)$ – ташувчи функцияси, C_i – узатилаётган хабарни акс эттирувчи коэффициент. Ҳамма канал сигналлари (гуруҳ сигнали) учун қуйидаги ифодани оламиз:

$$u_r(t) = \sum_{i=1}^N u_i(t) = \sum_{i=1}^N C_i \Psi_i. \quad (14.3)$$

Гуруҳ сигнали линия сигналига айлантирилади ва узатиш

тракти киришига берилади. СҚҚ томонида $s_n(t)$ сигнал қайта гуруҳ сигнали $s_r(t)$ га айлантрилади. СҚҚ томонида N та канал сигналлари бир-биридан ажратиш учун N -та ажратиш қурилмаси керак бўлади, бунда ҳар бир k -чи ажратиш қурилмаси фақат ўзига тегишли k -чи канал сигналлини ажратиб олиши керак.

СҚҚ бажарадиган вазифани ажратиш тадбирини Π_r билан белгилаймиз. Идеал ҳолатда k -чи СҚҚ чиқишида фақат шу каналга тегишли сигнал ажралиши керак, қолган сигналлардан таъсирланмаслиги керак. Бундан ташқари СҚҚ тадбири чизикли ҳолда амалга ошиши керак, яъни у бир-бирига боғланмаганлик принципига (суперпозиция) бўйсунуши шарт:

$$\Pi_r(s_i + s_k) = \Pi_r(s_i) + \Pi_r(s_k). \quad (14.4)$$

Сигнал ажратиш тадбири (принципи)ни математик шаклда ифодалаш мумкин. СҚҚсининг k -чи канали чиқишидаги акс таъсири $s'(t)$, унга гуруҳ сигнали $s_r(t)$ таъсири натижасида ҳосил бўлади:

$$\Pi_r\{s_r(t)\} = s'_k(t) \quad (14.5)$$

Ҳар бир k -канал СҚҚ киришига бир вақтда ҳамма N -канал сигналлари таъсир этади. СҚҚ фақат ўзига тегишли $s_k(t)$ га сезгир бўлиши учун қуйидаги шарт бажарилиши керак:

$$s'_k(t) = \Pi_r\left\{\sum_{i=1}^N s_i(t)\right\} = \sum_{i=1}^N \Pi_r\{s_i(t)\} = \begin{cases} s_k(t), & i = k, \\ 0, & i \neq k. \end{cases} \quad (14.6)$$

ёки ҳамма i ва k лар учун

$$\Pi_r\{s_k(t)\} = \begin{cases} s'_k(t), & i = k, \\ 0, & i \neq k. \end{cases} \quad (14.7)$$

(14.2) ифодани (14.7) ифодага қўйиб, қуйидагини оламиз:

$$\Pi_r\{c_i \Psi_i(t)\} = \begin{cases} c_k \Psi_k(t), & i = k, \\ 0, & i \neq k. \end{cases} \quad (14.8)$$

Натижада $s'_k(t) = c_k \Psi_k(t)$.

Олинган натижани ажратиш қурилмасининг $s(t)$ акс таъсири бошқа шаклда бўлиши ҳам мумкин, асосийси бу катталиқ узатилаётган сигнал билан бир қийматли боғлиқ бўлиши талаб этилади. Хусусий ҳолда $s_k(t)$ сигналга акс таъсир c_k билан бир қийматли боғланган катталиқ γ бўлиши мумкин.

$$s_k(t) = \Pi_x \{s_r(t)\} = \Pi_x \left\{ \sum_{i=1}^N c_i \Psi_i(t) \right\} = \sum_{i=1}^N \Pi_x \{c_i \Psi_i(t)\} = \gamma, \quad (14.9)$$

ёки

$$\Pi_x \{c_i \Psi_i(t)\} = \begin{cases} \gamma_k, & i = k, \\ 0, & i \neq k. \end{cases} \quad (14.10)$$

(14.7) ва (14.9) ифодалардан қуйидаги хулосани чиқариш мумкин. СҚҚ сигнал $s_k(t)$ га нисбатан танловчанлик хусусиятига эга. (14.7) ва (14.9) ифодалардаги математик амаллар чизиқли электр занжирлар асосида амалга ошади, шунинг учун унга тегишли назария чизиқли ажратиш назарияси деб аталади.

Биз идеал ажратиш ҳолатини кўриб чиқдик, амалда сигналларни ажратишда ўтиш халақитлари пайдо бўлади.

Сигналларни чизиқли ажратиш шарти. Чизиқли ажратиш оператори Π_x ни гуруҳ сигнали $s_r(t)$ га таъсирини скаляр кўпайтма шаклида ифодалаш мумкин:

$$\Pi_x \{s_r(t)\} = \int_{-\infty}^{\infty} s_r(\tau) \eta_k(t, \tau) d\tau, \quad (14.11)$$

бунда, $\eta_k(t, \tau)$ – оператор Π_x -га мос бўлган миқдор (вазн) коэффиценти. (14.4) ифодадаги сигнални чизиқли қурилмалар ёрдамида ажратишнинг асосий шарти уларнинг ўзаро чизиқли боғланмаган бўлиши ҳисобланади. Бу қуйидаги тенглик шарти бажарилган ҳолатда рўй беради, яъни ҳамма коэффицентлар бир вақтда нолга тенг бўлганда,

$$c_1 \Psi_1(t) + c_2 \Psi_2(t) + \dots + c_k \Psi_k(t) + c_N \Psi_N(t) = 0. \quad (14.12)$$

Ҳақиқатан ҳам (14.7) ва (14.9) ифодалар СҚҚнинг

танловчанлиги ва ажратилиши шарты бўлиб, қуйидаги шарт бажарилганда амалга ошади:

$$P_x\{\Psi_i(t)\} = \gamma_{ik}, \quad i, k = 1, 2, \dots, N, \quad (14.13)$$

бунда, γ_{ik} – ажратиш қурилмасининг $s_i(t)$ сигналга акс таъсири бўлиб, $\gamma_{ik} = 0$ бўлади, агар $i \neq k$ ва $\gamma_{kk} \neq 0$. P_x оператори билан (14.12) ифоданинг ҳар иккала томонига таъсир этиб ва (13) ифодани эътиборга олиб, қуйидагига эришамиз:

$$P_x\left\{\sum_{i=1}^N c_i \Psi_i(t)\right\} = \sum_{i=1}^N c_i P_x\{\Psi_i(t)\} = c_k \gamma_{kk} = 0. \quad (14.14)$$

Алоқа каналида халақитлар бўлмаса, ҳар қандай чизиқли боғланишда бўлмаган сигналлар тўплами кўп каналли алоқа тизимида фойдаланиш учун яроқли. Аммо ҳамма реал алоқа каналларида ҳамма вақт халақитлар бор, шунинг учун бошқа ҳар қандай сигналларга қараганда ўзаро ортогонал сигналлар юқори халақитбардошликни таъминлайди. Бу ҳолда канал сигналларини ажратувчи чиқишидаги сигнал вектори, канал сигналига мос келади ва бундай ажратувчи (танловчи) қурилмалар оддий бўлади.

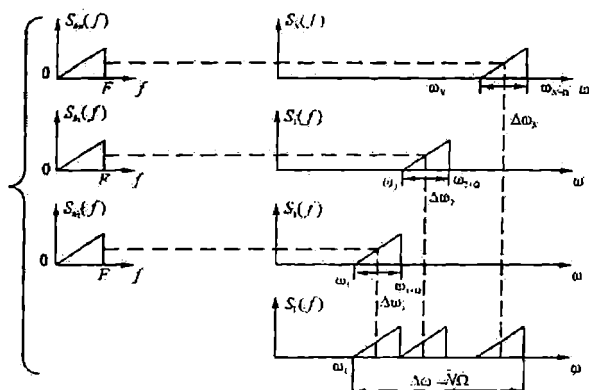
Ўзаро ортогонал сигналлар тўпламини турли усуллар билан танлаш мумкин. Булардан энг кенг тарқалгани частота ва вақт бўйича ажратиш усули бўлиб, бу сигналлар учун ортогоналлик каналлар сигнали спектр ва вақт бўйича бир-биридан ажралиб туради.

14.2. Сигналларни частота бўйича ажратиш

Кўп каналли алоқа тизими орқали узатиладиган хабар манбаи чиқишидаги сигналлар $b_1(t)$, $b_2(t)$, ... $b_k(t)$ спектри бир диапазонда жойлашган деб ҳисоблаймиз. Мисол учун телефон алоқасида ҳамма хусусий канал сигналлари спектри 300–3400 Гц орасида жойлашган бўлиб, ҳар бир каналга 4,0 кГц кенгликдаги частоталар полосаси ажратилган. Бирламчи сигналлар спектри $s_1(f)$, $s_2(f)$, ... $s_k(f)$ бирламчи ташувчилар f_k -ларни модуляциялайди. Бу амал M_1 , M_2 , ... M_k модуляторлар ёрдамида амалга оширилади. Бирламчи ташувчилар частотаси бир-биридан 4кГц га фарқ қилади. Канал

фильтрлари $\phi_1, \phi_2, \dots, \phi_k$ чиқишидаги $s_k(f)$ канал сигналлари мос равишда $\Delta f_1, \Delta f_2, \dots, \Delta f_k$ частоталар полосаларини эгаллайди. Қўшни каналлар спектри бир-биридан 900 Гц кенгликдаги захира полосаси билан ажралиб туради. Частота бўйича ажратишда кўп каналли алоқа тизимларида, одатда бир полосали амплитуда модуляциясидан фойдаланилади. Натижада ҳар бир бирламчи модуляцияланган сигналлар спектрлари $\Delta f_1, \Delta f_2, \dots, \Delta f_k$ бир-бирининг устига тушмайди, ажралиб туради. Бу ҳолда $s_1(t), s_2(t), \dots, s_k(t)$ сигналлар ўзаро ортогонал бўлади (14.2-расм).

Бирламчи модуляция натижасида олинган сигналлар спектрлари $\dot{s}_1(f), \dot{s}_2(f), \dots, \dot{s}_k(f)$ бирламчи жамлаш қурилмасида йиғилади ва бу $s_r(f)$ сигнал иккинчи гуруҳ модулятори M_r киришига берилади. Бу модулятор чиқишида ҳам модуляцияланган сигналнинг бир ён полосаси қолдирилади, унинг полосаси кенглиги $\Delta f_r = N\Delta f$ бўлади. Бунда Δf - бирламчи хабар спектри кенглиги F_c га захира частоталар кенглиги Δf_3 йиғиндисига тенг, яъни $\Delta f = F + \Delta f_3 = 4\kappa F$. Иккиламчи гуруҳ сигналлари модулятори ташувчиси Δf_r кўп каналли алоқа тизими учун ажратилган частоталар диапазолига мос равишда танланади. Натижада $s_r(t)$ гуруҳ сигнали f_0 частоталар диапазолида жойлашиб линия сигнали $s_r(t)$ ҳосил бўлади. Умуман частота бўйича ажратиш кўп каналли алоқа тизимида бошқа модуляция турларидан ҳам фойдаланиш мумкин.



14.2-расм. Сигналларни частота бўйича ажратишга оид спектр диаграммалари.

Сигнал қабуллаш томонида линия сигнали $s_n(t)$ ни гуруҳ сигнали демодулятори киришига берилади. Π_n линия сигнали спектри $s_n(f)$ ни гуруҳ спектри $s_r(f)$ га ўзгартириб беради. Гуруҳ сигнали хусусий сигнал қабуллаш қурилмалари $\Pi_1, \Pi_2, \dots, \Pi_k$ ва уларнинг мос филтрлари $\Phi_1, \Phi_2, \dots, \Phi_k$ ёрдамида яна Δf_k ларга ажратилади ва демодулятор ёрдамида бирламчи спектрлар $s_1(f), s_2(f), \dots, s_k(f)$ ларга ва улар $b_1(t), b_2(t), \dots, b_k(t)$ хабарларга айлантирилади. Канал сигналлари бир-бирига халақит бермасликлари учун уларнинг мос филтрлари $\Phi_1, \Phi_2, \dots, \Phi_k$ лар орқали фақат уларга тегишли Δf_k сигнал спектри ташкил этувчилари ўтиши керак, қолган ҳамма бошқа канал сигнали спектр ташкил этувчилари филтрлар орқали ўтмасликлари керак.

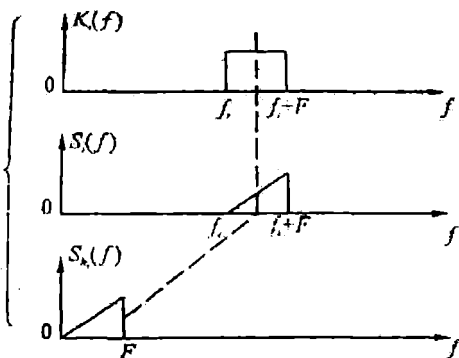
Математик нуқтаи назардан идеал филтр ёрдамида сигналларни ажратиш (14.11) ифодага ўхшаш шаклни олади:

$$s_k(t) = \int_{-\infty}^{\infty} s_r(\tau) q_k(t-\tau) d\tau, \quad (14.15)$$

бунда, $q_k(t)$ – спектри кенглиги Δf бўлган сигнални бузилишларсиз ўтказувчи идеал полоса филтрининг импульс характеристикаси. (14.15) ифода (14.11) ифодага миқдор (вазн) коэффиценти

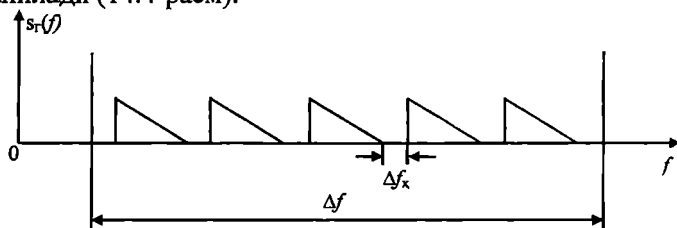
$$\eta_k(t, \tau) = q_k(t-\tau). \quad (14.16)$$

(14.12) ифодадаги частота бўйича ёйиш амали гуруҳ сигнали $s_r(t)$ ни i -филтр Π – симон узатиш функциясига кўпайтмасига тенг бўлади (14.3-расм).



14.3-расм. Сигналларни частота бўйича ажратишда бирламчи сигнални қайта тиклашга оид спектр диаграммаси.

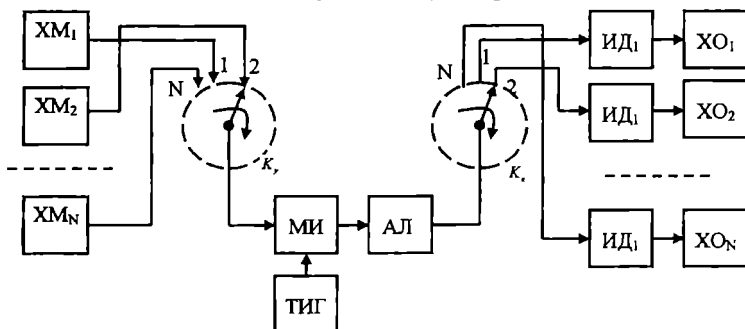
Шундай қилиб, сигналларни частота бўйича идеал сифат билан ажратиш учун қуйидаги шартлар бажарилиши лозим: k канал сигнали спектри шу канал учун ажратилган полоса Δf_k да тўлиқ жойлашган бўлиши ва ажратувчи полоса филтрлар Φ_k характеристикалари идеал бўлиши керак. Аммо бу икки шарт амалда бажарилмайди, натижада каналлар орасидаги ўзаро халақит юзага келади. Шунинг учун каналлар орасида Δf_x - химоя полосаси қолдирилади. Қўшни каналлар орасида 900Гц химоя полосаси қолдирилиши натижасида, частота бўйича сигналларни ажратиш кўп каналли алоқа тизимида узатиш трактидан 80% самара билан фойдаланилади (14.4-рasm).



14.4-рasm. Частота бўйича зичлаштирилган кўп каналли сигнал спектр диаграммаси.

14.3. Сигналларни вақт бўйича ажратиш

Канал сигналларини вақт бўйича ажратиш (КСВА) кўп каналли алоқа тизимида (ККАТ) гуруҳ тракти коммутатор k , ёрдамида ҳар бир каналга навбатма-навбат уланади (14.5-рasm).

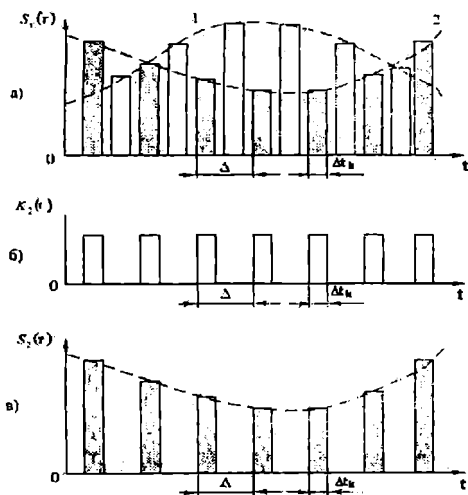


14.5-рasm. Сигналларни вақт бўйича ажратиш кўп каналли алоқа тизимининг структуравий схемаси.

Бунда аввал 1-канал сигнали, сўнгра 2-канал ва ҳоказо охириги N -канал сигнали узатилади ва жараён шу тартибда даврий f_d частота билан тақрорланади. Сигнал қабуллаш томонида худди шундай K_x коммутатор ҳар бир канал сигнал қабуллаш қурилмаларини навбатма-навбат гуруҳ каналига улайди. i -канал қабуллаш қурилмаси фақат i -сигнал узатилган вақтда уланади, қолган ҳамма қабуллаш қурилмалари узилади. Сўнгра $i+1$ қабуллаш қурилмаси фақат $i+1$ сигнални узатиш даврида уланади ва бу f_d частота билан даврий тақрорланади. Тизимнинг барқарор ишлаши учун сигнал узатиш ва қабуллаш томонидаги K_y ва K_x коммутаторлар синхрон ва мос фазада ишлашлари керак.

Канал сигнали сифатида бир-биридан вақт бўйича ажратилган модуляцияланган импульслар кетма-кетлигидан фойдаланилади, масалан, амплитудаси бўйича модуляцияланган импульслар кетма-кетлиги (14.6-расм).

Хусусий сигналлар $s_1(t)$, $s_2(t)$, ... $s_k(t)$ кетма-кетлиги гуруҳ сигналинини $s_r(t)$ ташкил этади. 14.6-расмда фақат иккита канал сигналлари $s_1(t)$ ва $s_2(t)$ мисол тариқасида келтирилган.



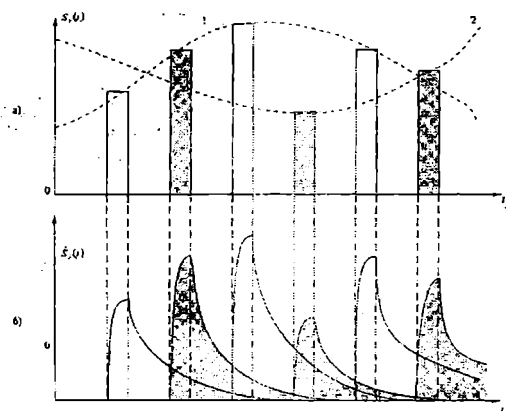
14.6-расм. Сигналларни вақт бўйича ажратишга оид вақт диаграммалари.

Гуруҳ сигнали қабуллаш қурилмаси коммутатори K_i га берилади, уни тегишли канал сигналларини узатиш коэффиценти бирга тенг бўлган вақт фильтри деб аташ мумкин (14.6,б-расм), яъни

$$K_i(t) = \begin{cases} 1, & t \in \Delta t_i \\ 0, & t \notin \Delta t_i \end{cases} \quad (14.17)$$

Вақт бўйича филтрлаш натижасида i -чи қабуллаш қурилмаси чиқишида фақат i -чи канал имульси пайдо бўлади (14.6,в-расм). қабулланган i -чи канал импульслари кетма-кетлиги демодуляциядан сўнг $b_i(t)$ хабар i -чи хабар олувчига етказилади.

Сигналларни вақт бўйича ажратишда халақитлар пайдо бўлишининг иккита сабаби бор. Биринчидан ҳар қандай амалда фойдаланилган алоқа канали чекланган частоталар полосасини ўтказади, ундан ташқари унинг АЧХ ва ФЧХ идеал эмас. Натижада чизиқли бузилишлар ҳосил бўлади. Ҳақиқатан ҳам узатишда модуляцияланган сигнал спектрининг давомийлиги чекланса, у ҳолда қабуллаш томонида давомийлиги чекланган импульс ўрнига, давомийлиги чексиз катта бўлган импульсни оламиз (14.7-расм). Бошқача қилиб айтганда, каналлар орасида ўзаро халақитлар пайдо бўлади. Бундай хатоликлар синхронизация аниқлиги ёмонлашганда ҳам ҳосил бўлади.



14.7-расм. Сигналларни вақт бўйича ажратишдаги бузилишларга оид вақт диаграммалари.

Ўзаро халақитларни камайтириш учун канал сигналлари орасида ҳимоя оралиғи киритилади. Бу узатилаётган импульслар давомийлигини кичрайтиришга (қисқартириш)га олиб келади, натижада сигнал спектри кенгайди. Кўп каналли алоқа тизимларида телефон сигнали спектри энг юқори частотаси 3400 Гц бўлиб, Котельников теоремасига асосан дискретизациялаш частотаси $f_s = \frac{1}{\Delta t} = 2F_m = 6800 \text{ Гц}$. Аммо реал алоқа тизимларида импульслар такрорланиш частотаси $f_s = 8000 \text{ Гц}$ қилиб олинади. Бундай импульсларни бир каналли ҳолда узатиш учун энг камида 4 кГц частоталар полосаси керак бўлади. Вақт бўйича ажратишга асосланган кўп каналли алоқа тизимларида вақт оралиғи Δt бир хил бўлиб, Котельников теоремаси асосида (синхронизация бунда эътиборга олинмайди) аниқланади:

$$\Delta f_N = \frac{\Delta t}{N} = \frac{1}{2NF_m} = \frac{1}{2F_y}, \quad (14.18)$$

бунда, $F_y = NF_m$ бўлиб N-каналли частота бўйича ажратиш ККАТ полосасига тенг. Назарий жиҳатдан ЧАК ва ВАК тизимларида частоталар полосасидан фойдаланиш самарадорлиги бир хил бўлгани билан, амалда ВАК тизими ЧАК га қараганда нисбатан камроқ самарадорликка эга. Аммо ВАК афзаллиги бу усулда хабар узатишда умумий каналдан навбат билан фойдаланиш жараёнида ночизикли бузилишлар натижасида ўтиш халақитлари ҳосил бўлмайди. Бундан ташқари вақт бўйича ажратишга асосланган ККАТ аппаратураси частота бўйича ажратишга асосланган ККАТга нисбатан осон амалга оширилади. Частота бўйича ажратишга асосланган ККАТда ҳар бир канал узатишда ўз модуляторига ва қабуллаш томонида частота бўйича ажратувчи филтёр бўлишини талаб қилади. Вақт бўйича ажратиш ККАТда модуляцияланган сигнал динамик диапозони нисбатан кичик. ВАК ККАТдан узлуксиз хабарларни аналог модуляцияланган импульслар ёрдамида (АИМ, ФИМ, ШИМ) узатишда ва ИКМ ёрдамида хабарларни узатишда кенг фойдаланилади.

Шуни алоҳида таъкидлаш лозимки, ККАТда хабарларни талаб этиладиган халақитбардошлик билан узатиш учун талаб этиладиган сигнал умумий қуввати P_y , бир каналли алоқа тизимидагига нисбатан N-марта катта бўлади, чунки ККАТдаги умумий халақит

қуввати $P_{\nu} = NP_1 = NN_0F_k$, бунда N_0 – ҳалақит энергияси спектрал зичлиги, F_k – бир канал полосасининг кенглиги. Ҳақиқатда эса юқоридаги шарт бажарилганда ҳам ККАТ ҳалақитбардошлиги бир каналли алоқа тизими ҳалақитбардошлигидан кам бўлади, чунки частота бўйича ажратишга асосланган ККАТда сигнал умумий қуввати P_{ν} ни ошириш натижасида ўтиш ҳалақитларини камайтириб бўлмайди, чунки ўтиш ҳалақитларининг қуввати ҳам ошади, баъзи ҳолларда ночизикли бузилишлар натижасида ҳосил бўладиган ҳалақитлар сатҳи сигнал қуввати ошишига нисбатан тезроқ рўй беради.

14.4. Сигналларни шакл бўйича ажратиш

Сигналларни частота ва вақт бўйича ажратиш усулларидан ташқари уларни шакллари бўйича ажратиш ҳам кейинги вақтлар кенг қўлланилмоқда. Бундай сигналларнинг барчаси бир вақтда, спектрлари бир-бирининг устига жойлашган ҳолда узатилишига қарамасдан, агар ўзаро чизикли боғланишда бўлмаса ва ўзаро ортогонал бўлса, уларни бир-биридан ажратиш мумкин.

Сигнал ташувчилар сифатида кетма-кетлиги даражали қатор бўлган импульслар қуйидаги шаклда ифодаланади:

$$\{\Psi_1(t)=1, \Psi_2(t)=t, \Psi_3(t)=t^2, \dots\}, \quad (0 \leq t \leq T). \quad (14.19)$$

Узатилаётган хабарлар C_1, C_2, \dots, C_N коэффициентлар орқали аниқланадиган гуруҳ сигнали $s_T(t)$ ни қуйидагича ифодалаш мумкин:

$$s_T(t) = [C_1 + C_2 t + \dots + C_N t^{N-1}], \quad 0 \leq t \leq T. \quad (14.20)$$

(14.19) қатор ташкил этувчилари ўзаро боғлиқ эмас, шунинг учун улардан ҳеч бирини бошқаларининг чизикли комбинацияси шаклида ҳосил қилиб бўлмайди. Буни (14.20) кўп ҳадли шартининг коэффициентларининг ҳаммаси бир вақтда нолга тенг бўлганда бажарилади.

Ташувчиларнинг ўзаро боғлиқ эмаслиги (14.19) шартидан сигналларни бир-биридан ажратиш асоси сифатида фойдаланамиз. Мисол учун $0 \leq t \leq T$ вақт ораллиғида икки каналли сигнал узатишда

$$s_r(t) = s_1(t) + s_2(t) = C_1 + C_2 t = C_1 \Psi_1(t) + C_2 \Psi_2(t). \quad (14.21)$$

Агар миқдор (вазн) коэффициентлари (14.11) ни куйидагича танласак:

$$\left. \begin{aligned} \eta_1(t) &= a_{11} \Psi_1(t) + a_{12} \Psi_2(t) = \frac{4}{T} - 6 \frac{t}{T} \\ \eta_2(t) &= a_{21} \Psi_1(t) + a_{22} \Psi_2(t) = -\frac{6}{T} + 12 \frac{t}{T} \end{aligned} \right\} \quad (14.22)$$

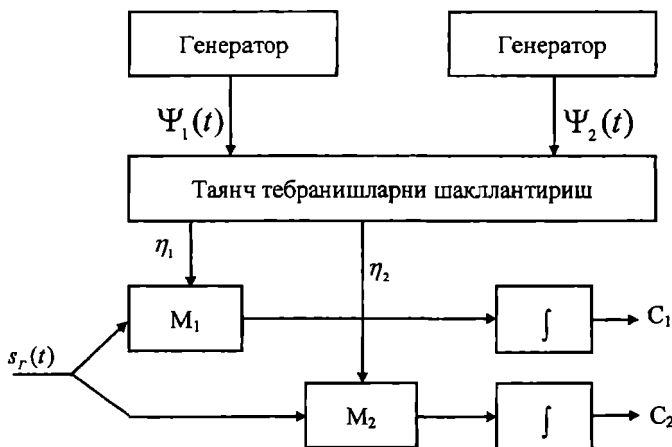
У ҳолда $s_r(t)$ ни η_1 ва η_2 координата ўқларига проекцияларини тушириб, $T=1$ вақт учун куйидаги ифодани оламиз:

$$\Pi_1(s_r) = \int_0^T s(t) \eta_1(t) dt = 4c_1(\Psi_1, \Psi_1) - 6c_1(\Psi_1, \Psi_2) + 4c_2(\Psi_2, \Psi_1) - 6c_2(\Psi_2, \Psi_2) = c_1 \quad (14.23)$$

$$\Pi_2(s_r) = \int_0^T s(t) \eta_2(t) dt = 12c_1(\Psi_1, \Psi_2) - 6c_1(\Psi_1, \Psi_1) + 12c_2(\Psi_2, \Psi_2) - 6c_2(\Psi_2, \Psi_1) = c_2,$$

$$\text{бунда, } (\Psi_1, \Psi_1) = 1, \quad (\Psi_2, \Psi_2) = \frac{1}{3}, \quad (\Psi_1, \Psi_2) = (\Psi_2, \Psi_1) = \frac{1}{2}.$$

(14.23) ифодадаги амал 14.8-расмда келтирилган ажратиш қурилмаси орқали амалга оширилади.



14.8-расм. Сигналларни шакл бўйича чизикли ажратишга оид структуравий схема.

Бу курилма ёрдамида ортогонал сигналларни ажратиш курилмасидан фарқлироқ η_1 ва η_2 миқдор (вазн) коэффицентларини аниқлаш курилмаси бўлиб, у $\Psi_1(t)$ ва $\Psi_2(t)$ лардан (14.23) ифодадаги чизикли комбинациясини яратади. Умумий ҳолда берилган ўзаро боғлиқ бўлмаган $\{\Psi_i(t)\}$ тизимдан ёрдамчи ортогонал векторлар орқали қуйидагича ифодаланади:

$$I_i(t) = \Psi_i(t) - \sum_{k=1}^{i-1} (\Psi_k, \eta_k) \eta_k(t), \quad (14.24)$$

бунда, $\eta_k(t) = \frac{I_k(t)}{\|I_k\|}$, $i = 1, 2, \dots$

Грим-Шмид ортогоналлаштириш итератив усулидан фойдаланиб $\eta_i(t)$ ортонормал тизимни олиш мумкин. Бирламчи $\{\Psi_i(t)\}$ векторларни ўринларини алмаштириш турли ортонормал тизимлар $\{\eta_i(t)\}$ ни ҳосил қилишга олиб келади. Ушбу амалнинг итеративлиги учун, ундан ортонормал базавий функцияларни яратишда ва худди шунингдек, координаталари сони чексиз кўп бўлган L_2, T ташкил этувчилари чекланган ортонормал базавий функцияни ҳосил қилиш мумкин.

Шакл бўйича ажратишга асосланган ККАТларида ташувчилар сифатида (14.19) ортогонал даражали қатор ташкил этувчиларидан фойдаланиш мумкин. Ушбу усул билан олинган ташувчилар спектри ва давомийлиги чекланганлиги учун уларни аналог схема-техника асосида шакллантириш мумкин. Бунга тескари Уолш, Радемахер – ортогонал дискрет кетма-кетлиги асосида шакллантирилган ташувчиларни рақамли схема-техника асосида амалаа ошириш мумкин.

Уолш функцияларига нисбатан мантиқ операцияларини қўллаш мумкинлиги, уни замонавий сигналларни шакли бўйича ажратиш рақамли ККАТларини яратишда кенг қўлланмоқда. Бундан ташқари бу ККАТда сигналларни шакллантириш ва уларга ишлов беришда микропроцессорлардан фойдаланиш мумкин. Замонавий сигналларни шакли бўйича ажратишга асосланган ККАТда, сигналлар спектри бир умумий частоталар диапазолида бир вақтнинг ўзида жойлашган бўлади, сигналларни қабуллашда мослашган филтрлар ёки унга тенг кучли бўлган фаол корреляцион схемалардан фойдаланилади, шу усул билан халакит таъсиридаги сигнал оптимал қабулланади.

14.5. Шовкинсимон сигналлар ёрдамида хабар узатиш тизими

Юқорида кўриб чиқилган турли ККАТларда ортогонал ва бир-бири билан чизикли боғланмаган ортогонал сигналлардан фойдаланишга асосланган бўлиб, улар нормал ҳолатда ишлаши учун маълум даражада синхронизацияни, ЧАКларида узатиладиган сигнал спектри канал частоталар полосасига мослигини, ВАКда сигнал узатишда вақт интервалларининг тўлиқ мослигини, ШАКда тракт интервали боши ва охири аниқ билиш уларни актив филтрлар ёрдамида қабуллашда ва мослашган филтрлар ёрдамида қабуллашда ҳар бир элементар сигнал оний қийматларини узатилиш вақтини аниқ билиш талаб этилади.

Кўп ҳолларда синхронизацияни аниқ таъминлаш қийин. Мисол учун, ҳаракатдаги объектлар (автомобил, самолёт ва ҳ.к.) билан алоқа ўрнатишда. Шунга ўхшаш ҳолат сунъий йўлдош орқали алоқа тизимларидан ретранслятор шаклида фойдаланганда ҳам учрайди. Шундай ҳолларда асинхрон кўп каналли алоқа тизимларидан фойдаланишга тўғри келади, бунда ҳамма абонентларнинг сигналлари умумий частоталар полосасида узатилади ва каналлар иши синхронизацияланмаган бўлади. Бундай алоқа тизимларида ҳар бир каналга частоталар полосаси, фойдаланиш вақти оралиғи ва вақти бириктирилмаган бўлиб, улар хоҳлаган вақтда алоқа ўрнатишлари мумкин. Бундай тизимлар алоқа линиясидан фойдаланиши эркин (чекланмаган) ёки каналлари абонентларга бириктирилмаган алоқа тизимлари деб аталади.

Фойдаланиши частота ва вақт бўйича чекланмаган ҳар бир абонентга маълум бир шаклдаги сигнал бириктирилади, бу унинг «адреси» ҳисобланади. Оддий шакл бўйича ажратишга асосланган алоқа тизимларида ортогоналлик шarti ҳамма каналлар учун тракт интервали юқори даражада синхронизацияланган бўлиши, уларни бир-биридан тўлиқ чизикли ажратиш имкониятини беради. Умумий алоқа каналидан эркин фойдаланиш тизимида ортогоналлик ёки ўзаро боғлиқ эмаслик алоҳида канал сигналларининг пайдо бўлиш вақти турлича бўлган ҳолда ҳам сақланиши (таъминланиши) керак. Демак, ҳар қандай икки $s_i(t)$ ва $s_k(t)$ сигнал учун ортогоналлик шarti доимо бажарилиши керак, яъни

$$\overline{s_i(t)s_k(t-\tau)} = \int_0^{T-\tau} s_i(t)s_k(t-\tau)dt = 0, \quad (14.25)$$

бўлиши керак, $0 \leq t \leq T$, бунда T – элементар сигнал давомийлиги бўлиб, интеграллаш ҳар қандай t дан $t+T$ вақт оралиғида бажарилади. (14.25) шarti ҳақиқий сигналлар учун улар оқ шовқин шаклида бўлган ҳолатда, яъни улар спектри ва дисперсияси чексиз кенг бўлганда бажарилади. Бу шарт ҳақиқий сигналлар учун бажарилмайди. Шунга қарамадан (14.25) шарт тахминан бажарилишини таъминловчи сигналларни шакллантириш мумкин, бундай сигналлар учун $s_i(t)$ ва $s_k(t-\tau)$ скаляр кўпайтмаси вақт фарқи τ нинг қийматидан қатъи назар алоҳида сигнал энергиясидан кам бўлади, яъни

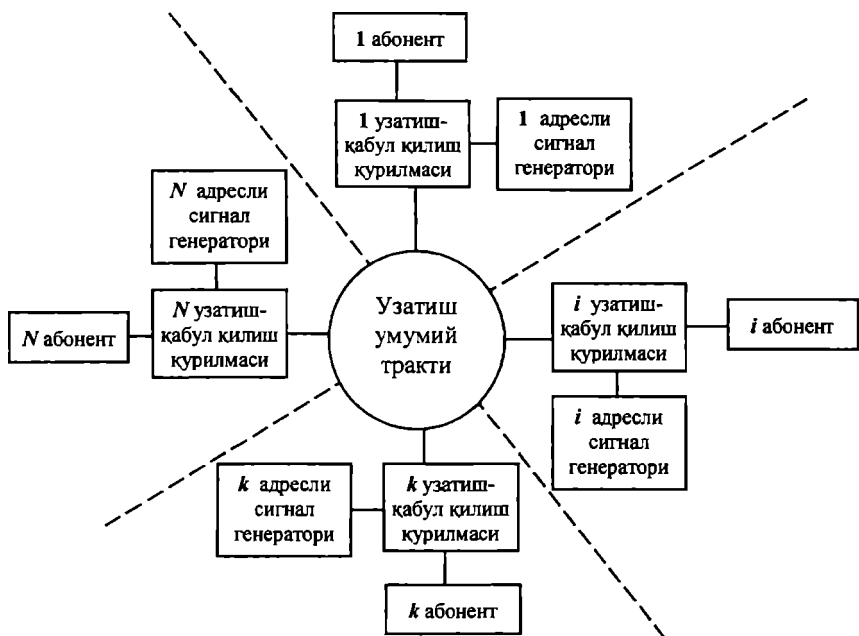
$$\overline{T s_i(t) s_k(t-\tau)} \ll \|s_i^2\| = \|s_j^2\|, \quad (14.26)$$

шarti, агар $0 \leq t \leq T$ бўлса бажарилади.

Бундай сигналларни деярли ортогонал деб ҳисобласа бўлади. Деярли ортогонал сигналлар ўзларининг хоссалари билан оқ шовқинга яқинлашади, шунинг учун уларн шовқинсимон сигналлар деб аталади. Уларнинг корреляцион функциялари ва қувват спектр зичлиги оқ шовқинникига яқин. Шовқинсимон сигналлар мураккаб сигналлар гуруҳига киради, уларнинг базалари $B = 2TF \gg 1$ бўлиб, шакли бўйича ажратилувчи сигналларнинг ривожланиш натижаси ҳисобланади.

Шовқинсимон сигналлар (ШСС) нинг кенг тарқалган турига мисол қилиб, маълум усулда шакллантирилган тасодифийсимон дискрет сигналлар кетма-кетлигини келтириш мумкин, унинг хусусий кўриниши шаклида иккилик радиоимпульсларни келтириш мумкин. Бунда ШСС базаси дискрет кетма-кетликдаги импульслар сонига тенг бўлади. Ҳар бир каналга, деярли ортогонал иккилик импульслар кетма-кетлиги бириктирилади, ушбу бириктирилган импульслар кетма-кетлиги абонент адреси вазифасини бажаради. Натижада асинхрон адресли алоқа тизими (АААТ) номини олади.

АААТнинг энг катта афзалликларидан бири бу тизимга марказий коммутация станцияси керак эмас, ҳамма абонентлар бири-бири билан хоҳлаган вақтда, сигнал узатиш ва қабуллаш қурилмалари частоталарини созлашмасдан алоқа ўрнатишлари мумкин (14.9-расм).



14.9-расм. Кўп каналли асинхрон адресли алоқа тизимининг структуравий схемаси.

Бунда чақирилаётган абонент «адреси» терилса, яъни адрес импульслар кетма-кетлиги шаклини ўзгартириш етарли бўлади.

Частота ва вақт бўйича ажратиладиган ККАТда тизимга янги абонентни киритиш фақат тизимдан бирор бир абонентни чиқариб юбориш эвазига амалга оширилади. Бу масала АААТда нисбатан осон ҳал қилинади. Бу тизимда бир вақтнинг ўзида умумий N_y – абонентлардан N_a -та актив алоқа ўрнатиши мумкин. актив (фаол) абонентлар сони N_a -ни аниқлашда фойдаланилаётган сигналларнинг тўлиқ маънода ортогонал эмаслиги натижасида ўтиш халақитлари (ноортогоналлик шовқини) пайдо бўлади, уларнинг сатҳи фаол абонентлар сони N_a -га боғлиқ равишда ошиб боради. Фаол абонентлар сони- N_a фойдаланилаётган шовқинсимон сигнал базасига, яъни ундаги элементар иккилик импульслар сонига боғлиқ бўлиб, сигнал базаси қанча катта бўлса фаол абонентлар сони шунча кўп бўлади.

АААТдаги абонентларнинг ҳар бир вақт бирлигидаги

фаоллигини аниқлаб, унинг статистикасини ўрганиб, мисол учун, $N_y=1000$ каналли тизимни ташкил этиш мумкин, улардан $N_a=50$ таси бир вақтнинг ўзида алоқа ўрнатиши ва тизимдан фойдаланиши мумкин. Бунда тизим имкониятини кам фаол абонентлар ҳисобига ҳам ошириш мумкин.

14.6. Шовқинсимон сигналларга мисоллар

Ҳозирги вақтда берилган автокорреляция ва ўзаро корреляция катталикларига жавоб берадиган сигналларни шакллантириш (синтезлаш) устидаги ишлар давом эттирилмоқда.

n -та тўғри бурчакли ± 1 иккилик импульслар кетма-кетлигини таҳлил этиш натижасида $\frac{B(0)}{E} = n$, $\frac{\max|B(\tau \neq 0)|}{E} = \frac{1}{n}$, $E = nE_1$, шартига жавоб берувчиларини алоҳида ажратиш мумкин (бунда, E –сигналнинг тўлиқ энергияси, E_1 –битта импульс энергияси).

Дастлаб Баркер кетма-кетлигини айтиб ўтиш мумкин (14.1-жадвал).

14.1-жадвал

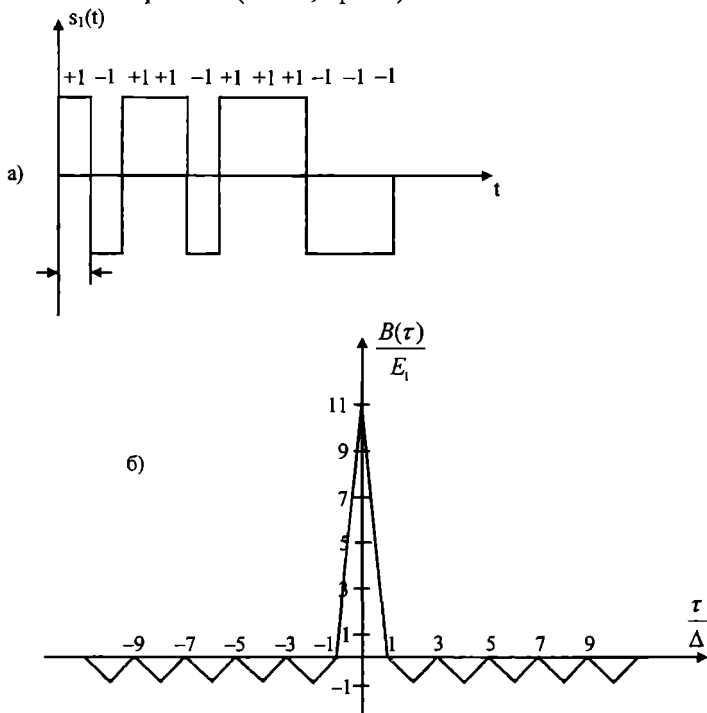
Импульслар сони	Импульс номери												АКФ нормаллашган модули максимуми		
	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	Асосий	Қўшимча
2	+1	-1												1	1/2
3	+1	+1	-1											1	1/3
4	+1	+1	-1	+1										1	1/4
5	+1	+1	+1	-1	+1									1	1/5
7	+1	+1	+1	-1	-1	+1	-1							1	1/7
11	+1	-1	+1	+1	-1	+1	+1	+1	-1	-1	-1			1	1/11
13	+1	+1	+1	+1	+1	-1	-1	+1	+1	-1	+1	-1	+1	1	1/13

Баркер дискрет импульслар кетма-кетлиги, автокорреляция функцияси идеалга яқин бўлиб, ён япроқчалари сони $\frac{1}{n}$ га тенг.

14.10,а-расмда $n=11$ импульсли Баркер кетма-кетлиги (коди) ва 14.10,б-расмда унинг автокорреляция функцияси келтирилган.

$s_i(t)$ -сигнални қабуллаш (1-канал адреси) мослашган трансверсал филтър (14.11-расм) ёрдамида амалга оширилади.

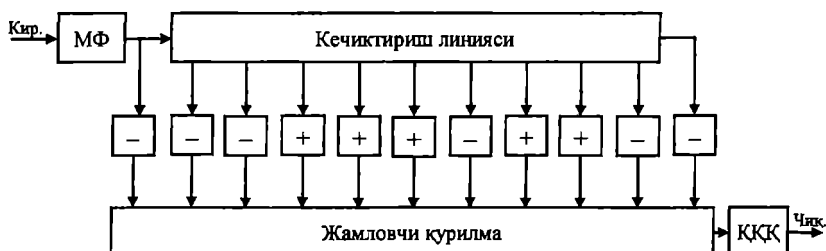
Дастлаб Баркер импульслари кетма-кетлиги бир импульс билан мослашган фильтр МФ га киритилади, сўнгра ҳар $\Delta\tau$ вақт кечиктиришга мос келувчи чиқишлари бўлган кечиктириш линияси (КЛ) киришига берилади. Ундан кейин фазани тескарисига алмаштирувчи (-), фазани ўзгармас сақловчи (+) узатиш коэффицентлари бир хил бўлган каскадларга берилади, сўнгра жамловчи (ЖҚ) ва ниҳоят қарор қабуллаш қурилмаси (ҚҚҚ) киришига берилади. Фазани алмаштирувчи ва ўзгармас сақловчи қурилмалар n -та бўлиб, қабул қилиши керак бўлган икки қутбли импульслар кетма-кетлигига тескари бўлган тартибда чапдан ўнга қараб жойлаштирилган (14.10,а-рasm).



14.10-рasm. а) $n=11$ импульсли Баркер кетма-кетлиги (коди), б) Баркер кетма-кетлигининг автокорреляция функцияси.

Биринчи каскад КЗ киришга уланган, охириги унинг чиқишига уланган. Қабуллашда n -импульслар кетма-кетлиги КЛ орқали ўзгартириб рақамга мос равишда $k\Delta\tau$ -га сурилади. Ҳамма импульслар кетма-кетлиги вазнлари КЛ ва жамловчи қурилма

орасидаги каскадлар белгисига мос бўлганда ҳамма импульслар бир онда бир-бирига қўшилади. Натижада ҚҚҚ чиқишида энг катта сатҳли импульс пайдо бўлади, мослашган фильтр МФ 1-канал адресини эслаб қолади. Ҳамма бошқа n импульслар кетма-кетлиги таъсирида ҚҚҚ чиқишида сатҳи энг катта сатҳдан n марта кичик сатҳли импульс пайдо бўлади. Текширишлар шуни кўрсатадики, Баркер кетма-кетлигидаги импульслар сони $n > 13$ бўлса, унинг автокорреляция функциялари ён япроқлари сатҳи энг максимал қийматининг $\frac{1}{n}$ дан катта бўлади, шунинг учун бундай ҳолларда ён япроқлар сатҳи катта бўлишига рози бўлишга тўғри келади.



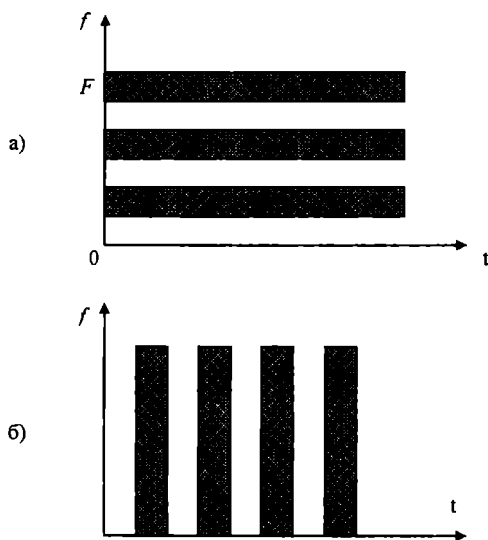
14.11-расм. Баркер кетма-кетлиги учун мослаштирилган фильтр.

Баркер кетма-кетлигига нисбатан биров ёмон автокорреляция функциясига эга бўлишига қарамасдан, адрес сигналлари сифатида чизикли рекурент M – кетма-кетликлар (ЧРК) дан ҳам фойдаланилади. Уларни баъзан максимал давомийли суриш регистри чизикли кетма-кетлиги деб ҳам аталади. Чизикли рекурент M -кетма-кетликлар учун автокорреляция функцияси ён япроқчалари унинг максимал (энг катта) қийматига нисбатан \sqrt{n} марта кичик бўлади (n – кетма-кетликдаги импульслар сони).

Чизикли рекурент кетма-кет импульслар тасодифийлик хусусиятига эга. Агар даври $n = 2^m - 1$ импульсдан сўнг такрорланадиган чизикли рекурент импульслар кетма-кетлигидан ҳар бирида μ -та ташкил этувчи символлардан ташкил топган қисмларини ажратсак, биринчидан улар орасида бир-бирига ўхшаши бўлмайди, иккинчидан улар орасида $+1$ ва -1 лар комбинациясидан иборат бўлган μ -та ташкил этувчилари бўлади (тақиқланган ҳаммаси $+1$ дан иборат комбинациядан ташқари). Унинг бу хоссаси тасодифий иккилик сигналлар хоссасига ўхшаш

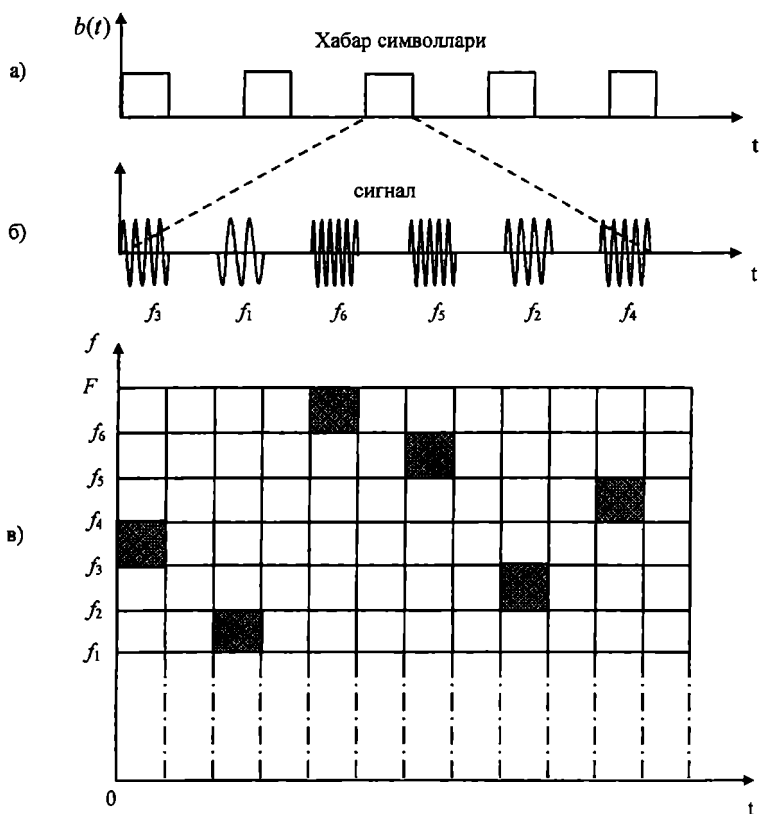
бўлгани учун чизиқли рекурент импульслар кетма-кетлиги тасодифийсимон ёки шовқинсимон кетма-кетлик деб аталади. Чизиқли рекурент импульслар кетма-кетлиги автокорреляцион функцияси спектри бироз чекланган оқ шовқинсимон сигнал автокорреляция функциясига яқинлашади. Чизиқли рекурент импульслар кетма-кетлиги иккилик импульслар генераторида суриш регистридан фойдаланиб шакллантирилади. Чизиқли рекурент импульслар кетма-кетлиги мослашган филтёр ёки коррелятор ёрдамида қабулланиши мумкин. Импульслар тасодифийсимон кетма-кетлигини юқори частотали алоқа каналлари орқали узатишда фаза ёки фазаси нисбий модуляцияланган сигналлардан фойдаланилади.

Адресли асинхрон алоқа тизимларида ШССлар орасида частота-вақт матрица ёрдамида шаклланган сигналлар алоҳида ўрин тутди. Маълумки, ортогонал сигналлардан фойдаланиладиган алоқа тизимларида ҳар бир сигнал энергияси бир-биридан алоҳида ажралиб туради. Бу ҳолни частота-вақт бўйича алоқа тизимидаги частота бўйича (14.12,а-расм) ва вақт бўйича (14.12,б-расм) ажратиш диаграммаларини алоҳида-алоҳида кўрилганда янада ишонarli бўлади.



14.12-расм. а) Каналларни частота бўйича ажратиш, б) каналларни вақт бўйича ажратиш диаграммалари.

Бундай тизимда ҳар бир абонентга маълум бир частота ва вақтга мос келувчи фазо ажратилади, бу унинг адреси (манзили) ҳисобланади. Частота-вақт $F \times T$ майдонни кичик элементар майдончаларга қуйидагича тақсимлаш мумкин. Ҳар бир элементар сигнал T вақт давомида узатилади ва ушбу вақт орасида уни юқори частотали ташувчиси маълум кема-кетликда ўз частотасини умумий частоталар диапазонида ўзгартиради. Узатиладиган хабар ушбу турли частотали импульсларнинг бирон бир параметрини модуляциялаш орқали амалга оширилади. Ушбу адрес импульслари



14.13-расм. Частота-вақт матрицаси ёрдамида кўп каналли кенг поласали сигнални олиш диаграммаси. а) иккилик импульслар кетма-кетлиги, б) битта иккилик информацион символни турли частотали радиоимпульслар орқали ифодалаш, в) сигнални частота-вақт матрицаси шаклида ифодалаш.

тўплами частота-вақт диаграммаси асосида тузилади (14.13, в-рasm). Уларни танлаганда ён япроқчалари сатҳи асосий автокорреляция функциясига нисбатан ўзаро корреляция функцияси иложи борича кичик бўлишига алоҳида эътибор бериш керак.

Ахборот ташувчи импульс ҳолатини вақт бўйича ўзгартириб ва уни тўлдирувчи частоталр кетма-кетлигини ўзгартириб, техник нуқтаи назардан осонгина амлага ошириб, бир неча минг частота-вақт адресларини олиш мумкин. Албатта ҳамма частота-вақт адреслари юқори даражали автокорреляция функциясига ва энг кичик ўзаро корреляция функциясига эга бўлмайди. Аммо умумий адреслардан $N = FT$ таси учун автокорреляция функцияси ён япроғи сатҳи $\frac{1}{\sqrt{FT}} = \frac{1}{\sqrt{N}}$ бўлади. Частота-вақт матрицаси асосида шакллантирилган сигналлар ҳам шакли бўйича ажратилувчи сигналлар гуруҳига киради. Одатда, эркин фойдаланиладиган АААТларида 1000÷1500 абонентдан 50÷100 таси фаол абонент деб ҳисобланади.

14.7. Сигналларни комбинацион ажратиш усули

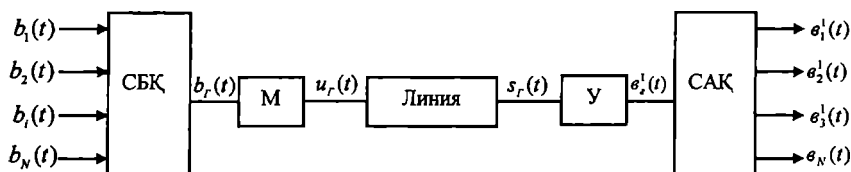
Кўп каналли алоқа тизимларида частота бўйича ажратиш (ЧБА) вақт бўйича ажратиш (ВБА) ва шакл бўйича ажратиш (ШБА) усулларидан ташқари гуруҳ сигналларини комбинацион усулда шакллантиришдан ҳам фойдаланилади.

Масалан, умумий гуруҳ сигнали узатиш тракти орқали N -та дискрет хабарларни узатиш талаб этилсин. Агар i -чи хабар элементи ўзининг m_i та ($i=1,2,\dots,N$) қийматидан бирига тенг бўлса, у ҳолда N -каналли хабар манбаи бирлаштирган элементлар сони $M = \prod_{i=1}^N m_i$ бўлади. Агар ҳамма хабар манбалари учун улар қабул қиладиган қийматлар бир-бирига тенг бўлса, яъни $m_i = m$ бўлса, у ҳолда N -каналли тизимда элементар сигналлар умумий сони $M = m^N$ бўлади. Шундай қилиб, комбинацион зичлашда ҳар бир ондаги гуруҳ сигнали $M = m^N$ та асоси m бўлган кодлар комбинацияси ёрдамида узатиш мумкин. Фараз қилайлик асоси $m=2$ иккилик коддан фойдаланиб $N=2$ та хабар манбаидан олинаётган дискрет хабарни узатиш талаб этилсин. Бу ҳолда гуруҳ хабар b_i тўртта қийматдан бирини олади, улар «1» ва «0» ларнинг турли комбинацияларидан иборат бўлади. Агар каналлар сони $N=3$ бўлса,

у ҳолда 8 та комбинация керак бўлади. Энди ушбу комбинация тартиб рақамини билдирувчи b_r ни узатиш керак бўлади. Уни дискрет модуляциянинг бирор туридан фойдаланиб узатилади. Сигналларни комбинацияларига қараб ажратиш-комбинацион ажратиш деб аталади. Комбинацион зичлаш ва ажратишга асосланган кўп каналли алоқа тизими структуравий схемаси 14.14-расмда келтирилган.

Бунда, N -га канал бирламчи хабарлари $b_1(t), b_2(t), \dots, b_N(t)$ кодер киришига берилади. Кодер канал сигналларини бирлаштириш амалини бажаради. Олинган гуруҳ хабари $b_r(t)$ гуруҳланган сигнал модулятори ГМ ёрдамида гуруҳ сигнали $u_r(t)$ га айлантирилади. Сигнал $s_r(t)$ қабуллаш қурилмасида демодуляция ва декодлаш жараёнидан сўнг N -чи хабар шакллантирилади.

Амалда юқорида келтирилган усулда икки каррали ЧМп ва ФМп, яъни ИЧМп ва ИФМп лардан кенг фойдаланилади. ИЧМп сигнал оддий ЧМп частота бўйича ажратишдаги сингари талаб этиладиган халақитбардошликни таъминлаш учун бир хил кенгликдаги частоталар полосаси талаб этилади, аммо ИЧМп да икки марта кам сигнал қуввати керак бўлади. Шунинг учун сигнал энергиясига бўлган талабни камайтириш учун ИЧМп комбинацион зичлаш ва ажратиш усулидан фойдаланилади.



14.14-расм. Комбинацион зичлаш ва ажратишга асосланган кўп каналли алоқа тизимининг структуравий схемаси.

Сигналларни комбинацион зичлаш ва ажратиш алоқа тизимига мисоллар. Комбинацион зичлаш ва ажратиш алоқа тизимига мисол тарихида икки каррали ЧМп (ИЧМп) алоқа тизимининг ишлаш принципини кўриб чиқамиз. Бунда икки хабар манбаидан хабарларни узатиш учун «0» ва «1» лардан ташкил топган тўртта код комбинацияси керак бўлади, бу кодлар комбинациясининг хар бири f_1, f_2, f_3 ва f_4 частоталарни алоқа линияси орқали узатиш

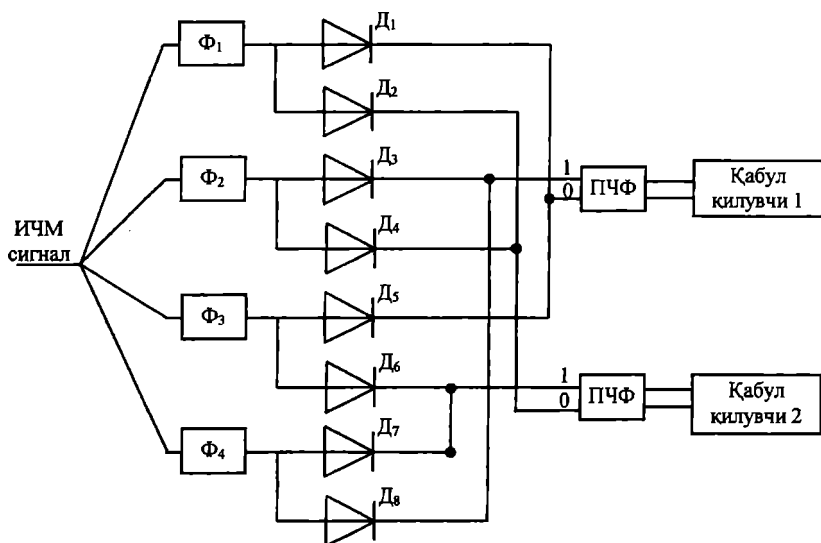
билан амалга оширилади. Агар иккилик ФМп ёки НФМп дан фойдаланилса тўрт код комбинациясига юқори частотали гуруҳ сигнали ташувчисининг тўрт турли бошланғич фазалари $\varphi_1, \varphi_2, \varphi_3$ ва φ_4 мос келади (14.2-жадвал).

14.2-жадвал

1 канал	0	1	0	1
2 канал	0	0	1	1
Комбинациялар номери	1	2	3	4
ИЧМ	f_1	f_2	f_3	f_4
ИФМ	φ_1	φ_2	φ_3	φ_4

Юқоридагиларни тушунтириш учун ИЧМп сигнални қабуллаш қурилмасида ажратишни кўриб чиқамиз (14.15-расм). Бунда қабул қилинаётган сигнал f_1, f_2, f_3 ва f_4 частоталарга мос $\varphi_1, \varphi_2, \varphi_3$ ва φ_4 филтрлар орқали ўтади ва $D_1 \div D_8$ диодлар ёрдамида детекторланади. Агар алоқа канали орқали f_1 частота узатилса, бу сигнал φ_1 орқали ўтади ва D_1, D_2 диодларга берилади. Бунда биринчи канал киришига «0», иккинчи канал киришига «1» элементар сигнал берилади. Кириш сигнали частотаси f_2 га тенг бўлса, у φ_2 филтрдан ўтади ва биринчи канал киришига «1» ва иккинчи канал киришига «0» элементар сигнал берилади. Сигнал қабуллаш қурилмаси киришида f_3 ва f_4 частоталар пайдо бўлса, юқоридагига ўхшаш усул билан 1 ва 2 канал киришидаги элементар сигналлар аниқланади. ИЧМп тизимида сигналларни оптимал қабуллаш учун $\varphi_1, \varphi_2, \varphi_3$ ва φ_4 филтрлар ўрнига мослашган филтрлардан фойдаланилади.

Амалда икки каррали ФМп (ИФМп) ўрнига икки каррали нисбий ФМп (ИНФМп) дан кенг фойдаланилади. Юқоридаги усулни мантиқан кенгайтириб кўп сонли каналларни комбинацион зичлаш ва ажратишни амалга ошириш мумкин, бунда кўп частотали ЧМп (КЧМп) ва кўп фазали НФМп (КНФМп) сигналлардан фойдаланилади.



14.15-расм. Икки каррали ЧМп сигнални қабуллаш схемаси.

КЧМп алоқа тизимида каналлар сони кўпайиши билан ундаги сигналлар ортогонал бўлишини таъминлаш учун керак бўладиган частоталар полосаси каналлар сони кўпайишига қараб экспоненциал боғланишда ошади. Хатолик эҳтимоллиги ҳам N кўпайиши билан ошади, аммо у аста ошади. Шунинг учун бундай тизимлардан частоталар ресурси катта, аммо энергетик кўрсаткичлари чекланган бўлганда фойдаланилади.

КИФМп кўп каналли алоқа тизимларида каналлар сони- N кўпайиши билан талаб этиладиган частоталар полосаси сезиларли даражада кенгаймайди, аммо хатолик эҳтимоллиги жуда тез ошади, шунинг учун хатолик эҳтимоллиги каналлар сони- N кўпайганда ҳам сақлаб қолиш учун сигнал қувватини оширишни талаб қилади. Бундай кўп каналли алоқа тизимидан частоталар полосаси кескин чекланган аммо сигнал қуввати чекланмаган ҳолларда фойдаланилади.

Кўриб чиқилган КЧМп ва КНФМп алоқа тизимлари кўп ҳолатли сигналлардан фойдаланиб хабар узатишнинг хусусий шакли ҳисобланади. КЧМп тизимида кўп частоталардан, КФМп тизими кўп фазали сигналлардан фойдаланилади. Бундан ташқари, бир вақтни ўзида ташувчининг бир неча параметрини модуляциялаш мумкин, масалан, частота ва амплитудани, амплитуда ва фазани.

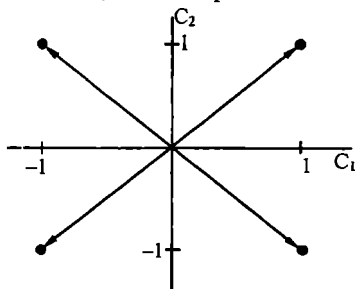
Кейинги вақтларда амплитудаси ва фазаси модуляцияланган (АФМ) сигналлардан фойдаланишга қизиқиш ошмоқда. Бундай усулни квадратурали модуляция ёрдамида амалга ошириш мумкин. АФМ алоқа тизимларида ҳар бир элементар сигнал узатилиш даврида унинг амплитудаси ва фазаси қабул қилинган дискрет қийматларидан бирига тенг бўлади, бундай сигналнинг ҳар бир амплитуда ва фаза дискрет қиймати асоси $M = 2^N$ бўлган гуруҳ сигнали коди кўп позицияли сигнал маълум бир шаклига мос келади. АФМ сигнали бир-биридан фазаси $\pi/2$ га фарқ қилувчи, квадратура бўлган ташувчини кўп сатҳли амплитуда ва кўп қийматли фаза модуляциясини амалга ошириш орқали олинади.

Агар ташувчи синфаз ва квадратик ташкил этувчиларини $c_{12} = \pm 1$ билан модуляцияласак, ундан олинган КАФМ-4 сигнал ИФМп сигналга мос келади. Агар ташувчи синфаз ва квадратик ташкил этувчиларини тўрт сатҳли сигнал $c_{12} = \pm 1, \pm j$ билан модуляцияласак, бу ҳолда 16 ҳолатли КАФМ сигнални оламиз. 14.16-КАФМ сигнални қуйидагича ифодалаш мумкин:

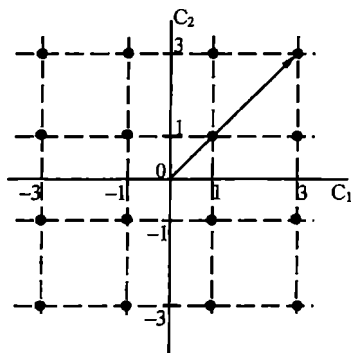
$$s_{\text{КАФМ-16}}(t) = \{A_i \cos(\omega_0 t + \varphi_i)\}, \quad i = 1, 2, \dots, 16$$

14.17-расмда 16-КАФМ сигналнинг амплитуда-фаза координаталар тизимида жойлашиш келтирилган. Бунда йирик нуқталар ёрдамида A_i векторнинг c_1 ва c_2 қийматлари учун жойлашиши кўрсатилган. Умуман олганда, ҳар бир М каналли тизим учун турли сигналлар тўпламини танлаш мумкин.

14.16 ва 14.17-расмларда кўрсатилган квадратурали тўрт бурчақда жойлашган сигналлардан ташқари учбурчақ учларида ва доираларнинг турли нуқталарида сигнал вектори охири жойлашган ва бошқалари ўрганилиб, техник фойдаланишга тавсия этилмоқда.



14.16-расм. КАФМ-4 ёки иккилик ФМп сигнал нуқталарининг жойлашиши.



14.17-расм. 16-КАФМ сигнал нуқталарининг жойлашиши.

Кейинги йилларда сигнал-код конструкцияси (СКК) назарияси ривожланмоқда. СКК алоқа каналлари орқали хабарлар узатиш тезлигини оширади, сигнал энергияси ва каналга ажратилган частоталар полосаси чекланган ҳолатларда халақитбардошликни ҳам юқори бўлишини таъминлайди.

Назорат саволлари

1. Кўп каналли алоқа тизими структуравий схемасини чизинг ва унинг ишлаш тартибини тушунтиринг.

2. Кўп каналли алоқа тизимининг бир каналли алоқа тизимига қараганда афзалликларини айтиб беринг.

3. ККАТда гуруҳ сигналини шакллантириш учун канал сигналларини танлашга бўлган талабларни тушунтириб беринг.

4. Сигналларнинг чизиқли боғлиқ эмаслиги шартини ёзинг ва унинг физик мазмунини тушунтиринг.

5. Чизиқли боғлиқ бўлмаган ва ортогонал сигналлар орасидаги фарқ нимада?

6. Частота бўйича ажратишга асосланган ККАТ структуравий схемасини чизинг ва ундаги сигналлар спектр диаграммаларини чизиб кўрсатинг.

7. Канал хабари спектри 300÷3400 Гц орасида жойлашган бўлса, каналлар орасидаги ҳимоя частоталари кенглиги 900 Гц бўлса, 24 каналли алоқа тизими спектри кенглигини ҳисобланг.

8. Вақт бўйича ажратишга асосланган ККАТ структуравий

схемасини чизинг ва ундаги функционал қисмлари вазифасини айтиб беринг.

9. Частота бўйича ажратиш ва вақт бўйича ажратишга асосланган ККАТларини таққосланг.

10. Сигналларни шакли бўйича ажратиш ККАТ структуравий схемасини чизинг ва ишлаш принципини тушунтиринг.

11. Сигналларни шакл бўйича ажратишга асосланган ККАТда сигналлар қандай танланади?

12. Асинхрон адресли алоқа тизимининг афзалликларини айтиб беринг.

13. АААТда сигналларга қандай талаблар қўйилади?

14. Қандай сигналлар шовқинсимон сигналлар деб аталади?

15. ШСС сигнал асосий хоссаларини айтиб беринг.

16. Кўп каналли вақт бўйича ажратишга асосланган алоқа тизимида ўтиш халақитлари нима сабабдан пайдо бўлади ва уни қандай қилиб камайтириш мумкин?

17. Комбинацион зичлаш ва ажратишга асосланган алоқа тизими ишлаш принципини тушунтиринг.

18. Квадратурали АМ сигнал деб қандай сигналларга айтилади ва улар қандай шакллантирилади?

19. КАМ-8, КАМ-16 сигнал вектор диаграммаларини чизинг.

20. Кўп ҳолатли ЧМ ва ФМ сигналларни таққосланг. Уларнинг қандай афзалликлари ва камчиликлари бор?

15. АХБОРОТ УЗАТИШ ВА КОДЛАШ НАЗАРИЯСИ

15.1. Ахборот миқдорини аниқлаш

Чиқишида эҳтимоллиги $p(a_1), p(a_2), \dots, p(a_k), \dots, p(a_n)$ билан пайдо бўлиши мумкин бўлган $a_1, a_2, \dots, a_k, \dots, a_n$ хабарлар манбаини кўриб чиқамиз. Бунда биринчи навбатда $a_1, a_2, \dots, a_k, \dots, a_n$ хабарларидан қандайдир биттасини қабул қилинганда, қандай миқдордаги ахборот оламиз деган савол туғилади. Мисол учун $p(a_1)=1$ бўлсин, у ҳолда $p(a_k)=0, k \neq 1, 2, 3, \dots, n$ бўлади. Бу ҳолда a_1 хабарнинг СҚҚ чиқишида пайдо бўлиши аввалдан маълум бўлади ва ушбу хабар олиб келган ахборот миқдори нолга тенг бўлади. Агар хабарлар СҚҚ чиқишида турли эҳтимоллик билан пайдо бўлса, у ҳолда узатилиши эҳтимоллиги энг кам бўлган хабар энг кўп ахборот олиб келади. Демак, ахборот миқдори уни олиб келадиган хабарнинг СҚҚ чиқишида пайдо бўлиш эҳтимоллиги билан боғлиқ бўлган катталиқ бўлиши керак, яъни

$$I(a_k) = \Phi[p(a_k)]. \quad (15.1)$$

Бу ҳолда қуйидаги табиий талабларнинг бажарилиши лозим:

1. Ахборот миқдори аддитивлик хусусиятига эга бўлиши керак, яъни бир ёки бир неча хабарлар қабул қилинганда олинган ахборот миқдори, уларнинг ҳар бири орқали алоҳида олинган ахборотлар миқдори йиғиндисига тенг бўлиши керак.

2. Аввалдан маълум хабардан олинган ахборот нолга тенг бўлиши керак.

Ушбу талабларга логарифмик функция тўлиқ мос келади. Бу ҳолда қабул қилинган қандайдир a_k хабар олиб келган ахборот миқдори қуйидагича аниқланади:

$$I(a_k) = -\log_2 p(a_k) \geq 0. \quad (15.2)$$

Ҳақиқатан ҳам юқорида келтирилган икки талабга ушбу функция жавоб беради, чунки:

$$I(a_k) = -\log_2 p(a_k) = 0, \text{ агар } p(a_k) = 1 \text{ бўлса, ва}$$

$$I(a_i, a_k) = I(a_i) + I(a_k) = -[\log_2 p(a_i) + \log_2 p(a_k)], \text{ бунда } i \neq k. \quad (15.3)$$

Бунда логарифмнинг асосини танлаш муҳим аҳамиятга эга эмас, аммо логарифм асоси $x=2$ бўлса қулай бўлади, чунки телекоммуникация – электр алоқа ва ҳисоблаш техникасида асосан иккилик сигналлардан фойдаланилади. Бу ҳолда ахборот миқдори бирлиги «бит» деб аталади (инглизча binary digit – иккилик рақам ёки иккилик бирлиги binary unit сўзларини қисқартириб олинган).

Баъзан назарий илмий ишларда натурал логарифмдан фойдаланилади. Бунда $\log_2 e = 1,443$ бит бўлиб, “нат” деб юритилади. Бундан сўнг ахборот миқдорини аниқлашда логарифм асосини иккига тенг деб ҳисоблаймиз, яъни $-\log p(a_k)$ кўринишидаги ёзув иккилик логарифмдан фойдаланилаётганлигини англатади.

Хулоса қилиб айтганда, ахборот миқдори тушунчасининг киритилиши натижасида ахборот атамаси икки маънога эга бўлди: абстракт ва аниқ, яъни сифат ва миқдор мазмунига эга бўлди. Бир томондан, ахборот деганда хабар орқали олинган маълум (аниқ) бир ахборотни англатади; иккинчи томондан унинг миқдорини, яъни бизни қизиқтирган хабардаги битлар орқали олинган абстракт ахборот миқдорини англатади.

«Ахборот» атамасидан аниқ ахборот таърифлашда ва «ахборот миқдори» атамасидан хабар орқали олинган абстракт ахборотнинг миқдорини сонлар орқали ифодалашда фойдаланилади.

15.2. Дискрет хабарлар энтропияси ва унинг хоссалари

Ахборот манбаи доимий равишда (стационар) ҳар бирининг узунлиги nT_0 бўлган N та турли дискрет хабар ишлаб чиқаради. Уларнинг ҳар бири ахборот манбаи чиқишида тасодифий эҳтимоллик $p(a_k)$, ($k=2,3,\dots,N$) билан пайдо бўлади. Умуман ҳар бир N та дискрет хабар турли эҳтимоллик билан ахборот манбаи чиқишида пайдо бўлиши мумкин, яъни $p(a_1), p(a_2), \dots, p(a_N)$. Бу эҳтимолликларнинг йиғиндиси $\sum_{k=1}^N p(a_k) = 1$ бўлади. Шунинг учун ҳар бир дискрет хабар етказадиган ахборот миқдори ҳам тасодифий катталик бўлади. Энтропия – ахборот миқдорини баҳолаш учун қулай тавсиф бўлиб, у ахборот манбаи ишлаб чиқараётган ахборот ўртача миқдорини таърифлайди.

Ушбу ахборот ўртача миқдорини битта хабар етказадиган ахборот ўртача математик миқдори орқали аниқлаш қабул қилинган:

$$H(A) = M\{-\log p(a_k)\} = \sum_{k=1}^N p(a_k) \log \frac{1}{p(a_k)}. \quad (15.4)$$

Ушбу (4) ифода физика фани термодинамика йўналишидаги «энтропия» учун ифода билан бир хил кўринишда бўлиб, у термодинамикада тизимнинг маълум бир вақтда ноъмалум ҳолатда бўлишини англатади. $H(A)$ ни ҳам хабар олингунча бўлган ноаниқлик миқдори деб қараш мумкин. Бошқача қилиб айтганда манба ишлаб чиқараётган хабарнинг «кутилмаганлик» ёки «аввалдан башорат қилина олмаслик» миқдоридир. (15.4) ифода манба ишлаб чиқараётган хабарлар ўзаро статик боғлиқ бўлмаган ҳолат учун ҳақиқий ҳисобланади. Масалан, ёзув машинкаси ёки компьютер клавиатурасини тартибсиз босиш бунга мос келади. Акс ҳолда машинка ёки компьютерда маълум бир матнни теришдаги дискрет элементлар биридан сўнг кейингиси мантиқан боғланган ҳолда пайдо бўлади. Биринчи ҳолда дискрет хабар элементлари бир-бирига боғлиқ эмас – хотирасиз; иккинчи ҳолда ноаниқлик камроқ ёки тўғри башорат қила олиш эҳтимоллиги кўпроқ. Натижада энтропия қиймати камаяди.

Энди энтропия хоссаларини кўриб чиқамиз.

1. Ҳар қандай хабар манбаининг энтропияси мусбат катталиқ $H(A) \geq 0$, чунки $0 \leq p(a_k) \leq 1$, $\log p(a_k) \leq 0$, $-p(a_k) \log p(a_k) \geq 0$. Агар манба фақат битта хабарни $p(a_k)=1$ эҳтимоллик билан чиқарса ва қолганлари чиқиш эҳтимоллиги нолга тенг бўлса, у ҳолда $H(A)=0$ бўлади.

2. Агар хотирасиз хабар манбаи чиқишида турли N -дискрет хабарлар бир хил эҳтимоллик билан пайдо бўлса, у ҳолда бундай манба энтропияси ўзининг энг катта (максимал) қийматига эга бўлади, яъни

$$H_{\max}(A) = \log N, \text{ агар } p(a_1)=p(a_2)=\dots=p(a_n). \quad (15.5)$$

Хусусий ҳолда, агар хабар манбаи фақат 2 та хабар “1” ва “0” ни чиқарса, энтропия энг катта (максимал) қиймати 1 битга тенг бўлади, яъни $p(0)=P(1)=0,5$.

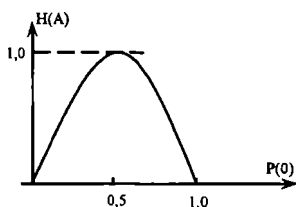
Ушбу манба икки хил дискрет хабар ишлаб чиқишидаги энтропияни аниқлаймиз. Бунда $p(0)=P$, $p(1)=1-P$ деб белгилаймиз, у холда

$$H(A) = -p(0)\log p(0) - p(1)\log p(1) = -P\log P - (1-P)\log(1-P). \quad (15.6)$$

(15.6) ифодадан кўринадики $p(0)=0$ ва $p(1)=1$ бўлганда ёки $p(0)=1$ ва $p(1)=0$ бўлганда, энтропия $H(A)=0$ бўлади. Агар $p(0)=p(1)=0,5$ бўлса, энтропия ўзининг энг катта (максимал) қийматига эришади, яъни

$$H_{\max}(A) = 0,5\log 2 + 0,5\log 2 = 1 \text{ бит}. \quad (15.7)$$

Ушбу хабар манбаи энтропиясининг $p(0)=1-p(1)$ га боғлиқлиги 15.1-расмда келтирилган.



15.1-расм. Хотирасиз иккилик хабар манбаи энтропияси.

3. Энтропиялар арифметик қўшилади. ζ ва η - икки бир-бирига боғлиқ бўлмаган манбалар ишлаб чиққан хабар. Бу икки хабарнинг олиниши натижасида энтропия $H(\zeta, \eta)$ уларни ҳар бирини алоҳида-алоҳида олиниши натижасида «ноаниқлик»нинг камайишини кўрсатувчи катталиклар йиғиндисига тенг, яъни

$$H(\zeta, \eta) = H(\zeta) + H(\eta), \quad (15.8)$$

Бу логарифмик функция хоссасидан келиб чиқади.

15.3. Дискрет хабар манбаининг «ортиқчалиги» ва хабар ишлаб чиқариш имконияти

Хабар манбаи сифатида компьютер клавиатураси орқали рус тилидаги матнни киритишни кўриб чиқамиз. Маълумки матнда ҳарфлар турли эҳтимоллик билан учрайди. Масалан, А ҳарфи Ц ёки Ю га нисбатан кўпроқ учрайди. Бундан ташқари кўп ҳолларда навбатдаги ҳарф ундан олдинги ҳарфга боғлиқ бўлади ҳамда матнда бир ҳарфнинг уч марта такрорланиш эҳтимоллиги ҳам жуда кам. Шундай қилиб, хотирали хабар манбаи чиқишида у ёки бу хабарнинг пайдо бўлиш эҳтимоллиги, хотирасиз хабар манбаида у ёки бу хабарнинг пайдо бўлиш эҳтимоллигига нисбатан катта бўлади. Натижада матндаги ҳар бир ҳарф етказадиган ахборот ўртача миқдори камаяди. Демак, хотирали ва хотирасиз хабар манбаиларидан бир хил миқдордаги ахборот узатиш керак бўлса, хотирали манба чиқишидаги ҳарфлар ёки символлар сонини ошириш керак бўлади.

Шундай қилиб, хабар манбаининг «ортиқчалиги» деган тушунчага аниқлик киритиш ва уни аниқлаш имкониятига эга бўлдик, у қуйидаги ифода орқали аниқланади:

$$B = \frac{\log N - H(A)}{\log N} = 1 - \frac{H(A)}{\log N}. \quad (15.9)$$

(9) ифодадан кўринадикки, энтропия қанча катта бўлса ортиқчалик шунча кам бўлади ва аксинча. Бундан ташқари ортиқчалик $0 \leq B \leq 1$ оралиғида бўлади.

Ушбу ортиқчалик катталиги ҳарфлар бир хил эҳтимолликда ва бир-бирига боғланмаган бўлган ҳолда, маълум бир миқдордаги ахборотни манба ишлаб чиқариши учун талаб қилинадиган ҳарфлар (символлар) сони n_{\min} га нисбатан хабар манбаи ишлаб чиқарган ҳарф (символ)лар сони n нисбати орқали аниқланади.

Ортиқчаликни қуйидагича аниқлаш мумкин:

$$B = (n - n_{\min}) / n = 1 - \frac{n_{\min}}{n}, \quad (15.10)$$

$\mu = H(A) / \log N = \frac{n_{\min}}{n}$ катталиқни сиқиш коэффициентини деб аталади.

Бу тушунча узатилаётган ахборотни йўқотмасдан сақлангани ҳолда

узатиш учун хабарни қандай катталиқда сиқиш мумкинлигини кўрсатади. Мисол учун, телеграмма юборганда тиниш белгилари ва боғловчилар узатилмайди, аммо маттни тўғри англаш мумкин.

Ортиқчалик алоқа канали орқали хабар узатиш давомийлигини оширади, каналдан фойдаланиш самарадорлиги камаяди. Шу билан бирга ҳамма вақт ҳам хабар манбаи ортиқчалигига уни мукаммаллашмаганлиги сабаб деб қараш керак эмас. Баъзи ҳолларда у фойдали ҳисобланади. Мисол учун, ортиқча ҳарф ёки символлардан алоқа каналидаги ҳалақитлар маълум миқдордан ошганда ахборотни тўғри қабуллаш учун фойдаланиш мумкин.

Хабар манбаининг яна бир асосий кўрсаткичларидан бири, унинг ахборот ишлаб чиқариш имконияти ҳисобланади. Ахборот ишлаб чиқариш имконияти агар манба маълум бир тезлик $V_m = \frac{1}{T_m}$ символ/секунд билан хабар чиқарса, вақт бирлигида энтропиянинг ўзгариши сифатида аниқланади

$$H'(A) = V_m H(A). \quad (15.11)$$

Агар энтропия энг катта (максимал) қийматга эга бўлиб, $\log N$ га тенг бўлса,

$$R_m = \frac{\log N}{T_m}, \text{ бит/с} \quad (15.12)$$

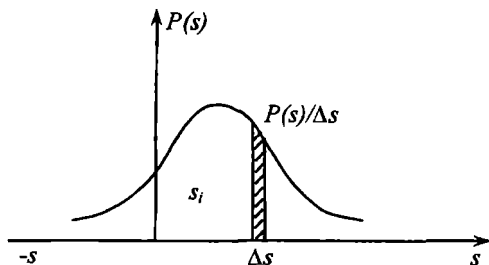
хабар манбаининг ахборот ишлаб чиқариш тезлиги деб аталади. Ахборот ишлаб чиқариш имконияти манба бир секунд узлуксиз ишлаши натижасида чиқарган ахборот билан баҳоланади.

15.4. Узлуксиз хабар манбаи энтропияси

Чиқишида ҳар бир онда қиймати ўзгарувчи $s(t)$ сигнал ҳосил бўлувчи узлуксиз хабар манбаини кўриб чиқамиз. Ушбу сигналлар чексиз кичик эҳтимоллик билан чексиз кўп қийматлардан бирини қабул қилади. Агар хабарларни алоқа каналлари орқали абсалют (ҳеч) хатосиз, бузилишларсиз узатиш мумкин бўлганда эди, улар чексиз катта миқдордаги ахборот етказган бўлар эдилар. Каналларда ҳалақитлар ва бузилишлар содир бўлишлиги учун манбадан олинаётган ахборот, ахборот олинганигача ва олингандан

кейинги энтропиялар фарқи орқали аниқланади. Ушбу фарқ узлуксиз хабар манбаи ишлаб чиқарган ахборот абсалют қийматидан кичик катталиқ бўлади.

Узлуксиз хабар манбаидан олинган ахборот миқдорини аниқлаш учун дискрет хабарлар учун энтропия тушунчасидан табиий равишда $N \rightarrow \infty$ учун умумлаштираемиз. Ҳар бир онда сигнал $s(t)$ қабул қиладиган қийматлар эҳтимолликлари зичлиги тақсимоти $p(s_i)$ нинг кўриниши 15.2-расмда келтирилган.



15.2-расм. Қабул қилинадиган сигналлар эҳтимоллиги зичлиги тақсимоти.

15.2-расмдаги юза s ни Δs ораликда дискретлаймиз. Бунда сигнал $s_i(t)$ нинг қиймати маълум Δs ораликда бўлиши эҳтимоллиги қуйидагича:

$$p(s_i) \approx p(s_i) \Delta s. \quad (15.13)$$

(15.13) ифоданинг бажарилиш аниқлиги Δs оралик қийматига боғлиқ бўлиб, Δs қанча кичик бўлса, бу эҳтимоллик шунча катта бўлади. Бундай дискретланган сигнал энтропияси қуйидагича аниқланади:

$$M \left\{ \log \frac{1}{p(s_i) \Delta s} \right\} = \sum_{i=1}^k p(s_i) \Delta s \log \frac{1}{p(s_i) \Delta s}. \quad (15.14)$$

(15.14) ифодадаги Δs ни нолга келтириб ($\Delta s \rightarrow 0$) узлуксиз сигнал энтропиясини аниқлаймиз:

$$\begin{aligned}
 H(S) &= \lim_{\Delta S \rightarrow 0} M \left\{ \log \frac{1}{p(s_i) \Delta S} \right\} = \lim_{\Delta S \rightarrow 0} \sum_i p(s_i) \Delta S \log \frac{1}{p(s_i) \Delta S} + \lim_{\Delta S \rightarrow 0} \log \frac{1}{\Delta S} \sum_i p(s_i) \Delta S = \\
 &= \int_{-\infty}^{\infty} p(s) \log \frac{1}{p(s)} ds + \lim_{\Delta S \rightarrow 0} \log \frac{1}{\Delta S} \int_{-\infty}^{\infty} p(s) ds
 \end{aligned} \tag{15.15}$$

Ушбу (15.15) ифодада $\int_{-\infty}^{\infty} p(s) ds = 1$ лигини эътиборга олиб, уни соддалаштирамиз, у холда

$$H(S) = \int_{-\infty}^{\infty} p(s) \log \frac{1}{p(s)} ds + \lim_{\Delta S \rightarrow 0} \log \frac{1}{\Delta S} \tag{15.16}$$

(15.16) ифоданинг биринчи қисми эҳтимоллик зичлиги тақсимоти $p(s)$ га боғлиқ катталиқ бўлиб, уни дифференциал энтропия деб аталади. Одатда, ундан ҳисобларда ёрдамчи катталиқ шаклида фойдаланилади. (15.16) ифоданинг иккинчи қисми эҳтимоллик зичлиги тақсимоти қиймати $p(s_i)$ қандай бўлишидан қатъи назар, $\Delta S \rightarrow 0$ бўлганда чексизликка интилади. Бу дискрет сигналдан узлуксиз сигналга ўтганда энтропия чексиз катталашади. Бу узлуксиз хабар қийматининг $\Delta S \rightarrow 0$ оралиқда бўлиш эҳтимоллиги чексиз кичик бўлади. Натижада, узлуксиз хабар қийматларининг «кутилмаганлик» ёки «олдиндан башорат қила олиш» эҳтимоллиги кескин камаяди.

Мисол сифатида, ўртача қиймати нолга ва дисперсияси σ^2 га тенг Гаусс қонунига бўйсунувчи шовқин дифференциал энтропиясини аниқлаймиз. Бу шовқин эҳтимоллик зичлиги тақсимоти қуйидагича аниқланади:

$$p(w) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma^2}} e^{-\frac{w^2}{2\sigma^2}}. \tag{15.17}$$

(15.17) ифодани дифференциал энтропияни ҳисоблаш формуласига қўйиб, қуйидагини оламиз:

$$\begin{aligned}
 h(w) &= \int_{-\infty}^{\infty} w(x) \log \left(\sqrt{2\pi\sigma^2} \exp \left(-\frac{w^2}{2\sigma^2} \right) \right) dw = \log \sqrt{2\pi\sigma^2} \int_{-\infty}^{\infty} p(w) dw + \\
 &+ \frac{\log e}{2\sigma^2} \int_{-\infty}^{\infty} p(w) w^2 dw.
 \end{aligned} \tag{15.18}$$

(15.18) ифодада биринчи интеграл $\int_{-\infty}^{\infty} p(w)dw=1$ ва иккинчи интеграл дисперсия σ^2 га тенг. Натижада дифференциал энтропия учун қуйидаги ифодани оламиз:

$$h(w) = \log \sqrt{2\pi\sigma^2} + \frac{\log e}{2} = \log \sqrt{2\pi e\sigma^2}. \quad (15.19)$$

(15.19) ифодада кўринадики, Гаусс шовқини дифференциал энтропияси фақат дисперсия σ^2 га боғлиқ, унинг ошиши билан узлуксиз ошиб боради.

Оний қийматлари ҳар қандай тасодифий тақсимоти зичлигига бўйсунувчи тасодифий жараёнлар ичида (агар уларнинг дисперсияси бир хил бўлса) Гаусс тақсимот қонунига бўйсунувчи тасодифий жараёнларнинг дифференциал энтропияси энг катта қийматга эга бўлади. Тасодифий жараён ζ нинг ҳар қандай эҳтимоллик зичлиги тақсимоти $p(\zeta)$ бўлса, қуйидаги ифода ҳамма вақт сақланиб қолади:

$$h(\zeta) = \int_{-\infty}^{\infty} p(\zeta) \log \frac{1}{p(\zeta)} d\zeta \leq \log \sqrt{2\pi e\sigma^2}. \quad (15.20)$$

(15.20) ифодадаги тенгсизлик тасодифий жараён фақат Гаусс тақсимот қонунига бўйсунганда тенгликка айланади.

15.5. Дискрет канал орқали узатиладиган ахборот миқдори

Киришида А ва чиқишида В дискрет хабарлар тўпламаси (ансамбли) бўлган хотирасиз дискрет канал орқали узатиладиган ахборот миқдорини аниқлаймиз. Аниқроғи a_i хабар узатилганда қабул қилинган b_j хабардаги ахборот миқдорини аниқлаш керак. Бунда a_i ва b_j ларнинг бир вақтда содир бўлиш эҳтимоллиги $p(a_i, b_j)$ ва канал чиқишида b_j хабар бўлганда, ҳақиқатда унинг киришида a_i сигнал бўлгани эҳтимоллиги a_i деб ҳисоблаймиз. Эҳтимолликларни кўпайтириш теоремаси асосида қуйидаги ифодани оламиз:

$$p(a_i, b_j) = p(a_i)p(b_j|a_i) = p(b_j)p(a_i|b_j). \quad (15.21)$$

Шартли энтропия тушунчасини киритиб, уни хабар манбаи энтропиясини аниқлаганга ўхшаш усул билан, унинг ўртача қиймати орқали аниқлаймиз:

$$H(A/B) = \sum_i \sum_j p(a_i, b_j) \log \frac{1}{p(a_i/b_j)}. \quad (15.22)$$

Шартли энтропия қуйидаги хоссаларга эга:

1. Шартли энтропия учун ҳамма вақт $H(A/B) \geq 0$;
2. Дискрет канал учун шартли энтропия, унинг киришидаги манба энтропиясидан кичик ёки унга тенг, яъни

$$H(A/B) \leq H(A). \quad (15.23)$$

Бунда (15.22) ифода фақат a_i ва b_j ўзаро корреляцияси нолга тенг бўлганда, яъни $a \in A$ ва $b \in B$ ҳамма қийматлари учун $p(a_i/b_j) = p(a_i)$ бўлган ҳолатда тенгликка айланади. Буни қуйидагича тушуниш керак: b_j хабар олинганда a_i хабар тўғрисида ҳеч қандай ахборот келиб тушмайди, яъни ноаниқлик камаяди. Ушбу ҳолат алоқа каналидаги халақит таъсирида ахборотнинг тўлиқ йўқотишига мос келади.

Шартли ахборотни кўп ҳолларда каналлардаги халақит таъсирида йўқотилган, хабар олувчига етиб келмаган ахборот миқдори деб ҳам юритилади. Ахборотнинг тўлиқ йўқотилиши жуда кам учрайдиган ҳодиса, ҳақиқатда бундай ҳолат жуда кам учрайди. $H(A/B)$ ни баъзан «ишончсизлик» деб ҳам аталади.

Энди алоқа канали орқали узатилган ахборот миқдори $I(A,B)$ ни, алоқа канали киришидаги ахборот миқдорига тенг бўлган манба энтропияси $H(A)$ ва шартли энтропия $H(A/B)$ - йўқотилган ахборот фарқи шаклида аниқлаймиз. Баъзан $I(A,B)$ ни ўзаро ахборот деб ҳам аталади ва қуйидаги ифода орқали аниқланади:

$$I(A,B) = H(A) - H(A/B), \quad (15.24)$$

ёки

$$I(A,B) = M \left\{ \log \frac{1}{p(a_i)} \right\} - M \left\{ \log \frac{1}{p(a_i/b_j)} \right\} = M \left\{ \log \frac{p(a_i/b_j)}{p(a_i)} \right\}. \quad (15.25)$$

Эхтимолликларни кўпайтириш теоремаси асосида қуйидаги ифодани оламиз:

$$I(A, B) = M \left\{ \log \frac{p(b_j)p(a_i/b_j)}{p(b_j)p(a_i)} \right\} = M \left\{ \log \frac{p(a_i, b_j)}{p(b_j)p(a_i)} \right\}. \quad (15.26)$$

(15.26) ифодани ёйиб ўзаро ахборот учун симметрик ифодани оламиз:

$$I(A, B) = \sum_i \sum_j p(a_i, b_j) \log \frac{p(a_i, b_j)}{p(b_j)p(a_i)}. \quad (15.27)$$

Ўзаро ахборотнинг асосий хоссаларини кўриб чиқамиз:

1. $I(A, B) \geq 0$ бўлиб, бу энтропиянинг хоссасидан келиб чиқади. Агар каналда узилиш юз берса ёки халақит таъсирида ҳамма ахборот йўқотилса $I(A, B) = 0$ бўлади;

2. $I(A, B) \leq I(B, A)$, алоқа каналида халақит йўқ бўлса, у ҳолда яъни $H(A/B) = 0$ бўлганда тенгсизлик тенгликка айланади;

3. $I(A, B) = I(B, A) = H(B) - H(B/A)$ бўлади, бунда $H(B)$ канал чиқишидаги энтропия ва $H(B/A)$ шартли энтропия. Ўзаро ахборотнинг ушбу хоссаси унинг симметрик ифодасидан келиб чиқади;

4. $I(A, B) \leq H(B)$. Ушбу хосса аввалги хоссадан келиб чиқади. $H(B/A) = 0$ бўлса, тенгсизлик тенгликка айланади;

5. Агар ўзаро ахборот ифодасида $A = B$ деб ҳисобласак, у ҳолда $H(A/A) = 0$, ва $I(A, A) = H(A)$ бўлади. Шундай қилиб, энтропияни манба хабарлари ансамбли Анинг хусусий ахборотлари миқдори деб ҳисоблаш мумкин.

Алоқа канали орқали вақт бирлигида ахборот узатиш тезлигини манба хабар ишлаб чиқариш имкониятини аниқлашга ўхшаш усулдан фойдаланиб ҳамда битта хабар узатиш учун керакли вақт T деб ҳисоблаб аниқлаймиз

$$I'(A, B) = \frac{1}{T} I(A, B) = V_k I(A, B), \quad (15.28)$$

бунда, $V_k = \frac{1}{T_m}$ — тезлик, бу бир секунд давомида канал

киришидаги элементар символлар сони бўлиб, бит/сек билан ўлчанади.

15.6. Дискрет алоқа каналининг ахборот узатиш имконияти

Дискрет алоқа канали орқали узатилаётган ахборот миқдори қуйидагиларга боғлиқ:

– хабар манбаи хоссаларига ёки унинг энтропиясига $H(A)$;

– алоқа каналларининг $H(A/B)$ ишончлилигига ва унинг бошқа хоссаларига.

Шундай қилиб, ўзаро ахборот миқдори алоқа каналини хабар узатиш хусусиятини тўлиқ ифодаламайди. Каналнинг хабар узатиш имконияти уни нисбатан тўлиқ баҳолаш имкониятини беради.

Дискрет канал киришига турли манбалардан, турли эҳтимоллик тақсимотига $p(A)$ -га бўйсунувчи хабар берилади деб ҳисоблаймиз. Бунда ҳар бир манба маълум миқдордаги ахборотни узатади. Каналнинг ахборот узатиш имкониятини (ахборот ҳажми) у орқали ўтказилиши мумкин бўлган энг катта (максимал) ахборот миқдори орқали аниқланади. Бунда каналнинг ахборот ўтказиш имконияти уни киришига хабар етказиб берувчи турли манбаларнинг фаоллиги эҳтимоллиги асосида ҳисобланади

$$C_{\max} = \max_{r(A)} I(A, B). \quad (15.29)$$

Вақт бирлигида канал орқали ўтказилиши мумкин бўлган ахборот миқдори узатиш тезлиги C' бит/сек да ўлчанади ва қуйидагича аниқланади:

$$C' = V_k C = \max_{r(A)} I'(A, B), \quad (15.30)$$

бунда, V_k – канал орқали символлар узатиш тезлиги.

Алоқа каналининг ахборот ўтказиш имконияти хоссаларини кўриб чиқамиз:

1. $C' \geq 0$, каналда узилиш бўлса, у ҳолда $C' = 0$ бўлади;

2. $C' \leq V_k \log N$ (бунда, N – хабар манбаи алфавити ҳажми), каналда халақитлар бўлмаса $C' = V_k \log N$ бўлади.

Алоқа каналнинг ахборот узатиш имконияти, бу у орқали узатилиши мумкин бўлган ахборотнинг энг катта қийматига тенг, ундан ортиқ информация узатиш имконияти йўқ. Шундай қилиб, у каналнинг ахборот узатиш чегаравий (потенциал) имкониятини белгилайди.

Мисол тариқасида, иккилик хабарларни узатишга мўлжалланган, хотирасиз алоқа каналнинг ахборот узатиш имкониятини аниқлаймиз. Ушбу канал учун $p(b_j/a_i)$ берилган, яъни

$$p(b_j/a_i) = \begin{cases} q=1-p, & i=j, \\ p, & i \neq j. \end{cases} \quad (15.31)$$

Ахборот ўтказиш имкониятини ҳисоблаш учун, ўзаро ахборот хоссаларидан фойдаланамиз:

$$C = \max_{P(A)} I(A, B) = \max_{P(A)} [H(B) - H(B/A)]. \quad (15.32)$$

Хотирасиз иккилик канал учун шартли ахборотни миқдорини аниқлаймиз:

$$H(B/A) = M \left\{ \log \frac{1}{p(b_j/a_i)} \right\} = (1-p) \log \frac{1}{1-p} + p \log \frac{1}{p}. \quad (15.33)$$

(15.33) эътиборга олсак, (15.32) куйидаги шаклга келади:

$$C = \max_{P(A)} \left[H(B) - (1-p) \log \frac{1}{1-p} - p \log \frac{1}{p} \right]. \quad (15.34)$$

(15.34) ифодада $H(B)$ эҳтимолликлар тақсимотида боғлиқ бўлиб, узатилаётган ахборотнинг максимал миқдори $H(B)$ нинг энг катта қийматига мос келади. $H(B)$ нинг энг максимал қиймати $N=2$ бўлганда $\log 2=1$ бит бўлиб, b_j ларнинг канал чиқишидаги эҳтимолликлари бир хил ва ўзаро бир-бирига боғлиқ бўлмаган ҳолатга мос келади. Бундан ташқари, алоқа канали киришидаги символлар ҳам ўзаро боғлиқ бўлмаслиги ва бир хил эҳтимолликка, яъни $p(a_1) = p(a_2) = 0,5$ бўлиши керак.

Тўлиқ эҳтимоллик формуласига асосан:

$$p(b_j) = \sum_{i=1}^2 p(a_i) p(b_j / a_i) = 0,5 \sum_{i=1}^2 p(b_j / a_i) = 0,5[(1-p) + p] = 0,5. \quad (15.35)$$

Бу ҳолда $\max_{P(B)} H(B) = \log 2 = 1$ бўлиши шарт ва шунга мос равишда бир символ (бит) учун ахборот ўтказиш имконияти

$$C = 1 + P \log P + (1-p) \log(1-p) \quad (15.36)$$

ёки

$$C' = V_1 [1 + P \log P + (1-p) \log(1-p)] \quad (15.37)$$

Юқоридаги (15.36) ва (15.37) ифодалар таҳлили шуни кўрсатади: агар $p = 0,5$ бўлса $C = 0$, чунки бунда чиқиш символларини тахминан танлаш мумкин, бу ҳолат алоқа каналида узилишга мос келади. Агар $p = 1$ ёки $p = 0$ бўлса, яъни канал халақитсиз бўлса, унда каналнинг ахборот ўтказиш имконияти $C = 1$ бўлади, чунки бунда символни тўғри қабуллаш учун канал чиқишидаги символлар кетма-кетлигини тескарисига алмаштириш мумкин.

15.7. Ўзаро ахборот ва узлуксиз алоқа каналининг ахборот ўтказиш имконияти

Ўзгармас параметрли, Гаусс халақити таъсирида бузилган $s(t)$ сигнал канал чиқишида қуйидагича ифодаланади:

$$x(t) = s(t) + w(t), \quad (15.38)$$

бунда, $s(t)$ – канал чиқишидаги фойдали сигнал, $w(t)$ – аддитив халақит.

Узлуксиз хабар манбаи чиқишидаги энтропияни аниқлашга ўхшаш усул билан узлуксиз алоқа канали чиқишидаги ахборот миқдорини аниқлаймиз. Бунинг учун $s(t)$ ва $w(t)$ сигналлар қийматларини ΔS ва ΔW аниқликда квантлаймиз. Бу ҳолда уларнинг эҳтимолликлари тақсимооти қуйидаги кўринишни олади:

$$\begin{aligned} p(s_i) &= p(s_i \leq s \leq s_i + \Delta S) \approx p(s_i) \Delta S, \\ p(w_i) &= p(w_i \leq w \leq w_i + \Delta W) \approx p(w_i) \Delta W. \end{aligned} \quad (15.39)$$

Киришдаги s_i ва чиқишдаги w_i символларнинг бир вақтда дискретланган канал чиқишида пайдо бўлиш эҳтимоллиги қуйидагича аниқланади:

$$p(s_i, w_i) = p(s_i \leq s \leq s_i + \Delta s, x_i \leq x \leq x_i + \Delta x) \approx p(s_i, x_i) \Delta s \Delta x. \quad (15.40)$$

Δs ва Δw ларни нолга интиштириб ($\Delta s \rightarrow 0, \Delta w \rightarrow 0$) узлуксиз $s(t)$ ва $w(t)$ лар орасидаги ўзаро ахборот миқдорини аниқлаймиз:

$$I(s, w) = \lim_{\substack{\Delta s \rightarrow 0 \\ \Delta w \rightarrow 0}} M \left\{ \log \frac{p(s_i, x_i) \Delta s \Delta x}{p(s_i) \Delta s p(x_i) \Delta x} \right\} = M \left\{ \log \frac{p(s_i, x_i)}{p(s) p(x)} \right\}. \quad (15.41)$$

$p(s_i, w_i) = p(w) p(s/w)$ ни эътиборга олиб (41) ифодани қуйидаги шаклга келтирамиз:

$$\begin{aligned} I(s, w) &= \lim_{\substack{\Delta s \rightarrow 0 \\ \Delta w \rightarrow 0}} M \left\{ \log \frac{p(x) p(s/x)}{p(s) p(x)} \right\} = M \left\{ \log \frac{1}{p(s)} - \log \frac{1}{p(s/x)} \right\} = \\ &= M \left\{ \log \frac{1}{p(s)} \right\} - M \left\{ \log \frac{1}{p(s/x)} \right\} = \int_{-\infty}^{\infty} p(s) \log \frac{1}{p(s)} ds - \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} p(s, x) \log \frac{1}{p(s/x)} ds dx \end{aligned} \quad (15.42)$$

(15.42) ифодани биринчи ташкил этувчиси аввал ҳам аниқланган бўлиб уни $h(s)$ билан белгилаб, дифференциал энтропия деб атаган эдик. Иккинчи ташкил этувчисини $h(s/x)$ орқали белгилаб, уни шартли дифференциал энтропия деб атаймиз. У ҳолда (42) ифода ўрнига қуйидаги ихчам ифодани оламиз:

$$I(s, w) = h(s) - h(s/x). \quad (15.43)$$

Узлуксиз каналдаги ўзаро ахборот учун қуйидаги хоссалар ўринли:

1. $I(s, x) \geq 0$. Агар алоқа канали узилган бўлса, яъни унинг кириши ва чиқиши бир-бирига боғланмаган бўлса $p(s/w) = p(s)p(w)$, $I(s, w) = 0$ бўлади;

2. $I(s, x) = I(x, s)$, бу каналнинг ўзаро ахборот учун симметриклик хоссасидан келиб чиқади;

3. $I(s, x) = \infty$. Бу ҳол каналдаги ҳалақит $w(t) = 0$, яъни $x(t) = s(t)$ бўлганда ўринли бўлади.

Ўзаро ахборотнинг иккинчи хоссасига асосланиб қуйидаги ифодани олиш мумкин:

$$I(s, x) = h(x) - h(x/s). \quad (15.44)$$

(15.44) ифода кўрилатган аддитив халақитли алоқа канали учун қуйидаги кўринишни олади:

$$I(s, x) = h(x) - h(w), \quad (15.45)$$

бунда $h(w)$ – аддитив халақит дифференциал энтропияси.

(15.45) ифодадан қуйидаги хулосани чиқариш мумкин. Агар узатилаётган сигнал $s(t)$ маълум бўлса, унинг қабул қилинишидаги ноаниқлик фақат халақит $w(t)$ га боғлиқ.

Энди частота ўтказиш полосаси F_n бўлган узлуксиз алоқа каналининг ахборот ўтказиш имкониятини аниқлаймиз. Уни канал киришидаги ва чиқишидаги сигналлар $s(t)$ ва $x(t)$ ларнинг $\Delta t = \frac{1}{2F}$ ораликда олинган оний қийматларидан фойдаланиб амалга оширамиз. Дастлаб $k\Delta t$ вақтга тўғри келувчи оний қийматдаги ахборот қийматини аниқлаймиз. Сўнгра давомийлиги T_c бўлган сигнал олиб келиши мумкин бўлган ахборот миқдорини унинг $n = \frac{T_c}{\Delta t}$ та оний қийматлари ахборот ўтказиш имкониятлари йигиндиси шаклида аниқлаймиз.

Кириш сигналининг эҳтимоллиги турли тақсимотлари орқали унинг битта оний қиймати ахборот ўтказиш имконияти максимал қиймати $I(s, x)$ ни аниқлаймиз:

$$C_{OK} = \max_{p(s)} I(s, x) = \max_{p(s)} [h(x) - h(x/s)] \quad (15.46)$$

Алоқа каналидан ўтаётган фойдали сигнал $s(t)$ қувватини P_c ва ушбу каналдаги халақит қувватини P_x га тенг деб ҳисоблаб, алоқа каналининг ахборот ўтказиш имкониятини ҳисоблаймиз. Бунинг учун аввал аниқланган Гаусс тасодифий катталикларининг дифференциал энтропияси $h(w)$ дан фойдаланамиз, яъни

$$h(w) = \log \sqrt{2\pi e p_x}. \quad (15.47)$$

(15.47) ифодани эътиборга олиб, (15.46) ифодани куйидаги шаклга келтирамиз.

$$C_{OK} = \max_{p(x)} [h(x) - \log \sqrt{2\pi e p_x}] \quad (15.48)$$

Сигнал ва халақит ўзаро боғлиқ бўлмагани учун уларнинг канал чиқишидаги дисперсияси $D(x) = p_c + p_x$ бўлади. Халақитнинг дифференциал энтропияси $h(w)$ маълум бўлса, у ҳолда алоқа каналининг максимал ахборот ўтказиш имконияти $x(t) = s(t) + w(t)$ Гаусс тақсимот қонунига бўйсунган ҳолга тўғри келади. Бунинг учун на фақат халақит, шу билан бирга $s(t)$ ҳам Гаусс тақсимотига бўйсунishi керак бўлади, маълумки икки Гаусс тақсимоти қонунининг йиғиндиси ҳам Гаусс тақсимотига бўйсунди. Шундай қилиб,

$$\max_{p(x)} h(x) = \log \sqrt{2\pi e (p_c + p_x)} \quad (15.49)$$

бўлади, у ҳолда

$$C_{OK} = \log \sqrt{2\pi e (p_c + p_x)} - \log \sqrt{2\pi e p_x} = \frac{1}{2} \log \left(1 + \frac{p_c}{p_x} \right) \quad (15.50)$$

Узлуксиз алоқа каналининг тўлиқ ахборот ўтказиш имкониятини, Котельников теоремасига асосан унинг $n = \frac{T_c}{\Delta t} = 2F_n$ та оний дискрет қийматлари ахборот узатиш имкониятлари йиғиндиси сифатида аниқлаймиз, яъни

$$C = 2FC_{OK} = F_n \log \left(1 + \frac{P_c}{P_x} \right) \quad (15.51)$$

(15.51) формула Шенон формуласи деб аталади. Бу формула орқали частота ўтказиш полосаси F_n , фойдали сигнал ўртача қуввати P_c ва халақит қуввати P_x бўлганда узлуксиз Гаусс канали орқали узатиладиган ахборот миқдори ҳисобланади. Бу формула ахборот назариясида муҳим ўрин эгаллайди, чунки у сигнал қуввати P_c ни канал частота ўтказиш полосаси F_n га ва аксинча F_n ни P_c га алмаштиришни кўрсатади. (51) ифодадан кўринадики, каналнинг ахборот узатиш имконияти унинг частота ўтказиш полосаси F_n га тўғри пропорционал – чизикли боғланишга эга ва P/P_x нисбатига логарифмик боғланган. Шунинг учун, сигнал

қувватини чеклаб, унинг спектрини кегайтириш самарадор ҳисобланади.

Канал частота ўтказиш полосаси F_n нинг унинг ахборот ўтказиш имкониятига таъсирини тўлиқроқ билиш учун, ҳалақит қувватини унинг бир томонлама спектри қувват зичлиги N_0 орқали ифодалаймиз:

$$p_x = F_n N_0. \quad (15.52)$$

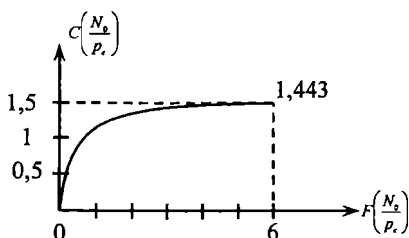
(15.52) ифодани Шенон формуласи (15.51) га қўйиб, қуйидагини оламиз:

$$C = F_n \log \left(1 + \frac{P_x}{F_n N_0} \right) = F \log e \ln \left[1 + \frac{P_x}{F_n N_0} \right]. \quad (15.53)$$

(15.53) ифоданинг таҳлили шуни кўрсатадики, F_n катталашини билан каналнинг ахборот узатиш имконияти дастлаб тез ошади, сўнгра бу ўсиш ахборот узатиш имконияти энг катта қиймати C_{\max} га яқинлашган сари секинлашади.

$$C_{\infty} = \lim_{F \rightarrow \infty} C = \frac{P_x}{N_0} \log e \approx 1,44 \frac{P_x}{N_0} \text{ бит/сек.} \quad (15.54)$$

(15.54) ифода асосида чизилган $C = \Phi(F_n)$ графигидан кўринадикки, каналнинг ахборот узатиш имконияти чексиз катта бўлмайди, у доимий катталиқка интилади (15.3-расм).



15.3-расм. Алоқа канали ахборот ўтказиш имконияти нисбий қийматини унинг частота ўтказиш полосасига боғлиқлиги.

Шунинг учун Гаусс алоқа каналининг ахборот ўтказиш имкониятини ошириш учун унинг частота ўтказиш полосасини чексиз кенгайтириш самарасиз ҳисобланади. Канал частота

Ўтказиш полосасини тахминан $F_n \approx \frac{P_c}{N_0}$ га тенг қилиб танлаш мақсадга мувофиқ бўлади. Бунда ахборот узатиш имконияти энг катта қиймати сигнал-халақит нисбати билан аниқланади ва канал полосасига боғлиқ бўлмайди.

Хабарни узатиш учун T_c вақт сарфланади деб ҳисоблаб, алоқа каналидаги сигнал-халақит нисбатини аниқлаймиз. Бу ҳолда узатилган ахборот ўртача қиймати қуйидагига тенг бўлади:

$$T_c I'(s, x) < T_c C_\infty = \frac{P_c T_c}{N_0} \log e. \quad (15.55)$$

Натижада 1 бит ахборотни узатиш учун талаб этиладиган энергия миқдорини аниқлаймиз:

$$p_c T_c > N_0 / \log e = N_0 \ln 2 \approx 0,693 N_0, \quad \text{ёки } q^2 \geq 0,693, \quad (15.56)$$

бунда, $q^2 = \frac{P_c}{P_z}$ – қувват сигнал-халақит нисбати.

15.8. Халақитли алоқа канали учун Шенон кодлаш теоремаси

Канал ахборот узатиш имкониятини унинг чегаравий (потенциал) имкониятларини умумлашган шаклда тавсифлайди. Каналнинг ахборот ўтказиш имконияти К.Шеноннинг теоремаларида тўлиқ ёритилган. Дастлаб дискрет хабар манбаи учун асосий кодлаш теоремаси номи билан маълум теоремани келтирамиз. Ушбу теоремага асосан «агар манбанинг хабар ишлаб чиқариш имконияти $H'(A)$ халақитли дискрет алоқа канали ахборот узатиш имкониятидан кичик, яъни

$$H'(A) < C', \quad (15.57)$$

бўлса, шундай кодлаш ва декодлаш усули мавжуд бўлиб, хабар истеъмолчига (олувчига) хатолик эҳтимоллиги δ дан кичиклигини таъминлаб етказиб берилади. Агар $H'(A) > C$ бўлса, бунда уни берилган δ хатолик билан узатиш учун кодлаш ва декодлаш усули мавжуд эмас».

Шуни таъкидлаш керакки, ушбу теоремада кодлаш деганда хабарни сигналга айлантириш ва декодлаш деганда сигнални хабарга айлантириш назарда тутилган. Ушбу теоремадан

кўринадики, бунда ахборот узатиш имконияти, канал орқали ахборотни хатосиз узатиш тезлигининг чегаравий – энг катта қийматини англатади. Аммо теорема бирон бир аниқ кодлаш ёки декодлаш усулини кўрсатиб бермайди. Шунга қарамай, бу теорема катта аҳамиятга эга, чунки у шу вақтгача ахборот узатиш техникасига бўлган муносабатни тубдан ўзгартиради.

Авваллари, хабарларни хатосиз узатиш учун, албатта, уни узатиш тезлигини камайтириш керак деган тушунча бор эди, яъни узатиш тезлиги $V \rightarrow 0$ бўлганда $p_e \rightarrow 0$ деб фикр юритилар эди. Бу усул билан хотирасиз каналлар орқали ахборот узатишда йиғиш (жамлаш) усулидан фойдаланиб узатиш аниқлигини ошириш мумкин. Бу жуда оддий усул бўлиб, бунда ҳар бир «1» ва «0» элементни символлар, бир неча «нол» ва «бир» лардан иборат a_1 ва a_2 кодлар комбинацияси ёрдамида узатилади, яъни

$$a_1 = \underbrace{000\dots 0}_n, \quad a_2 = \underbrace{111\dots 1}_n.$$

«0» ва «1» лар алоқа канали бўйича бир хил эҳтимоллик билан узатилади, яъни $p(0) = p(1) = 0,5$. Қабуллаш томонида узатилган символлар «0» ва «1» ларнинг кодлар комбинациясида кўплигига қараб рўйхатга олинади (бу усул – можоритар кодлаш усули деб аталади). Бунда хато рўйхатга олиш a_1 ва a_2 кодлар комбинациясидаги «1» ёки «0» лардан $n/2$ ва ундан кўпи халақит таъсирида тескарисига алмашса рўй беради. Демак, кодлар комбинациялари a_1 ва a_2 даги элементар символлар сонини ошириб, $n \rightarrow \infty$ бўлганда ҳар қандай юқори аниқлик билан хабар узатиш мумкин. Бу ҳолда сигнал узатиш тезлиги $V = \frac{1}{n}$ бўлиб, чексиз кичик бўлади.

Шенон теоремасидан кўринадики, юқоридаги йиғиш (жамлаш) усулидан фойдаланмасдан, хабар узатишни секинлаштирмасдан хабарни юқори аниқликда узатувчи кодлаш ва декодлаш усули мавжуд. Аммо теорема кодлашнинг аниқ бир усулини тавсия этмайди. Шунинг учун кодлаш ва декодлашнинг аниқ бир усулини амалга ошириш катта аҳамиятга эга.

Юқорида келтирилган Шенон теоремасининг исботи анча мураккаблиги учун уни келтирмадик. Шенон ушбу теоремасини исботлаш натижасида декодлашдаги ўртача хатолик учун қуйидаги ифодани олди

$$p_x \leq 2^{-T[C'-H'(A)]}, \quad (15.58)$$

бунда, T – узатилаётган сигнал (кодлар комбинацияси) давомийлиги.

(15.58) формуладан кўринадики, T катталашган сари хатолик кичиклашиб боради ва нолга интилади. Эслатиб ўтамиз теорема шартига асосан $C' - H'(A) > 0$. Шунинг учун, кодлар комбинацияси қанча узун бўлса, хатолик шунча кичик бўлади. Аммо бу ҳолда хабарни узатиш учун сарфланадиган вақт опади, чунки қабул қилинган кодлар комбинациясини декодлаш керак бўлади. Хабарни кечиктирмасдан етказиш талаб этилган ҳолда алоқа канали ахборот узатиш имкониятидан тўлиқ фойдаланмаслик керак бўлади.

Шенон теоремасидан дискрет хабарларни узлуксиз алоқа каналлари орқали узатишда ҳам фойдаланиш мумкин. Бунда узлуксиз сигнал $s(t)$ нинг давомийлиги T га тенг қисмлари уларга мос равишда танланган символлар кетма-кетлиги билан алмаштирилади. Декодлаш натижасида декодер чиқишида хабар манбаи ушбу T вақт давомийлигига мослари билан алмаштирилади.

Узлуксиз алоқа канали орқали дискрет хабарларни узатиш ҳақидаги Шенон теоремаси қуйидагича таърифланади: агар $H'(A) < C'$ бўлса, ҳар қандай дискрет хабар ишлаб чиқариш имконияти $H'(A)$ манба чиқишидаги хабарни узлуксиз сигнал $s(t)$ билан кодлаб, уни ахборот узатиш имконияти C' бўлган канал орқали ҳар қандай кичик хатолик эҳтимоллиги билан узатиш мумкин. Агар $H'(A) > C'$ бўлса, бундай дискрет хабарни эҳтимоллиги кичик хатолик билан узатиб бўлмайди.

Дискрет хабарларни узлуксиз алоқа канали орқали узатишдаги хатолик эҳтимоллигини ҳам (15.58) формула орқали аниқлаш мумкин.

Узлуксиз каналлардан фарқли, дискрет каналлар орқали хабарлар узатилганда кодлаш икки босқичда амалга оширилади. Дастлаб дискрет хабарлар код символлари кетма-кетлиги билан алмаштирилади, сўнгра ҳар бир символ сигнал элементлари билан алмаштирилади. Декодлаш ҳам икки босқичда амалга оширилади.

Узлуксиз алоқа каналларида кодлаш нисбатан яхши натижа беради, чунки бунда қўшимча алмаштириш босқичи йўқ, натижада ахборот кам йўқотилади. Аммо бу кодлашни амалга ошириш мураккаброк, шунга қарамасдан дискрет алоқа канали орқали ахборотларни узатиш нисбатан осонроқ.

15.9. Коррекцияловчи кодларнинг турлари

Халақитбардош кодлардан фойдаланиш оддий кодларга ортиқча элементар символлар киритиш орқали амалга оширилади ва узатилаётган хабарларнинг аслига мослик даражасини оширади. Натижада кодлар комбинациясининг ортиқчалиги хабар манбаи ортиқчалигига нисбатан ошади. Натижада узатилган хабардаги хатони топиш ва уни тузатишга имконият яратилади.

Ҳозирда маълум бўлган турли халақитбардош (коррекцияловчи) кодлар турли хусусиятларига қараб бир-биридан фарқланади.

Ушбу белгилардан бири коднинг асоси – m бўлиб, кодлар комбинациясидаги бир-биридан фарқланувчи элементар сигналлар сони билан аниқланади, баъзан код алфавити деб ҳам аталади. Энг кенг тарқалган кодлар иккилик кодлар бўлиб, уларнинг асоси $m=2$.

Бундан ташқари кодлар, блокли ва узлуксиз кодларга бўлинади. Блокли кодларда хабар навбатдаги ҳар бир белгиси бир неча код символлари (кодлар комбинацияси, код сўзи) билан алмаштирилади. Узлуксиз кодларда кодлар алоҳида блокига ва сўзига ажратилмайди. Бунда кодлар символи хабар белгилари кетма-кетлиги билан аниқланади.

Блокли кодлар учун код сўзи узунлиги тушунчаси алоҳида аҳамиятга эга. Иккилик кодлар учун код блоки давомийлиги кодлар комбинациясидаги «1» ва «0» лар сони билан аниқланади. Агар ҳамма кодлар комбинацияси узунлиги бир хил бўлса, яъни элементар сигналлар сони n бир хил бўлса, бундай кодлар бир текис кодлар, акс ҳолда нотекис кодлар деб аталади. Бир текис кодларга МТК-2, МТК-5 ва нотекис кодларга Морзе коди мисол бўлади.

Агар кодлар комбинацияси асоси m га тенг ва ундаги элементар сигналлар сони n та бўлса, у ҳолда

$$M \leq m^n, \quad (15.59)$$

кодлар блокени ҳосил қилиш мумкин. Агар фойдаланиладиган кодлар комбинацияси сони дискрет хабар элементлари сонига тенг бўлса, бундай кодлар оддий кодлар деб юритилади. Баъзан бундай кодлар тежамкор кодлар деб ҳам аталади. Бундай кодлар халақитбардош бўлмайди, чунки уларда хатони топишга ва уни тузатишга хизмат қиладиган ортиқча символлар йўқ, ҳамма кодлар

комбинациясидан дискрет хабарларни узатиш учун фойдаланилади.

Кодлар комбинацияси дискрет хабар элементлари сонидан кўп бўлса, бундай кодлар ортиқчали ёки халақитбардош кодлар деб аталади. Бунда ҳамма кодлар комбинацияси дискрет хабар элементларига бириктирилган – рухсат этилган кодлар комбинациясига ва хабар узатиш учун фойдаланилмайдиган – тақиқланган кодларга бўлинади. Хабарни қабуллаш декодлаш томонида қайси кодлар комбинацияларидан хабар узатиш учун фойдаланишлиги маълум бўлиши керак. Фойдаланишга рухсат этилган кодлар комбинацияси халақитлар таъсирида тақиқланган кодларга алмашилиб қолса, бу ҳолда декодер хатоликни топади. Кодлар комбинациясидаги ортиқча элементлар сонини ошириб, нафақат хатоликни топиш, балки уни тузатиш имкониятини ҳам яратиш мумкин.

Кодлар юқорида келтирилган белгилари, кўрсаткичларидан ташқари яна бошқа хусусиятлари билан бир-биридан фарқ этиши мумкин.

15.10. Блокли коррекцияловчи кодларнинг асосий характеристикалари (тавсифлари)

Блокли коррекцияловчи кодларни (n, k) орқали белгилаш қабул қилинган, бунда n – кодлар комбинациясидаги элементар сигналларнинг умумий сони, k – ахборот ташувчи элементар сигналлар сони. Кенг тарқалган кодлар комбинацияси блоки етти элементар сигналдан ва ахборот ташувчи тўрт элементар символдан иборат Хемминг коди, қуйидагича белгиланади (7,4).

Ҳар қандай блокли коррекцияловчи кодлар комбинацияси $r=n-k$ та текширувчи (ортиқча) элементар сигналлардан иборат бўлади. Шундай қилиб, умумий $M = m^n$ кодлар комбинациясидан фақат $M_r = m^k$ таси рухсат этилган кодлар комбинациясини ташкил этади ва код ҳажми деб юритилади.

Код тезлиги деб, қуйидаги катталиққа айтилади:

$$R = \frac{\log M}{n \log m}, \text{ агар } m=2 \text{ бўлса, } R = \frac{k}{n}, \text{ бит/сим.} \quad (15.60)$$

Агар ҳар бир код сўзи бир ҳил эҳтимолликда ва бир-бирига боғланмаган ҳолда узатилса, у ҳолда $\log M$ - ҳар бир код сўзига мос келувчи хусусий ахборот (энтропия)га тенг бўлади. Бу ҳолда R –

код битта симболи хусусий информацияси бўлади.

Блокли кодларнинг муҳим кўрсаткичларидан бири код сўзининг вазни бўлиб, у кодлар комбинациясидаги «1» лар сони билан белгиланади.

Икки код комбинациялари орасидаги Хемминг оралиғи, кодлар комбинациялари бир-биридан фаркланадиган позициялар сони билан таққосланаётган кодлар комбинацияларидаги «1» ва «0» лар иккилик модул қўшилиши асосида аниқланади.

10011

Масалан: 01001

11010

Хемминг оралиғи $d=3$, бунда икки таққосланаётган кодлар комбинацияси бир-биридан уч позицияда фаркланади. Хемминг оралиғи турли икки кодлар комбинацияси учун бир хил катталиққа эга эмас. Ҳамма кодлар орасидаги энг кичик оралиқ Хемминг минимал оралиғи деб аталади.

Оддий (тежамкор) кодлар учун Хемминг оралиғи $d=1$. шундай коррекцияловчи кодлар борки, уларнинг ҳар қандай иккитаси орасидаги Хемминг оралиғи бир хил бўлиб, бундай кодлар бир хил оралиқли (эквидистант) кодлар деб аталади.

СҚҚ халақитбардошлиқни аниқлашга ўхшаш усул кодлаш назариясида ҳам декодер қарор қабул қилиш мезони аслига мосликнинг энг катта қиймати асосида амалга оширилади. v_i - узатилган код сўзи бўлса ва $x(t)$ - қабул қилинган сигналлар блоки – код комбинацияси бўлса, у ҳолда декодлаш қондасини қуйидаги кўринишда ифода этиш мумкин:

$$p(x/v_i) > p(x/v_j), \quad i \neq j, \quad (15.61)$$

бунда, $i=1,2,\dots,M$ ва $j=1,2,\dots,M$ ёки

$$\max p(x/v_i), \quad (15.62)$$

мезони асосида қарор қабул қилинади ва v_i га мос дискрет хабар элементи рўйхатга олинади.

Ҳамма код сўзларининг узатилиш эҳтимоллиги бир хил бўлса декодерлаш амали энг катта (максимал) ўртача тўғри қабуллаш эҳтимоллигини таъминлайди.

Хотирасиз симметрик алоқа каналларида ҳаққоний ўхшашлик

максимумига Хемминг оралиғи минимуми асосида декодлаш мос келади, уни қуйидаги кўринишда ифодалаш мумкин:

$$v_i = \min d(x, v_i). \quad (15.63)$$

Ушбу қоида бўйича қабул қилинган код сўзидан энг кам фарқланувчи код сўзи қабул қилинди деб ҳисобланади. Агар алоқа канали хотирали ёки носимметрик бўлса, у ҳолда Хемминг оралиғи минимуми асосида қарор қабул қилиш оптимал бўлмайди.

Кодлаш назариясида қаррали хатоликлар тушунчаси муҳим ўрин эгаллайди. Одатда кодлар блокида l та символ бузилган бўлса у ҳолда l – қаррали хатолик содир бўлди деб айтилади. Умуман олганда қаррали хатолик деб қабул қилинган ва узатилган код сўзлари орасидаги Хемминг оралиғи тушунилади.

Кодларнинг хатоларни топиш ва тузатиш имконияти код оралиғи минимал катталиги орқали аниқланади. Агар коррекцияловчи код учун $d > 1$ бўлиб, ундан хатоликларни топиш учун фойдаланилса, унда ҳамма $l \leq d - 1$ қаррали хатоликларни топилиши кафолатланади. Ҳақиқат ҳам, қабул қилинган код сўзида қаррали хатоликлар l Хемминг оралиғи d дан кичик, уни рухсат этилган код комбинациялари тўпламига киритиш мумкин эмас, чунки у қолган кодлар комбинациясидан кодлар комбинацияси оралиғи d дан кичик бўлади. Демак, бундай кодлар комбинацияси тақиқланган кодлар комбинацияси тўпламига киради ва хатолик топилади. Агар $l > d$ бўлса, у ҳолда код комбинацияси бошқа бир рухсат этилган код комбинациясига мос келади ва хатолик топилмайди. Албатта, бу ҳолларда баъзи хатоликлар топилиши мумкин, аммо бунга кафолат кам бўлади. Кодлар комбинациясидаги ҳар қандай битталиқ хатоликларни аниқлаш учун кодлар комбинацияси орасидаги оралик $d = 2$ бўлиши керак.

Коррекцияловчи код хатоликларни кафолатли тўғрилаш имкониятига эга бўлиши учун, d – жуфт бўлганда $l \leq \frac{d}{2} - 1$ бўлиши ва d – тоқ бўлганда $l \leq \frac{d-1}{2}$ бўлиши керак. Фақат шу шартлар бажарилганда халақит таъсирида бузилган – тақиқланган кодлар комбинациясига ўтган комбинациялар декодлаш натижасида Хеминг оралиғи энг яқин бўлган рухсат этилган код комбинацияси

билан алмаштирилади. Ва ниҳоят, агар коррекцияловчи код хатоликларни топиш ва уларни тузатиш имкониятига эга бўлиши учун унинг Хемминг код оралиғи қуйидаги талабларга жавоб бериши шарт, яъни $d > 2l_0 + l_c$, бунда l_0 - тузатилиши кафолатли хатоликлар сони, l_c - тузатилмасдан ўчириладиган (рўйхатга олинмайдиган) хатоликлар сони.

15.11. Хатоликларни коррекциялаш учун чизикли иккилик кодлар

Ҳозиргача маълум ва яхши ўрганилган кодлардан бири чизикли блокли коррекцияловчи (тузатувчи) кодлардир. Бу кодларни қуриш олий алгебра фанининг дискрет элементлар тўплами ва улар устида бажариладиган амалларга асосланган. Улар бундан ташқари рақамли мантиқ микросхемалари ёрдамида осон амалга оширилади, шунинг учун бундай кодлардан фойдаланиш кенг тарқалган.

Фақат бир нечта ноллар кетма-кетлигидан иборат (000...0) кўплик ва ушбу кетма-кетлик ҳар қандай бир жуфтнинг иккилик модул бўйича йиғиндиси ҳам ушбу кўплик элементи бўладиган, узунлиги n га тенг бўлган иккиликлар кетма-кетлиги тўплами чизикли иккилик блокли код деб аталади. Баъзан бундай кодлар гуруҳли кодлар деб аталади, чунки улар узунлиги n бўлган иккилик кетма-кетликлари гуруҳининг бир қисмини ташкил этади.

Чизикли кодлар орасида (n, k) систематик кодлар алоҳида кизиқиш туғдиради. Бу кодларда кодлар комбинациясидаги дастлабки k та символлар информацион символлар бўлиб, қолган $n-k$ символлар текширувчи (ортиқча) символлар информацион символлар устидан чизикли амаллар (иккилик модул бўйича қўшиш) бажариш асосида шакллантирилади.

Чизикли боғлиқмаслик тушунчасидан фойдаланиб чизикли кодларни қуриш асосларини тўлароқ кўриб чиқамиз. Маълумки, α , нинг барча $(0,1)$ дан ташқари бошқа қийматлари $\alpha_1 = \alpha_2 = \alpha_3 = \dots = \alpha_k = 0$ бўлса, у ҳолда v_1, v_2, \dots, v_k код комбинациялари чизикли боғлиқ эмас деб аталади, агар

$$\alpha_1 v_1 + \alpha_2 v_2 + \dots + \alpha_k v_k \neq 0, \quad (15.64)$$

шарти бажарилса.

Кодлаш назарияси умумий $M = 2^t$ чизикли код рухсат этилган

кодлар комбинацияси тўпламидан, хоҳлаган k та чизиқли боғлиқ эмаслик хоссасига эга бўлган кодлар комбинацияси тўпламини танлаш мумкин. Бу кодлар комбинацияси тўплами чизиқли базавий кодлар комбинацияси деб аталади. Бу ажратилган код комбинациялари тўплами ҳар икки ташкил этувчилари бир-бири билан иккилик модули асосида қўшилиши натижасида, янги код комбинациялари тўпламини ҳосил қилади. Бундай код комбинациялари сони 2^k та бўлиб, руҳсат этилган код комбинациялари сонига тенг бўлади. Шундай қилиб, чизиқли блокли код k та чизиқли боғланишда бўлмаган базис элементлар ёрдамида аниқланиши мумкин.

Бундай код комбинациялари тўғри бурчақли $G_{n,k}$ келтириб чиқарувчи матрица шаклида ёзиш қабул қилинган. Ушбу матрица k та сатр ва n та устундан ташкил топган бўлади ва уни қуйидаги кононик шаклда ифодалаш мумкин:

$$G_{n,k} = [I_k B_{k(n-k)}]. \quad (15.65)$$

Ёки (15.65) ни ёйилган шакли қуйидаги кўринишда бўлади:

$$G_{n,k} = \begin{array}{|cc} 100\dots 0 & b_{1,k+1}\dots b_{1,n} \\ 010\dots 0 & b_{2,k+1}\dots b_{2,n} \\ \vdots & \vdots \\ \underbrace{000\dots 1}_n & \underbrace{b_{k,k+1}\dots b_{k,n}}_{n-n-k} \end{array} \quad (15.66)$$

(15.65) ифодада I_k - ўлчами $k \times k$ бўлган бирлик матрица бўлиб, «1» лари асосий диагоналда ва бошқа жойларида ноль бўлади. Бу матрицанинг сатрлари узунлиги k бўлган хабар манбаи ишлаб чиқарадиган информацион элементлар кетма-кетлигини ифодалайди. $B_{k(n-k)}$ матрица сатрлари коррекцияловчи коднинг текширувчи символини ифодалайди.

k та чизиқли боғлиқ бўлмаган код комбинацияларини келтириб чиқарувчи код матрицаси, кононик шакли ёзилмаслиги мумкин. Аммо ушбу келтириб чиқарувчи матрицанинг сатрларини ўзгартириш, яъни ўрин алмашлаш ва иккилик модул асосида бир-

бирига қўшиш йўли билан уни кодоник шаклга келтириш мумкин.

Шуни алоҳида таъкидлаш керакки, агар матрица устунларини ўзгартириш, яъни ўрин алмашлаш ва иккилик модул асосида бир-бирига қўшиш натижасида янги коррекцияловчи код олинади. Бу код хоссалари дастлабки уни келтириб чиқарган код хоссаларидан фарк қилади. Агар матрица устунлари фақатгина ўзаро алмаштирилса, бу ҳолда код комбинациясининг вазни ўзгармайди, натижада дастлабкига эквивалент бўлган янги чизикли код олинади.

Келтириб чиқарувчи матрица (код сўзлари) устида юқорида кўрсатиб ўтилган амаллар, ноллар комбинациясини келиб чиқишига олиб келиши мумкин, бу код комбинацияси ҳам дастлабки бирламчи код таркибига киради. Агар ноль бўлмаган бир жуфт код комбинациялари v_i ва v_j ни танласак, у ҳолда улар орасидаги Хемминг оралиғи $d(v_i, v_j)$, қандайдир учинчи v_k код комбинацияси вазни $\Phi(v_k)$ га тенг бўлади, бу код комбинацияси ҳам ўз навбатида, ушбу дастлабки код таркибига киради.

Кетма-кет танлашлар асосида шундай код комбинациясини топиш мумкинки, у нолинчи код комбинациясига нисбатан энг кичик (минимал) Хемминг оралиғига эга бўлади. Бундан шундай муҳим хулоса чиқариш мумкин, яъни чизикли коррекцияловчи код минимал оралиғи унинг ноллардан иборат бўлмаган кодлар комбинацияси вазнига тенг бўлади, яъни $d = \min_{v_i \in \mathcal{C}} \Phi(v_i)$, агар $v_i \neq 0$ бўлса.

Шундай килиб, чизикли коррекцияловчи код учун код оралиғининг минимал қийматини аниқлаш талаб этилса, уни код комбинациялари вазни рўйхати орқали аниқлаш мумкин. Шуни ҳам таъкидлаш лозимки, келтириб чиқарувчи матрица маълум бўлган чизикли корекцияловчи кодлардан фойдаланиш, кодлаш жараёни мураккаблигини камайтиради. Ҳақиқатан ҳам кодлаш қурилмаси хотирасида ҳамма $M = 2^k$ давомийлиги n -символдан ташкил топган кодни ёки $n2^k$ бит ахборотни сақлаш ўрнига, $nk = \log M$ бит ҳажмдаги код келтириб чиқарувчи матрицани хотиради олиб қолиш етарли ҳисобланади.

Мисол учун, (7,4) чизикли коррекцияловчи кодни ҳосил қилишни кўриб чиқамиз. Унинг таркибида $M = 2^4 = 16$ рухсат этилган кодлар комбинацияси бор:

$$\begin{array}{cccc}
1.0001110 & 5.1001001 & 9.1010010 & 13.1011100 \\
2.0010101 & 6.1100100 & 10.0101101 & 14.1101010 \\
3.0100011 & 7.0011011 & 11.1110011 & 15.1111111 \\
4.1000111 & 8.0110110 & 12.0111000 & 16.0000000
\end{array} \quad (15.67)$$

Ноль бўлмаган, код комбинациялари вази $\Phi(v_1)=3$, демак $d=3$. демак, ушбу код битга хатоликларни тўғрилашга тўлиқ кафолат беради.

Ушбу кодни, келтириб чиқарувчи матрицаси каноник кўринишда бўлган шаклга олиб келиш учун биринчи тўртта кодлар комбинациясини танлаймиз:

$$G_{7,4} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 0 \end{bmatrix}. \quad (15.68)$$

Бундан ташқари кодлаш назариясида яна бир усулдан кенг фойдаланилади, унинг асосини текширувчи матрицадан фойдаланиш усули ташкил этади:

$$H_{n,k} = [A_{(n-k)k} I_{n-k}], \quad (15.69)$$

бунда $A_{(n-k)k} = B_{k(n-k)}^T - (n-k)$ сатр ва k устунлардан иборат матрица, T -белгиси B матрицани транспонирлаш (сатр ва устунлари ўрнини алмаштириш), I_{n-k} - бу $(n-k)$ сатрли ва шунча устунли бирлик матрица.

Текширувчи матрица ёйилган шаклда қуйидаги кўринишни олади:

$$H_{n,k} = \begin{bmatrix} a_{1,1} \dots b_{1,k} & 100 \dots 0 \\ a_{2,1} \dots b_{2,k} & 010 \dots 0 \\ \vdots & \vdots \\ a_{(n-k),1} \dots a_{(n-k),k} & 000 \dots 1 \end{bmatrix}. \quad (15.70)$$

Код текширувчи матрицасини қуйидагича қуриш мумкин.

Дастлаб бирлик матрица I_{n-k} ёзилади, сўнгра унинг чап томонига $B_{n(n-k)}$ матрица устунларидан олинган символларни акс эттирувчи $A_{(n-k)n}$ матрица ёзилади. Ушбу символлар кодлар комбинацияларида текширувчи (ортиқча) ҳисобланади. Кўрилатган (7,4) код учун текшириш матрицаси қуйидаги кўринишда бўлади:

$$H_{7,4} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 \\ 1 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 \\ 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (15.71)$$

Текширувчи матрицадан қуйидагиларни аниқлаш мумкин: нолдан фарқланувчи, кодлар комбинациясидаги ахборот ташувчи элементларга мос келувчилари, текширувчи элемент қайси бир ахборот элементи асосида шаклланганлигини билдиради. Текширувчи элементнинг мос позицияларида жойлашган ноль бўлмаган элементлар, текширувчи элемент қайси бир ахборот элементи асосида шаклланганлигини билдиради.

Юқорида келтирилганларни ва чизикли (7,4) код текширувчи матрицаси (15.71) ни эътиборга олган ҳолда, ҳар қандай код комбинацияларида текширувчи элементларни шакллантириш қоидасини, яъни $v_i = v_1, v_2, \dots, v_7$ ва $i = 1, 2, \dots, 16$ учун:

$$\begin{aligned} v_3 &= v_1 + v_3 + v_4, \\ v_6 &= v_1 + v_2 + v_4, \\ v_7 &= v_1 + v_2 + v_3. \end{aligned} \quad (15.72)$$

Бунда қўшиш амали иккилик модул асосида қўшиш қоидаси асосида бажарилади. Олинган натижаларни 0101 кетма-кетлигини кодлаш учун қўллаймиз. Кодлар комбинацияларининг инфомацион элементлари $v_1 = 0; v_2 = 1; v_3 = 0; v_4 = 1$, бу ҳолда текширувчи элементлар қуйидаги қийматларга эга бўлади: $v_3 = 0+0+1=1$; $v_6 = 0+1+1=0$; $v_7 = 0+1+0=1$. Шундай қилиб, 0101101 код комбинациясини оламиз, у (67) ифодадаги 10-чи код комбинациясига мос келади. Қолган код комбинациялари ҳам шу усул билан текширувчи элементлар билан тўлдириб чиқилади.

Агар G ва H матрицаларга (15.68) ва (15.70) яна бир назар ташласак, уларнинг ҳар бири чизикли боғлиқ бўлмаган комбинациялардан ва векторлардан ташкил топганлигини кўрамиз.

Шунинг учун ушбу G ва H матрицаларни ҳар бирининг узунлиги n га тенг бўлган векторлардан ташкил топган чизикли фазо деб қараш мумкин. Бундан ташқари G ва H матрицалар ўзаро ортогонал, яъни G матрица сатрининг H матрица сатрига скаляр кўпайтмаси нолга тенг, яъни

$$HG^T = 0. \quad (15.73)$$

Шунинг учун G ва H матрицалар ўрнини алмаштириб G матрицадан текширувчи H матрицадан ахборот ташувчи қисм шаклида фойдаланиладиган янги бир код олиш мумкин. Ушбу олинган коррекцияловчи код бирламчиси билан дуал (икки томонламалик хоссаси) бўлади. H матрицага мос келувчи векторлар фазоси G ахборот матрицаси векторлари фазосига нисбатан нолинчи фазо деб аталади.

15.12. Чизикли кодни декодлаш

Чизикли кодга текширувчи матрицани кўшилиши декодлаш амалини тўғри бажариш билан боғлиқ. Буни код комбинациясидаги текширувчи символларни куйидаги кўринишда ифодалаш натижасидан осонгина кўриш мумкин.

$$v_i H^T = 0, \quad i = \overline{1, 2, \dots, M}, \quad (15.74)$$

бунда, v_i – код комбинацияларидан бири, H^T – транспонирланган текшириш матрицаси.

(15.74) ифода куйидаги мазмунга эга: агар v_i текширувчи матрицанинг ҳар бир сатрига ортогонал бўлса, у ҳолда v_i код комбинацияси (n, k) блокли кодга тегишли бўлади. Умуман олганда (15.74) ифода чизикли кодни декодлаш амалини англатади.

Қабул қилинаётган сигнал вектори v_i декодлаш қурилмасида унинг хотирасида сақланаётган транспонирланган текширувчи матрицага кўпайтирилади, бунинг натижасида «синдром» деб аталувчи код комбинациясини оламиз. Агар синдром нолга тенг бўлса, хатолик йўқлигини билдиради. Қабул қилинган код комбинациясидаги хатолик аниқланмай қолганда ҳам синдром нолга тенг бўлади, бу ҳолда бир рухсат этилган код комбинацияси

ўрнига бошқа рухсат этилган код комбинацияси рўйхатга олинади (декодер чиқишида пайдо бўлади).

Юқорида келтирилган фикрларни (7,4) коди асосида кўриб чиқамиз. Мисол учун қабул қилинган сигнал вектори v , қуйидаги кўринишда бўлсин, $\tilde{v} = 0101101$ у ҳолда

$$S = \tilde{v} \cdot H^T = 0101101 \times \begin{vmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 0 & 1 & 1 \\ 1 & 0 & 1 \\ 1 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{vmatrix} = 000, \quad (15.75)$$

яъни синдром нолга тенг. Бу декодланган код комбинациясида хатолик йўқлигини билдиради. Энди декодер киришига $\tilde{v} = 0100101$ сигнал вектори таъсир этади деб ҳисобласак, у ҳолда

$$S = \tilde{v} \cdot H^T = 0100101 \times \begin{vmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 0 & 1 & 1 \\ 1 & 0 & 1 \\ 1 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{vmatrix} = 110, \quad (15.76)$$

(15.76) ифодадан кўринадики синдром нолдан фаркланади ($s=110$), бу эса декодланган код комбинациясида хато борлигини англатади. Бунда қуйидаги қизиқ ўзига хосликни кўриш мумкин, агар текшириш матрицаси (15.71) ифодасидаги устунларни чапдан ўнгга номерласак, тўртинчи устун олинган синдром $s=110$ га мос келишини кузатамиз. Бундан кўринадики, хатолик код комбинациясининг тўртинчи символига тўғри келади. Хатоликни ушбу тўртинчи символни тескарасига алмаштириш орқали тузатилади. Ушбу хоссани биринчи бўлиб 1950 йилда Хемминг аниқлади, шунинг учун биз ўрганиб чиққан чизикли код Хемминг коди номини олган. Умуман Хемминг кодлари қуйидаги параметрларга эга. Код комбинация(сўз)лари узунлиги $n = 2^r - 1$, текширувчи символлар сони r га тенг ва код комбинациясидаги

ахборот ташувчи символлар сони $k=2^r-1-r$. Хемминг кодининг минимал код оралиғи $d=3$, шунинг учун битталиқ хатоларни тузатиш имкониятига эга. Биз кўриб чиққан (7,4) кодидан ташқари (15,11) ва (31,26) кодлари ҳам Хемминг номи билан боғлиқ.

Агар текшириш матрицаси H нинг i -чи устуни, унинг i -чи номерини ифодаловчи код комбинациясига мос келадиган қилиб қурилса, у ҳолда Хемминг коди соддагина ифодаланиши мумкин. Бундан ташқари нолга тенг бўлмаган синдром хато пайдо бўлган разряд номерини иккилик шаклидаги ёзувига тўлиқ мос келади. Ушбу усул билан ёзилган (7,4) код текширув матрицаси қуйидаги кўринишни олади:

$$H_{7,4} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 1 & 1 \\ 1 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (15.77)$$

Хемминг коди чизикли блокли кодларнинг хусусий ҳоли ҳисобланади. Умуман олганда Хемминг кодларидан бошқа чизикли блокли кодларни декодлаш анча мураккаб бўлиб, уларнинг синдромлари хатолик рўй берган разрядларни аниқ кўрсатмайди. Синдромнинг нолдан фарқланиши код комбинациясида хатолик борлигини аниқлатади. Код фақат хатоликни топиш хусусиятига эга бўлса, бундай кодлардаги хатоликларни тузатиш учун тескари канали бор алоқа тизимидан фойдаланиш керак бўлади, бу ҳолда хатолик ушбу комбинацияни қайта такрорлаш учун сўров орқали такроран узатилиши натижасида тузатилади.

Масалан, декодер киришига қандайдир v_i символ вектори таъсир этсин. Бу сигнал вектори ҳалақит таъсирида ўз ҳолатини ўзгартиради, яъни $\tilde{v}_i = v_i + E_i$ кўринишни олади. Синдромни ҳисоблаймиз:

$$S = \tilde{v}_i H^T = (v_i + E)H^T = v_i H^T + E H^T = E H^T \quad (15.78)$$

(15.78) ифодада $v_i H^T = 0$, чунки синдром фақат ҳалақит таъсирида нолдан фарқланади. Синдром фақат код комбинациясидаги символ ҳалақит таъсирида тескарисига айланиши натижасида нолдан фарқланади.

Шундай қилиб, чизикли блокли кодни декодлаш жараёни қуйидагидан иборат. Декодер хотиралаш қурилмасига нолга тенг бўлмаган синдромлар ва уларга мос келувчи хатоликлар вектори

жадвали ёзилади. Декодлаш жараёнида қабул қилинаётган код комбинацияси синдроми ҳисобланади ва унинг асосида хатолик вектори аниқланади. Сўнгра хатолик вектори қабулланган код комбинациясига қўшилади. Натижада хатолик тузилади ва дискрет хабар олувчига тўғриланган код комбинацияси етказиб берилади. Бу услдан фойдаланилганда декодер хотирасига 2^{n-k} хатолик векторлари ва шунча синдромлар, шу жумладан, нол синдромлар жадвали киритилиши керак. Бу жадвал қисқа кодлар учун нисбатан кичик бўлади. Аммо Шенон теоремасидан биламизки, ахборот ўтказишда юқори аниқликни таъминлаш учун катта давомийликка эга бўлган кодлардан фойдаланиш керак бўлади. Натижада, декодер жадвали ҳажми сезиларли даражада катталашади. Масалан (63,45) коди учун декодер хотирасида $2^{18}=262144$ та хатолик вектори жадвали бўлиши керак.

Кўриб чиқилган декодлаш усулидан нисбатан қисқа кодларни декодлаш ва хатолар сони унча катта бўлмаган ҳолларда фойдаланиш тавсия этилади. Кейинги йилларда самарадорлиги юқори кодлаш ва декодлаш усуллари яратилган бўлиб, улар замонавий радиоэлектрониканинг дискрет схема-техника ва микропроцессорлардан фойдаланиб амалга оширилади. Уларни тўлиқ ўрганиш электр алоқа назарияси фанинг дастурига кирмайди.

Назорат саволлари

1. Хабардаги ахборот миқдори нимага боғлиқ?
2. Нима учун ахборот миқдори хабар узатилиш эҳтимоллиги билан логарифмик боғлиқликда бўлиши керак?
3. Эҳтимоллиги бир хил ва бир-бирига боғлиқ бўлмаган дискрет хабарлар манбаи энтропияси нимага тенг?
4. Хабар манбаи алфавити ортикчалиги деб нимага айтилади?
5. Иккилик хабар манбаи ортикчалигини аниқланг, бунда «0» ва «1» ларнинг пайдо бўлиш эҳтимоллиги $p(0)=0,1$; $p(1)=0,9$ деб қабул қилинг.
6. Энтропия деб нимага айтилади?
7. Узлуксиз хабар энтропияси нимага тенг? Узлуксиз сигнални хабар ўтказиш имконияти чекланган алоқа канали орқали аниқ узатиш мумкинми?
8. Дифференциал энтропия деганда нимани тушунаси?
9. Ҳазаро информация деганда нимани тушунаси?

10. Алоқа каналининг ахборот ўтказиш имконияти деганда нимани тушунасиз ва у қандай аниқланади?

11. Бир неча ахборот ўтказиш имконияти турли бўлган алоқа каналлари кетма-кет уланганда натижавий ахборот ўтказиш имконияти нимага тенг? Агар улар параллел уланса, унинг ахборот ўтказиш имконияти нимага тенг бўлади?

12. Узлуксиз сигнал дискретлаш орқали узатилганда ахборот миқдори ўзгарадими?

13. Нима учун алоқа каналининг ахборот узатиш имкониятини билиш зарур?

14. Ахборот ўтказиш имкониятини аниқлашга тегишли Шенон формуласини ёзинг ва уни тушунтириб беринг.

15. Хабар узатиш тезлиги деб нимага айтилади ва у қандай аниқланади?

16. Радиоэшиттириш сигналларини шаҳарлараро ёки мамлакатлараро узатганда нима учун бир неча телефон каналлари параллел уланади? Нима учун битта телефон каналдан фойдаланиш мумкин эмас.

16. АЛОҚА ТИЗИМЛАРИНИНГ САМАРАДОРЛИГИ ВА УЛАРНИ МУТАНОСИБЛАШ

Замонавий телкоммуникация – ахборот узатиш алоқа тизимлари юқори технологик соҳа ҳисобланиб, жамиятнинг ривожланиши кўп жиҳатдан унга боғлиқ. Алоқа техникасининг янги турлари ва авлодини яратилиши, улардан фойдаланишнинг юқори малакали инженер-техник ходимларни талаб этиши янги назарий асосда ишловчи ва юқори технологик ишлаб чиқарилган техникани яратиш юқори конструкция ва бозор иқтисодиёти шароитида қабул қилинаётган ечимларнинг сифатига талабни янада оширади. Мутахассис турли алоқа тизимлари ва қурилмаларининг асосий техник кўрсаткичларини яхши билиш, уларнинг самарадорлиги, халақитбардошлиги, ахборот узатиш хавфсизлигини таъминлаш, электромагнит мослашув каби хусусиятларига алоҳида эътибор бериши керак. Юқорида эслатиб ўтилган масалалар билан махсус фанлар шуғулланади. Ушбу бобда фақат алоқа тизимининг самарадорлиги ва уни мутаносиблаш масалалари ёритилган.

16.1. Самарадорликнинг асосий кўрсаткичлари

Ҳар қандай алоқа тизимнинг вазифаси: ахборотни тезроқ ва аниқроқ узатиш ҳисобланади. Ахборот қанча тез ва аниқ узатилса, тизим шунча яхши ҳисобланади. Шунинг учун алоқа тизимининг асосий сифат кўрсаткичларидан бири унинг самарадорлиги бўлиб, у ахборот узатиш тезлиги ва аниқлиги олинган ахборотни аслига мослиги даражаси билан баҳоланади.

Турли алоқа тизимлари учун аниқликка талаб даражаси турлича бўлиб, тизим олдига қўйилган вазифага боғлиқ. Масалан, дискрет хабарларни узатишда аниқлик – узатишдаги ўртача хатолик орқали белгиланади, аналог тизимларда – қабул қилинган хабарни узатилган хабардан ўртача квадратик фарқланиши билан баҳоланади.

Ахборот узатиш тезлиги I бит/секунд ларда ўлчанади, уни сигнал узатишдаги техник тезлик билан янглиштирмаслик керак.

Техник тезлик бодларда ўлчанади. Канал орқали ахборот узатишнинг энг катта чегаравий қиймати, унинг ахборот узатиш имконияти C -ни англатади. Ушбу ахборот узатиш тезлигининг чегаравий қиймати унинг имконияти (потенциал)ини белгилаб беради, унга яқинлашиш катта харажатлар талаб қилади, бу учун жуда мураккаб кодерлар ва декодерлар, кодлаш ва декодлаш учун узоқ вақт ва бошқалар талаб этилади.

Алоқа каналининг ахборот узатиш имкониятидан қайси даражада фойдаланилаётганлик даражаси – ахборот самарадорлиги $\eta = \frac{I}{G}$ билан тавсифланади.

Янги алоқа тизимини лойиҳалаштиришда лойиҳа учун ажратилган сарф-харажатлар миқдори чегараланган. Шунга ўхшаш техник фойдаланиш учун сарф-харажатлар, ахборотни узатишдаги ва олишдаги кечикишлар максимал вақти, ажратилган частоталар диапазони, частоталар полосаси, электромагнит нурланишлар рухсат этилган сатҳи ва унинг радиоалоқа учун ажратилган полосадан ташқаридаги сатҳи, махфий узатиш даражаси, ахборот узатиш хавфсизлиги, қурилма ёки тизимнинг ҳажми, оғирлиги ва ҳ.к. Шундай қилиб, лойиҳалашда юқорида келтирилган талаб ва чеклашларга тўлиқ жавоб берадиган қарор қабул қилиш – бу чекланган имкониятларда – мутаносиб қарор қабуллаш ҳисобланади.

Самарадорлик(сифат)нинг турли кўрсаткичларини k_1, k_2, \dots, k_n орқали белгилаб, ягона вектор \bar{k} ни, тизимни сифат тавсифини оламиз. Икки турли тизимни ушбу \bar{k} векторлар орқали таққослаш кўп ҳолларда, энг яхшисини танлаш имконини бермайди.

Оптимал (мутаносиб) қарор қабул қилиш, масалани ечимини топиш уларнинг скаляр кўпайтмасини аниқлаш вазифасини қўяди, бу аниқланган катталиқ максимал (ёки минимал) қийматини аниқлаш «мақсад» функцияси ҳисобланади. Баъзан сифатнинг скаляр кўпайтмаси сифатида вектор \bar{k} - ташкил этувчилари чизиқли комбинацияларини қабул қилиш мумкин, аммо бу ҳолда унинг ташкил этувчилари миқдорий коэффицентларини белгилашга тўғри келади. Одатда ҳамма сифат кўрсаткичларидан битта ёки иккитаси асосий ҳисобланади ва қолган кўрсаткичлар уларга қўйилган талабларга, чекланишларга жавоб бериши керак. Масалан: ахборот узатиш тезлиги берилган бўлиб, қолганлари хато қабуллаш эҳтимоллиги 10^{-3} , ахборот кечикиши 0,1 сек,

радиоалоқага ажратилган полоса кенглиги 10 кГц ва ҳ.к.

Лойиҳалашда ҳамма сифат кўрсаткичлари эътиборга олинмиши керак, чунки улар охириги натижавий «мақсад» функциясига маълум даражада таъсир кўрсатади. Агар «мақсад» функциясини таъминлаш учун кўп сонли сифат кўрсаткичлари берилган бўлса, биринчи навбатда асосий сифат кўрсаткичлари эътиборга олинмиши, мақсадга интилиш керак. Бунда ягона тизим яратиш ҳақидаги масала ҳал этилаётгани доимо диққат назарида бўлиши шарт, чунки унинг қисмлари бир-бири билан маълум даражада боғлиқ: атроф-муҳитни таъсири; бошқа РЭВсининг яратилаётган тизимга таъсири; тизимдан фойдаланувчиларнинг малакаси; ушбу тизимга ўхшаш тизимларнинг яратилиш тарихи, келажаги ва бошқалар ҳам эътиборда бўлиши керак.

16.2. Алоқа тизимларини мутаносиблаш (оптималлаш)

Алоқа тизимидаги жараёнларни турли оператор тенгламалар билан ифодалаш мумкин, улар сигнални шакллантириш, узатиш ва қабуллаш жараёнларига боғлиқ бўлади. Агар алоқа тизими соддалашган структуравий схемасини кўз олдимишга келтирсак, тасаввур этсақ, у ҳолда а хабар модуляцияланган сигнал $s(t) = m(a, f_0(t))$ оператор тенглама билан фарқланади. СКҚ киришидаги сигнални $x(t) = \Phi\{s(t), w(t)\}$ шаклида ифодалаш мумкин, бунда $w(t)$ алоқа каналидаги халақит. Қабул қилинаётган, кузатилаётган сигнал – хабар баҳоси $\hat{a} = D[x(t)]$ айлантирилади.

Юқорида келтирилган бир қанча операторларни ягона оператор шаклида ифодалаймиш:

$$\hat{a} = D\{\Phi\{m(a, f_0(t), w(t))\}\} \quad (16.1)$$

Алоқа тизимини оптимал лойиҳалашнинг вазифаси танланган мезонга жавоб берадиган сифатни таъминлашдан иборат. Мезон алоқа тизимининг бажарадиган вазифасига мос келиши, шу билан бирга содда бўлиши ва лойиҳалаш жараёнида бошқариладиган (ўзгартириладиган) катталикларга боғлиқ бўлиши керак.

Яратилаётган тизимни тўлиқ оптималлаш, унинг алоҳида қисмларини оптималлаш орқали таъминлаши ҳам мумкин. Агар алоқа канали тури аввалдан маълум бўлса, шунга мос равишда модуляция ва детекторлаш усули танланади. Бунда модуляция

операторига $s(t) = m(a, f_0(t))$, ташувчи $f_0(t)$ ни танлаш, модуляция усулини, радиоузаткич кўрсаткичларини танлаш ва уни яратилшдан, сигналга дастлабки ишлов беришдан (фильтрлашдан) иборат бўлади.

Аммо тизимни тўлиқ оптимизациялашни унинг алоҳида қисмларини оптималлаштириш орқали амалга оширишдаги каби алоҳида-алоҳида масалалар шаклида ечиши натижасида тўлиқ оптимал тизим ўрнига квазиоптимал тизим яратилишига олиб келиши мумкин. Чунки ҳар бир лойиҳаланаётган тизимнинг алоҳида-алоҳида қисмлари учун энг оптимал ечим, тўлиқ тизим учун оптимумдан узоқ бўлиши мумкин. Шунинг учун алоқа тизимининг таркибини аниқлашда унга ягона тизим сифатида ёндашиш керак. Юқори частотали ташувчи $f_0(t)$ ни танлашда алоқа каналининг кўрсаткичлари ундаги халақит $w(t)$ ни эътиборга олиш, СҚҚ тури (турғун ёки ҳаракатдаги)га ҳам боғлиқ. (16.1) ифодани алоқа тизимини қатъий оптималлашда унга ягона масала шаклида қараш керак бўлади.

16.3. Дискрет хабарларни узатишнинг чегаравий имкониятлари

Лойиҳалашнинг биринчи босқичида, талаб этилаётган тезлик ва халақитбардошлиқда ахборот узатиш мумкинлигига ёки уни амалга ошириб бўлмалиги масаласини ҳал этиш керак. Бунда турли халақитлардан фақат тизим қисмларининг СҚҚнинг ички шовқини эътиборга олинди, кодер ва декодер ҳар қандай юқори даражада мураккаб бўлиши мумкин. Бунда, агар $H' \leq C$ (H' - ахборот манбаининг имконияти, C - алоқа каналининг ахборот узата олиш имконияти) бўлса, кодлаш ёрдамида ҳар қандай кичик ҳатолик эҳтимоллиги, яъни $P_e \rightarrow 0$ ни таъминлаш мумкин бўлиб, сигнал узатиш техник тезлиги $1/T_{\infty} = C$ бўлади.

Дискрет каналнинг ахборот узатиш қобилияти у сарф қиладиган энергия ва фойдаланадиган частоталар полосасига боғлиқлигини дастлабки асосий кўрсаткич деб ҳисоблаш керак. Иккилик элементар символни узатиш учун $\beta_E = P_C T_{\infty} / N_0 = \frac{E_C}{N_0}$ - нисбий энергия ва $\beta_f = F_C T_{\infty}$ частоталар полосаси талаб этилади, бунда, P —сигнал қуввати, T_{∞} — элементар символ давомийлиги, E_C —сигнал энергияси,

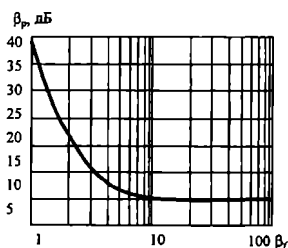
F_c – сигналнинг спектр кенглиги, N_0 – шовқин қуввати спектр зичлиги. Мисол учун, дискрет хабар узатиш учун Гаусс узлуксиз каналдан фойдаланамиз. Гаусс алоқа каналининг сигнал узатиш қобилияти қуйидагича аниқланади:

$$C = F_k \log \left(1 + \frac{P_c}{P_m} \right) = F_k \log \left(1 + \frac{P_c}{F_k N_0} \right). \quad (16.2)$$

$F_c = F_k$, $1/T_{\text{эс}} = C$ деб ҳисоблаб ва $\frac{\beta_E}{T_{\text{эс}}} = \frac{P_c}{N_0}$ ни эътиборга олиб $\frac{1}{F_c T_{\text{эс}}} = \log \left(1 + \frac{\beta_E}{F_c T_{\text{эс}}} \right)$ ифодани, ундан $\frac{1}{\beta_f} > \log(1 + \beta_E \beta_f)$ ни оламиз ва натижада,

$$\beta_E = \beta_f (2^{1/\beta_f} - 1) \quad (16.3)$$

(16.3) ифода бир элементар сигнални узатиш учун сарфланадиган нисбий энергия ва частоталар полосаси бир-бири билан айрибошлаш мумкинлигини кўрсатади. 16.1-расмда (16.3) формулага асосан чизилган $\beta_E = \Phi(\beta_f)$ боғланиш графиги келтирилган. Ушбу график дискрет хабар узатиш тезлиги шарти ва уни узатиш учун сарфланадиган энергияни катталигини баҳолайди ва Шенон имконияти чегараси деб аталади. 16.1-расмдаги $\beta_E = \Phi(\beta_f)$ чизигидан юқоридаги ҳар қандай нуқтага мос келувчи тезлик ва энергия билан дискрет хабар узатишни амалга ошириш мумкин. Ушбу чизикдан пастдаги нуқтага мос келувчи дискрет хабар узатишни амалга ошириш мумкин эмас.



16.1-расм. Узлуксиз хабарларни узатишда β_p ни β_f га алмаштириш.

Агар $\beta_f \rightarrow \infty$ бўлса у $\ln 2 = 0,693$ (-1,6 дБ) га тенг бўлади, $\beta_f = 1$ бўлса энергия сарфлаш солиштирма қиймати 1 (0 дБ) га тенг бўлади. Шундай қилиб, аддитив оқ шовқинли алоқа канали орқали дискрет хабар узатишда частоталар полосасини сарфлаш солиштирма қийматини бирдан оширилиши энергия сарфлаш солиштирма қийматининг сезилмас даражада камайишига олиб келади. Шу билан бирга β_f нинг бирдан анча кичиклашиши энергия сарфлаш солиштирма қийматининг кескин ошиб кетишига олиб келади.

16.4. Узлуксиз сигналларни узатиш тизимларининг имкониятлари

Узлуксиз хабарнинг вақт бўйича дискретлаш натижасида олинган оний қийматлари ИКМ ёрдамида иккилик элементар сигналлар ёрдамида узатилади деб фараз қилайлик. Бунда хабар узатиш аниқлиги коднинг разряди m -орқали таъминланади. Агар ушбу иккилик сигналлар узатиш тезлиги H' , канал сигнал ўтказиш имконияти C дан катта бўлмаса, Шенон теоремасига асосан мураккаб кодлаш ва декодлаш усулини қўллаш асосида хатолик ҳар қандай кичик қиймати p_x ни таъминлаш мумкин. Тизимнинг чегаравий имкониятларини кўриш учун хатолик эҳтимоллигини нолга тенг деб ҳисоблаймиз, бунда хабарни аниқ акс эттириш иккилик дискрет сигналларни узатиш тезлигига боғлиқ бўлади.

Реал алоқа каналларида халақит таъсирида сигнал узатиш тезлиги камаяди, натижада хабарни асл шаклига мос равишда қайта тиклаш сифати ёмонлашади.

Хабарни берилган аниқлик билан узатиш, иккилик символларнинг узатилиш энг кичик (минимал) қиймати ахборот манбаи эпсилон-энтропиясига тенг. Тасаввур этайлик, узатилаётган хабар $(-F_{ю}; +F_{ю})$ полосада спектри зичлиги қуввати бир текис тақсимланган ва эҳтимоллик нормал тақсимот қонунига бўйсунувчи стационар тасодифий жараён бўлсин. Бундай хабар ўзининг $\Delta t = \frac{1}{2F_{ю}}$, сек ораликда олинган оний қийматлари орқали қайта аниқ тикланиши мумкин. Хабарни қайта аниқ тикланишини баҳолаш учун нисбий ўртача квадрат $\sigma = \frac{P_{\epsilon}}{P_c}$ ни ёки СКҚ чиқишидаги шовқин-сигнал нисбатини киритамиз. Гаусс қонунига бўйсунувчи

нувчи ахборот манбаи учун эпсилон-энтропия қуйидагига тенг:

$$H_c(x) = \frac{1}{2} \log \frac{P_c}{P_m}. \quad (16.4)$$

Шунинг учун узлуксиз сигнални дискретлаш натижаларини узатиш тезлигини эътиборга олиб, ахборот манбаининг имконияти,

$$H_c = -F_o \log \sigma^2. \quad (16.5)$$

$H_c = C$ деб ҳисоблаб, аддитив оқ шовқинли Гаусс канали учун

$$-F_o \log \sigma^2 = F_r \log \left(1 + \frac{P_c}{N_o F_r} \right) \quad (16.6)$$

ифодани оламиз.

Узлуксиз сигналларни узатишдаги дастлабки сарф-харажатларни аниқлаш учун нисбий тавсифлардан фойдаланамиз:

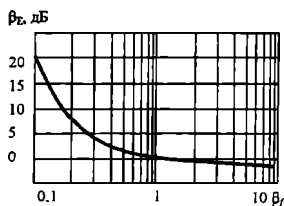
$\beta_p = \frac{P_c}{N_o F_o}$ - қувват сарфлаш солиштирма қиймати; $\beta_f = \frac{F_c}{F_o}$ - частоталар поласини сарфлаш солиштирма қиймати. Агар $F_c = F_r$ деб олиб, (16.6) ифодани ҳар икки томонини F_r га бўлсак ва $\frac{\beta_p}{\beta_f} = \frac{P_c}{N_o F_c}$ ни эътиборга олсак, у ҳолда

$$\log \frac{1}{\sigma^2} = \beta_f \left(1 + \frac{\beta_p}{\beta_f} \right) \quad (16.7)$$

бўлиб, бундан $\frac{1}{\sigma^2} = \beta_f \left(1 + \frac{\beta_p}{\beta_f} \right)^{\beta_f}$ ёки

$$\beta_p = \beta_f \left[\left(\frac{1}{\sigma^2} \right)^{1/\beta_f} - 1 \right] \quad (16.8)$$

ифодани оламиз.



16.2-расм. Дискрет хабарларни узатишда β_E ни β_F га алмаштириш.

16.2-расмда (16.8) формулага асосан $\sigma^2 = 10^{-4}$ қиймати учун $\beta_p = \Phi(\beta_F)$ боғланиши чизмаси келтирилган. Бунда β_p ва β_F нинг $\beta_p = \Phi(\beta_F)$ чизиғидан юқори қийматларини таъминловчи алоқа тизимини яратиш мумкин. β_p ва β_F ларнинг маълум қийматларига мос келувчи нуқта, ушбу $\beta_p = \Phi(\beta_F)$ чизиғига қанча яқин бўлса алоқа канали имкониятидан шунча яхши фойдаланилган ҳисобланади.

Назорат саволлари

1. Алоқа тизими самарадорлиги асосий кўрсаткичларини айтиб беринг.
2. Алоқа тизимининг асосий кўрсаткичларини айтиб беринг.
3. Шеноннинг канал сигнал узатиш имконияти формуласини ёзинг ва уни тушунтиринг.
4. Шенон чегаравий қиймати деганда нима тушунилади?
5. Гаусс канали деб қандай каналларга айтилади?
6. Алоқа тизимини лойиҳалашда нималарга алоҳида аҳамият берилш керак.

17. СИГНАЛЛАРГА РАҚАМЛИ ИШЛОВ БЕРИШ АСОСЛАРИ

Сигналларга рақамли ишлов беришдан мақсад турли ўзгартиришлар орқали уларни самарадорлик билан узатиш, сақлаш ва ахборотни ажратиб олишдан иборат. Кейинги вақтларда кенг ривожланган сигналларга рақамли ишлов бериш усуллари бир қатор афзалликларга эга:

– умуман олганда сигналларга ишлов беришнинг ҳар қандай мураккаб алгоритмларини амалга ошириш мумкинлиги ва ушбу сигналларга ишлов бериш алгоритмларини реал вақтда амалга ошириш имкониятини берувчи элементлар базаси борлиги;

– рақамли қурилмалар юқори аниқликда ишлаш имкониятини берувчи алгоритмларнинг яратилганлиги ва мавжудлиги;

– назарий жиҳатдан узатилаётган хабарларни халақитбардош кодлардан фойдаланиб, узатиш ва сақлаш натижасида хатосиз қайта тиклаш имкониятининг борлиги рақамли сигналларга хосдир.

Юқоридаги афзалликларни амалга ошириш дискрет сигналлар ва элементар занжирлар ҳақидаги асосий маълумотларга эга бўлиш даражасига боғлиқ.

17.1. Дискрет сигналларнинг моделлари

Дискрет сигналларнинг қийматлари узлуксиз сигналлардан фарқлироқ, узлуксиз вақт оний қийматларида эмас, балки маълум Δt дискрет вақтлардагина маълум бўлиб, унинг $x(k\Delta t)$ оний қийматлари $k\Delta t$ дискрет вақтларга мос келади.

Дискретловчи кетма-кетликлар. Одатда $x(t)$ узлуксиз дискрет сигналдан бир хил Δt ораликлар, дискретизация оралиғи ёки дискретизация қадами деб аталувчи вақтларда унинг оний қиймати аниқланади, бунда $\Delta t = t_k - t_{k-1} = t_{k-1} - t_{k-2} = t_{k-n} - t_{k-n-1}$ ва ҳоказо бўлади ва кўп ҳолларда $\Delta t = const$, ўзгармас этиб танланади.

Дискретизациялаш жараёнини, яъни узлуксиз сигналлар $x(t)$ дан дискрет сигналлар $x(k\Delta t)$ га ўтишни умумлашган функция $\eta(t)$ орқали тарифлаш мумкин, яъни

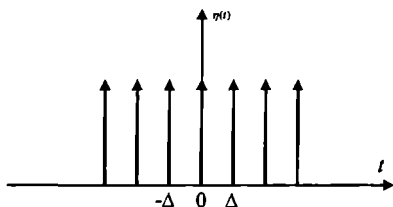
$$\eta(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} \delta(t - k\Delta t), \quad (17.1)$$

ва уни дискретлаш кетма-кетлиги деб аталади.

Дискрет сигнал $x(k\Delta t)$ ни узлуксиз сигнал $x(t)$ ва дискретлаш кетма-кетлиги функциялари $\eta(t)$ кўпайтмаси сифатида тасаввур этиш керак, бунда $x(k\Delta t)$ сигнал қуйидагича ифодаланади, яъни

$$x(k\Delta t) = (x, \eta) = \int_{-\infty}^{\infty} x(t) \sum_{k=-\infty}^{\infty} \delta(t - k\Delta t) dt. \quad (17.2)$$

(17.2) формула узлуксиз сигналларни дискретлашни амалга ошириш алгоритмини кўрсатиб беради. Дискретлаш қурилмасининг иш жараёни унинг киришидаги узлуксиз сигнал $x(t)$ дан унинг Δt вақт оралиқларида оний қийматларини аниқлашдан иборат, бунда $\eta(t)$ импульслар кетма-кетлиги кичик давомийликка эга бўлиб «тароксимон» кўринишни эслатади (17.1-расм). Бунда $x(t)$ нинг нолга тенг қийматларида дискретловчи қурилма чиқишида ҳам шунга мос қийматлари ҳосил бўлади.



17.1-расм. Дискретлаш кетма-кетлиги.

Модуляцияланган импульслар кетма-кетлиги. Бу модуляция турида маълум бир частотада тақрорланувчи кичик давомийликдаги импульслар «ташувчи» вазифасини бажаради. Импульслар модуляторини икки киришли ва бир чиқишли (назарий жиҳатдан олти полюсли) қурилмаси деб тасаввур этиш керак. Улардан бирига модуляцияловчи узлуксиз сигнал $x(t)$, иккинчисига «ташувчи» импульслар кетма-кетлиги $\eta(t)$ берилади. Бунда модулятор ўзининг киришидаги $x(t)$ сигналнинг ҳар бир $k\Delta t$ вақтдаги оний қийматларини аниқлайди ва чиқишида ушбу оний

қийматларга пропорционал юзага эга бўлган импульслар кетма-кетлигини ҳосил қилади. Модулятор чиқишидаги сигнални модуляцияланган импульслар кетма-кетлиги (МИК) деб аталади.

Модуляцияланган импульсларнинг сатҳи ёки кенглиги модуляцияловчи (узатиладиган) сигнал сатҳига пропорционал бўлиши керак. Бундай тур модуляцияси усуллари амплитуда-импульс модуляцияси (АИМ) ва кенглик-импульс модуляцияси (КИМ) деб аталади. АИМ сигналларда импульслар кенглиги ўзгармас ҳолда сақланади ва КИМ сигналларда импульслар амплитудаси ўзгармас ҳолда сақланади.

У ёки бу модуляция туридан фойдаланиш узатиладиган сигналлар ўзига хос хусусиятига ва ушбу сигналларни яратишни амалга ошириш техник имкониятларига боғлиқ. Масалан АИМ сигналдан модуляцияловчи сигнал қийматларининг ўзгариш динамик диапазони катта бўлганда фойдаланилади. Бу ҳолда узатиш қурилмаси амплитуда характеристикаси ҳам талаб даражасидаги чизиқликда бўлиши керак. Бундай узатиш тизимини яратишнинг ўзига хос қийинчиликлари бор. КИМ сигналлар узатиш қурилмаси амплитуда характеристикаси чизиқли бўлишига алоҳида талаб қўймайди, аммо КИМни амалга ошириш АИМни амалга оширишга нисбатан ҳозирча бироз мураккаброқ.

МИК шаклидаги сигнални қуйидаги усулда олиш мумкин, бунинг учун $x(t)$ сигнални динамик шаклда тасаввур қиламиз, яъни

$$x(t) = \int_{-\infty}^{\infty} x(t) \delta(t - k\Delta t) dt. \quad (17.3)$$

МИК қийматлари фақат $t_k = (k\Delta t)$ ($k = 0, 1, 2, 3, \dots$) вақтлардагина маълумлигини эътиборга олиб (17.3) формуладаги интеграллаш амалини йиғиндини ҳисоблаш амали билан алмаштириш мумкин, яъни

$$x_{\text{МИК}}(t) = \Delta \sum_{k=-\infty}^{\infty} x_k \delta(t - k\Delta t), \quad (17.4)$$

бунда, $x_k = x(k\Delta t)$ аналог сигналнинг $k\Delta t$ вақтдаги оний қийматлари.

Модуляцияланган импульслар кетма-кетлиги спектрал зичлиги. (17.3) формула орқали ифодаланадиган идеал модулятор чиқишидаги МИК спектр кенглигини тадқиқоти. МИК

пропорционаллик коэффициенти «К» аниқликда $x(t)$ функциянинг дискретловчи кетма-кетлиги $\eta(t)$ кўпайтмасига тенг, яъни

$$x_{\text{ММК}}(t) = x(t)\eta(t). \quad (17.5)$$

Маълумки икки сигнал кўпайтмаси спектри, ушбу сигналлар спектрлари зичлиги ёймаси(свертка)га тенг. Шунинг учун, агар сигналлар ва уларнинг спектрлари Фурье тўғри ва тескари алмаштиришлари орқали аниқланган, яъни $x(t) \leftrightarrow s_x(j\omega)$, $\eta(t) \leftrightarrow s_\eta(j\omega)$ бўлса, у ҳолда МИК спектри зичлиги қуйидагича аниқланади:

$$s_{\text{ММК}}(\omega) = \frac{\Delta t}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} s_\eta(\zeta) s_x(\omega - \zeta) d\zeta. \quad (17.6)$$

Дискретловчи кетма-кетлик спектри $s_\eta(\omega)$ ни аниқлаш учун $\eta(t)$ ни Фурье комплекс қатори орқали ифодалаймиз, натижада

$$\eta(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} C_n e^{j2\pi n t / \Delta t}, \quad (17.7)$$

ни оламир. Ушбу қатор коэффициентлари, қуйидагича

$$C_n = \frac{1}{\Delta t} \int_{-\Delta t/2}^{\Delta t/2} \delta(t) e^{-j2\pi n t / \Delta t} dt = \frac{1}{\Delta t}. \quad (17.8)$$

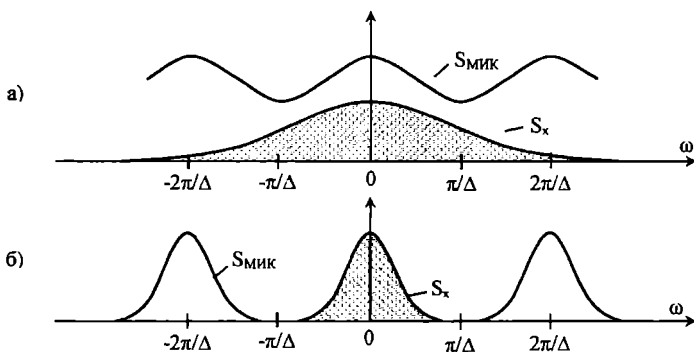
Дельта функциянинг филтрлаш хоссаси $u(\omega) = 2\pi A \delta(\omega)$ ни эътиборга олиб дискретлаш спектри зичлиги учун қуйидаги ифодани оламир:

$$S_\eta(\omega) = \frac{2\pi}{\Delta t} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta(\omega - 2\pi n / \Delta t), \quad (17.9)$$

яъни дискретловчи импульслар кетма-кетлиги частоталар ўқи бўйича жойлашган чексиз кўп дельта-импульслар кетма-кетлигидан иборат. Ушбу спектр зичлиги даврий такрорланувчи бўлиб, такрорланиш даври $\frac{2\pi}{\Delta t}$, сек⁻¹ га тенг. Ва ниҳоят (17.9) ва (17.8) ифодалардаги интеграллаш ва йиғиндини ҳисоблаш амалларини бажариш кетма-кетлигини алмаштириб, қуйидагини аниқлаймиз:

$$S_{\Delta\text{МК}}(\omega) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} S'_x(\omega - 2\pi n / \Delta t). \quad (17.10)$$

Шундай қилиб, идеал дискретлаш натижасида олинган сигнал спектри, бирламчи сигнал спектрининг чексиз кўп такрорланувчи «нусхалари»дан ташкил топган деган хулоса чиқариш мумкин. Спектр «нусхалари» частоталар ўқида бир хил дискретлаш частотаси биринчи гармоникаси $\frac{2\pi}{\Delta t}$ га тенг бўлган частота билан такрорланади (17.2-расм).



17.2-расм. Сигнал юқори чегаравий частотаси турлича модуляцияланган импульслар кетма-кетлиги спектрал зичлиги. а) юқори чегаравий частотаси катта; б) юқори чегаравий частотаси кичик; (дискретизацияланган бирламчи сигнал спектрал зичлиги қора рангга бўйланган).

Узлуксиз сигнални модуляцияланган импульслар кетма-кетлиги орқали қайта тиклаш. Котельников теоремасига асосан паст частотали узлуксиз сигнал спектрини $\omega = 0$ частотага нисбатан симметрик жойлашган ва энг юқори частотасини ω_0 деб ҳисоблаймиз. 17.2б-расмдан кўринадики, агар $\omega_0 \leq \pi/\Delta$ бўлса, $S(\omega)$ спектрининг алоҳида нусхалари бир-бирининг устига тушмайди, частота бўйича ажралиб туради. Шунинг учун импульс модуляцияланган сигнал идеал ПЧФ ёрдамида аниқ қайта тикланиши мумкин.

Ҳақиқатан ҳам узлуксиз сигнални тикловчи ПЧФ идеал филътри куйидагича ифодаланадиган бўлса,

$$K(j\omega) = \begin{cases} 0, & \omega < -\omega_0; \\ k_0, & -\omega_0 \leq \omega \leq \omega_0; \\ 0, & \omega > \omega_0, \end{cases} \quad (17.11)$$

ушбу филътрнинг импульс характеристикаси куйидагича ифодланади:

$$g(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} K(j\omega) e^{j\omega t} d\omega = \frac{K_0(\omega_0)}{\pi} \frac{\sin \omega_0 t}{\omega_0 t}. \quad (17.12)$$

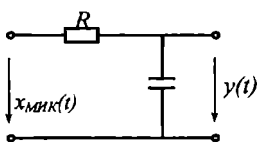
(17.5) ифода орқали аниқланадиган МИК спектри турли катталикдаги дельта-импульслар кетма-кетлиги йиғиндисидан иборатлигини эътиборга олиб тикловчи филътр чиқишидаги $y(t)$ сигнални аниқлаймиз:

$$y(t) = \frac{K_0 \omega_0 \Delta t}{\pi} \sum_{k=-\infty}^{\infty} x_k \frac{\sin \omega_0 (t - k\Delta t)}{\omega_0 (t - k\Delta t)}. \quad (17.13)$$

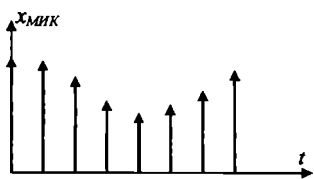
Ушбу $y(t)$ сигнал дастлабки $x(t)$ сигнал шаклини аниқ такрорлайди, фақат сатҳ қиймати бўйича фаркланади.

Идеал филътрни амалда яратиш мумкин эмас, ундан сигнални тиклашда назарий модел шаклида фойдаланилади. Ҳақиқий ПЧФ частоталар характеристикаси (АЧХ) МИК бир неча ёки $\omega=0$ частота атрофидаги биргина частоталар спектрини ўтказиши (қамраб олган бўлиши) мумкин. 17.3-расмда R ва C элементлардан иборат бўлган тикловчи ПЧФга тегишли чизмалар келтирилган.

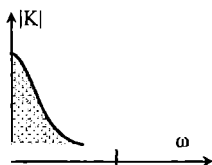
Келтирилган чизмалардан кўринадики амалдаги (реал) ПЧФ бирламчи сигнални аниқ қайта тикламайди. Узлуксиз сигнални қайта аниқ тиклаш учун, унинг нафақат $\omega=0$ частота атрофидаги спектр ташкил этувчиларидан шу билан бирга спектр ҳар қандай ён спектр ташкил этувчиларидан фойдаланиш керак.



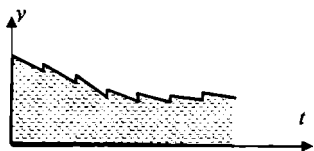
а)



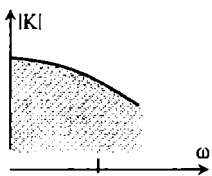
б)



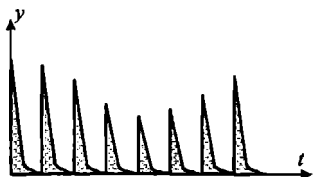
в)



г)



д)



е)

17.3-расм. RC-элементлардан иборат бўлган

дискретизацияланган сигнални қайта тиклашга тегишли чизмалар:

а) филтр схемаси; б) дискретланган кириш ссигнали; в, г) $RC \gg \Delta$ ҳолат учун филтр АЧХси ва унинг чиқишидаги сигнал; д, е) ҳудди шу боғланишлар $RC \ll \Delta$ учун.

Узлуксиз сигнал спектрини унинг оний қийматлари орқали аниқлаш. МИК математик ифодаларидан фойдаланиб узлуксиз сигнални нафақат қайта тиклаш, унинг спектри зичлигини ҳам аниқлаш мумкин. Бунинг учун узлуксиз сигнал оний қийматларини МИК спектри зичлиги билан боғлаш керак:

$$S_{МИК}(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} x_{МИК}(t) e^{-j\omega t} dt = \Delta t \sum_{k=-\infty}^{\infty} x(t) \delta(t - k\Delta t) e^{-j\omega t} dt = \Delta t \sum_{k=-\infty}^{\infty} x_k e^{-j\omega k\Delta t}. \quad (17.14)$$

МИК сигнал спектри (17.12) ифода орқали аниқланиши мумкинлигини эътиборга олиб, қуйидаги ифодани оламиз:

$$\Delta t \sum_{k=-\infty}^{\infty} x_k e^{-j\omega k \Delta t} = \sum_{k=-\infty}^{\infty} S_x(\omega - 2\pi k / \Delta t). \quad (17.15)$$

Бу формула Пуассон йиғиндиси формуласи деб аталади.

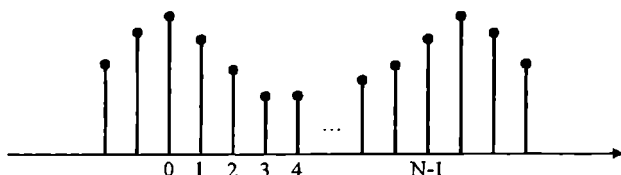
(17.15) ифоданинг чап томонидан фойдаланиб ҳамма ҳолларда ҳам $S_x(\omega)$ ни аниқлаш мумкин эмас, чунки баъзи ҳолларда МИК спектри нусхалари бир-бирининг устига тушган бўлиши мумкин. Фақатгина $x(t)$ сигнал спеткри паст частотали бўлиб, Котельников шартига жавоб берса, у ҳолда, узлуксиз сигнал спектри зичлигини куйидагича ифодалаш мумкин:

$$S_x(\omega) = \begin{cases} 0, & \omega < -\pi / \Delta t; \\ \Delta t \sum_{k=-\infty}^{\infty} x_k e^{-j\omega k \Delta t}, & -\pi / \Delta t \leq \omega \leq \pi / \Delta t; \\ 0, & \omega > \pi / \Delta t. \end{cases} \quad (17.16)$$

Юқорида келтирилган шартлар бажарилса (17.16) формула ёрдамида узлуксиз сигнал спектрини аниқлаш мумкин.

Узлуксиз даврий сигналларни дискретлаш. Узлуксиз $x(t)$ сигнални вақт бўйича дискретлаш натижасида унинг чексиз кўп оний қийматларини аниқлаш мумкин. Амалда узлуксиз сигналнинг чексиз кўп оний қийматлари ҳақида маълумот олиб бўлмайди ва уларга чекланган вақт бирлигида ишлов бериш имконияти ҳам мавжуд эмас.

Оний қийматлари $0, \Delta t, 2\Delta t, \dots, (N-1)\Delta t$ вақтларда $x_0, x_1, x_2, \dots, x_{N-1}$ ва уларнинг умумий сони $N = \frac{T}{\Delta t}$ бўлган дискрет сигналнинг спектри билан танишамиз. Ушбу $x(t)$ сигнал спектрини аниқлаш учун унинг N -та ҳақиқий ёки комплекс қийматлари асос бўлади. Узлуксиз $x(t)$ сигналдан олинган оний қийматлар $x(k\Delta t)$ тўплами даврий такрорланади деб фараз этсак, сигнални даврий деб ҳисоблашимиз мумкин (17.4-расм.)



17.4-расм. Узлуксиз даврий сигналларнинг дискрет кўриниши.

Ушбу сигналга мос маълум бир математик моделни танлаб, уни Фурье қаторига ёйиш ва унинг спектр ташкил этувчилари амплитудасини аниқлаш мумкин. Бу аниқланган коэффицентлар даврий сигнал спектр ташкил этувчилари коэффицентларига мос келади.

Фурье дискрет алмаштириши. Дельта импульслар кетма-кетлиги моделидан фойдаланиб $x(t)$ сигнални уни дискрет МИК орқали ифодалаймиз:

$$x_{\text{МИК}}(t) = \Delta t \sum_{k=0}^{N-1} x_k \delta(t - k\Delta t). \quad (17.17)$$

$x(t)$ сигналнинг дискрет моделини Фурье комплекс қатори орқали ифодалаймиз:

$$x_{\text{МИК}}(t) = \Delta t \sum_{n=-\infty}^{\infty} C_n e^{j2\pi n t / T}. \quad (17.18)$$

Унинг коэффицентлари қуйидагича аниқланади:

$$C_n = \frac{1}{T\Delta t} \int_0^T x_{\text{МИК}}(t) e^{-j2\pi n t / T} dt. \quad (17.19)$$

(17.17) ифодани (17.19) ифодага қўйиб ва ўлчамсиз ўзгарувчан катталиқ $\zeta = \frac{t}{\Delta t}$ ни киритиб, қуйидагини оламиз:

$$\begin{aligned} C_n &= \frac{1}{N\Delta t} \int_0^{N-1} \sum_{k=0}^{N-1} x_k \delta(t - k\Delta t) e^{-j2\pi n t / T} dt = \frac{1}{N} \int_0^{N-1} \sum_{k=0}^{N-1} x_k \delta(\zeta - k) e^{-j2\pi n \zeta / N} d\zeta = \\ &= \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} x_k \int_0^N \delta(\zeta - k) e^{-j2\pi n \zeta / N} d\zeta. \end{aligned} \quad (17.20)$$

(17.20) ифодадан дельта функциянинг филтрлаш хоссасини қўллаб C_n коэффицентларини аниқлаш учун қуйидаги формулани оламиз:

$$C_n = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} x_k e^{-j2\pi n k / N}. \quad (17.21)$$

(17.21) формула $x(t)$ сигнални Фурье дискрет алмаштириши (ФДА) натижасида олинган коэффициентлари кетма-кетлиги қийматларини аниқлаш имкониятини беради. Фурье дискрет алмаштириши баъзи хоссаларини эслатиб ўтамиз:

1. Фурье дискрет алмаштириши чизикли ўзгартириш, яъни бир неча сигналлар йиғиндисига уларнинг ФДА йиғиндиси мос келади;

2. ФДАнинг (17.21) формула орқали аниқланадиган $C_0, C_1, C_2, \dots, C_{N-1}$ коэффициентлари сони, узлуксиз сигнал $x(t)$ бир даври давомида олинган оний қийматлари сони N га тенг, бунда $n = N$ бўлса $C_N = C_0$ бўлади.

3. C_0 коэффициентини $x(t)$ сигнал ҳамма оний қийматлари ўртача қийматига, яъни доимий ташкил этувчисига тенг.

4. Агар N жуфт сон бўлса,

$$C_{N/2} = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} x_k (-1)^k \quad (17.22)$$

бўлади.

5. Агар $x(t)$ сигналнинг оний қийматлари $x_k(t)$ ҳақиқий қийматга эга бўлса, у ҳолда ФДАнинг $N/2$ га нисбатан симметрик жойлашган коэффициентлари ўзаро мослашган (сопряженный) жуфтликни ҳосил қилади:

$$C_{N-n} = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} x_k e^{-j2\pi(N-n)k/N} = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} x_k e^{j2\pi nk/N} = e_n^* \quad (17.23)$$

Шунинг учун $C_{\frac{N+1}{2}}, \dots, C_{N-1}$ коэффициентлар манфий частоталарга тегишли бўлиб, сигнал амплитуда спектрини ўрганиш учун кўшимча маълумот бермайди.

Бирламчи сигнал $x(t)$ ни унинг ФДА орқали тиклаш. Узлуксиз сигналнинг $x_0, x_1, x_2, \dots, x_{N-1}$ н оний қийматлари учун ФДА коэффициентлари $C_0, C_1, C_2, \dots, C_{N/2}$ аниқланган бўлса, бу коэффициентлар орқали спектри кенглиги чекланган сигнал $x(t)$ ни қайта тиклаш мумкин. Бу сигнал учун Фурье қатори қуйидагига тенг бўлади:

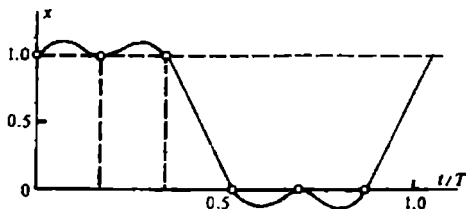
$$x(t) = C_0 + 2|C_1| \cos(2\pi/T + \varphi_1) + 2|C_2| \cos(4\pi/T + \varphi_2) + \dots + 2|C_{N/2}| \cos(N\pi/T + \varphi_{N/2}), \quad (17.24)$$

бунда, $\varphi_i = \arctg C_i$ – ФДА коэффициентлари фазаси.

Агар дискрет сигнал бир даври 6-та оний қийматлар орқали $\{x(t)\} = \{1.1.1.0.0.0\}$ ифодаланган бўлса, у ҳолда, бу сигнални Фурье дискрет алмаштириш коэффициентлари орқали қуйидагича ифодалаш мумкин:

$$x(t) = \frac{1}{2} + \frac{2}{3} \cos(2\pi/T - \frac{\pi}{3}) + \frac{1}{6} \cos(6\pi/T), \quad (17.25)$$

бунда, $f_0 = \frac{\omega_0}{2\pi} = \frac{1}{2\Delta t} = \frac{N}{2} f_1$ ва $f_1 = \frac{1}{T}$ – сигнал такрорланиш частотаси биринчи гармоникаси. ФДА коэффициентлари орқали тикланган сигнал 17.5-расмда келтирилган.



17.5-расм. ФДА коэффициентлари орқали тикланган сигнал.

Шуни алоҳида таъкидлаш керакки, узлуксиз сигнални (17.24) ифода орқали тиклаш тахминий эмас, у спектри чекланган $x(t)$ сигналдан Δt вақт оралиқда олинган қийматларга тўлиқ мос келади. Кўп ҳолларда ФДАдан фойдаланиш қулай, чунки маълум сондаги гармоникалар йиғиндисидан фойдаланилади. Ушбу $x(t)$ даврий сигнални Котельников катори орқали тиклаш учун унинг чексиз кўп ташкил этувчилари қийматларини эътиборга олишга тўғри келади.

Фурье тескари дискрет алмаштириши. Дискрет сигнални таҳлил қилишни қуйидагича амалга ошириш мумкин: бунда ФДА коэффициентлари C_n берилган деб ҳисоблаймиз. (17.18) ифодада $t = k\Delta t$ деб белгилаб, фақат бирламчи узлуксиз сигнал $x(t)$ спектрида мавжуд гармоникалар йиғиндисини аниқлаймиз. Шундай қилиб $x(t)$ сигнални дискретлаш натижасида олинадиган оний қийматларини

ҳисоблаш учун Фурье тескари дискрет алмаштириши (ФТДА) алгоритми ифодасини оламиз, яъни:

$$x_k = \sum_{n=0}^{N-1} C_n e^{j2\pi nk/T}. \quad (17.26)$$

(17.21) ва (17.26) ифодалар худди узлуксиз сигналлардаги Фурье тўғри ва тескари алмаштиришларига ўхшаш бўлиб, унинг дискрет сигнал учун тўғри ва тескари алмаштиришлари ифодаси ҳисобланади.

Фурье тез алмаштириши алгоритми. (17.21) ва (17.26) ифодалар орқали ФДА ёки ФТДА ни ҳисоблаш учун N та кетма-кет элементар комплекс сонлар устидан N^2 та амални бажариш керак. Агар бажариладиган амаллар сони минг ва ундан катта бўлса, у ҳолда, дискрет спектр таҳлили алгоритмини реал вақт масштабида амалга ошириш қийинлашади, чунки ҳисоблаш қурилмаларининг тезкорлиги чекланган. Ушбу масалани ечишда Фурье тез алмаштиришидан фойдаланиш керак, бунда бажариладиган ҳисоблаш амаллари сонини сезиларли даражада камайтиришга эришилади. Бунда ФДА ёки ФТДАни амалга оширишда қатор нисбатан кам ташкил этувчилари қатнашади.

Фурье тез дискрет алмаштиришларини амалга ошириш учун $\{x_k\}$ оний қийматлар кетма-кетлигини икки қисмга (тоқ ва жуфт тартиб рақамлига қараб) ажратамиз, яъни:

$$\{x_k\}_T = \{x_{2k+1}\}, \quad \{x_k\}_Ж = \{x_{2k}\}, \quad (17.27)$$

бунда, $k = 0, 1, 2, \dots, \frac{N}{2} - 1$.

ФДА n -чи коэффициенти қуйидагича аниқланади:

$$\begin{aligned} C_n &= \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} (x_{2k} e^{-j4\pi nk/N} + x_{2k+1} e^{-j2\pi n(2k+1)/N}) = \\ &= \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N/2-1} \left(x_{kЖ} e^{-j2\pi nk/N} + e^{-j2\pi n/N} \sum_{k=0}^{N/2-1} (x_{kТ} e^{-j2\pi nk/N}) \right). \end{aligned} \quad (17.28)$$

(17.28) дан кўринадики бирламчи сигнал ФДАнинг $\frac{N}{2} - 1$ тартиб

рақамли коэффициентлари бир қисми ФДА икки хусусий кетма-кетликлари коэффициентлари орқали аниқланади, яъни:

$$C_n = C_{nЖ} + e^{-j\frac{2\pi}{N}} C_{nТ}, \quad (17.29)$$

бунда, $n = 0, 1, 2, \dots, \frac{N}{2} - 1$.

Агар тоқ ва жуфт рақамли коэффициентлар кетма-кетлиги $N/2$ давр билан такрорланишини эътиборга олсак, улар сони қуйидагиларга тенг бўлади:

$$C_{nЖ} = C_{n+N/2Ж}, \quad C_{nТ} = C_{n+N/2Т}. \quad (17.30)$$

Бундан ташқари (17.29) ифодадаги кўпайтмани $n \geq \frac{N}{2}$ учун қуйидагича ифодалаш мумкин:

$$e^{-j\frac{2\pi(N+n)}{N}} = e^{-j\pi} e^{-j\frac{2\pi n}{N}} = -e^{-j\frac{2\pi n}{N}}. \quad (17.31)$$

ФДА коэффициентлари иккинчи қисмина аниқлашда қуйидаги ифодадан фойдаланиш керак бўлади:

$$C_{\frac{N}{2}-n} = C_{nЖ} - e^{-j\frac{2\pi}{N}} C_{nТ}. \quad (17.32)$$

(17.29) ва (17.32) ифодалар Фурье тез алмаштириши алгоритмининг асоси ҳисобланади. Ҳисоблашни амалга оширишда итерацион усулдан, сигнал оний қийматларини тоқ ва жуфт тартиб рақамли икки қисмга бўлинади ва шу тариха ҳар икки қисм яна тоқ ва жуфт тартиб рақамларга бўлинади ва бу жараёни давом эттириш натижасида битта элементдан иборат кетма-кетлик ҳосил бўлишига эришилади. Бунда ушбу элемент ФДА унинг ўзига мос келади.

Z-алмаштириш қисқа назарияси. Z-алмаштириш дискрет ва рақамли қурилмаларни таҳлил этишда кенг қўлланилади. Агар $\{x_k\} = (x_0, x_1, x_2, \dots)$ – сонлар кетма-кетлиги қандайдир $x(t)$ сигналнинг чекли ва чексиз кўп оний қийматлари тўплами деб ҳисобласак, унга

манфий даражали Z -комплекс ўзгарувчи қатори йиғиндисини мос қилиб танлаймиз:

$$X(Z) = x_0 + \frac{x_1}{z} + \frac{x_2}{z^2} + \dots = \sum_{k=1}^{\infty} x_k z^{-k}. \quad (17.33)$$

Бу ҳолда, агар йиғинди мавжуд бўлса, (17.33) ифода $\{x_k\}$ нинг Z -алмаштириши деб аталади. Бу тушунчанинг киритилиши натижасида дискрет кетма-кетликлар хоссаларини уларнинг Z -алмаштиришларини оддий математик анализ усулидан фойдаланиб ўрганиш мумкин.

(17.33) ифода асосида чекли оний қийматларга эга бўлган дискрет сигнал Z -алмаштиришни тўғридан-тўғри аниқлаш мумкин. Ягона оний қийматга эга бўлган $\{x_k\} = (1, 0, 0, 0)$ сигналга $X(z) = 1$ мос келади. Агар $\{x_k\} = (1, 1, 0, 0, 0, \dots)$ бўлса, у ҳолда:

$$X(Z) = 1 + \frac{1}{z} + \frac{1}{z^2} = \frac{z^2 + z + 1}{z^2}. \quad (17.34)$$

Узлуксиз сигналлар Z -алмаштириши. Узлуксиз сигналнинг $t = k\Delta t$ вақтлардаги оний қийматлари тўпламини $\{x_k\}$ деб ҳисоблаб, унга мос Z -алмаштиришни танлаш мумкин, яъни:

$$X(Z) = \sum_{k=0}^{\infty} x(k\Delta t) z^{-k}. \quad (17.35)$$

Агар $x(t) = e^{\alpha t} = \exp \alpha t$ бўлса, унга қуйидаги Z -алмаштириш мос келади:

$$X(Z) = \sum_{k=0}^{\infty} \exp(\alpha k \Delta t) z^{-k} = \frac{z}{z - \exp(\alpha \Delta t)}, \quad (17.36)$$

ва $|z| > \exp(\alpha \Delta t)$ бўлса, унинг аналитик функцияси ҳисобланади.

Тесқари Z -алмаштириши. Комплекс ўзгарувчи z функцияси $X(z)$ доирасимон $|z| > R_0$ ҳудудда аналитик деб ҳисоблаймиз. Z -алмаштиришнинг ажойиб хоссалидан бири $X(z)$ функция узлуксиз сигнал чексиз кўп оний қийматлари (x_0, x_1, x_2, \dots) ни аниқлаш имконини беради. Ҳақиқатан ҳам (17.33) нинг ҳар икки қисмини z^{m-1} га кўпайтирамиз:

$$X(z)z^{m-1} = x_0z^{m-1} + x_1z^{m-2} + x_2z^{m-3} + \dots + x_mz^{-1} + \dots \quad (17.37)$$

ва (17.37) нинг ҳар икки қисмидан интеграл оламиз. Бунда интеграллаш ёпиқ контури сифатида $X(z)$ нинг ҳамма қутбларини ўз ичига олувчи юза олинади. Бунда Коши теоремасининг асосий қондасидан фойдаланамиз:

$$\oint z^n dz = \begin{cases} 2\pi j, & \text{агар } z = -1; \\ 0, & \text{агар } z \neq -1. \end{cases} \quad (17.38)$$

(17.38) ифоданинг ўнг томони m -тартиб рақамли ташкил этувчисидан бошқа ҳамма ташкил этувчилари учун нольга тенг бўлади, яъни:

$$x_m = \frac{1}{2\pi j} \oint z^{m-1} X(z) dz. \quad (17.39)$$

Ушбу формула тескари Z -алмаштириши деб аталади.

17.2. Рақамли филтрларнинг тузилиши ва асосий тавсифлари

Рақамли филтр деб чекланган фарқлар тенгламаси алгоритмини амалга оширувчи ҳисоблаш қурилмасига айтилади.

$$y_p(kT) = \sum_{m=0}^{M-1} a_m x_p((k-m)T) - \sum_{i=1}^{L-1} b_i y_p((k-i)T), \quad (17.40)$$

бунда, $x_p(kT)$ – кириш сигнали оний қийматлари, $y_p(kT)$ – чиқиш сигнали оний қийматлари, a_m ва b_i – коэффициентлар, $T = \Delta t$ – дискретизациялаш оралиғи.

Чизиқли рақамли филтрлар қуйидаги турларга бўлинади:

- a_i ва b_i коэффициентлари ўзгармас бўлган ва параметрлари ўзгарувчан бўлган қурилмалар;
- рақамли норекурсив (трансверсал) филтрлар деб ҳамма коэффициентлари $b_i = 0$ бўлган ва чиқиш сигнали фақат кириш сигналига боғлиқ филтрларга айтилади;
- рақамли рекурсив филтрлар деб b_i коэффициентлари нольга тенг бўлмаган, яъни чиқиш ва кириш орасида боғланиши бўлган филтрларга айтилади.

Дастлаб ўзгармас коэффициентли рақамли норекурсив филтрлар тузилиши ва тавсифларини кўриб чиқамиз. Бу турли филтрлар учун (17.40) ифода асосида куйидаги чекланган фарк тенгламасини оламиз:

$$y_p(kT) = \sum_{m=0}^{M-1} a_m x_p((k-m)T). \quad (17.41)$$

(17.41) тенгламага Z ўзгартиришни қўллаб норекурсив филтрнинг узатиш функцияси ифодасини оламиз:

$$K_H(Z) = \sum_{m=0}^{M-1} a_m z^{-m}. \quad (17.42)$$

(17.42) ифодада $z = e^{j\omega T}$ белгиланишини киритиб норекурсив рақамли филтр комплекс частота характеристикасини ифодаловчи формулани куйидаги кўринишда ифодалаймиз:

$$K_H(j\omega) = \sum_{m=0}^{M-1} a_m e^{-jm\omega T}. \quad (17.43)$$

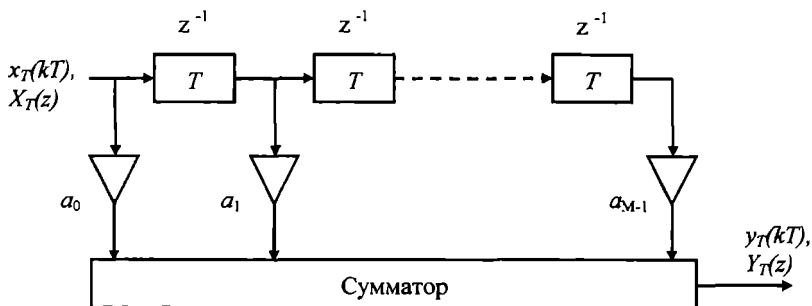
Норекурсив филтр амплитуда-частота характеристикаси (17.43) асосида куйидагича аниқланади:

$$A_H(\omega) = |K_H(j\omega)| = \left| \sum_{m=0}^{M-1} a_m e^{-jm\omega T} \right|, \quad (17.44)$$

ва унинг фаза-частота характеристикасини ҳам (17.43) ифода орқали аниқлаймиз:

$$\theta_H(\omega) = \arg|K_H(j\omega)| = \arg \left| \sum_{m=0}^{M-1} a_m e^{-jm\omega T} \right|. \quad (17.45)$$

(17.41) вақт характеристикасида алгоритмларни бажариш норекурсив рақамли филтрнинг куйидаги структурасини акс этиради (17.6-расм).



17.6-расм. Рақамли норекурсив филтър структуравий схемаси.

17.6-расмдаги схемада T -звеноси кириш сигнални бирламчи аналог (узлуксиз) сигнални дискретлаш оралиғи T вақтга кечиктиради. Ушбу T -звенонинг Z алмаштириш натижасидаги кўриниши Z^{-1} шаклида бўлади.

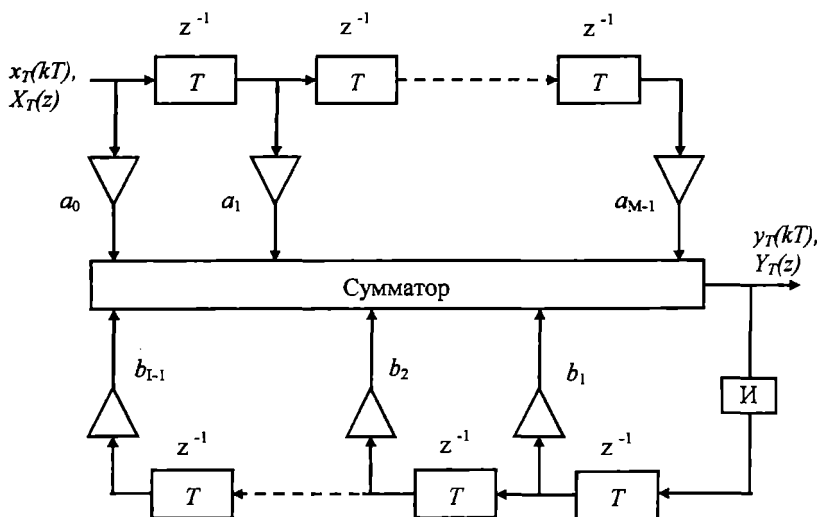
Рақамли филтърнинг импульс характеристикаси унинг бирлик импульсга акс таъсирига тенг бўлиб, натижада, (17.41) тенгламага ўхшаш кўринишда бўлади:

$$K_H(kT) = \sum_{m=0}^{M-1} a_m \delta((k-m)T), \quad (17.46)$$

бунда, $\delta(k-m)$ – бирлик дельта импульс.

Рекурсив филтър (17.40) чекланган фарқли тенглама билан ифодаланadi. (17.40) тенгламани тўғридан-тўғри амалга ошириш 17.7-расмда келтирилган рақамли рекурсив филтър структуравий схемасини келтириб чиқаради.

Рекурсив филтърнинг норекурсив филтърдан фарқи, унда филтърнинг чиқиши ва киришининг тескари боғланишга эгалигидир. Бу боғланиш занжири рақамли филтър унинг характеристикасининг сифат бўйича яхшиланишига олиб келади. Тескари боғланиш занжирида кириш сигнали фазасини 180° га ўзгартирувчи «И» элементи бўлиб, у +1 импульсни -1 импульсга айлантиради ва аксинча.



17.7-расм. Рақамли рекурсив филтър структуравий схемаси.

(17.40) тенгламага Z-алмаштиришни қўллаб рекурсив филтър узатиш коэффициенти ифодасини оламиз:

$$K_p(Z) = \frac{\sum_{m=0}^{M-1} a_m z^{-m}}{\left(1 + \sum_{i=0}^{i-1} b_i z^{-i}\right)}. \quad (17.47)$$

(17.47) ифодага $z = e^{j\omega T}$ ни киритиб рекурсив филтър комплекс частота характеристикасини аниқлаймиз:

$$K_p(j\omega) = \frac{\sum_{m=0}^{M-1} a_m z^{-jm\omega T}}{\left(1 + \sum_{i=0}^{i-1} b_i e^{-ji\omega T}\right)}. \quad (17.48)$$

(17.48) дан рекурсив филтър амплитуда-частота характеристикасини қуйидагича аниқлаймиз:

$$A_H(\omega) = |K_p(j\omega)| = \left| \frac{\sum_{m=0}^{M-1} a_m e^{-jm\omega T}}{\left(1 + \sum_{i=0}^{i-1} b_i e^{-ji\omega T}\right)} \right|. \quad (17.49)$$

Шунингдек, (17.48)дан норекурсив филтър фаза-частота

характеристикаси учун қуйидаги ифодани оламиз:

$$\theta_p(j\omega) = \arg|K_p(j\omega)| = \arg \left| \frac{\sum_{m=0}^{M-1} a_m e^{-jm\omega T}}{1 - \sum_{i=0}^{i-1} b_i e^{-ji\omega T}} \right|. \quad (17.50)$$

Тескари боғланиш занжирини узиб, рақамли рекурсив филтърнинг тўғри ва тескари занжирларининг импульс характеристикасини аниқлаш мумкин. Бунда (17.46) ифодага ўхшаш бўлган ифодани оламиз:

$$K_A(kT) = \sum_{m=0}^{M-1} a_m \delta((k-m)T), \quad K_B(kT) = \sum_{i=0}^{i-1} b_i \delta((k-m)T). \quad (17.51)$$

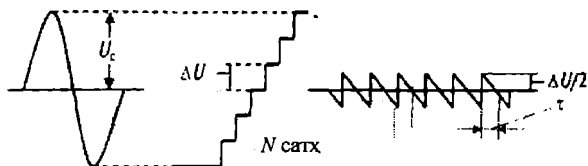
Рекурсив рақамли филтърнинг частота характеристикаси дискрет сигнал спектридек даврий бўлади, аммо такрорланиш частотаси $F=1/T$ га тенг бўлмайди. Амплитуда-частота характеристикаси a , ва b , коэффициентларга боғлиқ равишда ўзгаради.

Норекурсив ва рекурсив рақамли филтърларнинг амплитуда-частота характеристикаларининг фарқланиши (17.6 ва 17.7-расмлар) рекурсив филтърда тескари боғланиш занжирининг мавжудлиги билан асосланади. Натижада, рекурсив филтър ёрдамида тор полосали амплитуда-частота характеристика олиш мумкин, аммо унинг фаза-частота характеристикаси тебранувчан шаклга эга бўлади, натижада, рекурсив рақамли филтърнинг генерация ҳолатига ўтиш эҳтимоллиги ошади.

Рақамли филтърлашда 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 (17.8-расм) қуйидагига тенг бўлади:

$$U_c = \frac{N\Delta U}{2}, \quad P_c = \frac{U_c^2}{2} = \frac{N^2\Delta U^2}{8}, \quad (17.52)$$

бунда, N – квантланган сатҳлар сони ва ΔU – икки қўшни квантлаш сатҳи орасидаги фарқ.



17.8-расм. Квантлар шовқинини аниқлашга доир.

Оддий қараганда квантлаш хатолиги икки қўшни квантлаш сатҳи орасидаги фарқ ΔU нинг ярмидан ошмайди ва такрорланувчи аррасимон бўлади, яъни $u_n(t) = U_w(t/\tau)$ (17.8-расм). бу хатоликни квантлаш шовқини ёки халақит деб ҳисоблаш мумкин. ушбу квантлаш халақитининг қаршилиги 1 Ом бўлган юкламадаги қуввати

$$P_w = \frac{1}{\tau} \int_0^{\tau} u_w^2(t) dt = \frac{U_w^2}{\tau^3} \int_0^{\tau} t^2 dt = \frac{U_w^2}{3} = \frac{\Delta U^2}{12}. \quad (17.53)$$

(17.52) ва (17.53) ифодалардан фойдаланиб рақамли филтър чиқишидаги фойдали сигнални халақитга нисбатини аниқлаш мумкин,

$$q^2 = \frac{P_c}{P_w} = \frac{N^2 \Delta U^2 / 8}{\Delta U^2 / 12} = \frac{3}{2} N^2 \approx 2^{2n} \text{ ёки } (q^2) = 10 \text{kg}(2^{2n}) = 6n \text{ (дБ)}. \quad (17.54)$$

Шундай қилиб сигнал-халақит нисбати бир квантлаш разряди квантлаш шовқини таъсирида 6 дБ бўлади.

Рақамли филтър сифатида (17.40) ва (17.41) чекланган фаркли тенгламадаги алгоритмларни амалга оширувчи махсус сигнал процессорларидан фойдаланиш мумкин. Сигнал процессорлари бир вақтнинг ўзида АРЎ ва РАЎ вазифаларини ҳам бажаради.

Назорат саволлари

1. Импульс модулятори структуравий схемасини чизинг ва тушунтиринг.
2. Котельников теоремасини тушунтириб беринг.
3. АИМ ва ШИМ сигналлар вақт диаграммаларини чизинг.

4. ЧИМ ва ФИМ сигналлар вақт диаграммаларини чизинг.
5. Модуляцияланган импульслар кетма-кетлиги спектрал зичлиги ифодасини ёзинг ва тушунтиринг.
6. Дискретизацияланган сигналларни қайта тиклаш жараёни қандай бўлади?
7. Дискретизацияланган сигналларни қайта тиклаш қурилмаси чиқишидаги сигнал шаклини $RC=\tau$ га боғлиқлигини тушунтиринг.
8. Аналог сигнал спектрини унинг дискрет оний қийматлари орқали аниқлаш жараёнини тушунтиринг.
9. Фурье дискрет алмаштириши нима?
10. Фурье дискрет алмаштириши асосий хоссаларини айтиб беринг.
11. Фурье тескари алмаштириш нима?
12. Z-алмаштириш нима ва унинг асосий хоссаларини айтиб беринг.
13. Рақамли фильтр қайндай қисмлардан иборат?
14. Рақамли фильтрларда АРЎ ва РАЎ қурилмалари қандай вазифани бажаради?
15. Квантлаш жараёни нима, квантлаш шовқини рақамли фильтрлашга қандай таъсир қилади?
16. Норекурсив фильтр ишлаш жараёнини тушунтиринг.
17. Рекурсив фильтр ишлаш жараёнини тушунтиринг.
18. Рекурсив ва норекурсив фильтрлар асосий хоссаларини таққосланг.

18. АХБОРОТЛАРНИ КРИПТОҲИМОЯЛАШ

18.1. Асосий тушунчалар ва таърифлар

Криптология ахборотларни математик усуллар ёрдамида ўзгартириб ҳимоялаш ҳақидаги фандир. Криптология икки йўналишга эга: криптография ва криптоҳақил.

Криптография ахборотларни махфийлаштириш ва аутентификациялашни таъминловчи ўзгартиришларни ўрганади. Махфийлаштириш бу ўзгартирилган ахборотдан қўшимча ахборотларсиз дастлабки ахборотларни олиб бўлмаслигини таъминлайди. Аутентлик олинган ахборот бутунлигини ва муаллифнинг ҳақиқийлигини билдиради.

Криптоҳақил – ахборотнинг махфийлигини ва аутентлигини шифрлаш калитини билмаган ҳолда, бузувчи математик усулларни бирлаштиради. Криптология бажарадиган вазифага мазмунан яқин, аммо унга кирмайдиган бир қатор фанлар бор. Масалан, стеганография ахборот мажмуасининг яширилганлигини таъминлаш билан шуғулланади. Алоқа каналларида халақит таъсирида бўлган ахборотларнинг бутунлигини таъминлаш эса халақитбардош кодлаш назарияси вазифасига киради. Худди шунингдек, ахборотларни сиқиш математик методлари ҳам криптология фанига яқин туради.

Замонавий криптография қуйидаги тўрт қисмдан иборат:

- симметрик криптоҳимоялар;
- очик калитли криптоҳимоялар;
- электрон имзо тизими;
- калитларни бошқариш.

Криптографиядан фойдаланишнинг асосий йўналишларидан бири бу ахборотларни алоқа каналлари орқали махфийлаштирилган шаклда узатиш (мисол учун электрон почта), қабул қилинган ахборотларнинг ҳақиқийлигини таъминлаш, ахборотларни (маълумотлар базасини, ҳужжатларни) махсус қурилмаларда шифрланган шаклда сақлашдан иборат.

Шифрлаш ва акс шифрлаш талаб этиладиган ахборот, шу билан бирга, электрон имзо ҳам маълум бир алфавит асосида тузилган

матн деб ҳисобланади. Бунда шифрлаш, акс шифрлаш, матн ва алфавит деган атамалар қуйидагиларни англатади:

Алфавит бу ахборотларни кодлашда фойдаланиладиган, бир-биридан фарқланувчи элементар сигналлар тўпламидир.

Матн – алфавит элементларининг тартиблаштирилган тўпламидир.

Замонавий ахборот тизимларида (АТ) фойдаланилаётган алфавитларга мисол тариқасида қуйидагиларни келтириш мумкин:

- Z33 – алфавити – 32 та рус алфавити ҳарфлари;
- Z256 – стандарт код ASCII ва КОИ-8 ларга кирувчи белгилар (символлар);
- $Z_2=(0;1)$ – иккилик алфавит;
- Саккизлик ва ўн олтилик алфавитлар.

Шифрлаш бу очиқ матнларни шифр асосида ўзгартириш жараёни ҳисобланади.

Баъзан «очиқ маълумотлар» атамаси ўрнига «очиқ матн» ва «дастлабки матн», шифрланган маълумотлар атамаси ўрнига эса «шифрланган матн» атамасидан фойдаланилади.

Акс шифрлаш жараёни шифрлаш жараёнига тескари бўлиб, натижада шифрланган маълумотлар калит ёрдамида очиқ матнга айлантирилади. Баъзан адабиётларда «дешифрование» атамаси ҳам учрайди, бу жараёнда шифрланган маълумотлардан калитсиз махфийлаштирилган матнни криптотахлил асосида тиклаш тушунилади.

Криптографияда шифр деганда шифрлаш ва акс шифрлаш тушунилади.

Криптографик тизим ёки шифр очиқ матнни махфийлаштиришда тўғри ва тескари ўзгартиришлар орқали амалга ошириши мумкин бўлган ўзгартиришлар тўплами бирон-бир ташкил этувчиси k орқали белгиланади, яъни T_k шаклида « K » – одатда, калит деб аталади. T_k ўзгартириш « K » калитга мос келувчи алгоритм ва қиймат орқали аниқланади.

Калит – криптографик ўзгартириш алгоритмининг маълум кўрсаткичларини ўз ичига олади, яъни умумий тўплам T нинг маълум бирдан фойдаланиш имкониятини беради. Ушбу калитнинг махфийлиги шифрланган маълумотдан бирламчи матнни қайта тиклаш имкониятини бермаслиги керак.

Калит фазоси деганда калитнинг турли қийматлари тўплами англаниши керак. Одатда, калит алфавитдаги бир неча ҳарфлар

кетма-кетлигидан иборат бўлади. Калит ва «парол» бир-биридан фарқ қилади. «Парол» ҳам алфавит бир неча ҳарфларидан ташкил топган бўлади, аммо у акс шифрлаш учун эмас, ундан субъектларни бир-бирига таққослашда (идентификациялаш) фойдаланилади.

Криптотизимлар икки турли бўлади: симметрик ва асимметрик (ёки очик калитли). Симметрик криптотизимларда шифрлаш ва акс шифрлашда ягона бир калитдан фойдаланилади. Очик калитли криптотизимларда иккита калитдан фойдаланилади: очик (оммавий) ва ёпиқ (махфий) калит бўлиб, улар бир-бири билан математик боғлиқликка эга бўлади.

Ахборот ҳамма фойдаланиши мумкин бўлган очик калит орқали шифрланади, акс шифрлаш эса фақат ахборот олувчига маълум бўлган ёпиқ калит орқали акс шифрланади.

«Калитларни бириктириш» ва «калитларни бошқариш» жараёни ахборотга ишлов бериш билан боғлиқ бўлиб, бунда калитларни яратиш ва уларни тизимдан фойдаланувчиларга тақсимлаш назарда тутилади.

Электрон рақамли имзо (ЭРИ) деб, унинг матнига криптографик усулда ўзгартирилган шаклини бириктириш орқали матни бошқа фойдаланувчи олганда муаллифи ва хабарнинг аслига мослигини текшириш тушунилади.

18.2. Криптотизимларга асосий талаблар

Маълумотларни криптографик махфийлаштириш техник қурилмалар ва дастурлаш асосида амалга оширилиши мумкин. Маълумотларни қурилма ёрдамида махфийлаштириш катта маблаг талаб қилади, аммо у юқори тезликка эга, содда, ҳимояланганлик ва шу каби бир қатор афзалликлари бор. Махфийлаштиришни дастур асосида амалга ошириш қулай ва фойдаланишда керак ҳолларда дастурга зудлик билан ўзгартириш киритиш имкониятини беради.

Замонавий ахборотларни ҳимоялаш криптографик тизимлари қуйидаги келтирилган умумий талабларга жавоб бериши керак:

1. Шифрлаш алгоритмини билиш шифр криптомустанкамлигини камайтирмаслиги керак. Оммавий шаклда фойдаланиладиган криптотизимлар ҳам албатта, ушбу талабга жавоб бериши шарт. Ушбу талабни бажармаслиги GSM мобил алоқа тизимида ва DVD дисклар ҳимоясида бажарилмаслиги нима оқибатларга олиб келиши бунга мисол бўлади.

2. Шифрланган хабарни фақат калит маълум бўлгандагина ўқиш мумкинлигини таъминлаши керак.

3. Шифр бузувчига етарли даражадаги бирламчи кўрсаткичлар ва уларга мос шифрланган маълумотлар маълум бўлганда ҳам криптомустаҳкамликни йўқотмаслиги керак.

4. Ахборотни акс шифрлаш учун турли калитлардан фойдаланиб бажариладиган амаллар сони замонавий компьютерлар таъминлайдиган имкониятлардан юқори бўлиши (бунда бир неча компьютерлардан иборат бўлган тармоқ ҳам назарда тутилади) ёки юқори унумдорликка эга бўлган махсус компьютерлардан иборат бўлган ҳисоблаш тизими яратилишини талаб этиши керак.

5. Калитга ёки бирламчи матнга унча катта бўлмаган ўзгартириш киритилиши шифрланган матн кўринишини сезиларли ўзгаришига олиб келиши керак.

6. Шифрлаш алгоритми таркибий ташкил этувчилари бир хил, ўзгармас бўлиши керак.

7. Шифрланган матн ҳажми (узунлиги) бирламчи матн ҳажми (узунлигига) тенг бўлиши керак.

8. Шифрлаш жараёнида хабарга киритиладиган кўшимча битлар (элементлар) шифрланган матнда тўлиқ ва мустаҳкам ёпиқ бўлиши керак.

9. Шифрлаш жараёнида кетма-кет фойдаланиладиган калитлар орасида содда ва осон аниқланадиган боғланишлар бўлмаслиги керак.

10. Калитлар фазоси (тўплами) даги ҳамма калитлар ахборотларни бир хил ҳимоялаш имкониятига эга бўлиши шарт.

Криптография вазифаларини аниқ ва тўлиқ тасаввур этиш учун криптотахлил ҳақида қуйидаги маълумотларга эга бўлиш керак: Криптотахлилда асосий шахс (ёки гуруҳ) бу шифрланган матнни бузувчи(лар) ҳисобланади. Криптотахлилни амалга оширувчи шахс (гуруҳ)нинг мақсади криптографик усул билан ҳимояланган хабарларни ўқиш ёки қалбакилаштириш ҳисобланади.

Ҳимояланган (шифрланган) матнни очиш ёки қалбакилаштирувчи учун бир қатор кўрсаткичлар маълум бўлиб, шулар математик ёки бошқа тур усуллар учун асос ҳисобланади.

Шифрланган матнни бузувчи шифрлаш ёки электрон рақамли имзо алгоритмини ва уни маълум бир ҳолатда амалга оширишни билади, аммо калитни билмайди.

Шифрланган матнни бузувчида ҳамма шифрланган матнлар

бор, у бундан ташқари бир қисм бирламчи матнга ва унга мос (тегишли) шифрланган матнга ҳам эга.

Шифрланган матнни бузувчи ўз ихтиёрида хабар очилгандан сўнг олинадиган ахборотнинг тан нархини қопловчи миқдорда ҳисоблаш техникасига, тегишли сондаги хизматчилар ва вақт сарфлаш имкониятига эга.

Шифрланган матнни бузувчини бундан сўнг криптотахлилчи деб атаймиз.

Фойдаланилаётган шифр криптомустаҳкамлигини таҳлил этишда инсон факторини ҳам эътиборга олиш керак. Масалан, керакли ахбороти бор шахсни маълум миқдордаги маблағ ҳисобига ёллаб, ундан махфий ахборотни олиш – шифрни бузиш учун яратиладиган суперкомпьютерга қараганда кам маблағ талаб этиши мумкин.

Шифрланган матнни очиш (ўқиш) ёки уни қалбиклаштириш ва калитни криптотахлил ёрдамида ҳисоблаш криптохужум ёки шифрга хужум деб аталади. Муваффақиятли, самарали криптохужумни бузиш (очиш) деб аталади. Криптотахлилчига маълум ахборотлар ҳажмига қараб криптохужум бир неча турга бўлинади.

Шифрланган матнга хужум (1-босқич $K \times 1$). Криптотахлилчига ҳамма ёки бир қисм шифрланган хабар маълум.

Бирламчи матн – шифрланган матнга хужум (2-босқич $K \times 2$). Криптотахлилчи (хужумчи) га ҳамма ёки бир қисм шифрланган хабар ва унинг бирламчи матни маълум.

Бирламчи матн ва шифрланган матнга (3-босқич $K \times 3$). Криптохужумчи бирламчи матнни танлаш имкониятига, ушбу матннинг шифрланган матнини олиши ва улар орасидаги боғланишлар асосида калитни ҳисоблаб топиши мумкин.

Ҳамма замонавий криптитизимлар юқори мустаҳкамликка эга, шу жумладан, 3-босқич $K \times 3$ хужумга ҳам, ҳаттоки криптохужумчи шифрлаш қурилмасига эга бўлган ҳолатда ҳам.

Криptomустаҳкамлик – бу шифрнинг калитсиз акс шифрлашдан сақланиш даражасини белгилайди, яъни криптохужумга чидамлилигини билдиради.

Криptomустаҳкамлик ҳар қандай криптитизимнинг асосий кўрсаткичи ҳисобланади. Криptomустаҳкамликнинг асосий кўрсаткичлари сифатида қуйидагиларни танлаш мумкин:

- турли калитлар сони ёки берилган вақт давомида

шифрланган матнни очадиган калитни топиш;

- берилган эҳтимоллик билан шифрни бузиш учун бажариладиган тадбирлар сони ёки талаб этиладиган вақт;

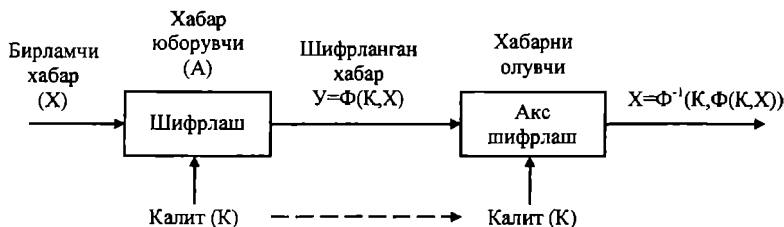
- калит ҳақидаги ахборотни ҳисоблаш учун ёки бирламчи матнни олиш учун талаб этиладиган маблағ.

Ушбу кўрсаткичлар криптохужум қайси босқичда амалга оширилиши мумкинлигини ҳам эътиборга олиши керак.

Шуни ҳам билиб қўйиш керакки, криптография усули билан ахборотни ҳимоялаш, фақатгина шифрнинг криптомуштаҳкамлигига боғлиқ бўлмасдан, балки бир қатор бошқа кўрсаткичларга ҳам боғлиқ, шу жумладан, криптотизимни қурилма ёки дастур шаклида амалга оширишга ҳам боғлиқ.

18.3. Симметрик криптотизимларнинг асосий турлари

Шифрлаш ва акс шифрлаш учун ягона калитдан фойдаланишга асосланган криптотизимлар симметрик криптотизимлар деб аталади (18.1-расм).



18.1-расм. Симметрик криптотизим структуравий схемаси.

Бу криптотизимдан фойдаланувчилар дастлаб ҳар икки томон махфий калитни олишлари керак. Бунда узатилаётган хабарга хужум қилувчининг калитга эга бўлишига йўл қўймаслик чоратадбирлари қўрилиши керак.

Турли симметрик криптотизимлар қуйидаги асосий тоифаларга асосланган бўлади:

Бир ва бир неча алфавитлар алмаштиришлари.

Бир (моно) алфавитли алмаштиришдан фойдаланилганда бирламчи матн алфавитидаги белги (ҳарф)лар ушбу алфавитнинг бошқа белгиларига етарли даражада мураккаб қоида асосида

алмаштирилади. Бир алфавитли алмаштиришдан фойдаланилганда бирламчи хабарнинг ҳар бир белгиси шифрланган матннинг белгисига ягона бир қонуният асосида алмаштирилади. Кўп алфавитли алмаштиришда ўзгартириш қонуни белгидан белгига ўтишда ўзгариб боради. Танланган алфавитга боғлиқ ҳолда шифрни бир ёки кўп алфавитли деб қараш мумкин.

Ўрин алмаштириш.

Мураккаб бўлмаган криптография усули бўлиб, бирламчи матн белгилари ўрни маълум бир қонуният асосида ўзгартирилади. Ўрин алмаштириш усули ёрдамида шифрлаш криптохимояланганлик даражаси юқори бўлмаганлиги учун ундан ҳозирги вақтда деярли фойдаланилмайди.

Блокли шифрлар.

Криптография усулидан фойдаланилганда бирламчи матн маълум давомийликдаги қисмлари матнни қайта тиклаш имкониятини берувчи ўзгартиришлар қритилади. Блокли шифрлашда бирламчи матндаги бир неча белгилар маълум қонуният асосида бир ёки кўп алфавитли асосда алмаштирилади. Ҳозирда блокли шифрлаш амалиётда кенг тарқалган. Россия ва АҚШ шифр стандартлари худди ана шу блокли шифрлашга асосланган.

Гаммалаштириш усулидан фойдаланганда бирламчи матнни криптографик ўзгартиришда бирламчи матн белгилари тасодифийсимон импульслар кетма-кетлиги билан модул бўйича алфавит қувватига тенг шаклда қўшилади. Бунда тасодифийсимон импульслар кетма-кетлиги маълум бир қонуният асосида яратилади. Гаммалаштиришни тўлиқ маънода криптографиянинг алоҳида усули деб ҳисоблаш керак эмас, масалан, тасодифийсимон импульслар кетма-кетлиги блокли шифрлар ёрдамида ҳам яратилиш мумкин.

Агар импульслар кетма-кетлиги ҳақиқий маънода тасодифий, яъни қандайдир физик қурилма ёрдамида яратилса ва унинг бўлакларидан фақат бир марта фойдаланилса, у ҳолда, бир мартали калитли криптотизимдан фойдаланган бўламиз.

18.4. Блокли шифрлар ҳақида умумий тушунчалар

N разрядли блок деганда ноль ва бирлардан иборат бўлиб, узунлиги N^3 бўлган кетма-кетликни тасаввур этиш керак, яъни

$$X = (x_0, x_1, x_2, \dots, x_{N-1}) \in Z_{2,N}, \quad (18.1)$$

бунда, X ва $Z_{2,N}$ ларни вектор ёки иккилик бутун сон деб ҳисоблаш мумкин.

$$\|X\| = \sum_{i=0}^{N-1} x_i 2^{N-i-1}. \quad (18.2)$$

$\pi \in SYM(Z_{2,N})$ да $\pi: x \rightarrow y$ бўлса ва $x = (x_0, x_1, x_2, \dots, x_{N-1})$, $y = (y_0, y_1, y_2, \dots, y_{N-1})$ бўлса, уни блокли шифр деб аталади. Блокли шифр умуман олганда ўрин алмаштириш усулининг хусусий шакли бўлиб, уни алоҳида ўрганишни талаб қилади, чунки кўпгина ахборот узатиш тизимларида фойдаланиладиган симметрик шифрлар блокли шифр бўлиб, уларни алгоритмик асосда ифодалаш оддий ўрин алмаштириш деб қарашдан кўра афзалроқ. Шифрлаш назариясида умумий комбинациялар $Z_{2,N}$ дан ажратилган бир қисмига π билан белгиланади, яъни $\pi \in SYM(Z_{2,N})$.

Агар $\pi \in SYM(Z_{2,N})$ учун $\pi(x_i) = y_i$ ($0 \leq i < m$) деб ҳисоблаб бирламчи матн $X = \{x_i, x_i \in Z_{2,N}\}$ ва шифрланган матн учун эса $Y = \{y_i\}$ деб ҳисобласак, у ҳолда $\pi(x)$ (агар $x \in \{x_i\}$) ҳақида нималарни айтиш мумкин. π алмаштиришлар умумий $Z_{2,N}$ алмаштиришларнинг бир қисми бўлгани учун y_i лар турлича бўлади ва $\pi(x_i) \notin y_i$ ҳолати пайдо бўлади, чунки $x \in \{x_i\}$. Бундан ташқари умумий ўриналмаштиришлар $SYM(Z_{2,N})$ даги $(2^N)!$ дан $(2^N - m)!$ қисми қуйидаги тенгликка жавоб беради, яъни:

$$\pi(x_i) = y_i \quad (0 \leq i < m). \quad (18.3)$$

Такроран эслатамиз, π умумий ўрин алмаштиришлар $SYM(Z_{2,N})$ нинг элементи ҳисобланади. Агар $SYM(Z_{2,N})$ нинг бир қисми Π га тегишли бўлса, у ҳолда, аниқроқ хулоса чиқариш мумкин. Масалан, агар $\Pi = \{\pi_j; 0 \leq j < 2^N\}$, $\pi_i = (i+j) \pmod{2^N}$, ($0 \leq i < 2^N$) бўлса, у ҳолда, $\pi(x)$ нинг қиймати берилган x учун π нинг қийматини аниқлаш имконини беради. Бу ҳолда X Цезар ўрин алмаштиришлари $Z_{2,N}$ нинг бир қисмини ташкил этади, яъни $SYM(Z_{2,N})$ нинг бир қисмини англатади.

Ушбу хоссанинг криптографик маъноси қуйидагича: агар бирламчи матн тўлиқ симметрик тўпладан бир қисми бўлган π

дан фойдаланиб амалга оширилса, у ҳолда, бирламчи ва шифрланган матнларни таққослаш асосида иш юритувчи криптохужумчи $y \in y_i$ даги бирламчи ахборотни аниқлаш имкониятига эга бўлмайди.

Агар бирламчи матнни шифрлаш учун умумий $P \in SYM(Z_{2,N})$ нинг бир қисми π дан фойдаланилса, у ҳолда, P ўрин алмаштиришларни блокли шифрлар тизими ёки блокли ўрин алмаштиришлар тизими деб атаймиз. Блокли шифрлар тизими $Z_{2N} = Z_{2,N}$ алфавитнинг хусусий бир алфавитли ҳолати деб ҳисобланади.

Ахборот узатиш қурилмаларида блокли шифрлардан бир вақтнинг ўзида кўп хабар узатувчилар фойдаланадилар. Блокли шифрларнинг калит тизими симметрик кўплик Z_{2N} нинг бир қисми $P(K)$ дан иборат бўлади, яъни $P(K) = \{\pi\{k\} : k \in K\}$ бўлиб, k калит ҳисобланади ва K калитлар умумий фазоси (мажмуаси) ҳисобланади. Бунда турли калитлар $Z_{2,N}$ ўрин ўлмаштиришларига мос келиши талаб этилмайди.

Блокли шифрларнинг $P(K)$ калитлар тизимидан қуйидагича фойдаланилади: Хабар узатувчи i ва олувчи j умумий калитлар K дан ягона k калитдан фойдаланиш ҳақида келишиб оладилар ва танланган калитдан фойдаланиб бирламчи матн шифрланади ва узатилади. $\gamma = \pi\{k, x\}$ шаклидаги ёзув N разрядли блокдан ва калит k дан фойдаланиб шифрлаш амалга оширилганлигини билдиради.

Фараз қилайлик криптохужумчига:

- калитлар фазоси (мажмуаси) маълум;
- калит K қиймати асосида $P(K)$ ўрин алмаштиришларни аниқлаш алгоритми маълум;
- фойдаланувчи қайси бир калитни танлагани номаълум бўлсин.

У ҳолда, криптохужумчида узатилган матнни бузиш (очиш) учун қандай имкониятлар борлигини кўриб чиқамиз:

- фойдаланувчи i ёки j нинг калитни сақлашга масъулиятсизлигидан фойдаланиб калитни олиш;
- Фойдаланувчи i томонидан фойдаланувчи j га телефон ёки компьютер тизими орқали узатилаётган шифрланган хабар γ ни ноқонуний равишда қабул қилиб олиб, калитлар тўплами K даги турли калит k лардан фойдаланиб уни ўқишга эришиш;

• бирламчи ва шифрланган матнлардан фойдаланиб ($X \leftrightarrow Y$) калит танлаш усулидан фойдаланиш;

• бирламчи ва шифрланган матнларни криптоахлил қилишда бирламчи матн X ва шифрланган матн Y орасидаги боғлиқликлардан фойдаланиб калит k ни аниқлаш.

Бирламчи ва шифрланган матнларда N разрядли блоklarнинг такрорланиш частотаси рўйхатини тузиш орқали эҳтимоллиги юқори сўзларни кидиришни амалга ошириш. Бунинг учун қуйидаги ахборотлардан фойдаланиш мумкин:

• ассемблер дастурида тузилган листинг кучли ифодаланган структуралашган форматга эга бўлишидан;

• чизма ва товуш сигналларининг рақамли шаклда ифодаланганда, унда фойдаланиладиган белгилар чекланган бўлишидан.

Мисол учун, $N=64$ ва $SUM(Z_{2,N})$ элементларнинг ҳар бирдан ўрин алмаштиришларда фойдаланиш мумкин бўлса, u ҳолда, калитлар умумий сони $K = SUM(Z_{2,N})$ бўлади. U ҳолда, 2^{64} та 64 разрядли блоklar ҳосил бўлади.

• Криптохужумчи $2^{64} = 1,8 \times 10^{19}$ қатордан иборат бўлган рўйхатни назорат қила олмайди.

• 2^{64} -та калитларнинг ҳар бирдан алоҳида-алоҳида фойдаланиб шифрланган матнни очишга улгурмайди, баъзи N разрядли блоklar $\pi\{k,x\} = y_i$, ($0 \leq i < m$) учун бирламчи ва шифрланган матндаги ўхшашликларни аниқлаган ҳолда ҳам қолган $x \in \{x_i\}$ лар учун $\pi\{k,x\}$ блоklари номаълумлигича қолади, натижада, криптохужумчи ахборотни очиш имкониятига эга бўлмайди.

Алфавити $Z_{2,64}$ ва калитлар фазоси (мажмуаси) $K = SUM(Z_{2,64})$ бўлган шифр блоklари ёрдамида шифрлаш тизими бўлинмас бўлади, яъни ҳамма 64 разрядли 2^{64} калитлардан ҳар бири орқали шифрланган матнни очиш криптохужумчи имконияти даражасида бўлмайди.

Одатда, криптоанизимни яратган ва уни очишга уринадиган криптохужумчи бир хил қийинчиликка эга бўлади: криптоанизимдан фойдаланувчи ҳамма 2^{64} ўрин алмаштиришлардан фойдалана олмайди, криптохужумчи эса ҳамма 2^{64} та калитлардан фойдаланиб шифрланган матнни очишга вақт имконияти йўқ. Шундай қилиб, 2^{64} разрядли шифр блоklarининг ҳаммасидан шифрлашда фойдаланилмайди. Демак, яхши блокли шифрларга қуйидаги

асосий талаблар қўйилиши керак:

- $N \geq 64$ бўлиши керак, бу ҳолда, ҳама 2^{64} шифр блоклари рўйхатини тузиш ва ундан фойдаланиш қийинлашади (АҚШда фойдаланиладиган шифр давлат стандартида $N=128$ этиб қабул қилинган);

- калитлар фазоси (мажмуаси) шунча кўп бўлиши керакки у криптохужумчига калитларни танлаш йўли билан шифрланган матнни очиш имкониятига эга бўлмасин;

- бирламчи ва шифрланган матн учун $\pi\{k,x\}: x \rightarrow y = \pi(k,x)$ боғлиқлиги шундай мураккаб бўлиши керакки, бирламчи ва шифрланган матн орасидаги боғлиқликнинг бир қисми маълум бўлган ҳолда ҳам аналитик ва статистик усуллардан фойдаланилган тақдирда ҳам шифр калитни топиш мумкин бўлмасин.

18.5. Блокли шифрларни генерациялаш

Блокли шифрларни яратишнинг энг кўп тарқалган усулларидан бири Фейстал тармоғидан фойдаланиш ҳисобланади. Фейстал тармоғи деганда ҳар қандай функцияни (боғлиқликни) F функция ёрдамида кўп сонли блоklar орқали алмаштириш тушунилади.

Бу қурилма Хорс Фейстал томонидан ихтиро қилинган бўлиб, АҚШ (DES) ва Россияда (ГОСТ 28147-89) қабул қилинган шифрлаш стандартига асос қилиб олинган. Фейстал тармоғининг асосини ташкил этувчи F функция ночизикли бўлиб, амалда ҳамма ҳолатларда ҳам қайталанмайди.

F функцияни қуйидаги кўринишда ифодалаш мумкин:

$$F: Z_{2,N/2} \times Z_{2,k} \rightarrow Z_{2,N/2}, \quad (18.4)$$

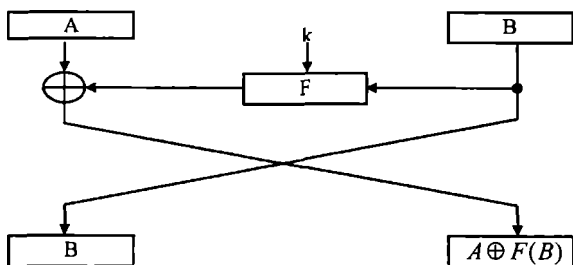
бунда, N – ўзгартириладиган матн давомийлиги (узунлиги) бўлиб, u жуфт бўлиши шарт; k – калит сифатида фойдаланиладиган ахборот блоқи давомийлиги (узунлиги).

X -ни матн тўлиқ блоқи деб ҳисоблаб, уни иккита бир ҳил давомийликдаги ним блоklar шаклига келтирамиз, яъни $X = \{A, B\}$. У ҳолда Фейстал тармоғи бир қисми давомийлиги қуйидагича аниқланади:

$$X_{i+1} = B_i \parallel (F(B_i, K_i) \oplus A_i), \quad (18.5)$$

бунда, $X_i = \{A_i, B_i\}$ – конкатация амали ва \oplus – битлар орқали ҳисобдан чиқарувчи ИЛИ (ЁКИ) амалини билдиради.

Фейстал тармоғининг ишлаш жараёнини тушунтирувчи схема 18.2-расмда келтирилган. Фейстал тармоғи чекланган сонли итерациялардан иборат бўлиб, итерациялар сони яратилиши керак бўлган шифр криптомустаҳкамлигига боғлиқ бўлади. Охириги итерация амали бажарилгандан сўнг ним блоklar ўрнини алмаштириш керак эмас, чунки бу амал шифрнинг криптомустаҳкамлигига аъсир этмайди.



18.2-расм. Фейстал тармоғи итерация амалини бажариш структуравий схемаси.

Ушбу таркибдаги шифр бир қатор афзалликларга эга бўлиб, улар қуйидагилардан иборат:

- шифрлаш ва акс шифрлаш амаллари бир-бирига мос келади, фақатгина калит ҳақидаги ахборотдан тескари тартибда фойдаланилади;
- шифрлаш ва акс шифрлаш қурилмаларида бир хил блоklarдан фойдаланиш мумкин.

Ушбу усулнинг камчилиги ҳар бир итерациядан сўнг ишлов берилаётган матннинг фақат бир қисми ўзгаради, натижада, криптомустаҳкамликни таъминлаш учун итерациялар сонини кўпайтириш талаб этилади.

F функцияни танлашга нисбатан аниқ бир талаб йўқ, аммо бу функция калитга боғлиқ равишда ночизикли алмаштиришларни, аралаштиришларни ва силжитиш амалларини бажаришни таъминлаши шарт.

Блокли шифрларни яратишнинг яна бир усули калитга боғлиқ қайталанувчи ўзгартиришларни амалга ошириш ҳисобланади. Бу усулдан фойдаланилганда ҳар бир итерация амали бажарилганда шифр тўлиқ ўзгаради, бунинг натижасида итерация амаллари сони

камаяди. Ҳар бир итерация маълум бир амалларни бажариш кетма-кетлигидан иборат (одатда, бу жараён «қаватлар» деб аталади). Одатда, қайталовчи ночизикли қаватларни алмаштириш, чизикли алмаштириш қавати ва бир ёки икки қават калитни аралаштиришдан иборат бўлади. Бу усулнинг камчилиги ундан фойдаланилганда шифрлаш ва акс шифрлашни амалга оширишда бир хил блоклардан фойдаланиш мумкин эмас, натижада, аппаратни ёки дастурни амалга ошириш учун талаб этиладиган сарф-харажатлар миқдори ошади.

18.6. DES шифрлаш усули ва унинг турлари

Америка Қўшма Штатларида фойдаланиладиган маълумотларни махфийлаштириш (ёпиш)нинг 1978 йилда қабул қилинган DES (Data Encryption Standard) стандарти блокли шифрлаш турига киради. Бу стандартдан фойдаланиш юқори техник ва дастурий самарадорликни таъминлаш билан бирга, секундига бир неча мегабайт ахборотни шифрлаш имкониятига эга.

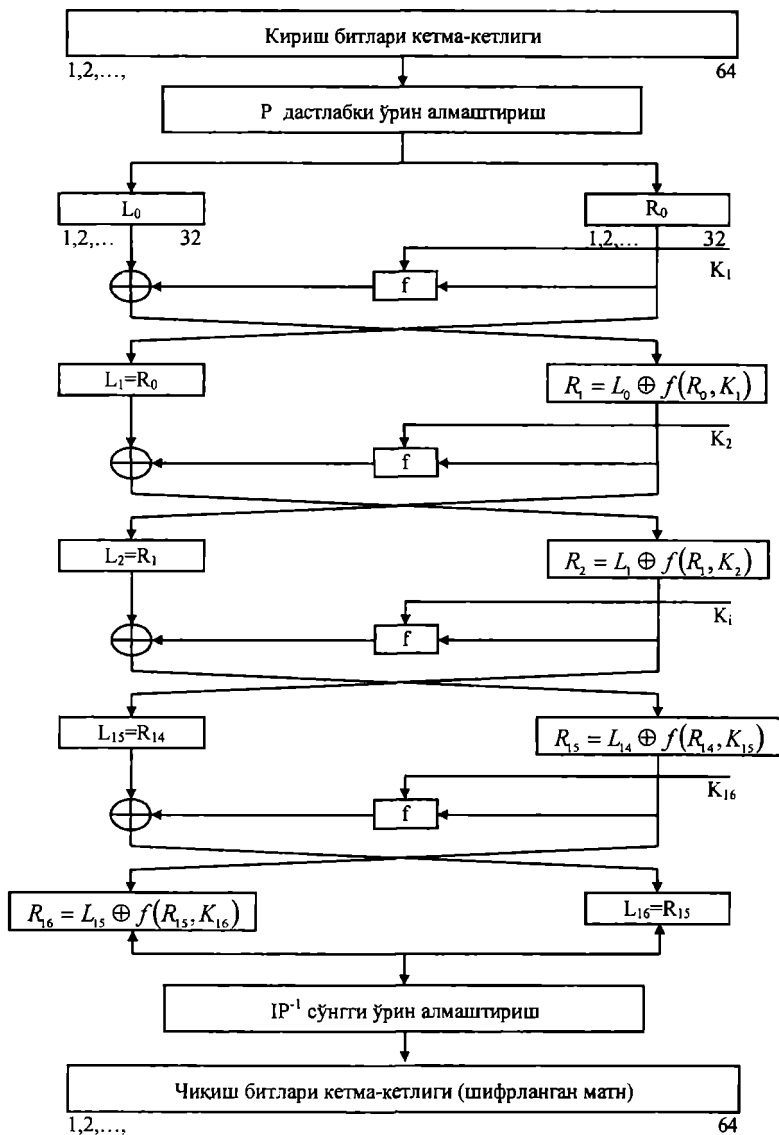
DES шифри 33 та шакл ўзгартириш натижасида амалга оширилади, яъни:

$$DES = IP^{-1} \times \pi_{\tau_6} \times \theta \times \dots \times \theta \times \pi_{\tau_1} \times IP, \quad (18.6)$$

бунда, IP (Initial Permutation – бирламчи ўрин алмаштириш) бўлиб, IP^{-1} билан симли коммутациялашдан иборат, яъни

$$\begin{aligned} &58, 50, 42, 34, 26, 18, 10, 2, 60, 52, 44, 36, 28, 20, 12, 4, \\ &62, 54, 46, 38, 30, 22, 14, 6, 64, 56, 48, 40, 32, 24, 16, 8, \\ &57, 49, 41, 33, 25, 17, 9, 1, 59, 51, 43, 35, 27, 19, 11, 3, \\ &61, 53, 45, 37, 29, 21, 13, 5, 63, 55, 47, 39, 31, 23, 15, 7, \end{aligned} \quad (18.7)$$

бунда, $\theta \times \pi_{\tau}$ амали бўлиб, θ – бирламчи маълумот чап ва ўнг томон ярмининг ўрнини алмаштиришни, яъни Фейстал амалининг бир итерацияси ҳисобланади. Шуни таъкидлаймизки, DES алгоритми асосида шифрлаш охирида ним блоклар ўрнини алмаштириш керак эмас (18.3-расм).



18.3-расм. DES усулида шифрлаш алгоритми.

π_i ($1 \leq i \leq 16$) алмаштириши 5-босқичида амалга оширилади. DES амалининг тескарисидан фойдаланиб акс шифрлаш амали бажарилади, яъни

$$DES = IP^{-1} \times \pi_1 \times \theta \times \dots \times \theta \times \pi_{16} \times IP. \quad (18.8)$$

DES усулида шифрланган матни акс шифрлашда бажариладиган амаллар қайталанувчи бўлгани учун шифрлашда фойдаланилган блоклар ёрдамида бажарилади.

DES стандарти самарадорлигини таҳлил этамиз: бирламчи матн блоклари давомийлиги 64 га тенг бўлгани учун, криптохужумчи блоклардан фойдаланиш рўйхатидан фойдаланиб шифрланган матни очиш имкониятига эга эмас, ҳозирги техника бунга имконият бермайди.

DES стандарти бир қатор камчиликларга эга. DES стандарти 1978 йилда қабул қилинган сўнгги даврда компьютер техникаси тез ривожланиши натижасида, криптохужумчи калит танлаш ва шифрланган матни очиш имкониятига эга бўлди. Бу имконият ҳозирда яна ошиб бормоқда, чунки криптохужумнинг натижали тугалланиш эҳтимоллиги ортмоқда.

1998 йилда АҚШда тан нархи 100000 доллар бўлган компьютер ёрдамида «бирламчи матн ва шифрланган матн» жуфтлиги асосида шифр калитни 3 кеча-кундузда аниқлаш имконияти яратилди. Шундай қилиб, DES стандартининг дастлабки 1978 йилда қабул қилинган стандарт ахборотларни махфий шаклда етказиш талабига жавоб бериш қобилияти камайди.

DES шифрлаш стандартининг самарадорлигини ошириш учун бир қатор таклифлар киритилди. Уладан биринчиси «учкаррали DES» деб аталади ва унинг ишлаш алгоритми қуйидагича:

$$EDE3_{k_1, k_2, k_3}(x) = DES_{k_1}(DES_{k_3}^{-1}(DES_{k_2}(x))). \quad (18.9)$$

Шундай қилиб, $EDE3$ давомийлиги $56 \times 3 = 168$ битли калитга ва 64 битли блокни шифрловчи иккинчи калит k_2 ва учинчи калит k_3 ёрдамида шифрланади. Биринчи навбатда k_2 калит билан шифрлашнинг сабаби, оддий DES да шифрлашни ҳам сақлаб қолишдан иборат бўлиб, агар $K = k \times k \times k$ танланса, у ҳолда, $EDE3_k = DES_k$ бўлади. $EDE3_k$ дан фойдаланишдан мақсад, DES2

бўлганда (икки карралаи DES) унинг ўрта қисмига криптохужум қилиш эҳтимоллиги туғилади ва шифрланган матнни очиш эҳтимоллиги ошади. EDE3 тизимидан фойдаланилганда криптохужум қилувчи қурилманинг ва дастурнинг шифрланган матнни очиш тезлиги секинлашади.

1984 йилда Рон Ривест, DESнинг яна бир EDE3 даги камчиликларни камайтириш усулини таклиф этди ва уни DESX (DES eXtended) деб аталди. DESX ишлаш алгоритми қуйидагича:

$$DES_{k_1, k_2, k_3} = k_2 \oplus DES_k(k_1 \oplus x), \quad (18.10)$$

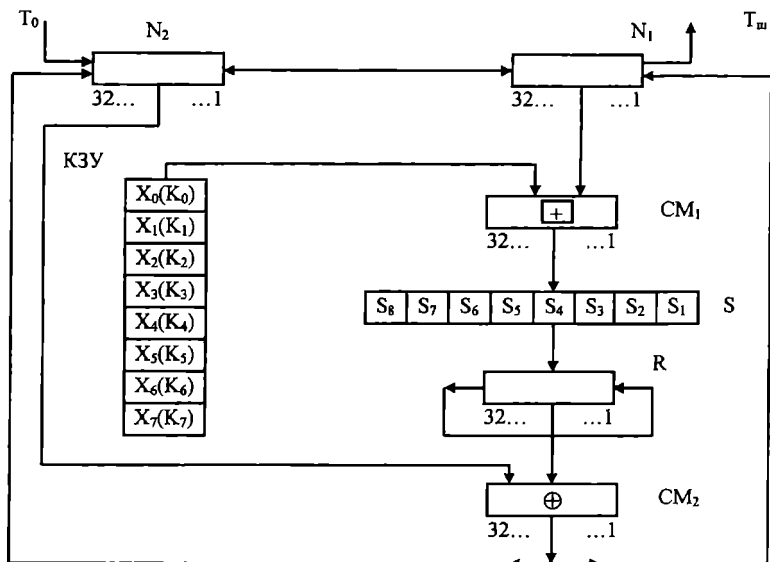
бўлиб, бунда, $DESX_k = k \times k_1 \times k_2$, калит $54+64+64=184$ битдан иборат бўлиб, учта турли калитлар бирикмасидан ташкил топган, улардан DES_{k, k_1} – дастлабки «шовкинсимонлаштирувчи» ва «натижавий шовкинсимонлаштирувчи» калит ҳисобланади.

Хабар блокини шифрлаш учун уни иккилик модуль бўйича k_1 билан қўшилади, k калитли DES алгоритми асосида шифрланади ва у яна иккилик модуль бўйича k_2 калит билан қўшилади. Шундай қилиб, DESX дан фойдаланиб шифрлашни амалга ошириш DES дан икки марта иккилик модуль асосида қўшиш амалига фарқ қилади.

DESX тизимида «ИЛИ» – ҳисобдан чиқариш амалининг икки марта такрорланиши унинг калитини топишнинг криптотизимга чидамлилигини оширади. DESX шифрлаш тизими DES тизимига нисбатан криптохужумчи томонидан шифрланган матн калитини аниқлаш имкониятини камайтиради ва уни бошқа ҳужумларга нисбатан чидамлилигини оширади. DESX шифрлаш тизимидаги «ИЛИ» – ҳисобдан чиқариш амалини қўшиш амалига алмаштириш асосида унинг криптоустаҳкамлигини ошириш мумкин. Аммо бундай шифрни ҳам очувчи компьютер тизими яратилиши мумкин.

АҚШда 2000 йил 2 октябрдан бошлаб Rijndael шифрлаш тизими қабул қилинган бўлиб, калит ва шифр блоклари ва калитлари 128, 192 ёки 256 разрядлардан иборат бўлиши мумкин.

Россия Федерациясида шифрлаш учун 28147-89 стандарти қабул қилинган. Ушбу стандарт ахборот тизимларида матнни шифрлаш учун ягона ҳисобланади. Бу стандарт давлат ташкилотлари, корхоналари, банк ва бошқа идоралар томонидан ахборот хавфсизлигини таъминлашда фойдаланиши мажбурий



18.4-расм. ГОСТ 28147-89 стандартида шифрлаш алгоритми.

хисобланади. Бошқа ташкилотлар ва хусусий шахслар учун ушбу стандарт фойдаланиш учун тавсия этилади. Бу стандарт шифрларни яратиш бўйича бутун дунё мутахассислари тўплаган тажриба ва турли шифрларни камчиликларини, шу жумладан, DES шифрлаш тизими камчиликларини эътиборга олган ҳолда яратилган. Бу стандарт Форсет тармоғи усулида шифрлашга асосланган (18.4-расм).

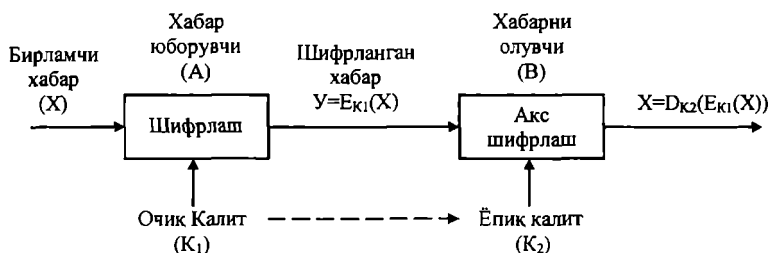
Криптографик ўзгартиришлар бир неча иш ҳолатига эга бўлиб, ҳамма ҳолатларда ҳам давомийлиги 256 битли калитлардан фойдаланилади. Бу калитлар 8 та 32 разрядли $X(i)$ сонлар орқали ифодаланади.

$$W = X(7)X(6)X(5)X(4)X(3)X(2)X(1)X(0). \quad (18.11)$$

Акс шифрлашда ҳам шифрлашдаги калитдан фойдаланилади, фақат бирламчисига тескари кетма-кетликдаги амаллар бажарилади.

18.7. Асимметрик криптоотизимлар

Криптографик тизимнинг яна бир тури асимметрик ёки икки калитли тизим ҳисобланади (18.5-расм). Асимметрик тизимларда шифрлаш ва акс шифрлаш учун бир-бирига маълум муносабда боғлиқ турли калитлардан фойдаланилади, аммо бунда бир калитни билган ҳолда бошқа калитни аниқлаш, ҳисоблаш нуктаи-назаридан жуда мураккаб. Бунда калитлардан бири (шифрловчи) умумий фойдаланувчи бўлган ҳолда ҳам, иккинчи калит махфийлигича сақланиши керак. Агар акс шифрловчи калит умумий фойдаланишда бўлса, у ҳолда, хабарни аутентификациялашни амалга ошириш мумкин. Кўп ҳолларда калитлардан бири кўпчилик томонидан бўлгани учун бундай криптография тизими очик калитли тизим номини олган.



18.5-расм. Асимметрик криптоотизим структуравий схемаси.

Очик калитли криптоотизим учта алгоритм орқали аниқланади: калитларни генерациялаш, шифрлаш ва акс шифрлаш. Калитларни генерация қилиш калити очик бўлиб, унинг киришига ҳар бир фойдаланувчи тасодифий r сатрни киритиб k_1 ва k_2 калитлар жуфтлигини олиши мумкин. Булардан K_1 калит эълон қилинади ва у очик калит деб аталади, иккинчиси махфий бўлиб сир сақланади. Шифрлаш алгоритми E_{k_1} ва акс шифрлаш алгоритми D_{k_2} бўлиб, ҳар қандай очик матн учун

$$mD_{k_2}(E_{k_1}(m)) = m. \quad (18.12)$$

Мисол тариқасида қуйидаги ҳолатни таҳлил этамиз: Криптохужумчи тизимга кириши учун калит k_1 маълум, аммо

махфий калит k_2 махфий деб ҳисоблаймиз. Криптохужумчи криптограмма d га эгалик қилди ва хабар m ни топишга ҳаракат қилади, бунда, $d = E_{k_1}(m)$. Шифрлаш алгоритми очиқ бўлгани учун криптохужумчи n давомийликдаги хабарларни аста-секин ва кетма-кет танлаб, уларнинг ҳар бири m_i учун криптограмма $d_i = E_{k_1}(m_i)$ аниқлайди ва d_i ни d билан таққослайди. Агар $d_i = d$ ҳолат рўй берса, шифрланган матн очилади. Энг номаъқул ҳолатда турли калитлардан фойдаланиб шифрланган хабарни очиш учун $2^n T(n)$ вақт сарф бўлади, бунда, $T(n)$ – давомийлиги n та элементдан иборат хабар учун сарфланган вақт. Агар хабар давомийлиги элементлари сони $n=1000$ бўлса, бу ҳолда, турли калитларни танлаш усули билан катта самарали (тезликда ишловчи) компьютер ҳам шифрланган матнни очиш имкониятига эга бўлмайди. Умуман олганда, криптохужумчи шифрланган матнни турли усуллардан фойдаланиши мумкин: тасодикий бир калитдан фойдаланиш; билимини ишлатиб математик усулда очиқ калит ва махфий калит орасидаги боғланишни аниқлаш. Албатта, бунда назарий мураккаб усуллардан ҳам фойдаланишга тўғри келади. Калитни топиш ҳисоблашлари ҳажми қанча кўп бўлса, шифр шунчалик криптомуस्ताҳкам ҳисобланади.

Криптография фанига етарли даражада мураккаб бир қанча шифрлаш усуллари маълум бўлиб, улар турли математик асосларга ва алгоритмларга эга. Албатта, уларнинг криптохужумга чидамлилиги ҳам турлича.

Ўзбекистон Республикасида ҳам бир қатор криптографик тизимлар яратилган ва улар асосида криптоҳимоялаш давлат стандарти қабул қилинган.

18.8. Электрон рақамли имзо

Хабар узатувчининг хабар олувчига бирон-бир хабарни оддий усулда жўнатиш кўп ҳолларда турлича муаммоларнинг келиб чиқишига олиб келади. Масалан, биржада акцияларни сотиш ҳақидаги буйруқлар, фармоишлар ва кўрсатмаларни электрон алоқа воситалари орқали узатганда ушбу жараён қатнашчилари ахборотнинг ҳимояланганлиги кафолатига эга бўлишлари талаб этилади. Бунда жараён қатнашчилари асосан қуйидаги ҳолатларга дуч келадилар:

- рад этиш – хабар юборган ўзи юборган хабарни рад этиши;

- қалбакилаштириш – қабул қилувчи хабарни ўзгартиради, қалбакилаштиради;
- ўзгартириш – қабул қилувчи хабарни ўзгартиради;
- ниқоблаш – тартиббузар хабарни бошқа шахсга расмийлаштиради ва ҳ.к.

M – хабарнинг ҳақиқийлигини аслига мослигини аниқлаш учун A шахсдан B шахс қуйидагиларни талаб қилади:

1. Хабар узатувчи A , хабар M га қўшимча ахборот берувчи имзо киритиши керак. Бу имзо хабар M га ва умуман олганда, ахборот олувчи B га ва фақат ёпиқ ахборотни юборувчи KA га маълум бўлиши керак.

2. Албатта, хабарга қўйилган тўғри имзо $M : SIG\{KA, M$ таққословчи B) хабар олувчи B учун KA нинг иштирокисиз тузилмаслиги керак.

3. Эскирган хабарлардаги имзолардан қайта фойдаланмаслиги учун имзони тузиш жараёни вақтга боғлиқ бўлиши керак.

4. Хабарни олувчи B албатта $M : SIG\{KA, M$ таққословчи B хабар узатувчи A нинг имзоси тўғрилигига ишонч ҳосил қилиши керак.

18.8.1. Асимметрик криптоанизимга асосланган электрон рақамли имзо

ЭРИни шакллантириш учун Ривеста-Шамара-Адлеман криптографик тизимини асос қилиб оламиз.

Қуйидаги алгоритм асосида хабар узатувчи A хабарни олувчи B га M хабарни электрон рақамли имзо билан юборади, яъни:

$$SIG(M) = E_{C_B, n_B}(E_{d_A, n_A}(M)), \quad (18.13)$$

бунда, у ўзининг махфий ўзгартириши E_{d_A, n_A} ва хабар олувчи B нинг очик ўзгартириши E_{C_B, n_B} дан фойдаланади.

Хабар олувчи B дастлаб ўзидаги махфий ўзгартириш алгоритми E_{d_B, n_B} дан имзонинг ҳақиқийлигини аниқлаш учун фойдаланади ва натижада,

$$E_{d_A, n_A}(M) = E_{d_B, n_B}(SIG(M)) = E_{d_B, n_B}(E_{d_A, n_A}(M)), \quad (18.13)$$

ни, сўнгра хабар юборувчи A нинг очик E_{e_a, n_a} калитидан фойдаланиб хабар M ни олади:

$$M = E_{e_a, n_a}(E_{D_a, n_a}(m)). \quad (18.14)$$

Қабул қилувчи B қабул қилинган хабар M ни имзони текшириш натижасида, олган хабарни таққослаш натижасида, олинган хабарнинг ҳақиқийлиги – ясама (қалбаки)лиги ҳақида қарор қабул қилади.

Юқоридаги мисолда ЭРИнинг ҳақиқийлигини фақатгина хабар олувчи B текшириши мумкин. агар ЭРИни ҳар қандай фойдаланувчи томонидан ҳақиқийлигини текшириш учун ЭРИни шакллантириш усули соддалашади ва қуйидаги ифода орқали аниқланади:

$$SIG(M) = E_{d_a, n_a}(M), \quad (18.15)$$

ва фойдаланувчилар ЭРИнинг ҳақиқийлигини хабар узатувчи A нинг очик ўзгартиришлари орқали амалга ошади:

$$M = E_{e_a, n_a}(SIG(M)) = E_{e_a, n_a}(E_{d_a, n_a}(m)) \quad (18.16)$$

ЭРИдан бир вақтда бир неча фойдаланувчи ҳолати ҳужжатларни кўп фойдаланувчига рўйхат асосида тарқатишда учрайди.

ЭРИ тизимида асимметрик криптографик усулидан фойдаланишда қуйидаги камчиликлар бор: Улардан бири асимметрик криптографиянинг тезлигини талаб даражасида эмаслиги бўлиб, унинг тезлигини ошириш учун махсус ҳисоблаш функциясидан фойдаланилади ва бундай функциялар Хеш-функциялар деб аталади. Бу функцияни бажарувчи қурилманинг киришига узатиладиган бирламчи хабар киритилади, чиқишидан давомийлиги белгиланган бирламчисига нисбатан давомийлиги қисқароқ матн пайдо бўлади. ЭРИ яратиш қурилмаси киришига ушбу Хешланган хабар киритилади. Бу усулдан фойдаланиш ЭРИ қурилмаси ишлаш тезлигини оширади ва ЭРИнинг ҳақиқийлигини аниқлаш вақтини сезиларли даражада қисқартиради.

АҚШда ЭРИнинг DSS (Digital Signature Standard) нинг янги стандарти 2000 йил 7 январда қабул қилинган. Ушбу стандартда

ЭРИнинг 3 ҳил алгоритмидан фойдаланиш мумкин. Россия Федерациясида ЭРИдан фойдаланиш АҚШдан сўнг амалга оширилгани учун ундаги ҳамма камчиликлар эътиборга олинган. Хусусан, Хеш-функция давомийлиги оширилиши натижада, тўқнашишлар камайган, ЭРИ генератори мураккаблаштирилган, бу ўз навбатида калитнинг махфийлигини оширади.

18.8.2. Симметрик криптолизимга асосланган электрон рақамли имзо

Кейинги йилларда ЭРИ тизимидаги блокли шифрлардан фойдаланиш амалга оширилди, бунда мураккаб математик функциялардан – такрорланувчи катта сонлар қатори ёки логарифмлаш амалларини бажаришни талаб қилувчи функциялардан фойдаланиш асос қилиб олинган.

Мисол учун, Россия Федерацияси стандарти ГОСТ 28147-89 ни кўриб чиқамиз. Бу стандартда блок ўлчами $n = 64$ бит ва калит ўлчами $n_k = 256$ бит. Хеш блокларни яратиш учун блокли шифрлашдаги ўрин алмаштириш усулидан фойдаланилади, бунда Хеш-блок ўлчами $n_H = 64$ ва ишчи блоклар ўлчамлари қуйидагича аниқланади:

- имзо калити ўлчами:

$$n_{KS} = 2n_H \times n_k = 2 \times 64 \times 256 = 4096 \text{ байт};$$

- имзони текшириш калити ўлчами:

$$n_C = 2n_H \times n = 2 \times 64 \times 64 = 1024 \text{ байт};$$

- имзо ўлчами:

$$n_S = n_H \times n_k = 64 \times 256 = 2048 \text{ байт}.$$

Ушбу имзодан фақат бир марта фойдаланиш мумкин, қайта фойдаланиб бўлмайди. Калит ва имзонинг ўлчамини қуйидагилар асосида камайтириш мумкин:

1. Ҳар бир бит гуруҳлари учун калитларни сақлаш эҳтиёжидан ҳоли бўлиш учун криптомуштаҳкам генератор ёрдамида

керак вақтда ҳосил қилиш мумкин. бунда калит сифатида блокли шифрни имзолашда фойдаланадиган калитдан фойдаланади. ГОСТ 28147-89 да калит ўлчами 256 битга тенг бўлади.

2. Ҳар бирининг ҳақиқийлигини текшириш учун бир қанча калитлар тўпламини сақлашга эҳтиёж, уларни ўрнига уларнинг Хеш-функциялари тўпламини сақлаш етарли бўлади. Калитлар сонини камайтириш мақсадида ҳамма N хабарлар учун ягона «уста-калит» генераторидан фойдаланиш керак бўлади, бунда ҳамма текширувчи комбинациялар Хеш-функциялаш орқали ягона назорат комбинацияси олинади.

18.9. Хешлаш функциялари ва уларга асосий талабалар

Хешлаш жараёни натижасида, хешлаш қурилмаси H киришига турли давомийликдаги бирламчи хабар M киритилади, унинг чиқишида давомийлиги бир ҳил бўлган $H(M)$ ҳосил бўлади. $H(M)$ давомийлиги бирламчи хабар M давомийлигидан кичик бўлади, масалан киришдаги хабар Мегабайт бўлган тақдирда ҳам $H(M)$ давомийлиги 128 ёки 256 бит бўлади. Хеш функциядан криптографик назорат ва хабарнинг бутунлигини аниқлаш учун ҳам фойдаланиш мумкин.

Назарий жиҳатдан икки турли хабар хешлаш натижасида бир хил сиқилган шаклни олиши мумкин. бу ҳолат тўкнашиш деб аталади. Шунинг учун хешлашдаги тўкнашишларни бартараф этиш чорасини кўриш керак. Тўкнашишлардан тўлиқ холи бўлиш мумкин эмас, чунки хешланиши керак бўлган хабарлар сони кўп, аммо хешлаш қурилмаси чиқишидаги битлар сони чекланган.

Аутентификациялаш учун фойдаланиладиган функциялар куйидаги талабларга жавоб бериши керак:

– хеш функцияни ҳар қандай давомийликдаги хабарга қўллаш мумкин;

– хешлаш қурилмаси чиқишидаги битлар давомийлиги аниқ ва чекланган;

– ҳар қандай M хабар учун $H(M)$ ни ҳисоблаш осон бўлиши ва хеш функцияни ҳисоблаш ва ЭРИни текшириш тезлиги бирламчи хабар тезлигидан катта бўлиши керак;

– хешлаш функцияси бир томонлама бўлиши керак, яъни ҳар қандай чиқиш битлари «у» учун кириш «х» ни аниқлаб бўлмаслиги керак;

– ҳар бир хабар M га, ягона бир хеш функция мос келиши керак. Бу хабарни ва имзони қалбакилаштиришга имконият бермайди.

18.10. Криптографик калитларни бошқариш

Ахборотларни махфий узатилганда нафақат криптографик тизимни танлаш, шу билан бирга, калитларни бошқариш ҳам муҳим ўрин тутати. Криптотизим ҳар қанча мураккаб бўлишига қарамай у криптокалитдан фойдаланишга асосланган. Икки фойдаланувчи орасидаги ахборотларни махфий алмашлашда фақат иккита калитдан фойдаланилади, бу ҳолда, калитларни сир сақлаш нисбатан мураккаб эмас, акс ҳолда, бир вақтда юзлаб ва минглаб ахборот узатувчилар орасида калитлар билан ўзаро алмашлаш мураккаб муаммо ҳисобланади.

Калит ахборотлари деб, ушбу узатиш тизимида фойдаланишда бўлган калитлар тўплами тушунилади. Агар калитлар тўғрисидаги ахборот юқори даражада махфий сақланмаса криптохужумчи тизим орқали узатилаётган ахборотлардан бемалал фойдаланиш имкониятига эга бўлади.

Калитларни бошқариш жараёни – ахборот алмашлаш жараёни бўлиб, асосан, уч ташкил этувчидан иборат:

1. Калитларни генерациялаш (ишлаб чиқариш);
2. Калитларни тўплаш.
3. Калитларни тақсимлаш.

Ўртача талабларга жавоб берадиган ахборот тизимларида ахборотларни ҳимоялаш учун тасодифийсимон сонлар кетма-кетлигини генерация қилувчи, вақт бўйича маълум бир дастур бўйича 0 ва 1 лар такрорланувчи калитлардан фойдаланиш мумкин.

Калитларни тўплаш деганда уларни сақлаш, ҳисобга олиш ва ҳисобдан чиқариш жараёнлари назарда тутилади. Ахборотларни махфий айрибошлаш тизимида криптохужумчини қизиқтирадиган нарса калитлар бўлиб, калитларга эгалик қилиш у учун махфий ахборотларга эга бўлиш имкониятини яратати. Шунинг учун калитларни сақлашга алоҳида эътибор бериш керак бўлади.

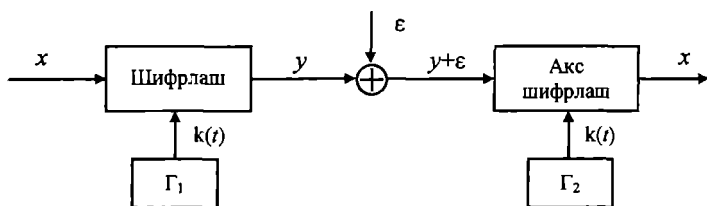
Махфий калитлар қоғозга ва бошқа ахборот ташувчи қурилмаларга (CD диск, флешка ва ҳ.к.) ёзилмаслиги керак, чунки криптохужумчи улардан нусха олиши мумкин.

Юқори даражада мураккаб махфий ахборот узатиш ва

алмашлаш тизимларида доимий равишда калитларни ўзгартириб туриш керак бўлади. Бунинг учун калитлар кичик ахборотлар базаси ташкил этилади. Ушбу калитлар базаси калитларни сақлаш, рўйхатга олиш ва рўйхатдан чиқаришга маъсул ҳисобланади. Калитлар ҳақидаги ҳамма ахборотлар шифрланган шаклда сақланиши керак. Калитлар ҳақидаги ахборотларни шифрланган шаклда сақловчи калитлар – «уста-калит»лар деб аталади. Ахборот тизимидан ҳар бир фойдаланувчи «уста-калит»ни ёддан билиши ва қоғоз, CD диск, флешкалар ва шу каби ахборот ташувчиларда сақламаслиги керак. Ахборот ҳавфсизлигини таъминлаш учун яна бир талаб, калитларни доимий равишда ўзгартириб туриш керак. Бунда бир вақтда «уста-калит»лар ва оддий – шахсий калитлар алмаштирилиши шарт. Жуда муҳим ахборот узатиш тизимларида калитлар ҳар куни алмаштирилиши талаб этилади. Калитларни бошқаришда турли очик ва ёпик тизимлардан фойдаланилади. Калитларни алмаштиришда ўрнатилган тартибдаги расмийлаштириш амаллари бажарилади.

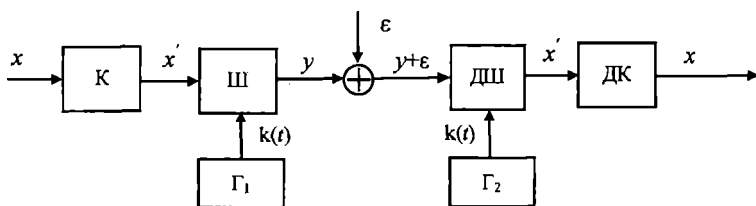
18.11. Ҳимояланган алоқа каналлари

Ҳимояланган алоқа каналнинг структуравий схемаси 18.6-расмда келтирилган. Бунда Γ_1 ва Γ_2 – калитлар синхрон генератори. Ушбу схемада шифрлаш калитлари бирламчи хабар алмашишига қараб янгилашиб боради. Бу тадбир ахборот тизимига ёлгон хабар киритилишидан сақлайди, чунки калит генераторининг ишлаш алгоритми махфий (сир) сақланади. Аммо ушбу структуравий схема асосида ахборот узатиш унинг махфийлигини тўлиқ таъминламайди, криптохужумчи хабарни алмаштириш хавфи сақланиб қолади.



18.6-расм. Оддий ҳимояланган алоқа канали.

Бу ҳолда ахборот қабул қилиш томонида қўшимча ахборот бўлмаса, қабул қилинаётган ахборотнинг ҳақиқий ёки ёлгон эканлигини аниқлаш имконияти бўлмайди. Ушбу муаммони ҳал қилиш учун бирламчи хабарга шифрлашдан олдин қўшимча ортиқчалик киритилади (18.7-расм).



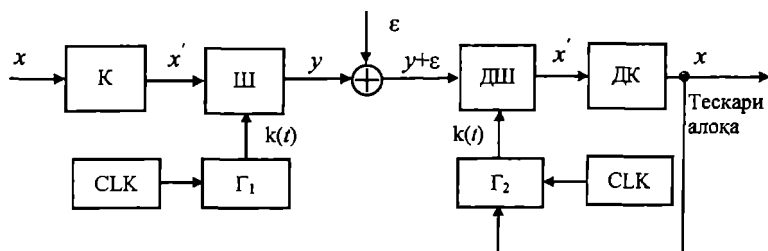
18.7-расм. Хабарларни алмаштиришдан ҳимоялаш.

Бу тизимда шифрлашдан олдин бирламчи хабар ҳалақитбардош коддан фойдаланиб кодланади, хабар қабул қилувчи хабарнинг бутунлигини декодер ёрдамида аниқлайди. Криптохужумчига шифрлаш алгоритми номаълум бўлгани учун у хабарни алмаштира олмайди, акс шифрланган ёлгон хабар ҳалақитбардош коднинг тўғри код сўзи бўлиши эҳтимоллиги кичик бўлади, натижада, хабарнинг алмашганини осонгина аниқлаш мумкин.

Кўриб чиқилган 18.6 ва 18.7 расмларда генераторлар (Γ_1 ва Γ_2) нинг мутаносиб ишлаши ечилмаганча қолмоқда. Бунда ахборот тизими бир ёки бир неча ахборотларни ўтказиб юборса, у ҳолда, хабар узатиш томонидаги Γ_1 ва хабарни қабуллаш томонидаги Γ_2 генераторлар турли ҳолатларда бўладилар, натижада, хабарни қабул қилиш имконияти йўқолади. Бу ҳолда, Γ_1 ва Γ_2 калит генераторларининг синхрон ҳолатда ишлашини таъминлаш талаб этилади. Криптоҳимояланган алоқа тизимларида синхронизациялаш сигналларини доимий равишда узатиб туриш тавсия этилмайди, чунки криптохужумчи унинг таркибини, тузилишини аниқлаши ва синхронизация жараёнига салбий таъсир кўрсатиши мумкин.

Қуйида таклиф этилаётган ахборотларни ҳимояланган ҳолда узатиш тизими (18.8-расм), калит генераторларини синхронизациялаш имкониятини яратади, шу билан бирга бунда ҳеч қандай қўшимча ахборот бериш талаб этилмайди. Бу тизим хабар узатишдаги тасодифий ҳатоликларни аниқлаш имкониятини

яратлади. Ушбу тизим ишлаш усули қуйидагига асосланган: Хабар узатиш ва қабуллаш томонларидаги калит генераторлари киришига вақт сигнали CLK асосида амалга оширилади. Бунда соатларнинг вақтни аниқ кўрсатиши бир-бирига боғлиқ бўлмаганлиги сабабли, соатларнинг вақтни кўрсатиш ўзаро фарқини Δ билан белгилаймиз ва соатлар вақтни кўрсатиш аниқлиги δ бўлса, у ҳолда, генераторлар иш ҳолатининг номутаносиблиги энг катта қиймати $l = \lceil \Delta / \delta \rceil$ белгига фарқ қилади.



18.8-расм. Калит генераторларини синхронизациялаш.

Хабар қабул қилиш томонида навбатдаги олинган шифрланган хабар калитлар ёрдамида акс шифрлаш жараёнидан ўтгандан сўнг халақитбардош код декодериди декодланади. Бунда ҳар иккала томон калитлари бир-биридан l та ҳолатга фарқ қилади. Натижада, шифрланган хабар нотўғри акс шифрланади, аммо калитнинг аниқ қийматини ва соатнинг вақтини кўрсатиш ҳатолигини аниқлаш мумкин. Агар хабарни узатиш жараёнида унда бузулишлар содир бўлган бўлса, акс шифрлаш натижасида калитларнинг ҳар қандайдан фойдаланилган ҳолатда ҳам тўғри код сўзи пайдо бўлмайди. Бу ҳолат хабар узатишда халақитлар таъсирида сигнал таркиби бузилганини, ҳатто пайдо бўлганини билдиради, синхронлаш тизими кейинги халақитлар таъсирида бузилмаган шифрланган хабар асосида тикланади.

Назорат саволлари

1. Криптография нима?
2. Криптохужумчи қандай вазифани бажаради?
3. Симметрик ва асимметрик шифрлашларни таққосланг.

4. Шифрлаш калити нима, қандай вазифани бажаради?
5. Блокли шифрлар ҳақидаги умумий тушунчаларни айтиб беринг.
6. Блокли шифрлар қандай генерация қилинади (шакллантирилади)?
7. Асимметрик криптотизим ишлаш жараёнини тушунтиринг.
8. Блокли шифрларга қўйиладиган талабларни айтиб беринг.
9. DES шифрлаш усули қандай амалга оширилади?
10. Электрон рақамли имзо нима ва у қандай амалга оширилади?
11. Асимметрик криптотизимга асосланган электрон рақамли имзо қандай амалга оширилади?
12. Симметрик криптотизимга асосланган электрон рақамли имзо қандай амалга оширилади?
13. Хешлаш функциялари қандай вазифани бажаради ва уларга бўлган асосий талаблар?
14. Криптографик калитларни сақлаш ва бошқаришга қўйиладиган талаблар.
15. Ҳимояланган алоқа каналлари ишлаш жараёнини тушунтиринг.

Электр алоқа назарияси фанидан виртуал лаборатория ишларини бажариш бўйича услубий қўлланма

Виртуал лаборатория ишлари мавзуси:

1. Тебранишларни чеклагич.
2. Частота кўпайтиргич.
3. Амплитуда модуляторини таҳлил этиш.
4. Амплитудавий модуляцияли сигналларни детекторлаш.
5. Частота ўзгартиргични таҳлил этиш.
6. Частота модулятори ва частота детекторини таҳлил этиш.
7. Синхрон детекторларни таҳлил этиш.
8. Бир полосали ва балансли модуляторни тадқиқ этиш.
9. Узлуксиз сигналларни вақт бўйича дискретлаш.
10. Дискрет модуляцияланган сигналларни тадқиқ этиш.
11. Даврий бўлмаган сигналларнинг спектрларини тадқиқ этиш.
12. Даврий импульслар кетма-кетлигини шакллантириш ва тадқиқ этиш.
13. Фурье қатори бўйича сигналларни синтезлаш.
14. Модуляцияли импульс сигналларни тадқиқ этиш.
15. Дельта модуляцияни тадқиқ этиш.
16. Тасодифий жараёнларнинг таксимот қонунларини тадқиқ этиш.
17. Тасодифий сигналларнинг ноинерцион элементлар орқали ўтишини тадқиқ этиш.
18. Фазаси манипуляцияланган сигналларни тадқиқ этиш.
19. Сигналларни рақамли оптимал филтрлаш.
20. Оптимал когерент демодуляторини тадқиқ этиш.

Электр алоқа назарияси фанидан масалалар тўплами**Амалий машғулотлар мавзулари:**

1. Ночизикли ва параметрик занжирларда сигналларни ўзгартириш.
2. Амплитудавий модуляция сигналлари ва спектрлари.
3. Амплитудаси модуляцияланган тебранишларни детекторлаш.
4. Бурчак модуляция сигналларининг шакллантириш ва детекторлаш.
5. Автотебранувчи тизимлар.
6. Сигналлар ва спектрлар.
7. Котельников теоремаси ва импульсли модуляциянинг турлари.
8. Тасодифий микдорлар ва сигналлар.
9. Тасодифий жараёнларнинг чизикли ва ночизикли занжирлардан ўтиши.
10. Дискрет сигналларни когерент ва некогерент демодуляторлари.
11. Дискрет сигналларни қабул қилишда халақитбардошлик.
12. Узлуксиз сигналларни оптимал қабул қилиш.
13. Информация ва кодлаш.

ФЙДАЛАНИЛГАН АДАБИЁТЛАР

1. Теория электрической связи. Под ред. Д.Д. Кловского, – М.: Радио и связь, 1999.
2. Васюков В.Н. Теория электрической связи. Новосибирск, НГТУ, 2006.
3. Скляр Б. Цифровая связь. –М.: Вильямс, 2003.
4. Прокс Дж. Цифровая связь. –М.: Радио и связь, 2000.
5. Информационные технологии в радиотехнических системах. Под ред. И.Б. Федорова, – М.: МГТУ имени Н.Э. Баумана, 2004.
6. Френкс Л. Теория сигналов. –М.: Сов. Радио, 1974.
7. Феер К. Беспроводная цифровая связь: методы модуляции и расширения спектры. –М.: Радио и связь, 2000.
8. Радиосистемы передачи информации. Под ред. В.В. Кальмыкова. –М.: Радио и связь, 2005.
9. Хемминг Р.В. Теория кодирования и теория информации. – М.: Радио и связь, 1983.
10. Андреев В.С. Теория нелинейных электрических цепей. Учеб. Пособие для вузов. М.: Радио и связь, 1982.
11. Баскаков С.И. Радиотехнические цепи и сигналы. Учебник для вузов – М.: Высшая школа, 2000.
12. Каганов В.И. Радиотехнические цепи и сигналы (компьютеризованный курс). – М.: Высшее образование, 2005.
13. Баскаков С.И. Радиотехнические цепи и сигналы. Учебник для вузов. М.: Высшая школа 2002.
14. Варакин Л.Е. Системы связи с шумоподобными сигналами. М.: Радио и связь, 1985.
15. Галлагер Р. Теория информации и надёжная связь Пер. с англ. Под ред. М.С.Пинскера и Б.С.Цыбакова. М.: Сов. Радио. 1974.
16. Гоноровский И.С. Радиотехнические цепи и сигналы. Учебник для вузов. М.: Радио и связь, 1989.
17. Зюко А.Г., Кловский Д.Д., Назаров М.В., Финк Л.М. Теория передачи сигналов. Учебник для вузов. М.: Радио и связь, 1986.
18. Кларк Дж. мл., Кейн Дж. Кодирование с исправлением ошибок в систем связи. М.: Связь, 1972.
19. Кловский Д.Д. Передача дискретных сообщений по радиоканалам, 2-е Изд. М.: Радио и связь, 1982.
20. Кловский Д.Д., Шилкин В.А. Теория электрической связи.

Сборник задач и упражнений. М.: Радио и связь, 1990.

21. Коржик В.И., Финк Л.М., Щелкунов К.Н. Расчёт помехоустойчивости передачи дискретных сообщений. Справочник. М.: Радио и связь, 1981.

22. Котельников В.А. Теория потенциальной помехоустойчивости. М.: – Л. Госэнергоиздат, 1956.

23. Левин Б.Р. Теоретические основы статистической радиотехники. М.: Радио и связь, 1989.

24. Помехоустойчивость и эффективность систем передачи информации Под ред. А.Г Зюко. М.: Радио и связь, 1985.

25. Рабинер Л., Гоулд Б. Теория и применение цифровой обработки сигналов Пер. с англ. Под ред. Ю.Н.Александрова. М.: Мир, 1978.

26. Тихонов В.И. Статистическая радиотехника. М. Радио и связь, 1991.

27. Тихонов В.И., Харисов В.Н. Статистический анализ и синтез радиотехнических устройств и систем. Учебное пособие для вузов. М.: Радио и связь, 1991.

28. Финк Л.М. Теория передачи дискретных сообщений. М.: Сов. Радио, 1970.

29. Харкевич А.А. Избранные труды. Т.1-3. М.: Наука, 1972.

30. Шеннон К. Работы по теории информации и кибернетики. Пер. с англ. Под ред. Н.А. Железнова. М., ИЛ., 1963.

МУНДАРИЖА

Кириш	3
1.Ахборот ва хабар.....	5
1.1. Ахборот манбаи ва ахборотни истеъмол қилувчи.....	5
1.2. Электромагнит тўлқинлар.....	5
1.3. Ахборот узатиш тизими.....	8
1.4. Хабарлар ва сигналлар.....	9
1.5. Алоқа каналлари.....	14
1.6. Кодлаш ва модуляциялаш.....	15
1.7. Демодуляция ва декодлаш.....	22
1.8. Ҳалақитлар ва бузилишлар.....	22
1.9. Қабул қилинган сигналнинг аслига мослиги ва узатиш тезлиги.....	25
2.Электр зажирларнинг турлари.....	29
2.1. Чизикли электр занжирлар.....	29
2.2. Ночизикли электр занжирлар.....	31
2.3. Параметрик электр занжирлар.....	32
3.Ночизикли элементлар, уларнинг характеристикалари ва параметрлари. Параметрик элементлар.....	36
3.1. Ночизикли ва параметрик элементлар ҳақида умумий тушунчалар.....	36
3.2. Ночизикли элементлар тавсифлари ва асосий параметрлари.....	38
3.3. Резистив ва реактив ночизикли элементларда параметрик жараёнлар.....	41
3.4. Ночизикли резистив ва реактив элементлар характеристикалари.....	42
3.5. Ночизикли резистив элементнинг гармоник тебранишга акс таъсири.....	44
3.6. Ночизикли элементлар характеристикаларини аппроксимациялаш.....	45
3.7. Ночизикли резистив элемент ВАХ сини полином билан аппроксимациялаш.....	46
3.8. Ночизикли резистив элемент ВАХ сини экспонента билан аппроксимациялаш.....	47
3.9. Ночизикли резистив элемент ВАХ сини тўғри чизик бўлаклари билан аппроксимациялаш.....	49
4.Ночизикли электр занжирларини таҳлил этиш усуллари.....	52

4.1.	НЭ ишлаш режимлари ва таҳлил этиш усуллари.....	52
4.2.	Каррали аргументли тригонометрик функциялардан фойдаланиш усули.....	53
4.3.	Уч ва беш ординаталар усули.....	55
4.4.	Бессел функциясидан фойдаланиш усули.....	58
4.5.	Кесиш бурчаги усули.....	59
4.6.	Ток спектри фойдали ташкил этувчиларини ажратиш	64
5.	Ночизикли қурилмалар.....	67
5.1.	Частота кўпайтиргичлар.....	67
5.2.	Сигналларни кучайтириш.....	68
5.3.	Чизикли кучайтиргич.....	70
5.4.	Ночизикли кучайтиргич.....	75
5.5.	Частота ўзгартиргич.....	80
5.6.	Чеклагичлар.....	83
6.	Модуляцияланган сигналлар.....	88
6.1.	Модуляция.....	88
6.2.	Амплитудаси модуляцияланган сигналлар.....	90
6.3.	АМ сигналларни олиш усуллари.....	92
6.3.1.	Бир тактли диодли АМ модулятор.....	92
6.3.2.	Транзисторли амплитуда модулятори.....	94
6.4.	Частотаси ва фазаси модуляцияланган сигналлар.....	97
6.5.	Частотаси модуляцияланган сигналларни олиш.....	102
6.6.	Фазаси модуляцияланган сигналларни шакллантириш...	106
7.	Детекторлаш.....	110
7.1.	Амплитудаси модуляцияланган сигналларни детекторлаш.....	110
7.2.	Амплитуда детекторининг квадратик режимда ишлаши.....	113
7.3.	Амплитуда детекторининг чизикли режимда ишлаши.....	115
7.4.	Амплитудаси модуляцияланган сигналларни синхрон детекторлаш.....	118
7.5.	Фазаси модуляцияланган сигналларни детекторлаш...	120

7.6.	Частотаси модуляцияланган сигналларни детекторлаш..	123
7.6.1.	Частота ўзгаришини амплитуда ўзгаришига алмаштиришга асосланган частота детектори.....	123
7.6.2.	Тебраниш контурлари ўзаро созланмаган балансланган частота детектори.....	125
7.6.3.	Ўзаро индуктив боғланган, кириш ЧМ сигнали ўртача частотаси ω_0 га созланган ЧД.....	126
8.	Автогенераторлар.....	130
8.1.	LC – автогенераторларнинг ишлаш принципи.....	130
8.2.	Автогенераторлардаги энергетик боғланишлар.....	134
8.3.	Автогенераторларнинг ишлаш режимлари.....	135
8.4.	Автогенераторлар кўзгалиш шарти.....	136
8.5.	Автогенераторлар барқарор режими.....	141
8.6.	Уч нуқтали автогенераторлар.....	142
8.7.	RC – генераторлар.....	144
8.7.1.	Фаза сурувчи RC занжирли генераторлар.....	144
8.8.	Фазабалансловчи Винн кўприкли RC – генераторлар...	147
9.	Сигналлар ва халақитлар.....	151
9.1.	Сигналларнинг тавсифлари ва турлари.....	151
9.2.	Сигнал ва халақитлар – тасодифий жараён.....	154
9.3.	Флуктуацион халақитнинг статистик тавсифлари.....	163
10.	Сигналларни элементар ташкил этувчиларга ёйиш.....	173
10.1.	Сигналларни элементар ташкил этувчиларга ёйиш тўғрисида умумий тушунчалар.....	173
10.2.	Сигналларни спектрал ташкил этувчиларга ёйиш.....	176
10.3.	Сигнал энергетик спектри.....	180
10.4.	Аналог сигналларни дискретлаш. В.А. Котельников теоремаси.....	184
10.5.	Сигнал ва халақитларнинг чизикли тизимлар орқали ўтиши.....	195
10.6.	Тасодифий жараёнларнинг ночизикли тизимга таъсири.....	198

10.7.	Сигналларни геометрик шаклда тасвирлаш.....	200
10.8.	Сигналларнинг фарқланиши.....	204
11.	Сигналларга ишлов бериш асослари.....	208
11.1.	Қабул қилиш қурилмаларида сигналларга ишлов бериш.....	208
11.2.	Сигнал қувватини тўплаш (йиғиш) усули.....	211
11.3.	Сигналларга ишлов беришда синхрон йиғиш усули.....	211
11.4.	Сигналларга интеграллаш усулида ишлов бериш.....	212
11.5.	Сигнални когерент ва некогерент қабуллаш.....	214
11.6.	Сигнални когерент қабуллаш.....	218
11.7.	Сигнални корреляцион усулда қабуллаш.....	219
11.8.	Сигналларни автокорреляцион усулда қабуллаш.....	221
11.9.	Сигнални мослашган филтрлар орқали қабуллаш.....	223
11.10	Мослашган филтрнинг асосий хоссалари.....	226
11.11	Узлуксиз сигналларни оптимал филтрлаш.....	231
12.	Халақитбардошлик назарияси асослари.....	238
12.1.	Халақитбардошлик ҳақида асосий тушунчалар.....	238
12.2.	Сигналларни оптимал қабуллаш мезонлари.....	241
12.3.	Иккилик алоқа канлларида сигналларни қабуллашда статистик хатоликлар.....	243
12.4.	Дискрет хабарларни оптимал қабуллаш.....	246
12.5.	Иккилик сигналларни когерент қабуллашда хатолик эҳтимоллиги.....	252
12.6.	Оптимал сигнал қабуллаш халақитбардошлигининг модуляция турига боғлиқлиги.....	256
12.6.1.	Амплитудаси манипуляцияланган сигналларнинг халақитбардошлиги.....	256
12.6.2.	Частотаси манипуляцияланган сигналларнинг халақитбардошлиги.....	257
12.6.3.	Фазаси манипуляцияланган сигналларнинг халақитбардошлиги.....	258
12.6.4.	Фазаси нисбий манипуляцияланган сигналларнинг	

халақитбардошлиги.....	259
12.7. Дискрет хабарларни нокогерент қабуллаш.....	262
12.8. Узлуксиз сигналларни оптимал қабуллаш.....	266
13. Рақамли сигналлар ҳақида асосий тушунчалар.....	273
13.1. Узлуксиз хабарларни рақамли шаклда узатиш.....	273
13.2. Импульс–код модуляция сигналлари.....	274
13.3. Хато (ёлғон) импульслар шовқини.....	277
13.4. Башоратли кодлаш.....	278
14. Кўп каналли алоқа асослари.....	282
14.1. Сигналларни ажратиш назарияси асослари.....	282
14.2. Сигналларни частота бўйича ажратиш.....	287
14.3. Сигналларни вақт бўйича ажратиш.....	290
14.4. Сигналларни шакл бўйича ажратиш.....	294
14.5. Шовқинсимон сигналлар ёрдамида хабар узатиш tizими.....	297
14.6. Шовқинсимон сигналларга мисоллар.....	300
14.7. Сигналларни комбинацион ажратиш усули.....	305
15. Ахборот узатиш ва кодлаш назарияси.....	312
15.1. Ахборот миқдорини аниқлаш.....	312
15.2. Дискрет хабарлар энтропияси ва унинг хоссалари	313
15.3. Дискрет хабар манбаининг «ортиқчалиги» ва хабар ишлаб чиқариш имконияти	316
15.4. Узлуксиз хабар манбаи энтропияси	317
15.5. Дискрет канал орқали узатиладиган ахборот миқдори ...	320
15.6. Дискрет алоқа каналининг ахборот узатиш имконияти ...	323
15.7. Ўзаро ахборот ва узлуксиз алоқа каналининг ахборот ўтказиш имконияти	325
15.8. Халақитли алоқа канали учун Шенон кодлаш теоремаси..	330
15.9. Коррекцияловчи кодларнинг турлари.....	333
15.10. Блокли коррекцияловчи кодларнинг асосий характе- ристикалари (тавсифлари).....	334
15.11. Хатоликларни коррекциялаш учун чизиқли иккилик	

кодлар.....	337
15.12. Чизикли кодни декодлаш.....	342
16. Алоқа тизимларининг самарадорлиги ва уларни мутаносиблаш..	347
16.1. Самарадорликнинг асосий кўрсаткичлари.....	347
16.2. Алоқа тизимларини мутаносиблаш (оптималлаш).....	349
16.3. Дискрет хабарларни узатишнинг чегаравий имкониятлари.	350
16.4. Узлуксиз сигналларни узатиш тизимларининг имкониятлари.....	352
17. Сигналларга рақамли ишлов бериш асослари	355
17.1. Дискрет сигналларнинг моделлари	355
17.2. Рақамли филтрларнинг тузилиши ва асосий тавсифлари.....	369
18. Ахборотларни криптоҳимоялаш	376
18.1. Асосий тушунчалар ва таърифлар.....	376
18.2. Криптотизимларга асосий талаблар.....	378
18.3. Симметрик криптотизимларнинг асосий турлари.....	381
18.4. Блокли шифрлар ҳақида умумий тушунчалар.....	382
18.5. Блокли шифрларни генерациялаш.....	386
18.6. DES шифрлаш усули ва унинг турлари.....	388
18.7. Ассиметрик криптотизимлар.....	393
18.8. Электрон рақамли имзо.....	394
18.9. Хешлаш функциялари ва уларга асосий талаблар.....	398
18.10. Криптографик калитларни бошқариш.....	399
18.11. Ҳимояланган алоқа каналлари.....	400
Фойдаланилган адабиётлар.....	406

ҚАЙДЛАР УЧУН

А.АБДУАЗИЗОВ

ЭЛЕКТР АЛОҚА НАЗАРИЯСИ

Тошкент – «Fan va texnologiya» – 2011

Мухаррир: М.Хайитова
Тех. муҳаррир: А.Мойдинов
Мусаввир: Ҳ.Фуломов
Мусахҳиҳа: Ф.Исмоилова
Компьютерда
саҳифаловчи: Ш.Мирқосимова

Нашр.лиц. АIN№149, 14.08.09. Босишга рухсат этилди 19.09.2011 йил.

Бичими 60x84 ¹/₁₆. «Times Uz» гарнитураси.

Офсет усулида босилди. Шартли босма табоғи 26,5.

Нашр босма табоғи 26,0. Тиражи 200. Буюртма № 118.

**«Fan va texnologiyalar Markazining bosmaxonasi» da chop etildi.
100066, Toshkent shahri, Olmazor kўchasi, 171-uy.**