

и ков, Ф.Ф.Умаров

ОТЕХНИК
ЗИМЛАР
ЗАРИЯСИ
:ОСЛАРИ

"УЗБЕКИСТОН"

Зjху

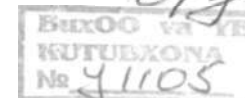
А.А. ХОЛМСОВ, Ф.Ф. УМАРОВ

РАДИОТЕХНИК ТИЗИМЛАР НАЗАРИЯСИ АСОСЛАРИ

*Ўзбекистон Республикаси Олий ва урта махсус таълим
вазирлиги олий уқув юр்தларининг 5522000 "Радиотехника"
ва 5522200 — "Телекоммуникация" йуналишлари талабаларига
дарслик сифатида тавсия этган*

(

ТОШКЕНТ - "ЎЗБЕКИСТОН" - 2004



32.841
X59

Тақризчилар:

Техника фанлари доктори, проф. А. Атахонов,
доц. Ш. Ш. Шоисломов.

Мухаррир: А. Хакимжонов

Ходиков А.А., Умаров Ф.Ф.

Радиотехник тизимлар назарияси асослари: Олий укув юртлирининг 5522000 "Радиотехника" ва 5522200 — "Телекоммуникация" йуналишидаги талабалар учун дарслик. — Т. "Ўзбекистон", 2004. 152 бет.

Ушбу дарслик 5522200 — "Телекоммуникация" ва 5522000 — "Радиотехника" йуналишларининг укув режаси асосида ёзилган. Дарсликда "Радиотехник тизимлар назарияси асослари" курсининг биринчи кисмига дойр радиотехник тизимларда сигнал узатишнинг умумий маълумотлари ва дискрет сигналларни узатиш услублари баён этилган бўлиб, бу услублар Абу Райхун Беруний номидаги ТДТУ ва Акмал Икромов номидаги ТТЙМИ аудиторияларида синовдан утган.

Дарслик олий техника укув юртлирининг "Телекоммуникация" ва "Радиотехника" ихтисоси бўйича таълим олувчи талабаларга мулжалланган бўлиб, ундан алоқд, авиасозлик, транспорт институтларининг талабалари ва мазкур фан укувчилари ҳам фойдаланишлари мумкин.

ББК 32. 841я73

2304020000-43
Л 351(04)2004 ZUU4

ISBN 5-640-02617-0

© "Ўзбекистон" нашриёти, 2004 й.

СУЗ БОШИ

Ўзбекистон Республикаси Олий ва урта махсус таълим вазирлиги олий техника укув юртлирининг "Радиотехника" ва "Телекоммуникация" йуналишлари талабалари учун дарслик сифатида тавсия этган мазкур "Радиотехник тизимлар назарияси асослари" китоби "Радиотехник тизимларда сигнал узатишнинг умумий маълумотлари ва дискрет сигналларни узатиш услублари" бўлимларини ташкил этади. Ушбу дарслик 1997 йилда Ўзбекистон Республикаси Олий ва урта махсус таълим вазирлигида тасдиқланган, "Радиотехника" ва "Телекоммуникация" йуналишлари бўйича бакалаврлар тайёрлаш режасига мое келадиган тарзда баён этилган.

"Радиотехника" сохаси бўйича юкори малакали мутахассисларни тайёрлашда "Радиотехник тизимлар назарияси асослари" фани алохдда урин эгаллайди. Талабалар ушбу фанни урганиш давомида биринчи маротаба бир неча фанларни жамлашига (хусусан, олий математика, физика, укув режадаги деярли хамма техник фанлар) тугри келади.

"Радиотехник тизимлар назарияси асослари" фани юкори малакали радиомутахассисларни тайёрлашда укув режадаги фанларнинг якунловчиси бўлиб, талабаларнинг билимини бир тизимга солади, уларнинг билим доираларини кенгайтиради.

Муаллифлар мазкур китоб устида ишлашнинг барча боскичларида узларининг кимматли фикр ва мулохазалари билан як.индан ёрдам берганликлари учун Тошкент Давлат Миллий университети, Амалий физика илмий текшириш институти лаборатория мудири, ф-м.ф.д, профес-

сор З.Т. Азаматовга, Абу Рай\он Беруний номидаги Тошкент Давлат техника университетининг "Радиотехника ва радиотизимлари" кафедрасининг доценти Ш.А. Мовлоновга ҳамда Тошкент ахборот технологиялари университетининг "Сигналларни узатиш назарияси" кафедрасининг муdiri, доц. О. Абдуазизовга чукур миннатдорчилик билдирадилар.

Дарсликнинг янада яхшиланишига қаратилган барча таклиф ва мулохазаларни муаллифлар мамнуният билан қабул қиладилар.

КИРИШ

Радиотехник тизимлар сигналларни радиотулқинлари ёрдамида ажратиб олиш ва барбод қилиш синфига мансубдир.

Радиотехник тизимлар қуйидаги хусусиятларга эга — антеннали радиотулқин манбаига эга бўлган радиоканалнинг мавжудлиги (битта ёки бир нечта), радиотулқин тарқалаётган муҳитлар ва қабул қилгич, радиотулқинларга қайта ишлов бериб, улардан сигнал ажратиб олиш. У ёки бу сигналларни радиотулқин ёрдамида узатувчи радиотулқинларга радиосигналлар дейилади. Демак, радиотизимларнинг характерли хусусиятларидан бири — сигналларни узатиб беришда радиосигналлардан фойдаланишдир. Сигналларнинг тайинланиши радиотизимларнинг белгиларидан бири ҳисобланади. Радиотизимлар ушбу белгилари бўйича: узатиш, ажратиб олиш, бузиш (ҳалакитни ташкил этиш) ва радиобошқариш тизимларига бўлинади. Ушбу гуруҳлар уз навбатида, тизимларнинг функционал вазифалари билан ажралиб туради. Масалан, сигналларни узатиш тизимида радиоалока (бир каналли, қўп каналли, радиорелели ёки Ер сунъий йўлдоши орқали), телеметрияли, бўйруқ узатиш, радиоёшиттириш ва телевидениелардир.

Сигналларни ажратиб олиш тизимида радиолокацион ва радионавигацион тизимлар, радиоастрономия, Ер сатҳининг ёки бошқа планеталарни радиоқузатиш, душман томонидаги радиотехник радиоқузатишлар қиради.

Сигнални бузиш (ҳалакитни ташкил этиш) тизимлари ёрдамида душман томонидаги радиотизимларда сигналларни аниқлаб бўлмади.

Турли объектларни радиосигналлар ёрдамида бошқаришда радиобошқариш тизимларидан фойдаланилади.

Кулланилиши жих.атдан сигналлар узлуксиз импульс - ли ёки ракамли радиотизимларга булинади. Узлуксиз тизимларда сигналлар амплитуда, частота, фаза каби улчамлар узгариши курунишида булади. Импульсли тизимларда сигнал радиоимпульслар кетма-кетлиги (амплитуда, фаза, частота импульс кенглиги) курунишида ҳамда импульс - лар кетма-кетлигидаги сон улар орасидаги фарк курунишида булади.

Ракамли тизимларда узатилаётган сигнал аввал вақт ва сатх. буйича квантланади (жамланади). Хар бир сатхга импульсларнинг код гурухи мое келадиган элтувчи сигнал модуляцияланади. Ракамли тизимлар ЭХМ билан осонгина мослашган ҳолда сигналларни хотирага олади, ишлов беради ва визуал кузатиш имконияти пайдо булади.

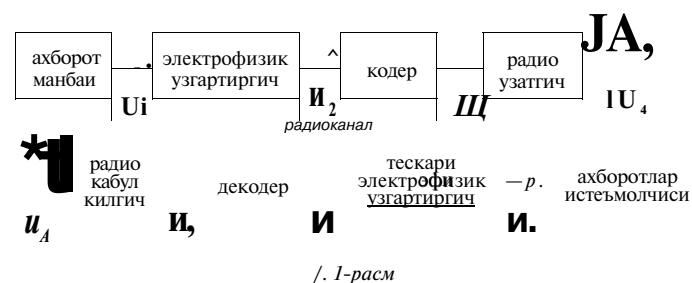
Радиотизимларни яратишда амалда деярли радиотулкинларнинг ҳамма спектрлари, мириаметрдан (A , к Ю - 100 км) миллиметр (X к 1 - 10мм) гача кулланилади. Демак, электромагнит тебранишларнинг деярли ҳамма спектри кулланилади. Радиотехник тизимларни урганишда радиотехниканинг статик услубларидан фойдаланиб, биринчи навбатда, сигналларни узатишнинг услубларини, укув материалларини кизицарли, нисбатан соддарок ва равон тилда баён этишга ҳаракат киламиз.

1. РАДИОТЕХНИК ТИЗИМЛАРДА СИГНАЛЛАРНИ УЗАТИШНИНГ УМУМИЙ МАЪЛУМОТЛАРИ

1.1. Умумий тасниф ва синфлари

Радиотулкинлар ёрдамида бирор фазо пунктдан бошка ерга сигнал етказишни таъминловчи техник воситалар мажмуасига сигнални радиотехник тизимли узатиш дейилади. Сигнални радиотехник тизимли узатишда радиосигнал объектнинг кандайдир ҳрлатлари тугрисидаги маълумотлар йигиндисини ташкил этади.

Радиотехник тизимли узатиш сигналлар ва уларни. Кабул килувчиларнинг манбалари сонига караб, бир каналли ва куп каналли радиотехник тизимли узатишга булинади. 1.1-расмда бир каналли намунавий радиотехник тизимлар схемаси келтирилган.



/ 1-расм

Ихтиёрий физик узгартиргичдан (микрофондан, датчикдан) келадиган u_1 — сигнал u_2 — электр кучланишига узгартирилади ва кодер ёрдамида кодланади, натижада радиотехник тизимли узатишда сигналнинг ҳалакитларга тургунлиги, узатиш сифатлари ортади. Радиоузатгичда кодланган u_3 сигнал ёрдамида элтувчи юксак частота тебранишлари модуляцияланади. A_1 — антенна ёрдамида u_4 — радиосигнал эфирга таркатилади. Радиотулкинлар таркатилаётган муҳит радиоканални ташкил этади. Унинг улчамлари радиоузатиш жараёнида узгармас ва тасодифий узгариши ҳдм мумкин. Шунинг учун каналлар доимий ва тасодифий улчамли булади. Радио кабул килгич курилмасида электромагнит тебранишлар A_2 — кабул килувчи антенна ёрдамида кабул килиниб, декодерга, кейин эса тескари электрофизик узгартиргичга (телефонли, индикаторли ва Х-К), ундан сигналлар истеъмолчисига узатилади. Халакитлар ва бузиш сигналлари булмаганда сигнални радиотехник тизимли узатиш радио кабул килувчи курилма- нинг u_1, u_2, u_3, u_4 кучланишлари радиоузатувчи курилма- Даги u_1, u_2, u_3, u_4 кучланишларга мое тушади. Халакитлар ва бузилишлар таъсирида кабул килинган сигналлар узатилгандан кейин фаркланиши мумкин. Куп каналли сигнални радиотехник тизимли узатишда, элтувчи тебранишлар сигналларни бир нечта манбалардан узатишга кулла- Илади - Сигналлар сикилтириш курилмасида электрофизик узгартиргичдан сунг гурух. сигналига бирлаштирилиб, радиоузатгич ёрдамида Δ сигнал антенна ёрдамида нурлан- риладиган (узатиладиган) электромагнит тебранишларга Мосланади. Кабул килгич курилмасида эса тескари

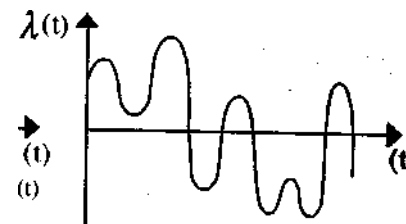
узгартириш амалга оширилади, бунда ажратиш қурилма-сида гуруҳ. сигналли U_e дан каналлар сигналлари ажратиб олинади. Каналлар сигналлари тескари электрофизик Ўзгартиргичдан истеъмолчига узатилади. Қўп каналли сигнал-ни радиотехник кодлаш ва декодерлаш одатда сик. илти-риш ва ажратиш билан биргаликда олиб борилади.

Замонавий йўлдошли алоқа тизимларида k^p станция-ли радиосигналларни, эфирга радиостанция антеннаси орқали нурлантириш Ер сунъий йўлдоши ретрансляторида амалга оширилади. Борт антеннаси ёрдамида Ер сунъий йўлдоши бортида шаклланган гуруҳ. сигнали нурлантири-лади (узатилади). Ернинг турли нукталарида жойлашган Кабул қилгич пунктларида сигнал фазовий, частотали, вақт-ли, кодли ва аралашмали турларига ажратиб олинади. Сиг-наллар бир нечта манбалардан, радиосигналлар эса бир нечта радиостанциялардан узатилганлиги учун сигнал уза-тиш радиотехник тизимлари қўп каналлигига эмас, балки қўп станцияли ҳамдир. Бунда радиотизими каналлар бўли-нишини ички станция ҳамда станциялараро ташкил этади.

Сигнал узатиш радиотехник тизимларида сигналлар узлукли ва узлуксиз бўлади. Узлукли сигналлар булак-булак вақт бирлигида доимий функцияли бўлиб, унинг охириги қиймати қўп ҳолатлидир (1.2-расм, а).

Узлуксиз (аналогли) сигнал манбаига ҳос бўлган ҳу-сусият сигналнинг вақт бирлигида узлуксиз функцияли-лигидир (1.2-расм, б). Сигналларни узатиш тизимларида улар узлукли ва узлуксиз бўлади. Аналогли сигналларни узатиш учун дискрет сигналлар узатиш тизимларидан фой-даланиш мумкин. Бундай ҳолатда аналогли сигнал (диск-ретизация цилинади) узлуклига айлантирилади ва сатҳ. бўйича квантланади. Сунгги йилларда рақамли сигнал уза-тиш кенг ривожланди. Рақамли сигнал узатиш манбаи си-фатида ΔM қулланилади. Сигнални аналогли (узлуксиз) узатишда эса, аналог-рақамли узгартиргич (АРУ-АЦП) ёрдамида сигнал рақамлига айлантирилади. Бундай узгар-тиргичлардан фойдаланиб, сигнални рақамлига айланти-риш натижасида ΔM ёрдамида сигналга қайта ишлов бериш имконияти тугилади, натижада сигнал нисбатан

ДО



1.2-расм

камрок. аппаратларнинг ностабиллиги таъсирида бўлади. Сигналларни аналог (узлуксиз) қурилишда олиш учун қабул қилгич қурилмага рақам-аналогли узгартиргич (РАУ-ЦАП) киритилади.

Қўпинча ахборот узатиш радиотехник тизим таркиби-га ёрдамчи қурилма киритилади. Ёрдамчи қурилма канал ҳолатини назорат қилади ҳамда тизимларни синхронлаш-тиришни таъминлайди. Узатиш жараёнини коррекция қилиш, сигналларнинг бузилишини аниқлаш мақсадла-рида баъзи бир хил тизимларда қайта канал киритилади натижада қабул қилинган сигналлар ҳақида маълумотлар тулланади.

Ахборотларни радиотехник тизимларда узатиш ер катла-ми ва ионосфера катлами билан чегараланган эфирда элек-тромагнит тулқинлари ёрдамида амалга оширилади. Амалда қулланиладиган частота диапазонини $3\text{кГц} + 3 \cdot 10^5\text{МГц}$ таш-кил этади. Ушбу диапазон ута узун тулқин ва миллиметрли тулқин узунликларини ўз ичига олади. Ҳозирги вақтда оп-тик диапазон ҳам урганилмоқда. Тулқин узунликларининг шартли бўлиниши электромагнит тулқинларининг тулқин Узунликларига қараб тарқалиш хусусиятларига боғлиқдир. Сигналларни радиотехник тизимларда тулқинларнинг тарқ-иш механизмига қараб узатиш турт турга бўлинади:

1- Дифракцияга биноан Ерни қисман айланиб ўтади-ган Ер Катлами бўйлаб тарқ. аладиган (юзаки) ер тулқин-лари.

2. Ерни бир жинсли булмаган тропосфера кисмида тулкинлар камайиши, йуналтирилган волноводли бушлик-даги тулкинлар.

3. Ер шари атрофида бир ва куп марта кайтиб атмосферанинг ионосфера катламидан кайтган ионосфера тулкинлари.

4. Тугфи чизик, буйлаб таркалувчи Ернинг атмосфера Катламига кира оладиган т>три тулкинлар. Ута узун, узун ва урта тулкинлар асосан ер сатхини айланиб утиш йули билан таркалади. 1 + 10 см гача тулкинлар учун тропосферали 1000км гача таркалиш хосдир (ультракиска тулкин-УКТ-УКВ).

Киска тулкинлар ионосфера катламидан кайтиш хусусиятига эга. Ультракиска ва оптик диапазонларда алока туфи куриш оралигида тугфи тулкинлар ёрдамида амалга оширилади. Шунингдек, космик алокалар ҳам, агар космик линиянинг бир пункти ерда булса тугфи тулкинлар ёрдамида амалга оширилади.

Алоканинг турли масалаларини ечишда, телеметрияда, бошқарув тизимларида дискрет ва узлуксиз сигналларни узатиш кенг кулланилади. Айниқса, космик фазони урганишда сигналларни радиотехник тизимларда узатиш кенг ривожланди. Турли алока хизмат воситалари, телевидение, сигнални телефон ёрдамида узатиш каби йуддошли (спутник) алока тизимлари кенгаймоқда. Космик аппаратлар билан миллионлаб километрли масофада алока Килиш, уларни бошқариш максатида радиолиниялар Курилмоқда. Ультракиска тулкинда алока тизимининг таъсир доирасини (узуклигини) ошириш максатида ретрансляторлардан фойдаланилади. Улар Ер сунъий йулдошида ва Ернинг маълум пунктларига жойлаштирилади.

ЭХМ тармоганинг ривожланиши, унинг кенг куламда кулланилиши, хусусан, учуш аппаратлари тизимини бошқариш, турли сигналларни тахлил килиш ва кайта ишлаш стандарт каналлардан маълумотларни тизимли яратишни такозо этади.

Сигналларни радиотехник тизим ёрдамида узатишда уларнинг асосий тузилиши ҳамма радиотехник тизимларга мое булган хрлда умумийдир. Шунинг учун хдм турли масалаларни ечишда бир хил услубий хрлда ёндашилади.

ю

1.2. Сигналларнинг статистик таснифлари

Узатилаётган сигналлар тасодифий воқеликни ёки жараёни характерлайди. Сигналнинг тасодифий характери уларнинг ижтимоий курунишини аниқдайди.

Агар сигнал хар вақт бирлигида аниқланган булса, у тасодифий жараён билан аникланади. Вақт бирлигида узлукли сигнал тасодифий кетма-кетликда берилади. Шундай килиб, аналогли сигналлар тасодифий узлуксиз жараён ёки узлуксиз белгили кетма-кетликда берилиши мумкин. Узлукли сигнал узлукли тасодифий жараён ёки узлукли тасодифий кетма-кетликда охириги куп хрлатни кабул килади. Маълумки, $X(t)$ — тасодифий жараён, агар «-улчовли жараён таксимотида ихтиёрий $A, X_1, \dots, X_n$ кийматларни аниқлаш мумкин булса $t_1, t_2, \dots, t_n$ вақт хрлатларида берилган дейилади.

Тасодифий жараёнларда Марков жараёнлари катта уринни ташкил этади. Уларнинг характерли хусусиятлари: $X(t_k)$ маълум кийматларида $k(t_k)$ эхтимоллий киймати ихтиёрий вақт бирлигидаги кийматига боглик булмайди, яъни эхтимоллик зичлиги куйидаги тенгликни каноатлантиради:

$$w(X_k, t_k | X_{k-1}, \dots, X_1, t_1, \dots, t_{k-1}) = w(X_k, t_k | X_{k-1}, t_{k-1}).$$

Марков жараёни учун бундан $t_1 < t_2 < \dots < t_n$ хрлат учун КУЙидаги уринли булади:

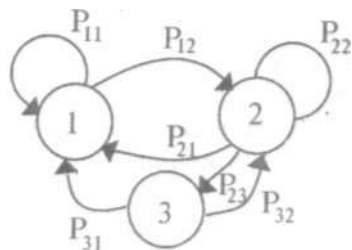
$$w(X_1, t_1; X_2, t_2; \dots; X_n, t_n) = w(X_1, t_1) \cdot w(X_2, t_2 | X_1, t_1) \cdot \dots \cdot w(X_n, t_n | X_1, t_1; X_2, t_2; \dots; X_{n-1}, t_{n-1}).$$

Марков жараёнлари стохастик дифференциал тенгламалари курунишида берилиши мумкин, чунончи:

$$dX(t) = K_1(X, t) dt + K_2(X, t) dW(t), \quad (1.1)$$

ОК н^{рда} $\wedge \sim$ бир жинсли спектрал зичликка эга булган Хадда^а $A_{кин; коэ*} \Phi^{и} \Pi^{и} \Pi^{и} P^*$, (*, 0 ва $K_2(X, t)$ умумий зиш $R_{жа} P_{аён}$ кийматига ва вақтига борттик, булиб уткава диффузия коэффициентлари дейилади.

и



1.5-расм

Утиш матрицасини графни тасвирлаш мумкин. 1.5-расмда $m = 3$ бўлганда бундай граф тасвирланган. 1.6-расмда э бундай фафнинг Т-минимал булакларга бўлинган утиш матрицасининг дискрет жараёни тасвирланган. Бундаги граф н

симметрик Марков занжирни тасвирлайди. Агарда $p_{ij} = p_{ji}$ бўлса, занжир симметрик бўлади. Ушбу (1.6) матрицадан, ҳар бир матрица сатридаги эҳтимолларнинг утиш йигиндиси бирга тенг бўлади ва ули гуруҳни ташкил этади.

Агарда дискрет (узлукли) Марков жараёнида ути (моменти) вақти тасодифий бўлса, унда жараёни ути эҳтимоли Чэпмен-Колмогоров — дифференциал тенгламасидан аникланади:

$$\frac{dP_i(t)}{dt} = \sum_{j=1}^n r_{ij} P_j(t). \quad (1.7)$$

Бунда, h_{ij} — утиш эҳтимолини, r_{ij} — ҳрлатидан j ва бирлигидаги кийматида утиш эҳтимолини характерловчи локал утиш эҳтимоли дейилади. Бинар — икки кийматли жараён учун амалдаги куруниши 1.7-расмда тасвирланган t вақт учун эҳтимоллик ҳрлати $P_i(t)$ $P_i(t + \Delta t)$ эҳтимоли билан $t + \Delta t$ ҳрлат куйидаги ифода билан аникланади:

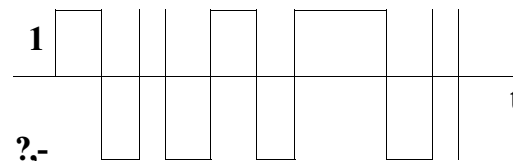
$$P_i(t + \Delta t) = P_i(t)(1 - r_{ii}\Delta t) + \sum_{j \neq i} P_j(t)r_{ji}\Delta t$$

Т

1 -

3 -

1.6-расм



1.7-расм

P эҳтимоллик ҳам шунга ухшаш ифода билан аникланади:

$$P_2(t + \Delta t) = P_2(t)(1 - r_{22}\Delta t) + P_1(t)r_{12}\Delta t,$$

бунда $r_{12} = h_{12} - h_{21}$ — утиш эҳтимоли.

Натижада келтирилган ифодалардан куйидагини ёзиш мумкин:

$$\frac{dP_i(t)}{dt} = h_{i1}P_1(t) - h_{i2}P_2(t); \quad (1.8)$$

бунда $h_{ij} = \lim_{\Delta t \rightarrow 0} (P_{ij}(\Delta t) / \Delta t), i, j = 1, 2.$

Келтирилган тенгламалар (1.7) формуладаги умумий ифоданинг хусусий ҳрлатидир. Клипперланган нуткий сигналлар ва баъзи телеметрик сигналлар бинар Марков жараёнлари билан яхши тасвирланади. Бундай корреляцияланган функция 1.4-расмда келтирилган ва у белгилаган тактли ораликларга эга бўлиб, жараён корреляция функцияси билан фарқланади. Корреляция функциясининг куруниши импульслар кетма-кетлиги элемент куруниши билан аникланади:

$$G_x(\omega) = \int_0^\infty P_{ij}(\tau) \exp(-i\omega\tau) d\tau. \quad (1.9)$$

инер-Хинчин теоремасига биноан курилган ахборотнинг энергетик спектрлари куйидагича аникланади: шалан, телеграф сигнали учун бинар жараёнда белгиланган вақт утиши учун корреляцион функция куйидагича

$$K(t) \sim k \quad BI > m. \quad (III)$$

(1.9) ва (1.10) тенгламаларга асосланиб, телеграф сигналининг энергетик спектри куйидагича ёзилади:

$$G(\omega) = \Gamma \sin^2(\omega T/2) / (\omega T/2)^2. \quad (1.11)$$

Курилатган жараён учун ± 1 кийматлардаги дисперсия бирга тенг булади.

1.3. Сигналларнинг асосий таснифлари

Радиотехник тизимларда сигнал узатиш квазигармоник турдаги жараёнга тааллуқли бўлиб, у куйидаги тенглама билан ёзилади:

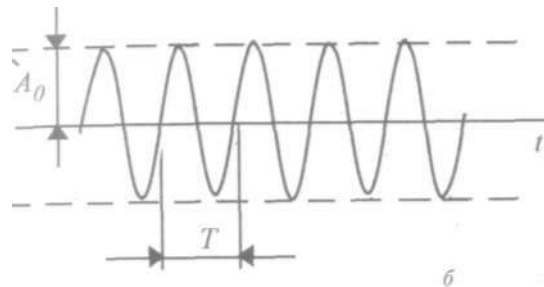
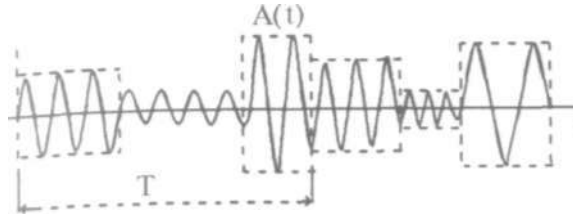
$$s(t) = A(t) \cos[(\omega_0 t + \varphi(t))], \quad (1.12)$$

бу ерда $A(t)$ амплитуда ва фаза $\varphi(t)$ -вакт функцияси, $\cos \omega_0 t$ гармоник нисбатан секин узгарувчи; ω_0 — частотанинг узгармас киймати.

Узатилаётган информация оғма эфилик таркибида фаза ёки частота узгаришида бўлиши мумкин (1.12). Шунга асосланиб модуляция амплитудали, фазали ёки частотали турларга бўлинади. Агар сигнал узлукли (дискрет) бўлса, сигнал модуляцияси — манипуляция дейилади.

Радиотехник тизимларда сигнал узатишда сигнал курилиши ушбу тизимга куйилган талаблардан, хусусан сигналнинг ҳалакитлардан ажратиш олишга асосланади. Агарда сигнал узатувчи сифатида гармоник тебранишлардан фойдаланилса, ҳалакитлар мавжуд бўлмаган ҳолда эрилик ва фаза (1.12) детерминлашган ($A(t) = A_0$; $\varphi(t) = \varphi_0$) булади.

Қўл килувчи томонда мўъво равишда вақт бирлигида сигналнинг амплитудаси ёки фазаси узгарса, сигнал узатиш кенг полосали булади. Узатилаётган сигнал $X(t)$ таркибидаги хабар $A(t)$ ва $\varphi(t)$ қўшимча модуляция функция таркибида булади.



/. 8-расм

Масалан, фазали модуляцияда куйидагини ҳосил қиламиз:

$$s(t, X) = A(t) \cos[(\omega_0 t + \varphi(t) + MX(t))], \quad (1.13)$$

бу ерда M — модуляция чуқурлигини характерловчи коэффициент.

Сигналларни ифодалашда B база тушунчаси киритилди:

$$B = \Delta f T. \quad (1.14)$$

Даврий сигналнинг маълум бўлган $A(t)$ ёки $\varphi(t)$ функцияси, T — сигналнинг такрорланиш даври; B — сигнал спектрининг кенглиги.

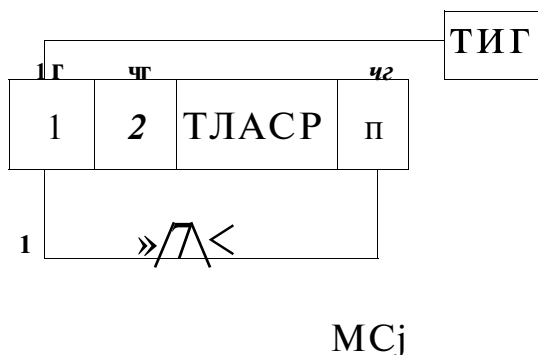
Даврий сигналлар P базаси $B \sim \Delta f$. Мураккаб (кенг полосали) сигналларда эса $B \gg \Delta f$. Агарда $\tau_{\text{кор}}$ — корреляция вақти, Δf — кичик бўлса, бундай такрорланувчи Δf -сигнал

кенг полосалига мисол булади. Бундай ихтиёрий жараёнлар, сигнал узатиш максидида кулланилиши мумкин. Кенг полосали узатишнинг тор полосалига нисбатан афзаллиги, уларнинг уртача кувватидаги частотанинг кенг спектрда спектрал зичлиги бир неча марта кичик булишидадир. Бу эса информацияни яширин узатишга имконият яратади.

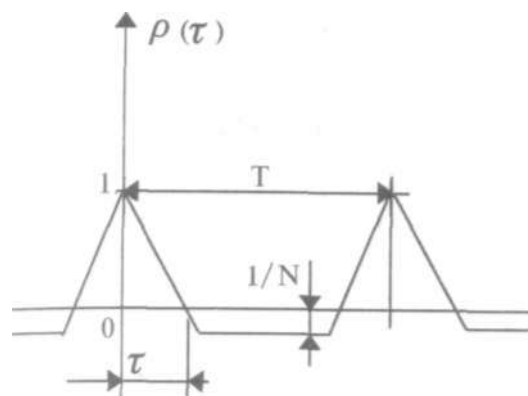
Кенг полосали (шовкингга ухшаш ҳам дейилади) сигналлар одатда псевдотасодикий дискрет (узлукли) кетма-кетликдаги элтувчи гармоник сигнал манипуляциясидан шаклланади. Символларнинг кийматларига мое ҳолдаги кетма-кетликда амплитуда, фаза ёки элтувчи частота узгаради.

Мисол тарикасида псевдотасодикий кетма-кетликдаги элтувчи фаза манипуляцияни курамиз. Тескари логарифмик алокали силжиш регистридан (ТЛАСР) ташкил топган генератор ёрдамида иккиланган псевдотасодикий кетма-кетлик шаклланади. Регистр к.исмида $\hat{= 1/T_n}$ частота билан символлар силжишини таъминлаб, тактли импульсли генератор T_n псевдотасодикий кетма-кетликда, булади (1.9-расм). Мантикий схеманинг мураккаблиги генерацияланаётган коднинг куринишига боклик. булади.

Рекурент чизикли максимал узунликдаги псевдотасодикий кетма-кетликда даврга жойлашувчи элементлар сони N , $(2^n - 1)$ киймат билан аниқланади, бунда n — суриш регистридаги разрядлар сони. Масалан, $n = 10$ да $N = 1023$.



1.9-расм

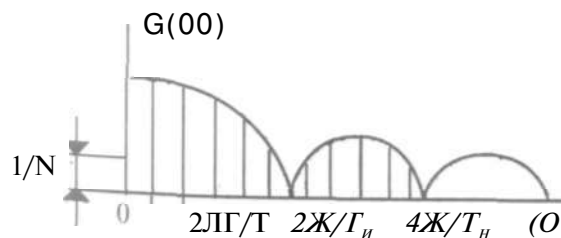


1.10-расм

Псевдотасодикий кетма-кетликда (M — кетма-кетликда), айниқса N нинг катта кийматларида ихтиёрий сон ± 1 кетма-кетлигини амалга ошириш хусусиятига якин булади.

Псевдотасодикий кетма-кетликдаги автокорреляцион функция (A_{kf}) ҳам даврий хусусиятга эга булади. 1.10-расмда нормаллаштирилган автокорреляцион функция (AKF) тасвирланган. Автокорреляцион функциянинг даври $T = N \cdot T_n$. AKF нинг куриниши псевдотасодикий кетма-кетликнинг куриниши билан аниқланади.

M — кетма-кетликда, автокорреляция функцияси киймати $\sqrt{Nra}$ тенг булган ён қолдиқлари булади. Псевдотасодикий кетма-кетликдаги спектрда бошқа даврий функциялар каби автокорреляцион функция 1.11 -раемда курсатилганидек, дискрет (узлукли) куринишда булади.



1.11 I-раем

Спектрнинг полоса кенглиги псевдотасодикий кетма кетлик элементларининг узунлиги, унинг такрорланиш даври ва ён спектрал ташкил этувчиси билан аниқланади. Спектрнинг полоса кенглигининг узгармас ташкил этувчиси эса TV-булиб, у псевдотасодикий кетма-кетликнинг базасига боғлиқ. бўлади.

Элитувчи частота билан манипуляцияланган фазалар даврий псевдотасодикий сигнал \осил килади. 1.12-расмда фаза манипуляцияланган псевдотасодикий сигнал курилиши берилган бўлиб, у куйидаги ифода билан ёзилади:

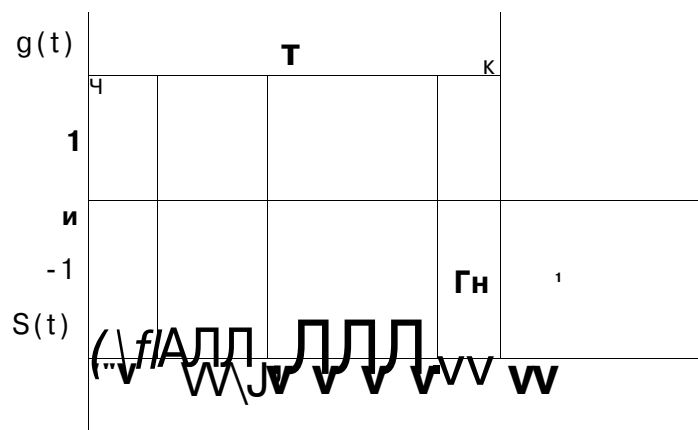
$$s(t) = a_0 \sin[a_0 t + 0.5\pi g(f) + \phi(t)], \quad (1.15)$$

бу ерда a_0 — узгармас амплитуда; ω_0 — элитувчи частота; $\phi(t)$ — сигналнинг тасодикий узгарувчан фазаси.

Псевдотасодикий кетма-кетликнинг даврийлигини эътиборга олиб, уни куйидаги курилишда ёзиш мумкин

$$g(t) = Y \text{rect}(t/T) \quad (1.16)$$

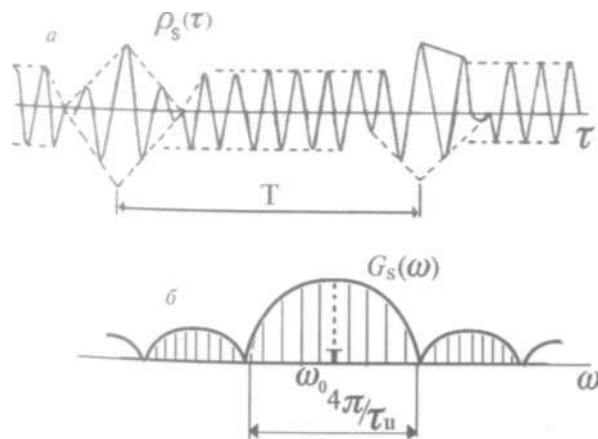
бу ерда $\text{rect}(t/T)$ -туғғи бурчакли импульс функциясининг ифодаси бўлиб, $(0, T)$ оралиқда бирлик амплитудага эга. $V_k \pm 1$ — кийматларга эга булган псевдотасодикий элемент кетма-кетлиги.



1.12-расм

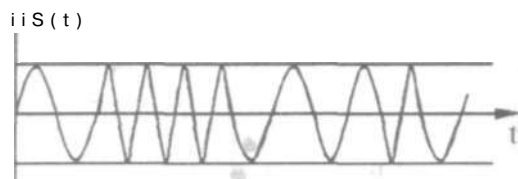
1.13 д-расмда элитувчи частотага тенг булган автокорреляция функциянинг фаза манипуляцияланган псевдотасодикий сигнал оғласи курсатилган. Фаза манипуляцияланган псевдотасодикий сигнал псевдоихтиёрий сигнал спектрининг курилишига эга бўлиб, факат элитувчи частота томон силжиган ҳаётда бўлади (1.13 6-расм). Элитувчи частотага мўъассиснинг ташкил этувчиси амалда кўска бўлиб, унинг киймати максималнинг $1/N$ қисмини ташкил этади. Дискрет (узлукли) сигналларни узатиш учун минимал узаро корреляцияланган сигналлар функцияси йиғандисига эга бўлиш мақсадга мувофиқ. бўлади.

Бундай сигналлар йиғиндиси турли синфда псевдотасодикий кетма-кетликда мумкин булган ҳаётлар сонини 2 дан q гача сигналлар сонини берилган синф учун (2^{q-1}) дан (2^q) гача оширишга имконият беради, бу ерда $q=1,2,\dots$. Псевдотасодикий куп сатҳли кетма-кетлик $(q=3,4,\dots)$ купинча частота манипуляцияли (ЧМ) тизимларда қўлланилади. Узлукли (дискрет) ЧМ сигналлар (ДЧМ)нинг ҳар бир элементли кенглиги частота қадамига тенг булган частота-вақт матрица курилишида берилиши мумкин (1.14-расм). Одатда $\Delta\omega=2\pi/T_u$ танлаб олинади ва



1.13-расм

Гц
m Ж
Act) " ^ 2 " ^ 2:
^ < " ^ 24.
^



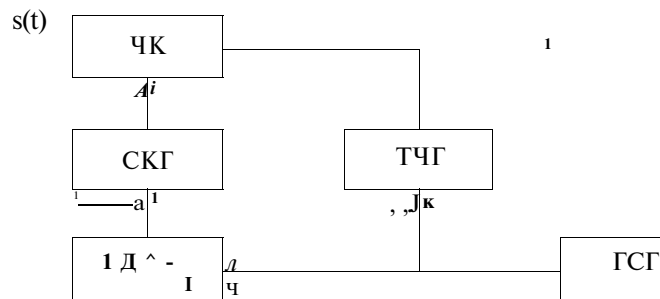
/. 14-расм

хамма элементлари ДЧМ сигналнинг бир даврида бир мартадан ортик. такрорланмайди.

1.14 я-расм чизмасидан матрицага монанд ДЧМ сигнал диаграммаси 1.14 6-расмда тасвирланган. Ушбу кури нишдаги сигнални хрсил килиш учун куйидаги схема (1.15-расм) дан фойдаланилади.

Бу ерда: ЧК — частота коммутатори, СКГ — сон кетма-кетлиги генератори, ГСГ — гармоник сигнал генератори ТЧГ — такт частота генератори, f/k — частота блоки.

Дискрет частота манипуляцияланган сигналнинг база-си $B = XTД/дан$ аникданади, бу ерда $Д/ = Д(о/2л$. Хозирп-



/. 15-расм

вактД а би Р неча хил К ^ п с ат х л и ка тта кувватга эга булган псевдотасодикий кетма-кетлик аникданган булиб, улар туфайли эффектив сигнал узатувчи манипуляцияли радиотехник тизимлар куриш имкониятлари пайдо булди.

1.4. Радиотехник тизимларда сигнал узатишдаги халакитлар

Радиоканалларда сигналларга халакитлар таъсир этиб, сигнални кабул килишни кийинлаштиради. Халакитлар тасодикий характерга эга булиб, уларни туликдигича йук килиб булмайди. Келиб чикиши жихатидан халакитлар турлича булади. Улар ичида энг куп таркалгани атмосферадаги электр жараёнлари билан боглик булган атмосфера халакитларидир. Бу халакитлар таъсири айникса узун ва урта тулкинларда купрок сезиларли булади.

Турли хилдаги электр ускуналари таъсирида, электродвигатель, автомобилларнинг ёкиш тизими, тиббиёт электржихрзлари ва хрказолардан индустриал халакитлар содир булади. Радиолинияларнинг иш фаолиятларига ишлаб турган радиожихрзлар сонининг ортиши хам таъсир курсатади. Сигналларнинг бузилиши окибатйда — радиоузатиш частоталарининг ностабилиги натижасида каналларда ночизик. жараёнлар хрсил булади.

Ихтиёрый радиотизимлар учун хос халакитлар: радиожихозларнинг ички шовк.инлари клбул килувчи-кучайтирувчи асбоблардаги зарядларнинг харакатидан содир булади. шуо шовкинлар, айникса ультраиска тулкинда ишлайди-радиотизимларда купрок. сезилади. Бу диапазонда косхалакитлар ва бошка Ерга тегишли булмаган объектнингмасалан > куёшдаги электромагнитик жараёнлар таъсирларих.ам боглик. булади.

ёки ак ^ тла Р н ин г сигналларга таъсири буйича аддитив г (')да ultiпликатив б улади - Аддитив халакит аралашма сигнал $s(f)$ билан куйидагича кушилади:

$$rit) \quad s(t) + At) \cdot \quad (1.17)$$

Мультипликатив халакит эса сигнал га купайтма хрла-тида булади:

$$r(t) = Mt) - s(t). \quad (1.18)$$

Реал каналларда хар иккала турдаги халакитлар хам мавжуд булади.

Узатувчи ва кабул килувчи курилма пунктларининг узгариши радиотулкин таркалаётган мухитнинг тасодифий узгариши натижаларида сигнал параметрларининг бузилишига олиб келади. Ушбу узгариш амплитудалар, фазалар, сигнал частоталарининг тасодифий узгаришларида намоён булади.

Умумий хрда сигнал ва халакит йигиндиси куйидагича ифодаланиши мумкин:

$$A(t) = A_0 \cos[\omega_0(t - x) + \varphi(t) + n(t) + y(t)], \quad (1.19)$$

бу ерда $A(t)$ ва $y(t)$ — сигналнинг модуляция крнунини ифодаловчи вақт функцияси.

$i(t)$ ва $y(t)$ — халакитларнинг мультипликатив ва аддитив ташкил этувчилари.

$n(t)$ — кабул килгичнинг ички шовкинидан ҳосил булган аддитив халакит.

$\varphi(t)$ ва $\tau = \tau(t)$ — сигналнинг тасодифий узгарувчан фазаси ва вақтий кечикиши.

«(?)» — халакит, Гаусс тасодиф жараёнига эга булиб, флуктуациялидир. Унинг спектрал зичлиги кенг частота диапазонида куйидагича аникланади:

$$G_n(f) = 0.5 \kappa T^* = 0.5 J_{\nu} \quad \text{В}^2/\text{Гц}$$

бу ерда $\kappa = 1.38 \cdot 10^{-23}$ Ж/К — Больцман доимийси, T^* — шовкиннинг абсолют харорати, $N_0 = kT^*$ — шовкиннинг бир томонлама спектрал зичлиги.

Жараённинг уртача кийматини нолга тенглаштири, корреляцией функция спектрал зичлигини Фурье узгартиришининг (1.20) тенгламасидан аникланган мумкин:

$$R_n(t) = \langle n(t)n(t+r) \rangle = 0.5 \nu_0 d(r). \quad \text{С1-2Я}$$

Бу ердаги бурчак кавси $\delta(x)$ — дельта — функциясининг уртача статик операциясини ифодалайди.

Аддитив $y(t)$ халакит узининг характери буйича узлуксиз ёки импульсли булиши мумкин. Узлуксиз халакитлар одатда тор полоса спектрига эътиборли булиб, ташки радиостанциялар таъсирида содир булади. Импульсли халакитларнинг полоса кенглиги одатда кабул килгичнинг полоса утказгичидан катта булади. Сигнал узатиш радиотехник тизимларида куп станцияли ва кодли булинишда бир вақтда бир нечта станция таъсири характерлидир. Бунда халакитлар структураси радиотизимларида кулланиладиган сигналлар структурасига ухшаш булади.

1.5. Радиотехник тизимларда сигнал узатишнинг асосий таснифлари

Радиотехник тизимларда сигнал узатиш, аввало узатилаётган сигналнинг сифати ва миқдори билан ифодаланади. Сигнални узатиш аниқлиги билан миқдори сигнал узатиш тезлиги билан аникланади.

Узатиш сифати кабул килинган сигналнинг қай даражада халакитлар таъсирида бузилишига боғлиқдир. Агар радиотехник тизимларда сигнал узатиш тугғи лойиҳдалаштирилган булса, яъни РТС жихрзининг талаб даражасидаги чидамлилигига жавоб берса, халакитдан бошқа сабаблар ҳисобга олинмайди. Жихрз чидамлилиги ишлатилиш шарт-шароитлари, лойиҳа-технологик улчамлари билан таъминланади. Шундай қилиб, радиотехник тизимларда сигнал узатишда унинг сифатини халакитларга қарши чидамлилигидан аниқлаш мумкин.

Радиотехник тизимларда сигнал узатишда халакитлар таъсирига чидамлилиги халакитга қарши чидамлилиги дейилади. Кабул килинган сигналнинг узатилган сигналга мослиги унинг аниқлиги дейилади. Сигналнинг таъсирига қараб турли миқдорли аниқдик улчовлари белгилади. Узлуксиз сигналлар узатилаётганда аниқдик таваккаллик CJX , Y^* билан аниқлади. Халакит тасодифий булганлиги учун таваккаллик кийимати сигнал ва унинг баҳрси Y^* га боғлиқ хрда тасо-

дифийдир. Шунинг учун уртача йукртиш ёки уртача таваккаллик $\langle C_n \rangle$ киритилади:

$$\langle C_n \rangle = \int_{-\infty}^{\infty} C_n(A) w(A) dA, \quad (1.22)$$

бу ерда $w(A, X^*)$ — кабул килинган X^* ва узатилган X сигналларнинг биргаликдаги эхтимоллик зичлиги.

Одатда $e = X - X^*$. Бундан уртача таваккаллик

$$\langle C_n \rangle = \int_{-\infty}^{\infty} C_n(e) w(e) de. \quad (1.23)$$

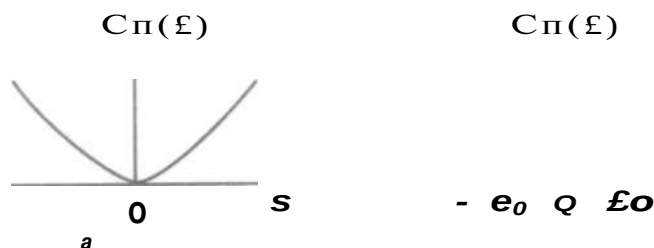
Йукртиш функцияси $C_n(e)$ турлича танланиши мумкин. Пекин у умумий талабларни крниктириши шарт: йук, ортиш киймати нолинчи хатоликда минимал булиши керак, зеро йукртиш киймати хатолик белгисига безлик, булмайди.

Баъзи бир мумкин булган йукртиш функцияларини ва мое равишда уртача таваккалликни куриб чикайлик.

Квадратик йукртиш функцияси: $C_n(e) = e^2$ булади (1.16, я-расм). Уртача таваккаллик бунда уртача квадратик хатони аниклайди:

$$\langle e^2 \rangle = \int_{-\infty}^{\infty} e^2 w(e) de. \quad (1.24)$$

Келтирилган критерийга мувофик., уртача квадратик хатолик минимум булса, тизим яхши дейилади.



1.16-расм

Оддий йукртиш функцияси $C_n(e) = 1 - \text{rect}[(e + e_0)/\Delta]$ (1.16, б-расм). Бунда уртача таваккаллик берилган дажадаги эхтимолликдан ортиб кетиши билан исоблана-
 $\int_{-\infty}^{\infty} C_n(e) w(e) de$. Ушбу критерийга биноан агарда энг кичик эхтимолликни таъминласа $P(|e| > e_0)$ тизим яхши хисобланади.

Умумий халда хатолик $e(0)$ тасодифии жараён булган-лигидан кабул килинган сигнални узатилгандаги фарк.и-ни улчаш учун куйидаги ифодадан фойдаланилади:

$$P = \int_{-\infty}^{\infty} \frac{1}{T} f(t) X'(t) dt, \quad (1.25)$$

бу ерда Γ — вақт буйича урталаштирилган оралик.

Агар сигнал $X(t)$ — ностационар жараён булса, уртача хатолик вақт функциясида булади $\langle e^2(t) \rangle$.

Сигналларни дискрет (узлукли) узатишда, сигнални узатишни микдорий бахрлаш учун хатоликнинг такрорланиш тезлиги, яъни хато кабул килинган сигналнинг умумий узатилган сигнал сонига нисбати билан $M_{\text{ум}} : K_x = M_{\text{хмо}} I^M \text{ УМ}$ аникланади.

Узатиш вақти чегараланган хрлда хатолик коэффициент-ента $K_{\text{хат}}$ тасодифии булиб, шу вақтга боглиқдир.

Амалда алока сеанси элемент кенглигидан бир неча баробар кичик ва x_0 — киймат узатиш жараёнида статик таснифлари узгармас булганда, бирор сигнал P_e элементи хато Кабулининг эхтимолидан фаркли булади. Шунинг учун радиотехник тизимларда сигналларни узлукли узатишда эхтимоллик P ёки хар кандай ушбу эхтимолликнинг монотон функцияси эхтимолликнинг микдорий улчами булади.

Сигнал узатишнинг радиотехник тизимларида P_e имоллик умумий булган уртача таваккаллик критерий-ик $\int_{-\infty}^{\infty} C_n(e) w(e) de$ ишонч осил КИЛИШ мумкин. Ха-Диск $\int_{-\infty}^{\infty} C_n(e) w(e) de$ Эгар жар бир М хато олатнинг $\sim$ нчиси, $\int_{-\infty}^{\infty} C_n(e) w(e) de$ и ? гна л кабул к.илишда таваккаллик киймати C_n , $\int_{-\infty}^{\infty} C_n(e) w(e) de$ эхтимолликнинг P /-нчи уртача таваккал-ниги Уидагича ёзилади:

$$\langle C_n \rangle = \int_{-\infty}^{\infty} C_n(e) w(e) de. \quad (1.26)$$

Иккиланган (бинар) тизим учун $M = 2$ ва ҳар хил йўқотишда $C_{\text{и}} = 1$, $/ = 1, 2$, бунда

$$\langle C_{\text{и}} \rangle = \sum_{x_i} P(x_i^* = x_i / X = x_i) + P(x_i) P(X^* = x_i) \quad (1.27)$$

Бу ерда $P(X = x_i)$, $/ = 1, 2$, — символлар $X = x_i$ ва $X^* = x_i$ ларни априор эҳтимоллиги.

Агар ушбу эҳтимолликлар тенг бўлса, унда

$$\langle C_{\text{и}} \rangle = 0.5 [P(X^* = x_i | (X = x_i) + P(X^* = x_i | X = x_i)] = P_e \quad (1.28)$$

яъни уртача таваккаллик символни хато тасвирлашда тулик, эҳтимоллик билан мое тушади.

(1.2) — тенгламадан критерий буйича энг яхши тизим деб хатолик P_e нинг энг кичик эҳтимоллиги таъминланганига айтилади.

Берилган вақт бирлигида сигнал узатиш каналидан узатилган сигналнинг тезлиги узатилган сигнал миқдори билан аниқланади. Узлукли сигнал узатиш тизимларида техник ва ахборий узатиш тезлиги тушунчасидан фойдаланилади.

Бир секундда узатилган элементлар сонининг узлукли сигналда техник тезлиги (манипуляция тезлиги) дейилади.

$$R = \sqrt{T} \quad (1.29)$$

бу ерда T — бир элементни узлукли сигналда узатиш кенглиги.

Бир секундда радиотизимда узатувчидан қабул қилгичга етиб келган сигнал миқдори сигнал тезлиги дейилади. Ахборий тезлиги иккиламчи сон миқдорида (бит) секундига улчанади. Умумий ҳдвда ахборий тезлик техник тезлик билан мое бўлмайди, чунки у манипуляция тезлиги, алоқа каналининг тури, сигнал ва халакит турларига ҳам боғлиқдир.

Аналогли (узлуксиз) сигнал узатиш тизимларида узатишнинг максимал тезлиги бир вақтнинг узида узатиладиган телефонда гаплашишлар, радиоэшиттириш ва телевизион эшиттиришлардаги канал хатоликлар ва сигнал бузилишлари киритилмагандаги ҳолатда аниқланади.

Радиотехник тизимларда сигнал узатишнинг асосий амалларидан бири сигналнинг кечикишидир. Узатилган сигнал қабул қилгичда қайта тикланиб, уни узатилган вақтдан қайта тикланган вақтларининг максимал оралигининг кечикиши дейилади. Кечикиш узаткичда ва қабул қилгичда сигнални қайта ишлаш вақтлари ҳамда радиотизимнинг узлуклигида ҳам боғлиқдир. Сигнални қайта ишлаш тезлиги эса сигнални кодлашга ва декодерлашга сарфланган вақтларга боғлиқ. Радиотехник тизимларда сигнал узатиш узатиш ва кечикишга боғлиқ бўлмаган тавсифлардандир.

Юқорида баён этилган курсаткичлардан ташқари, радиотехник тизимларда сигнал узатиш радиотизимининг яширинлиги тизимга кириб бориш эҳтимоли, массаси, жиҳазнинг геометрик ўлчамлари, нархи ва эксплуатация харажатлари билан ҳам характерланади.

Радиотизимнинг яширин ишлаш эҳтимоли узатиладиган сигнални аниқлаш эҳтимоли билан аниқланади, яширинганлик сигналнинг спектрал зичлик даражасига боғлиқ: спектрал зичлиги канчалик кичик бўлса ишлаш эҳтимоли ҳам кичик бўлади. Шу муносабат билан радиотизимларда энергетик яширинганлик тушунчаси ҳақида гапирилади. Радиотехник тизимларда ахборот узатишнинг юқори энергетик яширинганлигини мураккаб сигналлар ёрдамида амалга оширилиши ҳақида (1.3)да ҳам курсатилган.

Ташқи кузатувчилар томонидан узатиладиган сигналларни аниқлаш учун авваламбор, сигналнинг тузилишини аниқлашга вақт сарфланади. Шунинг учун шовкинга ўхшаш мураккаб сигналларнинг қулланилиши аниқлаш аракетини қийинлаштиради ва сигнал узатиш радиотехник тизимларини қупрок яширин ишлашга олиб келади. Сигнал узатиш радиотехник тизимларида яширин ишлаш билан биргаликда тизимга рухсат этилмаган кичик эҳтимоли коммерция алоқа тизимларига мансубдир. Радиотехник тизимларида қуйидаги ўлчамларни ҳисобга олиш зарур: жиҳазнинг массаси, ишлаш нархи ва эксплуатация учун РТС сарфи, унинг анлиги, шариоити, қандайдиган мақсадда ишлашга мулкжалланган тизимнинг техник амалга оширилиши, уларнинг руқтив лойихаланиши.

1.6. Радиоалока тизимидаги муҳидислик ҳисоби

Ҳисоб учун қуйидагилар берилади: узатишнинг эҳтимоллиги, радиотехник тизимда узлуксиз сигнал узатишда уртача квадратик хато ёки узлукли (дискрет) сигнал узатишда рухсат этилган символли хато; радиоалока тизимининг таъ-3 сир доираси (узунлиги); радиоканалнинг қуриниши, ра- диосигналнинг тарқалиши билан ифодаланувчи, ҳалак^Ы лар қуриниши ва х. к.

Радиоалока тизимининг муҳидислик ҳисоби унинг асосий улчамларини аниқлашда энергетик жиҳатдан ён- дошишга асосланган.

Дискрет (узлуксиз) сигналларни радиотехник тизим- ларда узатишда тугри тулқин билан эркин тарқдлаётган, статик тавсифлари узатишда ва қабул қилишда маълум бўлган ҳисоблаш услубини қуриб чиқамиз.

Қабул қилгичнинг қириш қисмидаги сигналнинг қув- вати радиоалокднинг узоклиқ тенгламасидан аниқланади:

$$P_c = \frac{P_{\text{нур}} \Gamma_{\text{е}}^2}{(4\pi r^2)}, \quad (1.30)$$

бу ерда $P_{\text{м}}$ — узатгичдан нурлантирилган сигнал қуввати. $(\Gamma_{\text{ан}}$ — узатгич антеннасининг йуналтириш коэффициенти. $\Gamma_{\text{э}}$ — қабул қилувчи антеннанинг эффе́ктив майдони. D — қабул қилгич билан узатгичнинг орасидаги масофа. γ — ра- диоканалда сигнал энаргиясининг камайишини ҳисобга олувчи коэффициент. $\gamma_{\text{е}}$ коэффициент $a_{\text{л}}$ — сунуш коэф- фициентига боглиқ бўлиб, ютилиш сарфи билан аниқла- нади:

$$\gamma_{\text{е}} = \exp(-0.23 a_{\text{л}} D), \quad (ДБ/км) \quad (1.31)$$

$a_{\text{л}}$ — сунуш, тебраниш частоталари ва муҳитнинг хусусиятларига боглиқ;

$f_{\text{у}} \sim \text{ЮГГц}$ учун метеорологик шароитга қараб, атмо- сферадаги ютилиш сарфи $a_{\text{л}} = 10^2 - 1 \text{ ДБ/км}$, $\gamma_0 = 2.5 \text{ П}^{\text{ц}}$ да ютилиш 5 баробар камаяди.

Радиотизимда асосий ҳалакитлардан флу́ктуацион шо- кин ёки бошқа флу́ктуацион турдаги ҳалакитларни ас- сийси деб, $N(f)$ — ҳалакитларнинг натижавий спектр

лиги аниқланади. Сигнал спектрининг $D_{\text{э}}$ оралигида ҳалакит қуввати

$$N_p = \frac{A}{\Delta f}, \quad (1.32)$$

бу ерда

$$N_p = \frac{1}{\Delta f} \int_{\Delta f/2}^{\Delta f/2 + 1/2} N_p(f) df, \quad (1.33)$$

— қабул қилгичнинг қириш қисмидаги ҳалакитлар йигиндисининг уртача спектрал зичлиги.

Агарда қабул қилгичнинг ички шовкини унинг асо- сий ҳалакити бўлса, ҳалакитнинг спектрал зичлиги $N_p = N_{\text{ш}}$ (1.20 га қдранг) бўлади. (1.30)-1.32) тенгламаларни эътиборга олиб, қабул қилгичнинг қириш қисмида сиг- нал/шовкин нисбатни қуйидагича ёзамиз:

$$(S_c/L_c)_{\text{кир}} = \frac{P_{\text{нур}} \Gamma_{\text{е}}^2}{4\pi D^2 N_p A_{\text{л}}^2} \exp(-0.23 a_{\text{л}} D). \quad (1.34)$$

Бир бирлик иккиламчи сигнални узатишда, талаб этил- ган эҳтимоллик ҳатони таъминлаш учун энергиялар нис- бати $E = P_{\text{нур}} T$ сигналнинг N_p шовкиннинг спектрал зич- лигига нисбати билан аниқланади:

$$\partial_{\text{мэ}} = \frac{2E}{P_{\text{ш}}} = \frac{(P_c/P_{\text{ш}}) T a_{\text{л}}}{D}, \quad (1.35)$$

Бунда талаб этилган қабул қилгич қириш қисмида сиг- нал/шовкин нисбати қуйидагича аниқланади:

$$(P_c/P_{\text{ш}})_{\text{мэ}} = \frac{E a_{\text{л}}}{T D} -$$

олиб" қабул қилишнинг реал шарт-шароитларини ҳисобга $E_{\text{нур}} J_{\text{сигнал}}$ шовкин қувват нисбати бирмунча захира "лан олинади:

$$(P_c/P_{\text{ш}})_{\text{тэ}} = \frac{E_{\text{нур}} J_{\text{сигнал}}}{T D} < 1_{\text{мэ}} / (T a_{\text{л}}). \quad (1.36)$$

Бунда —

лувчиз шовкинга қарши чидамлилиқни ҳисобга Φ синхронлаштиришнинг бир Φ аслиги, интерференцион бузилишлар ва х.к. Бу

сигнал/шовкин нисбатини $3 \cdot 10^3$ ДБ захира билан ҳисоб-га олса бўлади.

Сигнал узатишнинг ҳалакитларга чидамлилиги талаф етилган даражадан кам бўлмаган ҳолатни таъминлаш учун куйидаги шарт уринли бўлади:

$$(P_c/P_u) \leq (P/P_u) \quad (1.37)$$

Симметрик узлукли каналда сигнал узатишнинг **pearl** тезлиги (кичик эҳтимоллик ҳатоликда 2.2-да бундай канал тавсифи берилган) куйидаги формуладан аникланади:

$$R = yR(\log n)/T, \quad (1.38)$$

бу ерда n — кулланилаётган коднинг асоси; $yR < 1$ — синхронизацияга ва ҳоказоларга сарфланганлиги натижасида тезликнинг камайишини ҳисобга олувчи коэффициент] бу ерда ва бундан кейинги ифодаларда ҳам $\log$ — логарифм 2 асосли. (1.34), (1.36), (1.38) ларни эътиборга олиб (1.37) нисбатини куйидагича ёзамиз:

$$P_{\text{шум}}/P_{\text{сигнал}} \approx \exp(-0.23 \alpha, Z) > \alpha \quad (1.39)$$

Ушбу нисбатни радиотизим ҳисобида берилган киймат сифатида қараш мумкин. Бунинг асосида сигнал уза-тиш радиотехник тизими улчамларининг оптимал кийматларини танлаш имконияти содир бўлади.

2. ДИСКРЕТ СИГНАЛЛАРНИ УЗАТИШ ВА КАБУЛ КИЛИШ УСЛУБЛАРИ

2.1. Дискрет сигналлар манбаларининг ахборий тавсифи

Сигналлардаги информация сони, сигналлар опти-лиги, энтропия ва сигнал манбасининг самарадорлиги I информация узатиш тезлиги ва каналнинг утказиш K о-лияти ахборий тавсиф каторига киради.

Дискрет сигналлар манбаси $x \in X$, $|X| = K$ белгилардан ташкил топган M туб сонини ишлаб чиқаради. № банинг Халифбе хажмини M билан белгилаш мумкин. АГ

бир сигнал p белгиларини уз ичига олган бўлса, у $N = K^n$ узунликдаги турли сигналлар сони $N = K^n$ микдордан аникланади. Бу микдор дискрет сигнал манбаси p_i қир юритишга имкон берса-да, лекин унинг n ва n даражали табиати ноқулайдир. 1928 йилда Р. Картли информация микдорининг $H = -\log N = -\log K^n$ логарифмик улчовини киритди. Бирок бу улчов сигналлар шакллани-шининг тасодифий характерини акс эттирмайди.

1946 йилда К. Шеннон сигналларда информациялар мик-дори билан белгиларнинг пайдо бўлиши эҳтимолини H о-лашни таклиф қилди. Агарда алифбенинг ҳдмма белгилари-нинг пайдо бўлиш эҳтимоли бир хил бўлса, у ҳолда бир белги ёрдамида қучириладиган информациялар сони $N = K^n$. Модомики, $P = 1/M$ белгиларнинг пайдо бўлиш эҳтимоли экан, у ҳолда $M = 1/P$. M нинг бу киймати $N = 1/P^n$ ни бе-ради. Шундай қилиб, олинган нисбат бир белгини қучирув-чи сигнал сони билан шу белгини пайдо бўлиш эҳтимолини боғлайди. Амалий сигналларда $P(x)$, $x \in X$ эҳтимоллар тур-личадир, шунинг учун x белгини қучирувчи информация-лар сони. Сигнал манбасининг бир белгисига мос келувчи информациянинг уртача микдори $H(X)$ алифбенинг бор ҳажми бўйича уртача ҳисоб олиш муомаласини куллаш йули билан олинади:

$$H(X) = -\sum_i P(x_i) \log P(x_i). \quad (2.1)$$

(2.1) ифода дискрет сигналлар манбасининг энтропия сифатини аниқлайди ва манба фаолиятида ноаниклик $H(X)$ бланади. Энтропия канчалик катта бўлса, урта-да у ёки бошқа сигнал пайдо бўлишининг ноаник-дан-³⁰¹¹ Шунча катта бўлади. Сигнал қабул қилингани-дори ^{СУНГ} ноаник $H(X)$ йуқолади. Демак, информация мик-Риш M ^{НОАНИК} $H(X)$ камайитирувчи улчов сифатида қу-

бора, ¹⁷¹ ^{ПИЯНИНГ} асосини хусусиятлари куйидагилардан

⁶Улган ϵ ³ ^{СИГНАЛ} ^Дасидан биргина сигнал 1 га тенг $3-2\epsilon$ ^{0Л} билан узатилиб, қолганлари 0 га тенг

эхтимолга эга булса у хрлда, у нолга тенг булади ва энтропия манфий булмайди.

2. Энтропия аддитив — бу шуни билдирадики, манбалар энтропияси йигтшдисе "катталаштирилган" сигнал! манбасини хрсил килади.

3. "А" хилма-хил сигналларни уз ичига олган даста $Y_{\text{чл}}$ $H(X) < \wedge L$ ифодали нисбат урнини эгаллайди. Шу бил бирга тенглик факат хдмма сигналлар узаро тенг э^тим ва бир-бирига безлик, булмаган хрлда узатилгандаги я бошланади. К сонини алифбе хджми дейишади.

Биринчи ва иккинчи хусусиятлар (2.1) ифодадан келиб чикади. Учинчи хусусиятнинг хаккрнийлигини исбот! лаймиз.

Агарда хабар бир-биридан статистик мустакил (хоти расиз манба) узатилса, у хрлда:

$$H(X) = -\sum_{i=1}^K P(x_i) \log P(x_i). \quad (2.2)$$

Бундан $\ln x < x - 1$ тенгеизликни эътиборга олиб

$$H(X) = -\log K < -(\log e)^{\sum_{i=1}^K P(x_i)} / [1-l] = (\log e) [1-l] = 0. (2.3)$$

Тенглик $KP(x)$ х, 1 булгандагина уринли булади ва учимчи хусусиятни исботлайди.

$K=2$ булган хрлда иккиламчи хотирасиз манбани курамиз. Бу хрлда энтропия $P(x_1) = P(x_2) = 0.5$ кийматларД уз максимумига эришади $\text{Balog} 2 = \text{Шит. га тенг.}$

Манба энтропиясининг $D(x_1) = 1 - P(x_2)$ эхтимолга 6OF ликлиги 2.1-расмда келтирилган.

Сигнали оддий Марков занжири хреил килувчи макба учун хар бир x_i сигнал эхтимолини, агарда олдин узатилган x_i ахборот маълум булса аникдаш мумкин. хрлда манба энтропияси куйидаги ифода билан аникл над и:

$$H(X) = -\sum_{i=1}^M P(x_i) \log P(x_i) \quad (2.4)$$

Бунда $Y(x, |x)$ - агарда аввали маълумот x , булса, X_k маълумотни узатиш шартли эхтимолли; $Y(x, |x)$ - х, ни узатиш мутлак э^тимолли.

Агарда алифбе хажми ва сигналнинг мутлак, эхтимоли бир булганида боглик ахборотлар манба энтропияси хамма вақт мустакил ахборотлар манба энтропиясидан кичик булади. Алифбенинг мустакил харфларини уз ичига олган ва шу хдрфлардан тузилган сузлар манба энтропиясини солиштириб, юкрридаги фикрга ишонч хрсил килиш мумкин.

Манба томонидан ишлатилмайдиган хамда шу алифбеда энтропиянинг мумкин кадар максимал кийматига K алифбе хджми билан k манба ортикдиги деб айтилади:

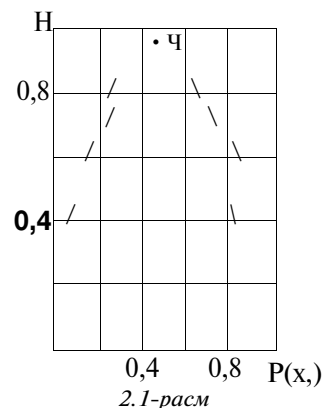
$$k = (\log K - H(X)) / \log K. \quad (2.5)$$

Бир ёки бошка-бошка манбаларда ахборотлар кетма-кетлигидаги богликдик энтропиянинг камайишига ва манба ортикдигининг купайишига олиб келади. Мисол учун манба K ахборот ишлаб чикарса, ахборотнинг n кетма-кетлигида маълумотнинг максимум киймати, куйидагига:

$$-n \log K, \quad (2.6)$$

боглик бй» й СИГНАЛЛА Р тенг эх.тимолли ва бир-бирига ни пайлгГ/3» * 0 латга ^ р и келади. Агарда сигналлар уза Ро таъсип ЛИШ э * тимолли * а Р хил ва сигналларнинг манбания МАВЖУД б ^ Л Са, маъл У мот микдори камаяди. шунчаси киои олаш мак _ садила У нинг унумдорлиги ту- белги учун Р и тила Ди. Белгиланган тезликда ва хар бир нинг У ргача м ВаКТ сар Ф ловчи манба бераётган маълумот- ани К пайд и (бит/4) 01511 манбанинг Унумдорлиги $H(X)$ ни

$$\#'(X) = H(X) / T. \quad (2.7)$$



Баъзи манбаларда унумдорликни T катталикини узгап тириш йули билан тартибга солиш мумкин. Бундам ман бага радио-телеграф тармоги оркали узатишга тайёрлан ган матн мисол булади.

2.2. Дискрет каналнинг сигнал утказиш қобилияти

Маълумот узатишда сигнал каналларининг қобилияти тини улчаш мақсадида каналларнинг утказиш қобилият] тушунчасидан фойдаланилади. Чунончи, "С" каналини ахборот утказиш қобилияти (бит/с) вақт бирлиги ичида канал буйича узатиб буладиган маълумотнинг максимал микдори билан аниқланади.

"К" хажмли алифбедан вақт бирлиги ичида n белгилар узатилаётган дискрет канални курамиз. Хар бир белгини узатишда канал буйича уртача, куйидаги микдорд, маълумот утади:

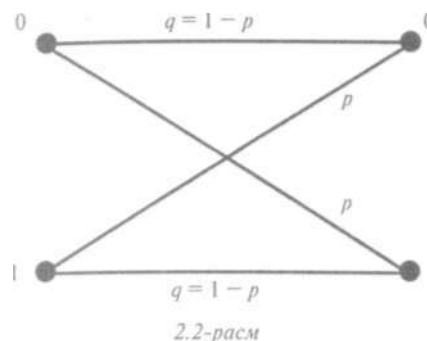
$$I(X, X^*) = H(X) - H(X|X^*) = H(X^*) - H(X^*|X) \quad (2.8)$$

бунда X ва X^* — канал кириши ва чиқишидаги тасодифш белгилар: $H(X)$ — дискрет сигнал манбаси ёрдамида аниқланувчи ва узатилаётган белги маълумотини бахрловчи энтропия (бунда манба кодери уз ичига олади (1.1-расм каранг)); $H(X^*|X)$ — шартли энтимол $P(X^*|X)$ ёрдамида; аниқланувчи, шартли энтропия:

$$H(X^*|X) = -\sum p_{X^*|X} \log(p_{X^*|X}). \quad (2.9)$$

Бу ерда бурчак кавслар статистик уртача киймат олий операциясини билдиради.

Хотирасиз симметрик канални курамиз, бунда хар бил узатилган кодли белги P энтимоллик билан хато ва $(1-P)$ энтимоллик билан тугфи қабул цилиниши мумкин, аммо хато қабул цилинган хрлда қабул килиш томонида узатилган х. белги урнига белги / кайд қилинади. Хотирас симметрик канал учун белгини хато қабул килиш эхтмоли олдин қандай белгилар узатилганлиги ва улар қандай қабул килинганлигига боғлиқ эмас. 2.2-расмда икк ламчи симметрик канал учун бир хрлдан иккинчис утиш эхтимоли курсатилган.



Хотирасиз симметрик каналнинг утказиш қобилияти-ни ҳисоблаймиз, бунда бир хрлдан бошқаларига утиш эхтимолини куйидаги нисбатда оламиз:

$$[1 - P] \quad i = j \text{ да} \quad (2.10)$$

Утказиш қобилияти "С" куйидаги умумий ифода билан аниқланади:

$$C = \max_{P(X)} I(X, X^*) / T \quad (2.11)$$

Бунда максимумлаштириш куп улчовли таксимот $P(X)$ буйича бажарилади. (2.10) муносабатини эътиборга олган ҳолда шартли энтропия (2.9) куйидаги формула ёрдамида ҳисобланади:

$$p(X_j|x) \quad (2.12)$$

Таъкидоти T берилган U $(1 - \text{энтимол})$ алнинг га лик эмаслигини хамда факатгина $\text{ка-$ сат ади утказиш эхтимоли ёрдамида аникланишини кур- моделла бухуссият аддитив шовкинли каналнинг барча ла Рига хосдир.

(2.12) ифодани (2.11) га куйиб, куйидаги ифодага эга буламиз:

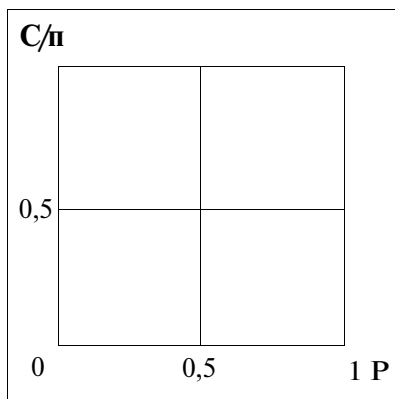
$$C = \max_{P(x)} n H(x') - p \log^-(\backslash - p) \backslash o_{gT} L. \quad (2.13)$$

$P(X)$ эхтимоллар таксимотидан факатгина $H(X^*)$ ифода БОЕПИК., шунинг учун буни максималлаштириш керак. (2.3) ифодага биноан $Y(A^*)$ нинг максимал киймати $\log A^*$ га тенг ва мустакил ҳамда тенг эхтимолли белгилар хрлатида амалга оширилади. Шундай килиб, хотирасиз симметрик каналнинг утказиш крбилияти куйидаги ифода ёрдамида аникланади:

$$C = \log / \Gamma + p \log ^+ + (1 - /?) \log (1 - p) \quad (2.14)$$

Иккиламчи канал ($K=2$) учун утказиш крбилияти узининг минимал киймати $C=0$ га $P=0,5$ тенг хрлатига эга, бу каналнинг узилишига мое келади. $P=1$ ва $P=0$ учун иккиламчи каналнинг утказиш крбилияти бир хил, бу эса $P=1$ да узатилаётган ҳамма белгиларнинг шовк.инсиз каналга нисбатан инверсия билан тушунтирилади.

Куйидагилар дискрет каналларнинг бошка моделлари х.исобланади: хотирасиз хотирадан учирувчи симметрик каналлар, яъни канал чик.ишида алифбе кушимча ($\kappa+1$ чи белгига эга, бу белги "?" белгиси билан белгиланиб,



2.3-раем

белгиларни билишда но аниклик шартида хотирадан учурилади. Хотирасиз симметрик булмаган канал, бунда хатолар эхти моли узатилаётган белгиларга боглик.

Хотирали ва ноаддитив шовкинли канал (белгилараро интерференцияли канал), бунда хатқ эхти моли курилайётган белгига қадар узатиб белгиларга боглик.

q	0
$\hat{P}^c$	$\cdot \sim ?$
$\hat{P}^c$	$\backslash P_1$
q	

0	$P(0/0)$	0
$P(0/1) \backslash < \hat{P}(1/0)$		
$P(1/1)$		

2.4-расм

Каналнинг утказиш крбилияти К.Шенноннинг асосий кодлаштириш теоремалари ёрдамида очиладиган каналнинг потенциал таърифларини аниклайди. Бу теорема дискрет хабарлар манбасига қулланилганда куйидагича ифодаланади. Агарда, хабар манбасининг унумдорлиги $H'(X)$ канал утказиш крбилияти C дан кичик булса:

$$H'(X) < C \quad (2.15)$$

холда кодлаш усули (канал киришида хабарни сигналга тубдан узгартириш) ва кайта кодлаш (канал чиқишида сигналнинг хабарга тубдан узгартириш), бунда хато кайта кодлаш эхти моли ва мустахкамлик $H\{X \backslash X^*\}$ жуда кичик булиши мумкин. Агарда $H\{X\} > C$ булса, у хрлда юкри. Да кайд килинган усуллар мавжуд булмайд.

Қандай кодлаш усули қулланишидан қатъи назар, Шеннон теоремаси маълумотни хатосиз узатиш тезлигининг чегара кийматини белгилайди. Қабул килинган сигнал буйича ахборотни кайта тиклаш учун сигнал ахборотнинг энтропиясига тенг бўлган шу ахборот буйича маълумотишга эгиз бўлиши керак. Шунинг учун сигнални тугри узатишга, маълумотни узатиш тезлиги манба унумдорлигидан ардаб, манба унумдорлигидан каттироқ бўлиши керак. Идея шартбажарилмаслиги мумкин).

Канал би адоқла каналларида маълумот манбаи ҳар домининг утқини мослашган, яъни унинг унумдорлиги каналнинг унумдорлигидан каттироқ бўлишига тенг. "*" белгилари алифбедан қил Даланувчи ва бир хил унумдорлиги белгидан ташсигнал ишлаб чиқарувчи манба унумдорлиги

Узатишган сигнал	Сигнал буйича танланган гипотеза	
	$J, (0$	МО
»,(0	Я, гипотеза тугри	H_2 гипотеза хато
М)	Я, гипотеза хато	H_2 гипотеза тугри

Гипотезани танлаш қабул қилиш сифати бўйича ишлаб чиқилдиган, олдиндан белгиланган маълум бир қоидага асосланади.

Даставвал иккиламчи мажмуаларни қурамиз. Қабул қилувчи қурилма қиришида тебраниш ҚО шовқиндан $n(t)$ ташқари, ёки $S_1(t)$, $S_2(t)$ сигнални уз ичига олган бўлади. Сигнал мавжудлигини қурсатувчи/?(5,| ε) апостериор (тажрибадан сунгги) эҳтимолларни қиритамиз. Апостериор эҳтимоллар ҚО аралаш (O , 7) оралигида таҳлил қилинганидан сунг шаклланиши мумкин. Гипотезаларни танлашда оқилона критерия сифатида $p(S_1 \setminus r)$ ва $(S_2 \setminus r)$ ларни солиштиришни қуриш мумкин: агарда/?($S'_{\setminus} | \varepsilon$) эҳтимол $p(S_2 \setminus \varepsilon)$ эҳтимолдан катта бўлса, у ҳрлда H_1 гипотезани танлаш лозим ва аксинча. Шундай қилиб, апостериор эҳтимолнинг максимум критерийсини қуллаб, ҳулоса қик.ариш қрида сини қуйидагича ёзиш мумкин:

Эҳтимоллар тенг бўлган аҳволда, қайси гипотезани қабул қилишни олдиндан қелишиб олиш дарқор.

Юқрида қайд қилинган ҳулоса қикариш қоидаси "Байес" қоидаси ёки Байес бўйича ҳулоса деб қуритилади. Байес қрида қуйидаги эҳтимолнинг минимум қиймати таъминлайди:

$$p(s_2 \setminus r) = 1 - p(s_1 \setminus r). \quad (2.24)$$

Тенгсизлик бажарилган аҳволда (я, сигнални узатиш бўйича қарор қабул қилиш):

$$p(s_1 \setminus r) > p(s_2 \setminus r). \quad (2.25)$$

(2.24) эҳтимол қарор қабул қилишда қатони ифода-лайди. Агар (2.25) шартда, тенгсизлик тесқари ишораси билан олиниб, s_2 сигнални узатиш бўйича қарор қабул қилинган бўлса, у ҳрлда бундай қарор қабул қилиш эҳти-моли қуйидагича аниқланади:

$$p(s_1 \setminus r) = 1 - p(s_2 \setminus r). \quad (2.26)$$

Бў эҳтимол қатолиги (2.25) тенгсизликни ҳисобга олган ҳрлда, биринчи ҳрлатга нисбатан катта бўлади. Шундай экан, Я, гипотезани танлашда, минимал қатолик эҳти-моли таъминланади. Бў маънода Байес қоида қоптимал ҳисобланади.

Оптимал қабул қилувчи қурилманинг тузилиши ва сифатини аниқдаш учун апостериор эҳтимолларига ифода топиш талаб қилинади. Байесов формуласига мувофиқ

$$p(H_2) = P(s) \cdot m(r \setminus K) / \text{ш}(r), \quad (2.27)$$

бунда $\text{со}(\varphi;)$ — қабул қилувчи қурилма қиришида s_i сигнални белгиланган қийматида тасодиқий қараён эҳтимолининг қуп улқовли қичлиги; $\text{со}(r)$ - ҚО тебраниш тақсимотининг қуп улқовли мутлақ қичлиги.

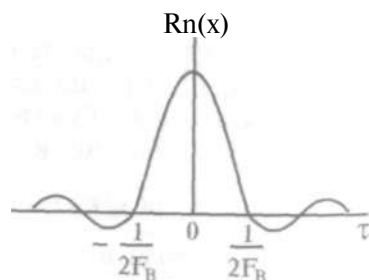
Эҳтимолнинг қуп улқовли қичлигини топиш учун ҚО тебранишни /л-улқовли фазада уз қоординаталари билан аниқловчи вектор қуринишида тасаввур қилиш мумкин: $r = (-, \varepsilon, \dots, r_j)$, бунда $r_i = r_{it}$. L , $i = \setminus m$, моментлар шундай танлаб олинадик, бунда $r_i, r_v \dots, \wedge$ тасодиқий қатталиқлар бир-бирига боғайқ бўлмасин. Бунинг учун оқ шовқин, қастота атрофида N_o спектрал қичликка эга бўлган, юқори қастота бўйича $F_b = m/2 T$ қийматида қегараланган қвази оқ шовқини билан алмаштирилади, бунда $m \gg 1$. $At = l/2F_b$ вақт оралигида олинган ҚО қараён қесими қорреляцияланмаган (сигнал қегараланган спектрга эга деган шарт бажарилса). Дарҳдиқат қвази оқ шовқиннинг спектрига (2.5.расм) қуйидаги қорреляцион амал мое қелади:

$$M^* = 2 B D \wedge M. \quad (2.28)$$

«n<0

N,,

2.5-расм



2.6-расм

Унинг куруниши 2.6-расмда курсатилган.

Модомики, $n(t)$ жараёни Гаусс таксимога буйсунганлиги ҳамда корреляцияланмаганлик шартига кура вақт буйича бир-биридан $\Delta t = \sqrt{2F_B}$ марта орада қолувчи жараёнлар кесимининг бир-бирига боғлиқ, эмаслиги келиб чиқали.

Шу сабабли олинган ҳисоблар учун m — улчовли эҳтимоллар зичлиги қуйидаги ифода ёрдамида аникланади:

$$O(\Gamma, z_1, \dots, z_n; t_1, t_2, \dots, t_m | s) = \prod_{i=1}^m \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{(t_i - s)^2}{2}\right), \quad (2.29)$$

бунда

$$w(\Phi) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{\Phi^2}{2}\right), \quad (2.30)$$

Шовкин қуввати $a^2 = N_0$ А/га тенглигини ҳисобга олган ҳолда хайда $t \rightarrow \infty$ да чегара қийматларга утиб (квази-окдан ок. шовкинга) қуйидагини оламир:

$$n(\Phi) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{\Phi^2}{2}\right), \quad (2.31)$$

(2.27) га мувофиқ. (2.31) эҳтимоллар зичлиги $p(s)$ ва $p(s_2)$ ҳолатларнинг априор эҳтимолликларига асосланган ҳолда ҳақиқийга яқин тенглик муносабатини киритамиз:

Бу ҳолда қарор қабул қилишнинг оптимал қидаси

$$L_{\text{я}} > 1, \quad (2.33)$$

бу оптимал қабул қилувчи қурилмада ҳақиқий тенглик муносабатини шакллантириш ва уни бусага бирлиги билан солиштиришни билдиради. Қурилатган ҳолатда:

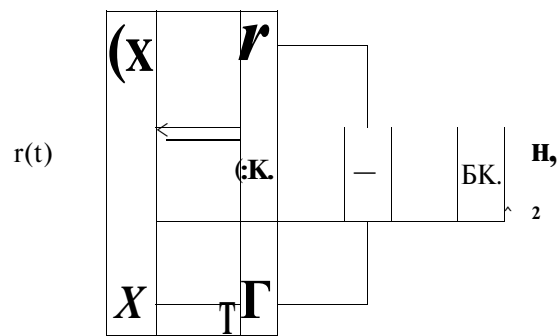
$$n \quad (2.34)$$

(2.33) ва (2.34) муносабатлар сигналларни ажратиш оптимал алгоритми (қоида)ни аниқлайди. Ҳақиқий тенглик муносабатининг ҳар қандай монотон амалини бусага билан солиштириш мумкинлигини эътиборга олган ҳолда юқоридаги алгоритм соддалаштирилади. Агарда шундай амал сифатида логарифмик функция олинса, у ҳолда априор эҳтимоллари бир хил бўлган икки сигнални оптимал фарқловчи алгоритм қуйидаги ҳолда ёзилади:

$$\int_0^T r(t) dt - \int_0^T r^*(t) dt, \quad (2.35)$$

бунда $E_i = \int_0^T r_i^2(t) dt$, $i = 1, 2$ -s, (r), сигнал энергияси.

(2.35) алгоритмга мувофиқ оптимал қабул қилувчи қурилманинг схемаси 2.7.-расмда курсатилган. Сигнал генераторлари (СГ) қабул қилинган ва таянч сигналларнинг когерентлигини таъминловчи ҳамда Т оралик, қа кар-



2.7-расм

рали булган дак.икдларда интеграторларни кайта таъминловчи синхронлаш курилмаси (С+) билан синхронланади. Интегратор чшд-шшда Γ , ва z_2 корреляцион интеграл кийматларига пропорционал булган кучланиш шаклланади ва Т ва Г ва БК. катталарда фаркдовчи курилмада уларнинг айирмаси содир булади. Хосил булган айирма бусага курилмасида (Б+), (2.35) ифодасининг унги томонига мое равишда бериладиган бусага даражаси билан солиштирилади.

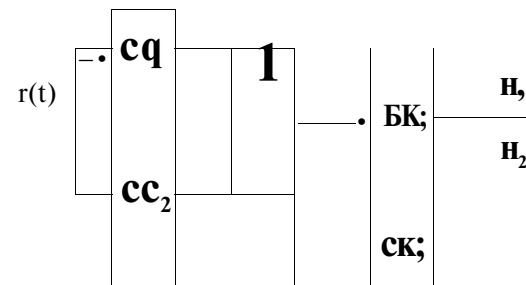
Чизикди пассив сузгичлар (мувофиклаштирувчи сузгичлар МС) ёрдамида z_1 ва z_2 катталарни шакллантириш амалга оширилади ва уларнинг импульс реакциялари $q_0(t)$ 5, ва s_2 сигналлар билан куйидаги муносабатда боинган

$$g_m(t) = C_0 s_2(t - t_0), \quad (2.36)$$

бунда C_0 — ихтиёрий доимийси, t_0 — сузгични физик жорий килиш шартини оркали танлаб олинган катталики: $t > T$

2.8-расмда мувофиклаштирувчи сузгичли кабул килувчи курилманинг схемаси келтирилган. Агарда $t_0 = \Gamma$ булса, синхронлаш курилмаси киришдаги сигнал таъсири тамом булиши дакикасида мувофиклаштирувчи сузгич чиқишида сигналларни солиштиришни таъминлайди.

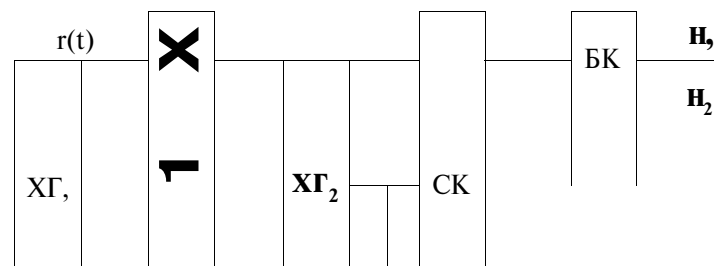
Агарда (2.35) муносабат чап томонидаги интегралларни бирлаштирса, икки сигнални фаркдовчи кабул килув-



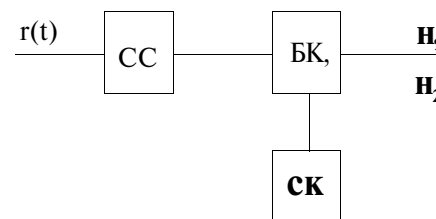
2.8-расм

чи курилмалари схемаси содалаштирилиши мумкин. Бу хрлда корреляцион кабул килувчи курилма биргина таъянч сигнали $s_1(t) - s_2(t)$ фаркига тенг булган коррелятор асосида жорий килинади (2.9-расм).

Агарда мувофиклаштирувчи сузгич асосида булса, унинг импульс реакцияси куйидаги фарк. оркали аниқланади (2.10-расм):



2.9-расм



2.10-расм

$$g(t) = [*, < r_0 - r - s_2(t_0 \sim t) J.$$

Келтирилган натижалар M сигналларни фаркдаш хрл-лари учун умумлаштирилади, $sff(t)$ сигнални узатишда кдрор кабул килиш алгоритми куйидаги курунишда булади:

$$Jr(</>, .(t)dt - 0.5Ej, > // - (</>, .(t)dt - 0.5Ej, \quad (2.37)$$

$$Y = 0, \dots, L-1.$$

Юкоридаги алгоритмни жорий килувчи куп каналли Кабул килувчи курилма T вақт дақиқасида корреляцион интеграл киймати энг катта булган канални аниқловчи қарор кабул килувчи курилмаси ($K^{\wedge}KKY$ Они уз ичига олади.

Бир хил энергияга эга булган икки сигнални когерент фарқдовчи мисолида оптимал кабул килувчи курилманинг халакитга бардошлигини кураимиз. 2.9-расмда келтирилган Кабул килувчи курилмани жорий килишни ҳисобга олган хрлда, куйидаги интегралнинг кийматини ҳисоблаш керак

$$Z = \int_0^T [r(t) [s_1(t) - s_2(t)] dt. \quad (2.38)$$

Интегралнинг бу киймати $r(t)$ аралашмада шовкин борлиги сабабли тасодикий ҳисобланади.

Тасодикий z катталиқнинг $so(z)$ тақсимланиш қонуни-ни аниқлаймиз. $r(t)$ аралашмада $5, (0$ сигнал уз таъсирини утказаяпти деган шартда (2.38) ифодани ёйиб ёзамиз:

$$4rf(0tf-b(0\%(0*+J*(0[* (0-*(0)tf- \quad (2-39)$$

Сигналларнинг узаро корреляциялашнинг нормалаш-ган амалини киритамиз:

$$Ps^{\wedge}jj^{\wedge}(t)s_2(t)dt. \quad (2.40)$$

Бу хрлда (2.39) дан куйидагини оламиз:

$$z_l = E(l-p_s) + \int_0^m jn(t)[s_1(t) - s_2(t)]dt. \quad (2.41)$$

$n(t)$ шовкин Гаусе тақсимотида буйсунганлиги сабаб-ли, тасодикий z катталиги ҳам шу тақсимотга эга. Шов-киннинг уртача кийматини нолга тенглаш билан z_v кат-талиқнинг уртача киймати $\langle z_v \rangle$ (математик кушиш) аниқ-ланади:

$$\langle r, \rangle = EP-p,) + \{ \langle (/) \rangle \text{л}(/) \rangle \quad (2.42)$$

$$\int_0^m [s_1(t) - s_2(t)]dt = E(l-p_s).$$

Дисперсия $\langle r, \rangle_0^2$ эса уртача квадрати $\langle r, \rangle$ ва уртача киймат квадрати $\langle \wedge, \rangle^2$ нинг фарқини ҳисоблаш билан то-пилади. Шовкин ва сигналнинг узаро мустақдшшгини эъти-борга олган хрлда уртача квадрат $\langle z_v^2 \rangle$ куйидагига тенг:

$$\begin{matrix} m & m \\ 0 & 0 \end{matrix} \quad (2-4J)$$

$$> 1 > . (' 2) - * 2 (' 2); K + Я^2 (1 - A)^2 -$$

Ок шовкиннинг корреляцион амали 8 — амал оркали аниқланишини эътиборга оламиз:

$$\langle y(/,) n(t_2) \rangle = 0.5 N_0 8 (/ - t_2). \quad (2.44)$$

8 — функция маълум бир узлуксиз $\phi_0(r)$ функция би-лан ёйилса, куйидагига тенг булади:

$$\int_0^2 \{ q > o \{ t \} 8 \{ t - t, \} dt = q > u \{ h \}. \quad (2.45)$$

(2.45) ни ҳисобга олиб, дисперсия учун куйидаги ифо-дани оламиз:

$$\langle Z^* \rangle_0 = N_0 E(l-p). \quad (2.46)$$

$$\langle z_j \rangle = \sim E(\sim p); \quad (2.47)$$

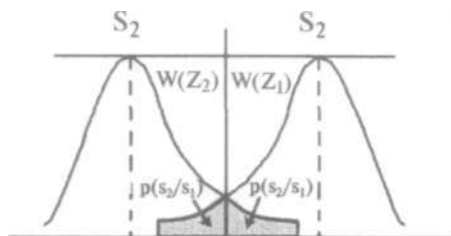
$$\langle z_2 \rangle = \sim E(\sim p); \quad (2.47)$$

$$\Psi^2 > N_r E(l - pX) \quad (2.48)$$

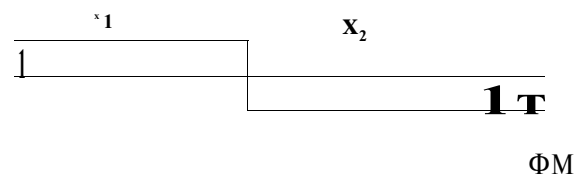
$$(0, \quad pnN_{\theta}E(l \sim p_{\kappa}) \exp \frac{Zi, 2+E(l \sim p_{\kappa})}{2NoE(l \sim p_{\kappa})} \quad (2.49)$$

$$I_0, \quad p n N_0 E(l \sim p_x) \exp \frac{Z_i, 2 \pm E(l \sim p_x)}{2 N_0 \Omega(l \sim p_x)} \quad (2.49)$$

М икдор жихатидан бу эхтимоллар 2.11 -раемда штрихланган юзага тенг. (2.50) урнига эхтимоллар зичлиги (2.49) кяйматини куйиб хамда узгарувчини $[g, -E(1-p_0)]y_j(N_0E(1-p_i)) = x$ га узгартириб, сунгра интегралласак куйидагига эта буламыз:



2.11-расм



ГШМ/ШМА **ЧМ** $P_c = 0$
SW **AM** **A=0**

2.12-рasm

$$-\langle r, \rangle / \wedge (\langle r, \rangle^2, \rangle_{\mathfrak{N}}) \quad (2.52)$$

$$= \phi \quad \langle \xi \rangle = -\phi \quad \langle \xi \rangle > 0 \quad \langle \xi \rangle < 0$$

бунда

$$\hat{M} = \sim L_n J^e " \quad \wedge x \sim \text{эхтимоллик интегралли} \quad (2.53)$$

$p(sjs_2)$ эхтимолли хам худди шунга ухшаш хисобланади. Аралашмада l , ва s_2 сигналлар бир хил эхтимол билан таъсир кʻилганида, (2.52) хисобга олиб ва хатолар шартли эхтимолли тенг хрлатда хато, кдйта тиклашнинг туда эхтимолли P куйидаги ифода билан аникланади:

$$P_{,i} = i^{-*}(flM^i - P_{,i}), \quad (2-54)$$

бунда $q = 2E/N_0$ — коррелятор ёки мослаштирувчи сузгич чик,ишида сигнал/шовк.ин муносабати. (2.54) ифода энг типик хрлатлар учун когерент кабул килишда хала'итга

бардошликни солиштиришга имкон беради: акс сигналлар ёрдамида сигнални узатиш ($p_s = -1$, $s_s = s_s$); ортогонал сигналлар ёрдамида сигнални узатиш ($p = 0$); пассив паузали сигнал узатиш.

Акс сигналларга фазаси 180 градусга манипуляция килинган фазаманипуляцияли (ФМ) сигналлар мисол булади. Потенциал энергияси олдиндан берилган ва q катталики билан бахрланувчи -гулкий узатувчи линияда акс сигналлар энг кичик хато эхтимолини P_e таъминлайди. 2.12-расмда корреляция коэффиценти хдр хил булган амалий сигналлар курсатилган, 2.13-расмда эса хатолик эхтимолнинг сигнал/шовкин муносабатига богликлдиги келтирилган. Бу расмларда ортогонал сигналлар частота буйича манипуляцияланган (ЧМ) сигналлар сифатида курсатилган. Тулкин узатувчи линияларда бундай сигналлар ишлатилганда худди акс сигнал хрлатидаги каби хатолик эхтимоли олиш учун энергия потенциалини икки марта ошириш лозим. Пассив тинишли амплитуда буйича манипуляцияда маълумот белгининг маълум бир хрлатида сигнал нолга тенг (2.12-расм), шунинг учун $\gamma = 0$. Лекин бир иккиламчи сигнал бирлигига мое келувчи энергия мазкур хрлат учун ортогонал ЧМ сигналларга нисбатан икки маротаба кичик, бу эса хатолик эхтимоли P_e нинг (2.13-расм) ортишига олиб келади.

Шуни таъкидлаш лозимки, курилайётган кабул килиш алгоритмининг халакитга бардошлиги мутлақо мустакилдир. Факатгина, Гаусс шовкинли канал буйича узатилайёт-



2.13-расм

1 бит сигналга тугфи келувчи сигнал энергияси хдмда ишпатайётган сигналнинг тури аҳамиятга эга.

К Шеннон томонидан сигналларни Гаусс канали буийа узатишда маълум чегаралар урнатилган: идеал мажмуада $Pe = 0$ ни таъминлаш учун сигнал/шовкин муносабати $i_n 2 = 0.7$ га тенг булса етарли хисобланади (2.13-расмга к.аранг). Аммо бундай мажмуаларни жорий килиб булмайди, чунки улар ушлаб колиш вақтини чексиз ошириб юбуровчи кодлаш усулларини талаб к.илади.

2.3.2. Сигналларни нокогерент қабул қилиш

Купгина реал каналларда сигнал фазаси аста узгариб боради. Агарда узатувчининг таъсири вақтида фазанинг узгаришини аҳамиятга олмаса, у хдда сигнални қабул килиш давомида бу узгариш тасодифий катталики деб қабул килинади. Бу ҳолда сигналлар уларнинг фазалари кийматини бахрламай туриб, нокогерент қабул килиш усулини куллаш билан қайта ишлаши мумкин.

Сигнал ва шовкин кушилмасини куйидагича ёзамиз:

$$KO = 5^{\wedge}, (3,) + \langle (/), \quad (2.55)$$

бунда

$$s.(t, (3) = III \cos[co_{\phi} / + \gamma_i(r) + *,]; \quad (2.56)$$

P_j — бошлангич тасодифий фаза, (0.2л;) вақт оралигида унинг эхтимоллик зичлиги бир текисда: $co\phi) = 1/(2\pi T)$. Секин узгарувчи $A. \wedge t)$ ва $ЧЛ(0$ амаллари сигнал формасини (модуляция крнунини) аниқлайди.

Оптимал фарқловчи алгоритмни аниқлаш учун бир хил энергияли тенг эхтимолли сигналлар хрдисаси билан чегараланамиз. Сигналларни оптимал фарқдаш учун когерент қабул килиш ҳодисаси каби муносабатни ишлаб чиқиш ва уни бусафа билан такқослаш лозим. Р нинг қайд Килинган кийматида шартли нисбати $L .(p)$ ни ҳисоблаш мумкин. Бунингучун уни (2.31) га мувофиқ., $\phi \setminus s.) / (o (r | 0)$ нисбати^ каби аниқданади, бунда $\gamma(r | 0)$ — аралашмада сигнал йук, вақтидаги эх.тимоллик зичлиги.

Р катталики тасодифий булгани сабабли ҳар бир M кутилайётган сигнал учун шартли муносабати $A .(P)$ ҳам та-

содифийдир. Хак.икатга як.инлашиш кридасига биноан $\langle L, (3) \rangle$, $I' = 1$, M , математик кутишнинг энг катта қийматига мувофик. буладиган қарор қабул қилиш керак. Бундай алгоритм қуйидагича ёзилади:

$$\max_{j \in \{1, \dots, n\}} \langle L_j(p) \rangle = \max_{j \in \{1, \dots, n\}} \int_0^1 L_j(p) dp =$$

$$= \int_0^1 \max_{j \in \{1, \dots, n\}} L_j(p) dp.$$

$\langle L, (3) \rangle$ ни аниқлашда (2.56) тулкини ортогонал ташкил этувчиларининг йигиндиси қурилишида қурсатиш қулай. Бу ҳолда сигнал энергиясини (3) бошланғич фаза катталигига нисбатан мустақиллигини ҳисобга олган ҳолда қуйидагича ёзиш мумкин:

$$L_0(t) = \exp[-E/N_0] \exp\{i(2/N_0)[z_n \cos \theta + z_a \sin(3\theta)]\} \quad (2.58)$$

бунда

$$z_j = \int_0^T Y_j(t) dt, \quad j = 1, 2;$$

$$Y_n(t) = A_n(t) \cos[\omega_0 t + \varphi_n(t)]; \quad (2.59)$$

$$Y_{i2}(t) = A_{i2}(t) \cos[\omega_0 t + \varphi_{i2}(t)].$$

Z_r корреляцией интеграллар вақтининг маълум функциялари $Y_n(t)$ ва $Y_{i2}(t)$ ёрдамида аниқланади. Янги узгачувчиларни қиритамиз:

$$A_i = J z_i + z_j; \quad \theta_i = \arctg(z_a / z_{i2}), \quad (2.60)$$

у ҳолда (2.58) қуйидаги қурилишда ёзилади:

$$\langle M \rangle = i / \exp \{ - \int_0^T \langle M \rangle dt \} \quad (2.61)$$

$$= \exp \left\{ - \int_0^T \langle M \rangle dt \right\} \quad (*)$$

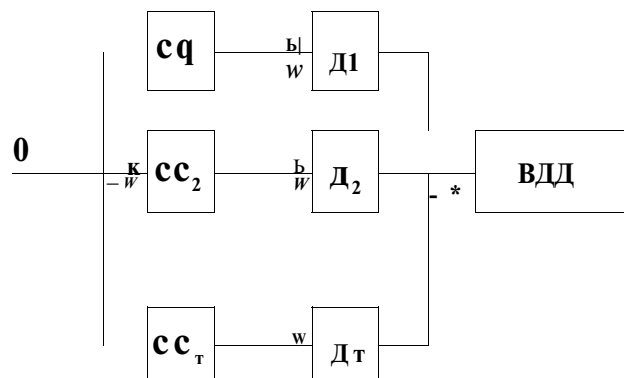
$$\text{Бунда } \frac{1}{\sigma(\lambda)} = \frac{1}{\exp[\chi \cos(0 - \lambda)]}$$

- нолинчи тартибли Бесселнинг модификациялашган А функцияси J_0 функция мусбат жуфт ва $X=0$ га тенг бўлган ҳолда бирга интилади, $|x| > 0$ да эса монотон қупаяди. (2.57) қрида $\langle L, (3) \rangle$ дан бошлаб монотон функцияларни такқослашга олиб келади. Бундай функция сифатида логарифмик функцияни олсак, сигналларни ноқогерент фарқлаш алгоритмини оламиз:

$$\max_{\lambda} \ln I_0(2A/N_0) - E/N_0. \quad (2.62)$$

(2.62) га мувофик. сигналларни ноқогерент фарқлаш алгоритми ҳар бири иккитадан корреляцияли канални, (2.60) формуласи ёрдамида А, қийматини, ҳисоблагични, $\ln J_0(x)$ функцияси билан аниқданувчи нозик. қурилма-ни бирлаштирган М та канални уз ичига олади. Ҳар бир каналнинг чиқиши қарор қабул қилувчи қурилмага берилади, бунда максимум бўйича каналнинг тартиби ва шунингдек, эҳтимолли сигнал тартиби ҳам аниқланади.

Анча содда қабул қилувчи қурилма мослашган сузгичлар асосида жорий қилинади, улардан сунг амплитуда детектор (D) уланади (2.14-расм). Бундай детекторлар фаза



2.14-расм

3 нинг узгаришига ахамият бермайди ва факат сузгичлар чикараётган кучланишнинг огувчисини беради. Фазанинг тасодикий узгаришини хисобга олмаслик когерент кабул килишга нисбатан сигналларни фарклаш сифатини пайсайтиради.

Тенг энергияли иккиламчи сигналларни узатиш мисолида хато кабул қилиш эҳтимолини аниқлаймиз. Шу мақсадда A_1 катталикнинг таксимланиш қонуни хисоблаймиз. s_1 сигнални узатишда (2.59) ва (2.60) ни хисобга олган ҳолда қуйидагига эга буламиз:

$$A_1 = [(\varepsilon_{\text{н}} + E \cos P)^2 + f_{\text{т}} + E \sin m^2]; \quad (2.63)$$

$$A_2 = (\hat{\varepsilon}_2 + \hat{I}_2 \hat{I}) \quad (2.64)$$

бунда

$$I = \int_0^{\infty} n(t) dt, i, i = 1, 2.$$

Тасодикий катталик Гаусс қонуни бўйича таксимланган ва уртача қиймати ноль бўлиб дисперсияси $N_0 E / 2$ га тенг. s_1 ва s_2 сигналларнинг ортогоналлиги сабабли узро корреляция коэффициентлари $\langle \varepsilon_1 \varepsilon_2 \rangle$ ва $\langle \varepsilon_1 I_a \rangle$ нолга тенг. Юқрида курсатилганига ҳамда A_1 ва A_2 муносабатларга асосан шуни айтиш мумкинки, A_1 ва A_2 катталиклар бир-бирига боғлиқ, эмас, шу билан бир каторда A_2 катталик Реле таксимотида бўйсунди:

$$\text{co}(D_2) = (2A_2/N_0 E) \exp(-A_2/N_0 E), \quad A_2 = 0, \quad (2.65)$$

A_1 катталик эса Реленинг умумлаштирилган таксимотида бўйсунди:

$$f(A_1) = (2A_1/V_0 E) \exp \left(-\frac{A_1^2 + E^2}{N_0 E} \right) I_0 \left(\frac{2A_1 E}{N_0} \right), \quad A_1 > 0.$$

Хатоликнинг шартли эҳтимоли $p(s_2|s_1)$ қуйидаги A_1, D_2 тенгсизликнинг бажарилиш эҳтимоли билан аниқланади:

$$P\{2f_0\} = |O| (A_1) c/A, J(o(D_2)) (I A_2) \quad (2.67)$$

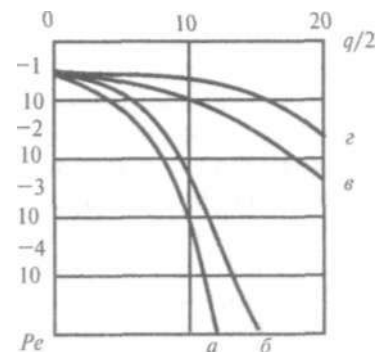
(2.65) ва (2.66) га асосан (2.67) интегралларни хисоблагандан сунг қуйидагига эга буламиз:

$$p(s_2|s_1) = 0.5 \exp(-q/4). \quad (2.68)$$

Шартли ЭХИМОЛИК $p(s_2|s_1)$ айнан юқридаги йул билан аниқланади, шунинг учун хато кабул қилиш эҳтимоли P_e қуйидаги ифода билан аниқланади:

$$P_e = 0.5 \exp(-\Phi) \quad (2.69)$$

Бундай хатолик эҳтимолини ортогонал ЧМ сигналли мажмуаларда вақт бўйича манипуляцияга эга сигналлар оқрили олиш мумкин. 2.15-расмда ортогонал сигналлар учун P ни сигнал/шовкин q муносабатига боғлиқлиги нокогерент (2.15-5, расм) ва когерент (2.15-а, расм) кабул қилишлар учун келтирилган. Нокогерент кабул қилиш мажмуаларида энергия бўйича тухташ сигнал/шовкин муносабатига ботик, ва $q \rightarrow \infty$ да нолга интилади.



2.15-расм

2.4. Узгармас улчамли каналларда иккиланган сигналларни кабул қилишнинг амалий усуллари

2.4.1. Амплитудаси модуляцияланган иккиланган сигналларни нокогерент кабул қилиш

2.3-мавзуда қурилган кабул қилиш қурилмалари учун амплитуда, частота ва сигналнинг вақт бўйича хрлати аниқ, маълум бўлиши лозим. Амалий каналларда таркатиш хусу-

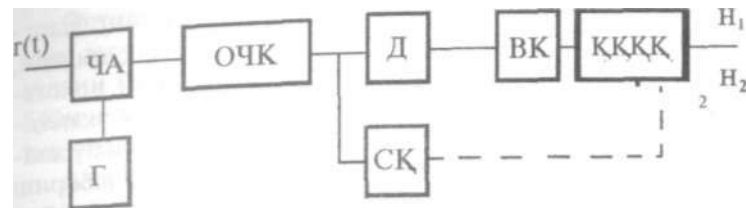
сиятининг узгариши ва ҳаракатланувчи объектли мажмуаларда узатувчи ҳамда қабул қилувчи қурилманинг қучиши сабабли юқрида қайд қилинган улчамлар четга (Жади Таснифлар номуносиблиги натижасида қабул қилиш сифати бир мунча ёмонлашади. Масалан, бусафа билан так-Косланаётган СС нинг чиқишидаги максимум қучланиш қузатиб борилаётган вақтнинг аниқ; бир онига мое келади. Максимал сониянинг оғиши натижасида саналаётган қучланиш пасаяди, натижада хатолик эҳтимолининг ошишига олиб келади. Нокогерент қабул қилувчи қурилма бундай оғишларга камрок сезувчан, чунки СС нинг чиқишида сигнал оғувчиси вақт бирлиги ичида элтувчи тулқинга нисбатан анчагина секин узгаради. СС лар санаш вақтига бокник булган бир вақтда корреляторлар қабул қилинган ва таянч сигналлар орасидаги вақт буйича мое келмаслиги мумкин.

Амалда квазиоптимал қабул қилувчи қурилмаларни жорий қилишда коррелятор ва СС ларнинг ижобий хусусиятларидан фойдаланилади. Бу қабул қилувчи қурилмаларда (КҚК) сигналларни шовкиндан тозалашни квазиоптимал филтър (сузгич) бажаради, санаш эса юборилган оришдан фойдаланиб, қурилма киришдаги тебранишни оралик охиридаги таҳдил вақтида бажаради.

Квазиоптимал сузгичларда (филтърларда) оптимал утказиш бусагасини танлаш йули билан энг яхши тозалаш таъминланади. Одатда оралик частотада жорий қилинадиган оддий иккиламчи сигналлар учун квазиоптимал сузгичлар (филтърлар) оптималларга 1 дБ дан куп булмаган микдорда утказилади.

Сигнал амплитуда узгаришини (оғувчини) ажратиб олиш оддий детектор билан ёки синхрон детектор (еки демодулятор) (СД) билан амалга оширилади. СД нинг ишлаши учун таянч тулқинини жорий қилиш лозим.

Пассив тинишли амплитуда буйича манипуляциядан сигналларни қабул қилишни қуриб чиқамиз. Қабул қилиш қурилмасининг тузилиш схемаси 2.16-расмда келтирилган. Сигнал частотаси аралаштирувчи ва гетеродин (Г) ёрдамида тубдан узгартирилганидан сунг, тулқин қизиқ"ли квазиоптимал сузгич ролини уйновчи оралик частота

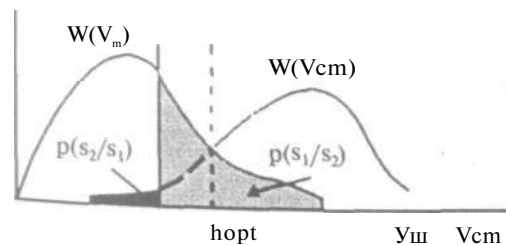


2.16-расм

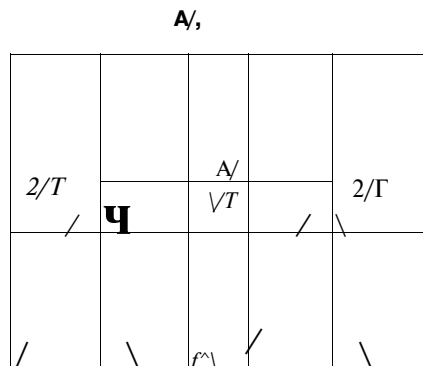
қучайтиргичига келиб тушади. Детектор ёрдамида сигнал оғувчиси ажратилади, сунгра шовкиннинг юкори частотали ташкил этувчиларини йукотувчи видео қучайтиргичда сигнал қучайтирилади. Синхронлаш қурилмаси ёрдамида бошқарувчи қарор қабул қилиш қурилмасида қабул қилинган сигнал буйича хулоса чиқарилади.

Хато қабул қилиш эҳтимоллигини баҳолаш учун қучланишнинг детектор чиқишидаги таксимланиш конунини аниқлаш зарур. Сигнал булмаган пайтда (пауза) квазигармоник тасодифий жараён оғувчисининг зичлик эҳтимоли Реле таксимоти билан аниқланади. Киришдаги аралашмада сигнал булса қучланиш оғувчисининг таксимланиши Реленинг умумлашган таксимотига буйсунади. 2.17-расмда оғувчининг белгиланган қийматлари $v_{cul} = U_{cul}/a$ ва $v_m = U_m/a$ эҳтимоллик зичлиги киришдаги аралашмада сигнал булган ва булмаган ҳоллари учун келтирилган: σ^2 — шовкин қучланишининг уртача квадрати. Бусафа қиймати $B = UJ a a$ га нисбатан белгиланган.

Қабул қилишдаги хатолик фақат биргина халакитли ($\sigma^2 = 0$) киришдаги аралашмада $s_i(t)$ сигнал таъсири булган қучланиш қийматидан юкори келишидан иборат.



2.17-расм



2.19-расм

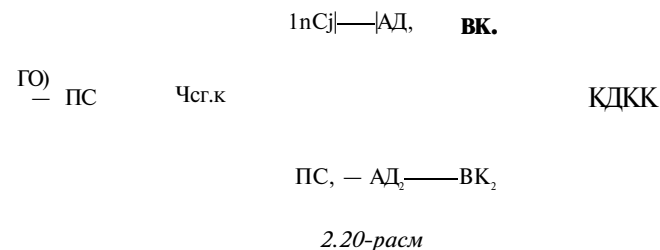
фи ортади. $A/ < 4$, да сигнал спекторлари узаро копланадилар, 5, ва s_2 ҳамда сигналларни фарк килиш камаяди.

ЧМ сигнал спектри эгаллаган, рухсат этилган энг тор бусафа (полоса) куйидагича аниқланади:

$$D_{\phi} = A/ + 1/\Gamma \ll 2/\Gamma. \quad (2.75)$$

ЧМ сигналларни қабул килишни бир неча усул билан амалга ошириш мумкин. Биринчи усул сигналнинг чизикли сузгичдан дастлабки сузгичга (фильтрация, тозалашга), сигналнинг амплитудали флуктуациясини йуқотиш максималда тебранишни чегаралашга ва қабул килинган сигнал буйича кучланиш ишлаб чиқарувчи частотали дискриминаторда сигнални қайта ишлашга асосланган. Иккинчи усул иккита бусагавий сузгичдан, огувчи детекторлар (АД), тасвирий кучайтиргичлар ва фарқловчи қурилмадан фойдаланишга асосланган (2.20-расм). Бундай қабул қилувчи қурилма айрим тармок параметрларининг узгаришига боглик эмас ва халалга бардош берувчанликни юқори даражада таъминлайди.

Сигналларнинг энергиялари ва бусагавий сузгичнинг (МС) бусагасида бир хил булган шароитда қабул қилувчи қурилма халалга бардош берувчанлигини бахралайди. Бу ҳолатда s_x ва s_2 ларни қабул қилишда схема симметрикдир, шунинг учун $p(s_1 | s_2)$ ва $p(s_2 | s_1)$ хатоликларнинг шартли эҳтимоли узаро тенг.



s_1 сигнал узатилган булсин, у ҳолда, сигнал булмаган иккинчи каналда фақат шовкин таъсир қилади ва биринчи каналда, s_x сигнали тамом булиш дақиқасида $1/\omega$ шовкин огувчиси U сигнал ва шовкин огувчисининг қийма-тидан устун келганлиги туфайли хатолик содир бўлади. (2.68) ифодасини келтириб чиқаргандагидек бу ҳолда ҳам

$$/K\Phi,) = 0.5 \exp(-q/4) \quad (2.76)$$

бунда $q = a_0^2 / L_0^2 D_{\phi}$ — сигнал/шовкин муносабати, A_{ϕ} — бусафа сузгичнинг утқизиш бусагаси.

Тенг эҳтимоллик сигналларда хато қабул қилиш эҳти-моли (2.76) ифодаси билан аниқланади.

Оптимал когерент ва некогерент қабул қилувчи қурил-манинг халалга бардош берувчанлигини таккослаймиз. Ортогонал сигналлар ҳолатида оптимал қабул қилувчи Қурилма қуйидаги хатолик эҳтимолини таъминлайди ((2.54) га қараңг):

$$(2.77)$$

Сигнал/шовкин муносабати катта нисбатда булганида бу ифода қуйидаги қурилишга келтирилади:

$$P_e = (1/\sqrt{\pi}) \exp(-\sqrt{\pi}/4). \quad (2.78)$$

(2.78) ва (2.76) дан когерент ва некогерент қабул Қилишда хатолик эҳтимоллари тенглигидан келиб чиқа-дики, некогерент қабул қилувчи қурилма когерент қурил-мага энергетика буйича у маротаба жой беради, бунда

$$y = 1 + 41 \ln(1.2647/2) / a. \quad (2.79)$$

ЧМ сигналларни нокогерент кабул килувчи курилма $p = 10^{-6} - 10^{-3}$ хатолик эхтимоли учун когерент курилмага нисбатан сигнал энергиясини 15—30 фоиз ёки 0,5—1 дБ га оширишни талаб қилади.

2.4.3. Фаза манипуляцияланган сигналларни қабул қилиш

Фаза буйича манипуляцияланган сигналлар қабул қилиш аниклиги берилганда бошқа сигналларга нисбатан дискрет сигналларни узатишда энг тор бусага ва энергия сарфи талаб қилинади. Узатилаётган сигнал буйича маълумот сигналнинг фаза таркибида жойлашган ва қуйидаги қурилишда ёзилади:

$$s(t) = a_p \sin(\omega t + \varphi_p), \quad t \in (0, T), \quad p = 1, 2. \quad (2.80)$$

Фазани 180 градусга манипуляция қилинганда $|\varphi_1 - \varphi_2| = \pi$ га эга буламиз. Аниклик учун $\varphi_1 = 0$, $\varphi_2 = \pi$ қабул қилиш мумкин, шундай қилиб сигнал фазаси маълумот белгилари кетма-кетлиги билан бирга боғланган. Уларни ажратиб олиш фаза детектори (ФД) ёрдамида сигналларни фаза буйича ажратиб олишга асосланган.

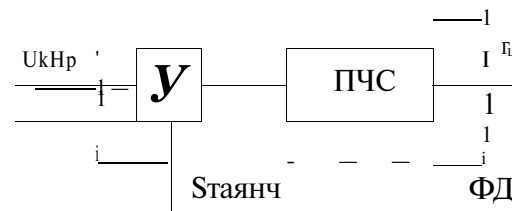
Фаза детектори таянч сигнали ва қиришдаги тебраниш-ни қайта қўйиштириш операциясини бажаради ҳамда паст частоталар сузгичи ёрдамида юқри частотали ташкил этувчиларни бостиради (2.21-раем). Таянч сигналини шакллантирувчи курилма (ТСШК,) ишлаб чиқарувчи кучланиш қуйидагига тенг:

$$s_{\text{он}}(t) = a_{\text{он}} \sin(\omega_{\text{он}} t + \varphi_{\text{он}}).$$

Таянч ва қиришдаги сигналларни қайта қўйиштириш амда ФД сузгичда сузиш натижасида қуйидаги кучланиш ажралади:

$$s_{\text{ФД}} = K_{\text{ФД}} s_{\text{он}} \cos(\omega_{\text{ФД}} t + \varphi_{\text{ФД}}).$$

$\omega_{\text{ФД}}$ ва $\varphi_{\text{ФД}}$ частоталар тенглиги қабул қилинаётган сигнал фазасига боғлиқдир. $K_{\text{ФД}}$ коэффициент катталигига



2.21-раем

сигнал амплитудаси ва фаза детектори (ФД) узатиш коэффициенти таъсир қилади. $K_{\text{ФД}} = 1$ деб қабул қилсак,

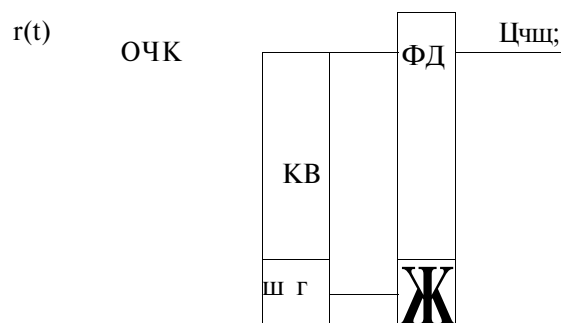
$$\varphi_{\text{ФД}} = \begin{cases} 1, & \text{агар } \varphi_{\text{ФД}} = 0; \\ -1, & \text{агар } \varphi_{\text{ФД}} = \pi. \end{cases} \quad (2.81)$$

га эга буламиз.

$\varphi_{\text{ФД}} = \varphi_{\text{он}} = 0$ шарти ФМ сигналларни синхрон (когерент) детекторлашни таъминлайди. Агарда, қандайдир сабабга қарамай бошлангич фаза қиймати қабул қилинса, у ҳолда тесқари ишлаш ҳолати вужудга келади, яъни s_1 элтувчиларни s_2 га аксинча қўйиши содир бўлади.

ФД таянч сигналини шакллантиришда турли усуллардан фойдаланилади: ҳар бир алоқа сеанси бошида кучланиши узатувчи курилма генератори кучланиши фазаси билан мослантириб олинувчи маҳдлий юқри турғунликка эга бўлган генераторни қабул қилувчи курилмада қўллаш қабул қилинган $r(t)$ аралашмадан таянч сигналини ажратиб олишдир. Биринчи усул генераторларнинг юқри турғунлиги талаби билан боғлиқ, қайсики $2 \cdot 10^3$ дан 20с. гача бўлган алоқа сеанси даврини таъминлаш учун нисбий қиймати $df/f \sim 10^{-6} - 10^{-10}$ га етиши керак.

Хатто шундай қисқа алоқа сеанси даврида сигналларнинг алоқа канали буйича тарқалишида фаза тасодикий четга чиқиши мумкин, шунинг учун қўйишган усул замонавий радиотелерадиоларда қўлланилади. Қабул қилинаётган сигнал ёрдамида ФД таянч кучланишини шакллантирувчи иккинчи усул кенг тарқалган. Баъзида ташувчини қайта тикловчи схемаси деб юритиладиган ТКТСнинг турли схемалари маълум. 2.22-расмда 1933 йилда русоли-

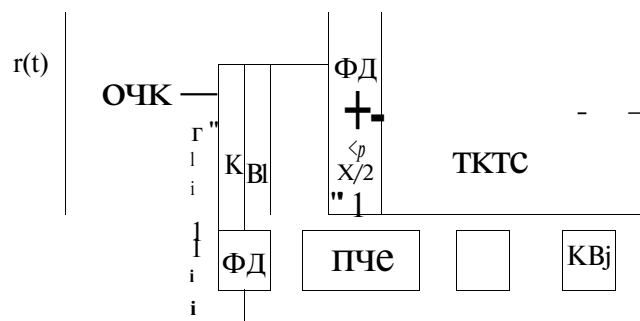


2.22-расм

ми А. А. Пистолькорс таклиф цилган фаза телеграфияси схемаси келтирилган. Ташувчини кайта тиклаш учун ФМ сигнал оралик, частота кучайтиргичи (ОЧК) чиқишидан иккилантирувчи (квадратор — КВ)га берилади, бунда сигнални квадрат даражага кутариш операцияси бажарилади. ФМ сигнални $s(t) = a_0 X(t) \cos(\omega_0 t + \phi_0)$ курунишида тасаввур қилсак, бунда элтувчиларга мое равишда ± 1 киймат олинади, у ҳрлда

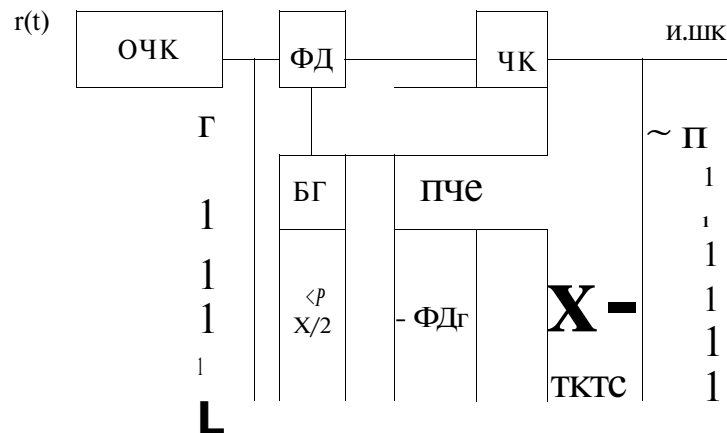
$$s^2(t) = \dot{y}_0^2 \cos^2(\omega_0 t + \phi_0) = 0.5 \dot{y}_0^2 \{1 + \cos[2(\omega_0 t + \phi_0)]\}$$

Иккилантирилган элтувчида тебраниешлар тор бусагали сузувчи (ТБС) ёрдамида ажратилади. Частота иккига булинганидан сунг ва хреил булаётган фаза буйича сурилишни фаза узгартиргичда компенсация килинганидан сунг ФД га ю, частоталик тикланган тебраниеш берилади. ТКТС да халакитни сусайтириш $A_{\phi}/A_s = A^* \cdot T < 0.1$ шарти бажарилганда самарали булади, бу ерда $D/\Delta TMS$ бусаси. Бу шарт сигнал частотасига нисбатан юкори баркарор булгандагина бажарилади. Частота буйича Доплер силжишининг таъсири сезиларли булган аракатланувч объектлари билан алоқа РТС да пассив ТМС урнига частотали (ЧАМ) ёки (ФАМ) частотани автоматик мослаштиргич принципи асосида курилган актив кузатувчи филтрлар кулланилади. Тулкинланувчи омилар таъсири тижасида Пистолькорс схемасида кайта ишлаш хрД^{нс} кузатилиши мумкин.



2.23-расм

Рус олими В.И.Сифоров тавсия килган схемада частота булвчиси йукотилади, ФД, нинг иши эса кушимча, иккиловчи (И) ни киритиш хисобига иккиланган ташувчида амалга оширилади. Сифоров схемаси, таянч кучланишининг фаза буйича сакраб утишлари камрок, кулланилган. (2.23-расм). Амплитуда буйича модуллаштирилган тебраниешларни когерент детекторлаш учун 1956 йилда америкалик олим Д.Костас таклиф килган схема нисбатан содда хисобланади (2.24-расм). Бу схемага чегараловчи кучайтиргич киритилган ва унинг чиқишида шаклланди.



2.24-расм

ган элтувчилар ФД, нинг чикхнл кучланишига купайт
рилади. 2.25-расмда модификация килинган схема келт
рилган, кучайтиргич ФАМ схеманинг киритишига улаъ
ган, бунинг хисобига ФД, га келаётган фаза буйича мани
пуляцияланган сигнални олиш амалга ошириладн
2.26-расмда вақт буйича диаграммалар Д.Костас схемаси
ташувчини тиклаш жараёнини изоҳ,лайди. Бу схема ҳам
кайта ишлаш хрдисасини йукота олмайди. Шуни айтиш
лозимки, ФД дан фойдаланиб ФМ сигналларни қабул
килишда кайта ишлашни принципиал йукотиб булмайди
Буни ФМ сигнал спектрида ташувчи частотасида ташкил
этувчиси йуклиги билан тушунтирилади, шунинг учун
схеманинг ишлаши кириш ва таянч сигналлар фазиров-
касанинг бошлангич шартлари билан аникланади. Хатто
бу сигналларнинг бошлангич фазаси тугри танланганда ҳам
тасодифий тулк,инланишлар фаза сакрашига ва натижада,
Кайта ишлашга олиб келиши мумкин.

Кайта ишлашдан ташкари, ФМ сигналларни реал
Кабул килишнинг халакит қаршилигига халакитлар туфай-
ли юзага келувчи таянч кучланиши каналидаги хатолик-
лар таъсир қилади. Киришдаги ва таянч сигналлар уртаси-
даги фаза буйича тасодифий мое келмаслик сигнал/шов-

г(t) ОЧК ФД ЧК, И_{шк}

х/2

X-

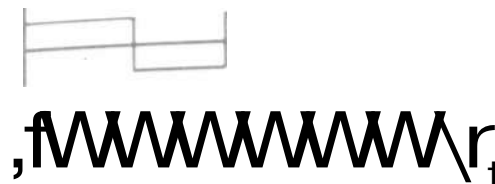
ФД1

пче

БГ

ТКГС J

2.25-расм



2.26-расм

К^н эквивалент нисбатнинг камайишига олиб келади ва
хато қабул килиш эҳтимоли Р ни оширади. Олдин курса-
тилганидек, частоталар мое келганида ФД чиқишидаги
кучланишни куйидаги қуринишда ёзиш мумкин:

$$M_{\Phi D} = \sigma^2 \cos^2 \theta, \quad (2.82)$$

бунда ф. элтувчига қараб 0 ёки я қийматини қабул қилади.
θ нинг'тасодифий табиати натижасида хатоликни шартли
эҳтимоли $P_e(\theta)$ ҳам тасодифий катталиқ ҳисобланади:

$$P_e(\theta) = 1 - 0.5 [1 + \cos(2\theta)]. \quad (2.83)$$

P_e хатолик эҳтимолини топиш учун фаза хатолигини
таксимланиш зичлиги $\alpha(\beta)$ ни ҳисобга олган ҳолда тасо-
дифий катталиқнинг урта қийматини топиш лозим:

P_e нинг нисбатан кичик эҳтимолларида тахминий ифо-
дадан фойдаланса булади:

$$P_e \approx 1 - \langle \cos(\theta) \rangle, \quad (2.84)$$

бунда

$$\langle \cos(\theta) \rangle = J_0(S) \cos(S) / S. \quad (2.85)$$

Ташувчини кайта тиклаш схемаларида, одатда, халалда жуда яхши (филтрлаш) сузгичлаш амалга оширилади, шунинг учун ю(5) так, симотини юкрни даражада Гаусс буйича апроксимация килиш мумкин:

$$\text{co}(d;) = 1/(72^{\wedge};) \exp[-(<5j^2/(2^{\wedge})], \quad (2.86)$$

бунда a^2 - фазалар хатолиги дисперсияси, буни тахминан куйидаги формула билан хисоблаш мумкин:

$$a \setminus - 1 / Q_{\nu}, \quad (2.87)$$

q_b — таянч сигналини шакллантирувчи курилма чиқишида сигнал/шовк,ин муносабати. Гаусс так.симоти (2.86) учун (2.85) да интеграллаш куйидаги нисбатга олиб келади:

$$< \text{cc}^*(5_{\phi}) > = \exp \{-o^2 / 2\}. \quad (2.88)$$

Бундан (2.84) га асосланиб P_e учуй якуний ифода хрсил киламиз:

$$K = 1 - \Phi(\text{л}/\text{л} \exp(-\text{л} \Gamma,^2/2)). \quad (2.89)$$

Сигнал/шовкин эквивалент муносабати q_3 ни куйидагича аниклаш мумкин:

$$< \text{л}_3 = q \exp(-<\text{т}_\phi^2). \quad (2.90)$$

Албатта. хато дисперсияси a^2 нинг ортиши билан q_3 камаяди ва P_e э\тимоли усиб боради. Дисперсия a^2 ни аникловчи сигнал/шовк,ин муносабати q_b кийматини Пистолькорё схемаси учун куйидаги нисбат асосида хисоблаш мумкин:

$$Y^* = \frac{<?^2 4/\text{э}}{<?^2 4/\text{э}} \cdot \frac{\text{л}^{\text{кп}}}{(1+2<7\text{K}_\text{м}\text{P})\text{A}/\text{Ф}} \cdot \text{W} \quad (2.91)$$

бунда q — оралик. частота кучайтиргичи $A/\text{л}$ бусагасида сигнал/шовк.ин муносабати; $A/\text{л}$ — ТМС бусагаси.

(2.91) нисбат шовк.инда берилган ($q_{mp} < 1$) ташувчини ФМ сигналдан ажратиб олиш имкониятини курсатади. Шунга ухшаш нисбатлар таянч сигналини шакллантирувчи курилманинг бошка турлари учун ҳам мавжуддир.

2.4.4. Ниобий фаза буйича манипуляцияланган сигналлар ёрдамида маълумотларни узатувчи тизимлар

Кдйта ишлаш хдчисасига карши курашиш макрадида хар хил усуллар таклиф цилинган. Улардан баъзилари узатилаётган сигналга махсус пил от/сигнал ни киритишга асосланган ва унинг ёрдамида кабул килувчи томонида таянч сигналини шакллантирувчи курилма генераторларининг синхрон ишлаши таъминланади. Аммо бунда пилот/си гнал га кушимча энергия сарфлаш талаб килинади, бу эса тулкин узатиш йулидаги сарфни камайтиради.

ФМ нинг нисбатан тулик. кулайликлари 1954 йилда рус олими Н. Т. Петрович томонидан тавсия килинган нисбий фазали телеграфия (НФТ) усуллари кулланилганда амалга оширилади. Баъзида нисбий фазали манипуляция — (НФМ) деб юритилувчи унинг бу усули кайта ишлаш эффектидан хрлидир. Усулнинг маъноси куйидагича: Фаза хисоблаш абсолют тизими урнига:

$$x = 1 \rightarrow \$, (/), \phi, = 0;$$

$$x \sim i \rightarrow s_x(t), \quad \phi_2 = \text{я}.$$

Нисбий фазали манипуляция — НФМ усулида нисбий (сурилувчи) фаза хисоблаш тизими киритилади. Хар бир навбатдаги элтувчи фазасининг хисоб боши сифатида олдинги элтувчи фаза олинади.

Бунда икки кушни элтувчи фазалари фарки иккита кгшмат кабул килади:

$$\begin{aligned} & \bullet \quad [0, \text{агар } <p, = \phi_{\text{л}}, \\ & \setminus = \setminus < P_i - < P_i - i \setminus = \setminus \\ & [1, \text{агар } \text{ш} = < p_{\text{м}} + \text{л}. \end{aligned}$$

Элтувчилар фазасининг нисбий \исоблаш тизимида сигнал элтувчисини танлаш модулятор киришига келаётган маълумот белгининг кийматига ($x = 1$ ёки $x_2 = -1$) боглик, булиш билан бир каторда олдинги элтувчи кандай булганлигига (s , ёки s_2) ҳам боглик.. $x_l = 1$ белгига фазалар фарки $\text{Дф} = 0$ га тенг булган сигнал элтувчиси, $x_2 = -1$ белгига фазалар фарки $\text{Дф} = \text{л}$ га тенг булган сигнал элтувчиси мое келган шартида иккиламчи сигналларни узатишда ташувчи тулкин фазасини манипуляция килиш

кридаси куйидагича булади: $x_i = 1$ белгини узатишда эл тувчи фазаси узгармасдан, олдинги элтувчи фазага тен лигича колади, $x_i = -1$ белгини узатишда элтувчи фазас" олдинги элтувчи фазага нисбатан 180° градусга узгаради Шартли суратда бу коида шундай ёзилади:

$$\begin{aligned} |D_i| &= 1 - \sum_j \langle p_j \rangle = \langle p_i \rangle \\ |x_i| &= -1 - \langle p_j \rangle = \langle p_{j-1} \rangle + 1. \end{aligned} \quad (2.92)$$

Маълумки, навбатдаги элтувчи фазанинг бошлангич ^исобини таъминлаш мақсадида нисбий фазали манипуляция — НФМ тизимининг узатувчи курилмаси \ar бир элтувчи фазани эслаб крлувчи хотира элементига эга булиши керак. Кабул килувчи курилмада қайси белги узатилганлигини билиш мақсадида факатгина берилган элтувчини хисобга олибгина қолмай, балки олдинги кабул килинган, яъни хотира элементига эга булиш зарур. ФМ ва нисбий фазали манипуляция усулларининг мувофиклигини намоён қилиш мақсадида 2.2-жадвалда маълумот белгилари ва сигнал элитувчилари келтирилган. Нолинчи $J = 0$ устунда сеанс бошида нисбий фазали манипуляция вақтида узатилувчи ёрдамчи белги ва унга мувофик ёрдамчи элитувчи курсатилган.

Амалда элитувчи чегараларини аниқловчи ва фаза бурилишини бошқарувчи модуляция крвдасини жорий қилишдан воз кечиш мумкин. Манипуляцияни худди одатдаги ФМ дек амалга ошириш учун белгиларни бошлангич кетма-кетлигини куйидаги крида билан қайта кодлаштириш керак:

$$x_{kj} = x \odot x_{k(j-1)} \quad (2.93)$$

2.2-жадеал

Устун раками j	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
Xj	1	-1	1	-1	-1	1	1	-1	-1	-1	1
Sj ФМ	SI	S2	SI	S2	S2	SI	SI	S2	S2	S2	SI
Sj ОФМ	SI	S2	S2	SI	S2	S2	S2	SI	S2	SI	SI
Xkj	1	1	0	0	0	1	0	0	0	0	1
Skj ОФМ	SI	SI	S2	S2	S2	SI	S2	S2	S2	SI	SI

2.3-жадвал

Устун	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11
Xki	1		0	0	0	1	0	0	0	0	1	0
ЧкГоФ'М		1	S ₇	S ₇	S ₇	S ₇	S ₂	S ₇	S ₇	S ₂	S ₇	S ₂
Бтаянч ~~йП	S ₇	S ₇	S ₇	S ₇	S ₇	S ₇	S ₂	S ₇	S ₇	S ₇	S ₂	S ₂
Xkj*	1	"1	0	0	0	1	1	1	1	1	0	1
Xj*	1	0	1	0	0	1	0	0	0	0	1	1
Xj	1	-1	1	-1	-1	1	1	-1	-1	-1	1	1

2.4-жадвал

Устун раками j	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11
Xj	1	0	1	0	0	1	1	0	0	0	1	1
Sj ОФМ	S ₇	S ₇	S ₇	S ₇	S ₇	S ₇	S ₇	S ₇	S ₇	S ₇	S ₇	S ₇
Бтаянч = Sj-1		S ₇	S ₇	S ₇	S ₇	S ₂	S ₇	S ₇	S ₇	S ₇	S ₇	S ₇
Uj		-	+	-	-	+	+	-	-	-	+	+
Xj*		0	1	0	0	1	1	0	0	0	1	1

Модул 2 буйича кушишда 1-белги 0 га утказилади. 2.2-жадвалида нисбий фазали манипуляция учун s_{kj} элтувчиларга мое x_k кетма-кетлиги берилган. Шундай қилиб, берилган ҳолда ФМ модулятори узатувчи узгарганида фазани кучириш йули билан ишлайди. Қайта кодлаштиришли узатувчи курилманинг схемаси 2.27-расмда келтирилган. Ҳайта кодлаш курилмаси Т вақтга кечиктирувчи элемент ва 2 модули буйича йигувчидан ташкил топган. Фаза буйича манипуляциядан сунг \осил булган ФМ сигнал кувват буйича кучайтиргич (К.К) да кучайтирилади ва узатилади. абул килувчи томонда белгиларни бошлангич кетма-кетгига қайтариш мақсадида қайта кодлашга тескари булган операция бажарилади.

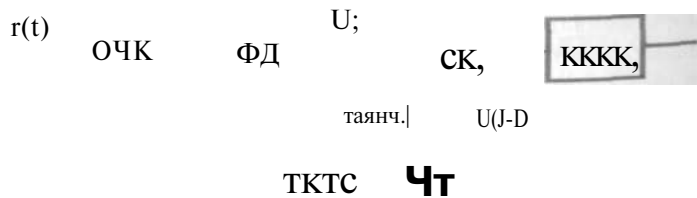
исбий фазали манипуляция сигналларини кабул ишда асосий усулларни куриб чикамиз: корреляцион

$$4\text{C}1^x K)_{\text{OMh}} \textit{m}$$

2.27-раем

(когерент) ва автокорреляцион (нокогерент). Корреляцион кабул килишда нисбий фазали манипуляция сигналларини демодуляциялаш фазали детектор ёрдамида бажарилади. ФД учун таянч тебраниши схемаси юкррида курилган таянч сигналини шакллантирувчи курилмада ишлаб чиқарилади. Таянч кучланишини ишлаб чиқаришда фазалар буйича хатоликлар туфайли корреляцион усул аниқ, когерент була олмайди ва шунинг учун баъзида уни квазикогерент деб аталади.

Нисбий фазали манипуляция сигналларини қабул қилувчи корреляцион қурилма схемаси 2.28-расмда келтирилган. Солиштириш қурилмаси (СКЈ) да қабул қилинган оғувчининг кутб ишоралари аввал қабул қилинган оғувчи кутб ишораси билан солиштирилади. Бунинг учун схемага Т даврга сигнални кечиктирувчи хотира элементлари киритилган. Одатда бундай элементлар триггер турига мансуб схемалар асосида қурилади. Солиштириш қурилмаси сигналларининг кутб ишоралари мўъноси тушганда бошқарувчи импульс чиқарувчи солиштирувчи схемадан иборат бўлади. Қдрор қабул қилувчи қурилмада бошқарувчи импульс таъсирида, аралашмада $\hat{s}$ сигнал борлиги ҳақида қарор қабул қилинади. Сигналлар мўъноси тушмаган ҳолатда s_j сигнал қабул қилин-



2.28-рasm

и тасдиқданади. Куриб чикилган кабул килиш усули
Г^бларнинг мое тушиши деб юритилади.

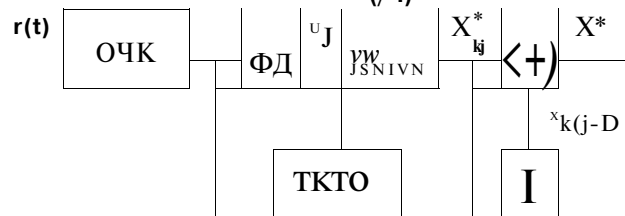
Кайта кодлаш тизими учун қабул қилинган x белгилар a -кетлигини қабул қилиш ва шакллантириш схемаси 2[^]-расмда келтирилган. 2.3-жадвал таянч сигнали $S_{\text{итт}}$ фазаси сакраб узгарган ҳолати учун схеманинг ишлашини тушунтиради. Сакраб узгаришда 5 ва 6 сигналлар туплами чегарасида факатгина битта жадвалда тагига чизилган элемент нотугри қабул қилинади. Куруниб турибдики, $s_{rMm}(t)$ сигнал фазасининг сакраб узгаришида хато локал ба\ола-нади ва бир ёки икки белгинигина уз ичига олади. Агарда таянч сигнал фазасининг сакраб узгариши T давр оралиги-да булса, иккита хато белги пайдо булиши мумкин. ФМ сигналларни узатишда шу каби сакраб узгаришлар фазаси сакраб узгарган таянч сигналидан сунг келаётган барча бел-гиларни хато қабул қилишга олиб келади.

Нисбий фазали манипуляцияни кабул килишда кайта кодлаш куйидаги койдага асосланади:

$$x_{kj} = x_{kj} \otimes x_{kj}^* \dots \quad (2.94)$$

2.3-жадвалда 0—>— 1, 1—>1 мое тушишни эътиборга олиб, х бошлангич белгилар келтирилган. Хато кабул Килинган элементлар 6-устунга тегишли.

Шовкин таъсири остида нисбий фазали манипуляция сигнал тупламнинг якка бузилиши қабул қилишда қушалохатоликка олиб келади. x^* . белгиларнинг бундай бузилиши бир-бирига мое тушмайдиган икки мураккаб хрлатни юзага келиши билан боради: ΦD чиқишида x_{κ}^* , учун кутб ишораси туфи $x_{j(t)}^*$ учун эса нотугри тикланади: $x \setminus$. кутб ишораси нотугри тикланган, $x_{\sqrt{-1}}^{'}$ учун тугри тикланган.



2.29-рasm

Хар бир шундай ҳолатлар ҳрлатлар эҳтимоли $n = p$ „
га тенг, бунда P_e айрим сигнал туплами кутб ишоп[^]
нотугри тикланиш эҳтимолидир. Бу эҳтимолли^кфу^{и н г}
налларни когерент қабул қилишдаги P каби ани?^{сш ~}
Нисбий фазали манипуляция учун хатоларнинг^н ^{^*Над*}
лишни эътиборга олиб, қуйидагини ҳрсил қилами?^{к ~}

$$_{\text{снФМ}} \gg L^* - P.) = 2[1 - \phi(\text{Ш}_\phi \text{Ш}_e] \quad (2.95)$$

Одатда $P_e \ll 1$ бўлиши талаб этилади, ^{ш у н и} ^{н г} ^{у ч и} ^н
(2.95) ни соддалаштириш мумкин:

$$P_{eH < \text{ш}} = 2[1 - \phi\{\}^{\wedge}] \quad (2.96)$$

Шундай қилиб, нисбий фазали манипуляцияда қайта
ишлашни йукотиш учун хато қабул қилиш эҳтимолини
ФМ дагига нисбатан икки баробар ошириш керак.

Нисбий фазали манипуляция бўйича реал қабул
Қилишда синхрон детекторлашдаги фаза бўйича синхрон-
лаштириш хатолигини ҳисобга олиш керак. Бунинг учун
биринчи яқинлашишда (2.89) ва (2.87) муносабатлари-
дан фойдаланиш мумкин.

Нисбий фазали манипуляция сигналларини автокор-
реляцией қабул қилишни қуриб чиқамиз. Бундай қабул
қилиш нокогерент ҳисобланади, чунки ФД учун таянч теб-
раниш сифатида Т вақтга кечиктирилган олдинги сигнал-
лар туплами қабул қилинади. ФД усулида қабул қилинган
ва олдинги сигналлар тупламларининг фазалари солиш-
тирилади, шунинг учун нисбий фазали манипуляция сиг-
налларини автокорреляцион қабул қилиш баъзида сиг-
наллар тупламининг фазалар бўйича солиштириш усули
хам деб юритилади. Нисбий фазали манипуляция сигнал-
лар демодуляторининг таркибий схемаси 2.30-расмда кел-
тирилган. Фаза бўйича детектор сигналнинг автокорреля-
цион амалини ҳисоблашни бажаради. Карор қабул қилув-
чи кУрилма U_j қучланишининг кутб ишорасига мос
равишда қуйидагича карор қабул қилади: қучланиш мус-
бат булган ҳрлатда ФД чиқишида 1 белги тикланади, ман-

- лати учун 0 ёки 1 тикланади. 2.4-жадвали фазалар-
*и и Тиштириш усули бўйича қабул қилишни курсатади.
ни с0 т 2-жадвалидаги каби белгилар қабул қилинган,
хала'қитлар ҳисобга олинмаган.

К[^]рилган усул қайта ишлаш имкониятини иукотади.
Шовкиннинг таъсири даври Г га тенг булган қушни ора-
чикларда тебранишлар фазасини узғаришига олиб келади.
Белгиларни бундай шароитда қабул қилишда хатолик
келиб чиқиши мумкин. Хар бир сигналлар туплами ФД
чиқишида икки маротаба қучланишнинг тикланишида:
биринчи маротаба сигналлар туплами сифатида, иккинчи
маротаба эса таянч сигнал сифатида иштирок этади. Шу-
нинг учун чиқишда иккиланган хатолар пайдо бўлади.

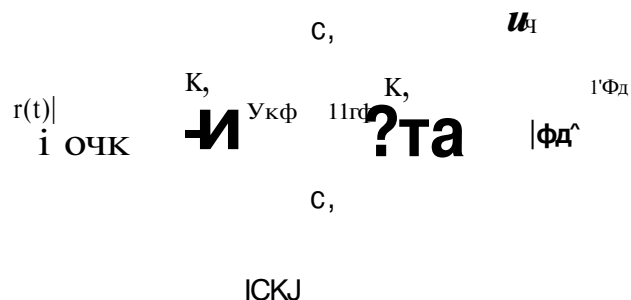
Автокорреляцион қабул қилишнинг ҳалақитга бардош-
лиги бахрланаётганда қабул қилинаётган сигналларни
қушалоқ ортогонал сифатида қуриш мумкин. Нокогерент
қабул қилиш учун хатолик эҳтимоли (2.69) муносабати
билан аниқланади. (-Т, Т) ораликда сигнал энергияси 2Е
га тенглигини эътиборга олиб, нисбий фазали манипуля-
ция сигналларни нокогерент қабул қилиш учун

$$P_{\text{ен}} = 0.5 \exp(-q/2), \quad (2.97)$$

бунда $q = 2E/N_0$ — сигнал/шовкин муносабати.

Хатолик эҳтимоли P_n корреляцион қабул қилишдаги-
га нисбатан бир неча марта катта. Фазаларни солиштириш
усулини амалга оширишда сигналлар тупламининг марка-
зий частота спектрига мосланган юқори сатҳди коммута-
ция бўлувчи (фильтрлар) сузгичлар ишлатилади (2.31-раем).
Синхронлаш қурилмаси (СК) K_l ва K_e қалитлар ёрдамида
сузгичлар коммутациясини амалга оширади. Келаётган теб-
раниш $f = f_0$ -Гонида, шу вақтга қадар тебранишни учираш
усули билан нолинчи бошлаотич шароитга келтирилган
иринчи Ф, сузгичига берилади. Қиришдаги тебраниш $f = 0$
онида юқоридаги каби нолинчи бошлангич шароитида кел-
тирилган иккинчи сузгичга коммутация қилинади. $f = f_0$ Гса-

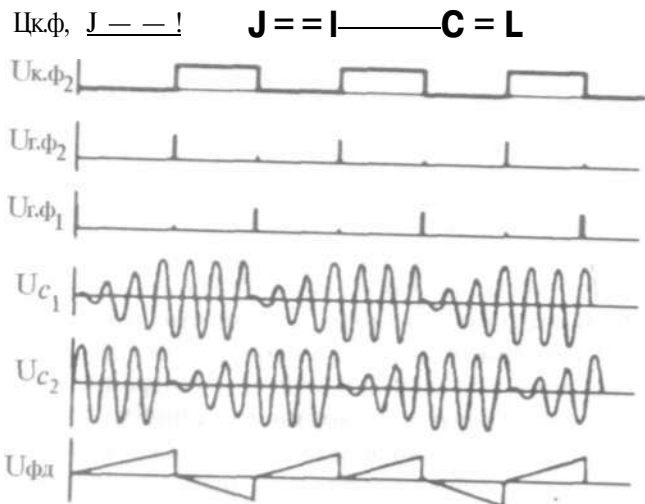
К онига қадар Φ_l сузгичида узининг мустикал тебраниш-
ари давом этади. Тебранишлар сузгичлардан сунг тебра-
к^я [^]илларни [^]йта қупайтириш ва интегратор вазифаларини
оажарувчи ФД_{га} берилади. Қиришдаги сигнал $t = 2$ Гони-



да яна Φ , сузгичига уланади, Φ_2 да эса тебраниш $t-BT$ онига кадар давом этади.

2.32-расмда схеманинг ишлашини тушунтирувчи вақт диаграммаси келтирилган. Юкорида курилган коммутация сузгичларга эга схема бир канча чегараларга эга. Биринчидан, тебранишни сундириш вақти $A/$ тебраниш T нинг нисбатан кичик булагини ташкил қилиши керак. Акс ҳолда

***> hAAmvwwvwvw -**



2.32-раем

сундириш учун сарфланадиган энергия қабул қилиш сифатини туширади. Одатда $A/ < 0,1 T$. Иккинчидан, уларнинг сифатини идеал интеграторларга яқинлаштириш мақсадида сузгичларнинг юқри мустаҳкамлигини таъминлаш керак, яъни $D/T < 0,1$ талаб этилади. 10 кГц дан юқори частоталарда 500 дан ортиқ мустаҳкамлигини таъминлаш қийин.

Курсатилган шартлар узатишнинг техник тезлигини чегаралайди:

$$R = \sqrt{T} < \sqrt{0.2 f_n} . \quad (2.98)$$

(2.98) чегарага асосан нисбий фазали манипуляция автокорреляцион қўбул қилиш усуллари узатиш тезлиги катта булмаган радиотехникаларида кенг қўлланилади. Одатда юқори тезликдаги маълумотларни узатувчи радиотехник тизимларда нисбий фазали манипуляция сигналларни корреляцией қўбул қилиш усули қўлланилади.

2.5. Тасодифий параметрли каналларда сигналларни қабул қилиш

2.5.1. Каналлар тавсифи

Маълумот бериш жараёнида параметрлари тухтовсиз ва тасодифий узгарадиган каналлар жумласига тропосферали, ионосферали, метеор алоқа каналлари қиради. Тасодифий параметрли каналлар шартли равишда тугри тулқинли ва сийрак тулқинли каналларга бўлинади. Биринчи тур каналларда сигнал қабул қилувчи ва узатувчи қурилма орасида геометрик қурилиш чегарасида тарқалади, тасодифий усуллар орасидаги параметрлар худди ердаги оптик алоқа каналлар қаби узгаради. Иккинчи тур каналларда узатувчи ва қабул қилувчи қурилма орасидаги геометрик қурилиш бўлмайди ва алоқа учун ноидеал муҳитлар билан тулқинларни сийракланиш ва нурланиш хосаси ишлатилади. Параметрлари вақт бўйича узгарувчи муҳитнинг айрим ҳажмидан сигналларнинг қайтиши ва сийракланиши ҳисобига сигналларнинг тухташи содир бўлади. Тухташ пайтида сигнал даражаси асосан пасайиши мумкин ва натижада қабул қилинаётган маълумотнинг аниқлиги тусатдан ёмонлашади.

нинг бажарилмаслиги сигнал спектри ва унинг KDM ларини тасодифий бузилишига олиб келади (селе тухташ). Доплер чузилиш ва купнурлиликнинг кам таъсирлари талабларини крндириш учун Д/Ч, « 1 тенгсизлик» бажариш зарур. $bf_x = k_p$ купайтма чузилиш коэфф. ентини ифодалайди. Сигнал тухташида амплитуданинг узгариши тафсилоти учун тухташ чукурлиги ва тезлиги деган тушунчалар киритилади. Тухташ чукурлиги медиан ифодага нисбатан сигнал огувчиси даражасининг узгариши билан ифодаланади. Медиан ибора алоқд сеанси давомида юқри ва пастки даражаларда булиш жараёнининг умумий вақти бир хил буладиган огувчи даражаси билан ифодаланади. Катта масофадаги алоқа линияларида тухташ чукурлиги 20-30 дБ га етиши мумкин.

Тажриба асосида олинган маълумотларга Караганда тухташнинг аник, корреляцион амали куйидаги курсаткичли экспонент курунишига эга булади ($— |t|/(2\tau_{фл})$), бунда $\tau_{фл}$ — тухташ тезлигини ифодаловчи киймат. Катта масофадаги радиотулкиннинг тухташ тезлиги кичик масофадаги тухташ тезлигидан юқри ва албатта $\tau_{олл}$ катталики кичик. Тухташнинг уртача даври 0,1—0,3с атрофида тебранади. Деярли купчилик радиотулкинлар учун тухташнинг уртача даври айрим сигнал тупламлари кетма-кетлигини бирмунча оширади, шунинг учун сигналлар тухташини секин деб хисоблаш мумкин.

Сигналларнинг тухташ вақтидаги огувчанлигининг тақсимланиши Реленинг умумлашган конунига буйсунади (масалан, 2.66.га қаранг). Жуда чуқур тухташлар вақтида сигнал огувчанлиги Реле крнуни ёки бир томонлама нормал қонун буйича тақсимланган деб хисобланади. Реле тухташи мумкин булган канал учун мисол қилиб тропосферали ёки ионосферали канални олиш мумкин. Уткир йуналган антенналар қулланиладиган каналлар умумлашган Реле тухташлари билан ифодаланади.

2.5.2. Иккиланган флуктирлашган сигналарни яқка қабул қилиш

Қабул қилувчи қурилма қиринида тебранишни ҚУ даги қиринишда тасаввур қиламиз:

$$k_{/}) = \Pi(/) + \langle (/); \quad / = 1, 2, \quad (2.100)$$

$/A — M$ спектрал зичликка эга булган аддитив ок. бунда $n(\cdot)$ — $\Phi(\cdot)$ к сигналнинг мухитдаги тухташини $\wedge$ л $\wedge$ а й д и ва аник тақсимот конунига эга булган тасодифий катталикини билдиради. $sfft$ сигнал тасодифий бошланч (Базага эга, шунинг учун (2.100) модели курсатилган Таотларда умумий тухташли Гаусс каналига мое тушади. Сигналнинг аста-секин тухташи хрлатида k коэффиценти-нинг ҳақиқатга ухшашлик муносабатини хисоблаш вақтида хисобга олиш керак. Бу хрлда сигналларнинг оптимал фаркланиши алгоритми Д катталикининг шаклланишига олиб келади (2.3.2 га қаранг), яъни оптимал қабул қилгичнинг структура тузилиш схемаси худди тасодифий бошлангич фазали сигналларники каби қолади (2.14-расмга қаранг).

Тасодифий амплитудали ва фазали сигналларнинг қабул қилишдаги ҳалакитга бардошлилигини баҳолашда (2.100) даги k коэффиценти тақсимланиш конуни билиш зарур. Бир бирлик дисперсияли Реле тақсимоти хрлатида ортогонал сигналлар учун ҳатолик эҳтимоли P_e куйидаги ибора билан ифодаланади:

$$P_e = \int_0^{\infty} \rho_0(k) P_e(k) dk = 1/(q + 2). \quad (2.100)$$

Бу ерда барча сигналлар туплами буйича уртача қийматни олиш амалга оширилади. $P_e(k)$ — (2.69) ифода билан хисобланадиган ҳатоликнинг шартли эҳтимоли, унда $q = 2EI N_0$ урнига $k^2 q$ қуйиш керак. P_e нинг q га тобелиги 2Л5-расмда келтирилган. Дарҳақиқат, сигналларнинг Реле тухташи сигналларни ажратиш сифатини камайтиради.

g_e эҳтимоллик иборасини сигнал амплитудасининг узгариш конунининг бошқа ҳолларида ҳам олиш мумкин. ундай қилиб, бир томонлама нормал тақсимотда:

$$\begin{aligned} & 2n \wedge (-e/2), \kappa > 0 \\ & [0, \quad \kappa < 0 \end{aligned}$$

булади.

P_e хато эхтимоли куйидаги ибора билан топилади:

$$P_e = 1/(2^{77}) - \quad (2.102)$$

2.15-расмдаги икки чизма P_e нинг q га тобелигини курсатади. P_e нинг кичик қийматларини таъминлаш учун тухташ вақтида сигнал энергиясини тухташ кузатилмаган каналларга нисбатан ошириш керак.

2.5.3. Сигналларни қ,абул қилишда фарқлаш усули

Сигналларни фарқлаш усули Реле каналларида тухташга қдрши курашда самарали ҳисобланади. Фарқлаш асосида қдбул қ,илиш вақтида қдбул қ,илинган ахборотнинг ҳдл қдтиниши бир хил ахборотга эга булган бир-биридан фарқ, қ,илувчи сигналларнинг тафтиши асосида ишлаб чиқ.иладди. Агар сигналнинг сигнал тупламлари намуналари бир хилдаги s_{ki} ахбороти орқдли ифодаланса, n та намунага эга булган ахборот куйидагича аниқданади:

$$s_u = a_u f_u(t), i = U, \quad (2.103)$$

бунда a_u огувчининг / намунаси, $f_u(t)$ намуна сигнал амали. Ҳдмма намуналар (O, T) оралит атрофида ҳдракат қдлади.

Тухташнинг бир хил статистикасида a_u амплитуда берилган айрим катталиқдан кичик булганда тухташ эхтимоли бир хилдир: $P(a_{ki} < u_0) = P, = p$, шунинг учун барча n намуналар u_0 дан кичик амплитудага эга булганда, эхтимоллик куйидагига тенг булади:

$$P_0 = 1 - P^n = P^{n-1} \quad (2.104)$$

Бундан барча намуналарнинг бир вақхдаги тухташ эхтимоли n сонининг усиши билан камайиши маълум булади. Бу вазиятдан қдбул қ,илишнинг сифатига тухташ таъсини камайитишда фойдаланилади.

Тажрибада куйидаги фарқлаш турлари ишлатилади: частотали, вақт буйича, кутблaшган ва фазовий. Частотали фарқлашда бир хил маълумот бериш учун турли частоталарда сигнал шакллари ҳрсил булади. Тугри фарқлашда сигналлар кам корреляция қдпинган булади, частоталар буйлаб фарқданганда сигналлар бир вақхда бир неча параллел каналлар буйлаб берилади. Бундай фарқлаш маълумотларни узатувчи РТС қурилмаларининг мураккаблашиши ва частота диапазонининг кенгайиши билан 60Ф-ликдир.

Вақт буйича фарқлашда бир хил маълумот / $f_{\text{пл}}$ тухташнинг корреляция вақтидан катта булган маълум вақт оралигида такрорлаш орқдли берилади. Сигнал қдбул қ,илишни ташкил ҚИЛИШ учун узатувчи томонида булгани каби қдбул томонида ҳдм хотира қурилмалари булиши керак. Вақт буйича фарқлашда ахборот узатиш тезлиги камаяди.

Кутблaшган фарқлаш қдбул қ,илинган тебранишларни горизонтал ва вертикал кутбли ташкил этувчиларга ажратишга асосланган. Бу ташкил этувчилар турли кутбли икки антеннада қдбул қдгшнади. Бирок, курсатилган эффект факт айрим каналлардагина кузатилади.

Фазовий фарқлаш эса бир сигнални фазода бир-биридан фарқланувчи икки антенна ёрдамида қдбул қ,илишга асосланган булиб, бу турли тармоқдарда огувчи нусхаларининг нокорреляция булишини таъминлайди. Сигнал огувчилари нусхаси орасидаги корреляция коэффициент Дх фарқлаш катталигига бомик, булиб, куйидагича ифодаланади:

$$p(Ax) = \exp[-Dx^2/(2Ax_0^2)], \quad (2.105)$$

бунда Dx_0 — нусхаларни нокорреляциялашгандаги фарқлашнинг минимал иборасини ифодаловчи катталик. Фарқлашнинг турларига қдраб, узгарувчи Dx_0 частота, вақт, масофа ва бурчак бирликларида ифодаланиши мумкин.

Тажрибада фазовий фарқлаш энг қуп қулланилади. Ультрак.искд тул^ин (УКТ) да сигнал шакллариининг етарлича декорреляцияси А/ масофада антеннани фарқлаш вақтида 10—20 X га етади, бунда X — тулк,ин узунлиги.

Кабул қилишда фаркдашнинг асосий усуллари кўриб чиқилиши мумкин. Энг кучли сигналларга эга булган тармоқнинг автотанлов усули энг оддий ва етарлича самарали усуллардан ҳисобланади. Автотанлов бўйича фарқлар кабул қилиш схемаси 2.34-расмда тасвирланган. Тармоқдарни кабул қилишнинг чиқиши (К.Ю кайта улаш схемаси (КУС) орқали қарор кабул қилувчи қуролма (КДКК) ли демодуляторга уланади. Қайта улаш схемасини бошқариш, алоҳида тармоқлар бўйича, каналлар утқазгичининг коэффициент (ёки кабул қилинган сигнал қуввати) (КП) улчаси ёрдамида амалга оширилади. Қайта улаш схемаси энг катта сигнал тармоғини танлаш имконини беради.

Алоҳида олинган тармоқлардаги сигналларнинг суспензияланган Реле ва бир хил тухташлари вақтидаги ортогонал сигналли иккиланган тизимининг автотанлов схемаси ҳаёлатига бардошлигини бахрлаймиз. / канал узатиш коэффициент тақсимотининг Реле қонуни κ' урта квадрат билан ифодаланган бўлсин. Барча тармоқлар бўйича максимал қиймати κ_m берилган κ_0 дан кичик булган эҳтимоллик ҳаёлатини топамиз. Агар барча κ иборалар κ_0 дан кичик булгандагина κ катталиқ κ_0 дан кичик бўлади. Шундай қилиб,

$$P(\kappa_m < \kappa_0) = P(\kappa_1 < \kappa_0; \kappa_2 < \kappa_0; \dots; \kappa_n < \kappa_0) = \int_0^{\kappa_0} f(\kappa) p(\kappa) d\kappa \quad (2.106)$$

$$1 - \exp - \kappa$$

(2.106) ифода κ_0 катталиқнинг тақсимот амалини белгилайди. Бу ифоданинг κ_0 бўйича ҳисобласини олиб ва κ_0 ни κ_m га алмаштириб, $w(\kappa)$ эҳтимолликнинг зичлигини ҳисоб қиламиз:

$$w(\kappa_m) = \ln \kappa_m \cdot \exp - \kappa_m \quad (2.107)$$

шоҳобчалар

КК_x

КД,

Қ.У.С. КВДС,

КД,,

Ч

К_y[^] К_y

2.34-расм

Ортогонал сигналларни тухташ бўлмаган вақтидаги оптимал некогерент кабул қилиш (2.69) ифода билан аниқланадиган ҳатоликлар эҳтимолини таъминлайди. Реле каналининг узатиш коэффициент $\kappa = \kappa_m$ ва барча κ катталиқлар бўйича ҳатолик эҳтимолини уртача қийматини олиш билан бу ифода қуйидаги қурилишга келади:

$$P_i(\kappa) = 0.5 \exp(-qJ), \quad (2.108)$$

бунда $q = 2E_m/N_a$ сигнал/шовкин муносабати, K_m узатиш коэффициентига эга булган тармоқлардаги сигналнинг энергияси $E_m = K_m^2 E$ га боғлиқ. Автотанлов схемасининг сокин тухташида узатиш коэффициент $\kappa = \kappa_m$ (2.107)ни тақсимот қонуни билан узгарувчи эквивалент каналдаги яқка кабул қилиш схемаси сифатида қуриш мумкин. Шунинг учун л-марта фарқлашда кабул қилишнинг уртача ҳатолик эҳтимоли қуйидагича аниқланади:

$$P_{e,j} = j P_e(\kappa_m) \int \kappa_m d\kappa_m = \int \kappa_m \exp \left(- \frac{4 - \kappa_m^2}{2} \right) d\kappa_m, \quad (2.109)$$

бунда $Y = IPE/N_0$ — (тухташ буйича) сигналнинг уртача энергияси IOE нинг ок. шонкин спектрал зичлигига нисбатан муносабати.

(2.109) интегралини интеграл ости функцияларидан бирини Ньютон биномига ёйиб сунгра кисмлар буйича х.исоблаш мумкин. Х.исоблаш натижасида к.уйидагини хрсил киламиз:

$$P_{en} = n \sqrt{2} \sqrt{1 + Y/A}. \quad (2.110)$$

2.35-расмда (2.110) иборага кура $y = 2, 3, 4$ каби турли сонли тармоқдар учун фаркдашсиз якка қабул қилишда ($y = 1$) P_m нинг $q/2$ га боглиқдиги курсатилган. Келтирилган боглиқликлар қурилиб турибдики, фаркдаш усулининг самараси якка қабул қилишдан иккиланган қабул қилишга утаётган вақтда кучлироқ. қуринади ва тармоқларнинг кейинги сон усишида камроқ. ифодаланади.

$P_{en} < 10^{-4}$ учун якка қабул қилишдан иккиланган қабул қилишга утиш х.исобига энергия буйича фойда 17дБ дан ошади.

Айрим тармоқдарда тухташлар орасида корреляция мавжудлиги хисобига фаркдашдаги фойда камайиб кетади, лекин $p(At) < 0.6$ корреляция коэффиценти доирасида бу ахдмиятсиз булиб қуринади.

Автотанловга нисбатан бирмунча катта самарани нурларни чизикди йиғиш билан борадиган фаркдаш усули

о	ю	20	зо	ч/2,дб
			$4^{\wedge}=1$	
			V	
Реп		$4 \setminus$	$\setminus 3 \setminus$	

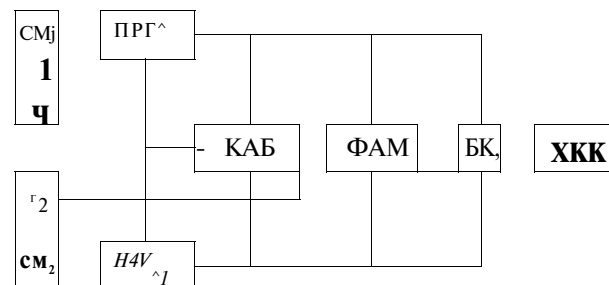
2.35-раем

таъминлайди. Икки тармоғи фаркданган қабул қилувчи қурилманинг содда схемаси 2.36-расмда келтирилган. Қучайишни автоматик бошқ.ариш (КАБ) қурилмаси тармоқларда қучайишни тенглаштиради. Бирлаштирувчи қурилмада (БК.) тармоқдарни йиғиш когерентлиги (чизикдиги) бир сигнал фазасининг бошқа сигнал фазасига олиб келувчи фаза буйича авто мословчи (ФАМ) хисобига бўлади. Бошқариш гетеродин (Г2) орқ.али амалга оширилади. Тармоқдар бирлаштирилгандан сунг олинган тебранишни қайта ишлаш демодуляторда ва якка қабул қилишдаги каби ҳал қилувчи (ХКЮ қурилмада олиб борилади ва сигнал модуляцияси турига боишқ. бўлади.

Чизикди йиғишда барча тармоқдар бир хил х.исобланади. Сигнал қувватининг бирлаштирувчи қурилма чиқишидаги шовкин қувватига муносабати тармоқдарнинг узатиш коэффиценти k нинг тасодифий характери билан боглиқ. бўлган тасодифий катталиқдир. Тармоқдардаги сигналларнинг мустакил нусхалари учун сигнал — шовкин муносабатининг уртача қиймати $\langle q \rangle$ Реле тухташларида қуйидаги ибора билан ифодаланади:

$$\langle q \rangle = q \setminus + (y - 1) (y / 4). \quad (2.111)$$

Чизикди йиғиш х.исобига энергия буйича самара $K_{a1} = \langle q \rangle / q$ тармоқдар сони билан белгиланади. Бу самара авто танлов схемасидаги самара коэффиценти $K_{BA} = Y \setminus i$ га нисбатан қупдир.



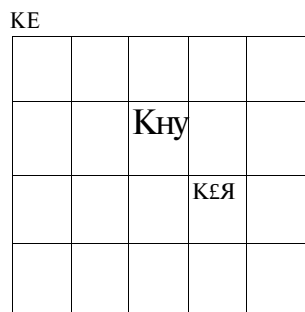
2.36-расм

Янада купрок, самара тармоқдарнинг оптимал чизли йигилиши вақтида ҳар бир тармоқнинг аниқ, ҳаляти \исобга олган ҳаляда амалга оширилади, нусхалар эса узнинг огувчисига Караганда каттарок, нисбатда жойлаштирилади. Бу шартни бажариш учун ҳар бир тармоқда нусхаларни фазалар буйича мослаш ва кучли сигналларни КУПрок, кучайтирувчи автоматик бошқдрувчилар булиши керак. Бундай шароитда энергия буйича фойда тармоқдарнинг оптимал чизикди йигилиши ҳисобига $K_{\text{сo}} = n$ гатенг. 2.37-расмда энергия буйича самара коэффиценти K_v нинг куриб утилган уҳа ҳрдиса учун n сонли тармоқдарга 6OF-ликдиги курсатилган.

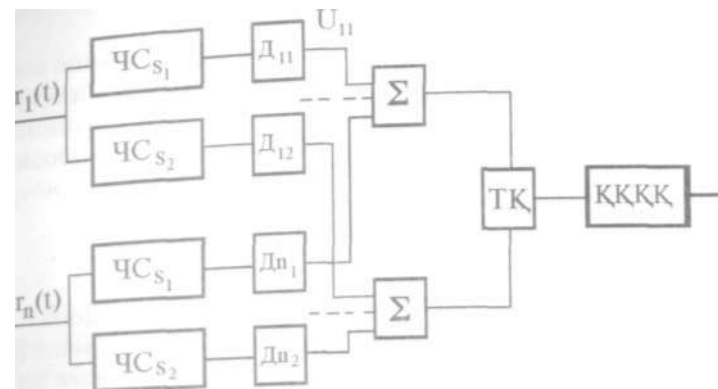
Фаркдаш усули билан қабул килишда, энг рационал усулни жорий килишда, содда ва оптимал чизикди йигишда самара буйича кам ютқдзиладиган тармоқдарни чизикди бирлаштиришни ҳисоблаш мумкин.

Тармоқдарни детекторли бирлаштириш (оралик, частота бирлаштириш) усулини куллаш сигнал нусхалари фазасини баҳрлашни талаб этади.

Сигналларни катта вақт оралигида купнурли чузишда фазани баҳолашдаги ҳатолик бирдан ортади ва детекторли бирлаштириш самараси пасаяди. Бундай ҳаляларда тармоқдарни детектордан сунг (нокогерент) бирлаштириш усуллари кулланади. Олинган нусха таҳдили яққа нокогерент кдбул ктглишдаги қаби амалга оширилади, узатилган белги буйича кдрор тармоқдарда эмас, балки уларни йи-



2.37-раем



2.38-расм

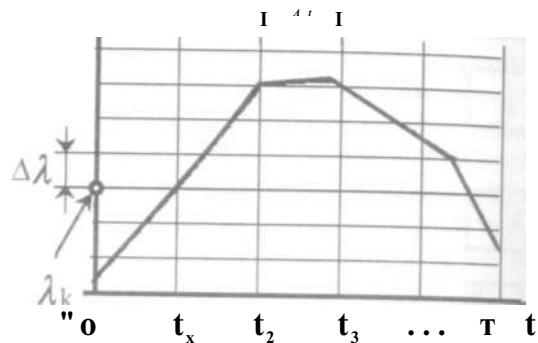
гувчида бирлаштирилганидан сунг қабул килинади. 2.38-раемда иккиламчи ахборотларни узатишда тармоқдарни нокогерент бирлаштириб фаркдаш усули буйича қабул килиш схемаси келтирилган. Чизикди сузгичларда ($4Q$ s, ва s_2 сигнал тупламлари ҳаляитдан тозаланади. $Д$ детекторда огувчи ажратиб олинганидан сунг s_1 ва s_2 га мое булган огувчилар айрим-айрим жамланилади ва натижа такдослаш (ТК) курилмасида содир булади.

Тармоқдарни нокогерент жамлаш чизикди (когерент) га нисбатан ҳаляқитга бардошлик буйича 1дБ га яқин ютказади. Оддийлиги, ута юкрри самаралилиги сабабли нокогерент бирлаштириш усули кенг кулланилади.

3. УЗЛУКСИЗ АХБОРОТЛАРНИ УЗАТИШ ВА КАБУЛ КИЛИШ УСУЛЛАРИ

3.1. Узлуксиз ахборотларни узатиш ва қабул килиш усуллари

Ахборотларни узлуксиз ишлаб бериш манбаи чексиз микдордаги ахборотларни чекланмаган имконият даражасида куп ишлаб бериш хусусиятига эгадир. Ахборотларни Узлуксиз ташкил этиш мажмуа манбаи чексиздир. Бундай на таснифини характерлаш учун "энтропия" ва "уза-Ро ахборийлик" тушунчаси киритилади.



?. 1-расМ

Агарда тасодифий жараён $X(t)$ сохаларини ДА оралик-ларга булсак, $(A_k, Y_k + ДА)$ ораликка кирадиган микдор эхтимоллиги $co(Y)$ ДА-дан аникданади, бу ерда $co(Y)$ - эхтимоллик зичлигининг тасодифий киймати $k(t)$.

Уни A_k киймати билан алмаштириб, A , узлуксиз кийматнинг бошлангич ораликда олинган гуруҳини дискрет курунишда ёзиш мумкин ва бундай манба энтропияси куйидаги ифода билан аникланади:

$$H_k(Y) = - \sum_{i=1} co(Y_i) A_i \log [co(Y_i) A_i] = - \sum_{i=1} co(Y_i) A_i \log co(Y_i) - \sum_{i=1} Y_i \log A_i \quad (3.1)$$

(3.1) тенгламадан $ДА > 0$ да чегара микдорига утилса хамда $(co(A) ДА)$ ни эътиборга олсак, куйидагича булади.

$$H(A) = - \sum_{i=1} co(A_i) \log co(A_i) - \sum_{i=1} A_i \log A_i$$

(3.2) тенгламанинг иккинчи булаг $ДА > 0$ да A таксимланиш крнунига буйсунмайди ва у чексизликка интлади. Бу шуни билдирадики, хар кандай узлуксиз тасодифий киймат чексиз каттадир. Шу билан бирга, узатилган кабул килинган сигналлар орасидаги узаро информ

иклигича колади. Айни вақтда у энтропия хосиласи аникланади. Бизни энтропия хрсиласи кизиктироркали $\hat{A} \hat{A} \hat{A}$ тенгламадагининг иккинчи булаг Γ исобгаолинмаса хам булади ва дифференциал энтропия $\hat{A}$ идагича аникданади:

$$A(A) = - \langle \log A \rangle \quad (3.3)$$

Дифференциал энтропия манфий кийматга хам эга булиши мумкин, лекин энтропияга хос булган аддитивлик хусусиятини саклайди.

Узаро дифференциал энтропия тасодифий кийматли A ва r учун куйидагича аникданади:

$$b(A, r) = - \int dX J co(A, r) \log co(X, r) dr. \quad (3.4)$$

$I(X, r)$ узаро ахборотни узлуксиз кийматлар оралигидаги (2.8) тенгламага ухшаш дифференциал энтропиялар фарки оркали аникдаш мумкин:

$$I(X, r) = b(r) - b(r/X), \quad (3.5)$$

бу ерда $b(r/X) = - \int dr co(r/X) \log co(r/X)$ — шартли дифференциал энтропия.

Агарда кабул килинган $X(t)$ ва узатилган $X(t)$ ахборотлар фарки кам булса, бундай ахборот эквивалент дейилади. $\hat{A}$ квивалентлик критерияси сифатида одатда узатилган ва кабул килинган ахборотларнинг уртача квадрат фарки хамда узатилган ахборотларнинг уртача квадрат фарки кулланилади, узатилган ахборотнинг σ^2 куввати (дисперсияси) берилган деб кабул килинади.

Кдйд килиш шовкини фарк билан аникданади. Тизимли хатолар булмаганда $\langle e(t) \rangle = 0$, $e(t) = A^*(0 - MO$ ча квадрат $\langle e^2(t) \rangle$ кайд килиш дисперсия шовкини ВДан мое булади. Агарда а) уртача квадрат фарк берилган $\hat{A}$ ийматлардан ортик булмаса, ёки $a / \langle e \rangle$ (3.6) са, ахборот $X(t)$ ва $A^*(0)$ лар эквивалент дейилади. $I(X, X')$

ахборотлар сони дифференциал энтропия $B(X)$ ва эквивалентлик критерияларига боғлиқ. булади ҳдмда $y_{\text{ша}}^{\text{ва}} \sim$ эҳтимоллик зичлиги $y(X'/X)$ ва шартли энтропия $B(Y|X)$ ларни аниқлайди.

$X^*(t)$ ахборотда $X(t)$ га нисбатан минимал инфор-_{ма}ция, эквивалентлигида "Эпсилон-энтропия" $H_\epsilon(X)$ дейи-лади. (3.5.) тенгламага биноан

$$H_\epsilon(X) = \min \{I, I^*\} = b(X) - \max b(X \setminus X^*), \quad (3.7)$$

бу ерда минимум ҳамма шартли тақримот учун олинади. Эпсилон-энтропия узлуксиз ахборотнинг бирлик хисобидаги сезиларли информацияни аниқлайди.

Берилган a кувватли, тургун Гаусс жараёнини ифодаловчи узлуксиз ахборот манбаини курайлик. (3.6.) даги эквивалентлик критериядан фойдаланамиз. $X(t)$ жараёни $X^*(t) - \epsilon(t)$ фарқи билан ёзиш мумкин, шунинг учун берилган $X(t)$ ахборотда шартли дифференциал энтропия $B(X/X^*)$ тулиқлигича $t(f)$ шовқин билан ифодаланади. Бундан қуйидаги шартни ҳрсил қдтамыз:

$$B(L/T) = \max b(e). \quad (3.8.)$$

$\phi(e)$ тақримотда энтропия $B(e)$ максималлигини аниқлаймиз. Аввало дисперсия белгиланган деб ҳисоблаймиз. Вариация хисоблаш услубидан, F — функционални, экстремумининг зичлик эҳтимоли $\phi(e)$ меъёри чегараларини хисобга олиб, қуйидагича аниқлаймиз:

$$F = -j(\phi(e) \log \phi(e) de + a_1 \int \phi(e) ds + a_2 \int e^2 \phi(e) de, \quad (3.9)$$

Бу ерда a , ва a_2 ноаниқ. Лагранж купайтмаси.

Функционал F нинг экстремумини таъминлаш учун қуйидаги тенгламани қриқд-ириш лозим:

$$-1 = 0. \quad (3.10.)$$

вариант $\phi(e)$ таркибига кирувчи коэффи-
циент $\phi(e)$ тақримотда энтропия $B(e)$ максималлигини аниқлаймиз.

булади:

$$\phi(e) = \phi_0(e) + v \phi_1(e). \quad (3.11)$$

Бу ерда $\phi_0(e)$ — шартли таъминловчи изланаётган (3.П) тенгламани (3.9) га қуйиб, уни y — буиича дифференциаллаб, (3.10) тенгламани қуйидаги қуринишга келтирамиз:

$$\phi(e) - \log \phi(e) + a_1 + a_2 e^2 = 0.$$

Бундан $\phi(e) > 0$ эканлигини эътиборга олиб, $\log \phi(e) = -a_1 - a_2 e^2$ (3.12) ни ҳрсил қиламиз.

Лафанж купайтмаси чегараловчи шартдан дисперсия учун меъёр қуйидагича аниқланади:

$$\int \phi(e) (-a_1 - a_2 e^2) de = 0;$$

$$\int e^2 \phi(e) (-a_1 - a_2 e^2) de = 0$$

Купайтмалар a , ва a_2 ларни аниқлагандан сунг қуйидагини ҳрсил қиламиз:

$$\phi_0(e) = [1/(\pi)] \exp(-e^2/2a_1^2) J. \quad (3.13)$$

Шундай қилиб, агарда $\phi(e)$ тақримоти гаусли булса, $\phi(e)$ — дифференциал энтропия белгиланган a^2 қийматда максимал булади. Энтропиянинг максимал қиймати қуйидагича ифода билан аниқланади:

$$\max b(e) = 10EsJ2neot. \quad (3-14)$$

Вир бирлик хисоб учун, эпсилон-энтропия гаусли узлуксиз манба учун (3.7) ва (3.14) ифодаларга асосланиб қуйидагитенг:

Урта кувватдаги сигнал учун σ билан чегаралан A/σ ораликда Гаусс шовкини таъсирида хотирасиз учун утказувчанликни хисоблаймиз. Шовкиннинг куввати $\sigma^2 = P_n$ деб олинади. Шовкиннинг адаптив ни ва (3.14) ни хисобга олиб саниклаймиз-

$$C_n = \max_{\sigma} \frac{P_n}{\sigma^2} \quad (3.22)$$

Бу ерда $h(r)$ — аралашманинг дифференциал энтропияси. Гаусс таксимоти $w(r|X)$ нинг шартли энтропия $h(r|X)$ си математик кутишга боглик. Эмас ва у куйидагига тенг

Бир-бирига боглик. булмаган сигнал ва шовкин учун куйидаги ифода уринли булади:

$$\sigma^2 = \sigma_a^2 + \sigma_n^2 = m + m,$$

бу ерда P_c сигналнинг уртача куввати. Агарда таксимот крнуни Гауссли $w(r)$ ва $m(A)$ (3.14 га қаранг) булса, белгиланган дисперсия σ_e^2 учун максимал энтропия $h(r)$ таъминланади. Бундан

$$\max h(r) = \log \sqrt{2\pi e(P_c + P_n)}, \quad (3.23)$$

$$C_0 = 0,51 \log[(P_c + P_n)/P_n]. \quad (3.24)$$

Агарда сигнал хисоби боглик. булмаса бир хилдаги 1 сигнал спектрида Af_3 ораликда бир нечта хисоблашда узатилган ахборот максимал булади. (3.24) кийматни боглик булмаган хисоб $2Af_3$ учун кушиб, бир секунддаги утказувчанлик крбиятини аниклаймиз:

$$C = 2A f_3 \log(1 + P/P_n). \quad (3.25)$$

Агарда сигнал/шовкин нисбати нолга тенг булиб, сигнал куввати P_c чегараланмаган булса, олинган ифода³ каналнинг утказувчанлик хусусияти чексиз катта ва нолга тенглиги намоён булади.

25) ифода Шеннон формуласи дейилади. Ушбу формула — сигнал кувватининг утказувчанлик полюсига ялтириш мумкинлигини курсатади. С билан A/σ нинг чигатти богликлги ва P/P_n нинг логарифмик богликлги кувватининг частота полосаси утказувчанлигига ммаштиришнинг нисбатан самаралилигини курсатади. $P_n = N_0$ булганлигидан (3.25) ни куйидагича ёзамиз:

$$C = M \log[1 + P_c/N_0] \quad (3.26)$$

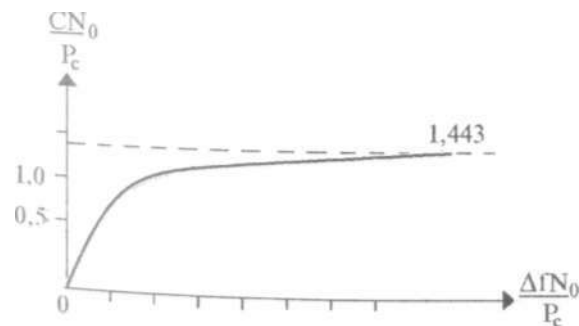
Утказувчанлик хусусияти C Д/кийматга боглик булиб, $Q = (P/N_0) \log e$ (бит/сек), D/σ ортганда (3.2-расм) монотон ортади.

Бу T вақтда узатилган ахборотлар сигнал/шовкин $q = 2P_c T/N_n$ қандайдир бусагада даражадан ортишини курсатади. Уртача узатилган ахборот $77(A, \sigma) < TC$, шунинг учун

$$\sigma(A, \sigma) < (P/N_0) \log e \quad (3.27)$$

ва бир бит ахборот узатиш учун керак булган сигнал энергияси

$P_c^m > \log e = \log 2$, ёки $q > 1.386$. Гаусс канали учун ахборотларнинг максимал хажми 7¹ вақт учун куйидаги ча булади:



3.2-расм

$$UG T_k C = 7 \wedge \log(1 + P/P_n). \quad (3.28)$$

$P_c \gg P_n N_0$ (3.28) каналнинг таснифи билан мое Кеа ди ва канал хажми дейилади.

Шеннон теоремаси узлуксиз канал билан узлуксиз а борот манбаини мослаштириш мумкинлигини аниқдаштиради: агар берилган эквивалентли критерияда ахборот манбаи ϵ_0^2 унинг эпсилон ишлаб чикдриши каналнинг утказувчанлигидан кичик булса, $fPe(X) < C$ кодлаш ва декодерлашнинг шундай услуги мавжудки (ахборотнинг сигналга узгартириш ва аксинча), сигнални акс эттириш хатолиги ϵ_0^2 га якин булади. $H'(X) > C$ да бундай услуб уринли булмайди.

Шеннон теоремасига биноан $P/P_n > p_0$ шарт ахборот тиклашнинг берилган аниқдикда булиши шарт эмас.

Ахборотни тиклаш учун манбанинг ишлаб чикариши каналнинг утказувчанлигидан ортиши керак эмас. Бу ҳрда ахборотни сигналга шундай айлантериш лозимки, сигнал/шовкин нисбати P/P_s кабул килгичнинг чиқишида p_n дан катта, киришида эса $P/P_n > p_0$ дан кичик булиши мумкин. Таъкидланганидек, модуляциянинг халақитга чидамли турини танлашга, масалан, кенг полосали (шов-Кинсимон) йул билан эришиш мумкин [3; 9].

3.3. Узлуксиз ахборотларни оптимал кабул килиш усуллари

3.3.1. Сигналларни когерент цабул цилиш

Сигнал параметрларини узлуксиз ахборотлар билан модуляциялаганда, информатион параметр "kit) с и г н функциясига киради ва нозизик. булади. Ушбу бурчакл модуляция услуги уринли булади. Ахборот $X(f)$ ни ка У килишда бундай х.олда аралашма $r(t)$ сигнал ва шовки дан ахборотни яхши ажратиб олиш масаласи куйилади-

$$r(t) \text{ ш } s(t, X) + n(t). \quad (3.50)$$

Шовкин ок ва гауссовли дейилади, агарда

$$\langle s(t) \rangle > 0 \text{ ва } \langle n(r_1)n(t_2) \rangle > 0.5 N_0 \delta(t_1 - t_2).$$

жараён нозизикли фильтрацияда Марков буйича йлиб дифференциал (1.1) тенглама оркали ифодалан- (/ X) функция X белгиланган кийматларида маълум леб хисобланади. Минимал урта квадратик хато $\langle \delta(t) \rangle_m$ ни таъминловчи энг яхши бахр $X^*(t)$ ни, $r(t)$ кузатишда (0 7) ораликда шакллантириш талаб этилади.

' Оптимал кабул килгич кузатиш $r(t) = r_0^*$ буйича, апостериор зичликнинг эхтимоллик таксимоти $w(X/r)$ ни шакллантириб, Байес формуласига биноан куйидаги билан ифодаланади:

$$w(l/r < r_0) = k_l w(l) w(r_0^l / \lambda) \quad (3.51)$$

бу ерда κ_n — X га боглик булмаган коэффициент, $w\{r/X\}$ — X параметрнинг белгиланган кийматидаги таксимот зичлиги ёки хдкикатга ухшашлик функцияси куйидагича ифодаланади:

$$w(r_0^l / \lambda) = \exp \{ -j [r(t) - S\{t, X\}] dt \}. \quad (3.52)$$

Р- Л. Стратонович, апостериор зичлик $w(A/V_0)$, $X(t)$ тенгламасини дифференциал тенглама (1.1) буйича ёзилганла куйидагича эканлигини таъкидлайди:

$$\frac{\partial w}{\partial t} [K, (k, t) w\{k/r\}] + \quad (3.53)$$

$$L_{\rho} w(x/ri) + [F\{X, t\} \sim \langle F \rangle] w(x/ri),$$

бу ерда L_p — Фоккер-Планк-Колмогоров оператору $F(X, t)$ - вакт буйича (3.52) ифода функция \осиласи-

$$F(Xj) = -(\sqrt{N_0} \int_{II} - s(t,X)Y \tag{3.54}$$

$$i \tag{3.55}$$

(3.53) тенглама ахборот $X(t)$ ни апостериор таксимла-ниш қонунияти эволюциясини курсатади. Ушбу тенгла-мани моделлаштирувчи курилма етарли даражадаги қабул қилғич булиб, узатилган ахборот $X(t)$ туррисида етарли маълумот апостериор зичлик $w(A/\sqrt{0})$ да булади. $X^*(t)$ нинг энг яхши бахрланиши учун оптималлик критериясидан фойдаланиш лозим булади.

Йукртишнинг урта квадратик функциясини танлаб ва уртача таваккалликни минималлаштириб, маълум апос-териор зичликда мини мал уртача квадратик хатолик кри-териясига эришиш мумкин.

(3.53) интегродифференциал тенглама умумий ҳолда ечилмайди, шунинг учун етарли даражадаги қабул қил-ғич курилмалари учун турлича тахминий соддалаштиришга ҳаракат қилинади.

Биринчи бундай тахмин, апостериор зичлик таксимо-ти гауссовли дейилади.

бу ерда $o \setminus (/)$ — ахборот $X(i)$ ни аниклигини характерлов-чи апостериор таксимот дисперсияси;

$A^*(/)$ математик кутилиш апостериор эхтимоллиكنинг максимумига мое келиб, уртача квадратик хатонинг ми-нимал критериясининг оптимал бахреини аникдайди.

(3.56) тенгламани (3.53) га қуйиб ҳамда узгартирио қуйидаги гауссов ночизикли сузғичли тенгламалар тизи мини хреил киламиз:

$$di + \ll^*(') - \frac{d^2 F(A^*,l)}{c1n^*} \tag{3.58}$$

(3 53) ва (3.58) тенгламалар билан ифодаланган ночи-зикли сузғич, коэффициентлари $k^{\wedge}\{X^*,t\}$ ва $k_{\setminus}(X^*,t)$ ҳамда яисперсиялари $-a^2X,(0$ вакт буйича узгарувчан булганли-гидан ностационар булади. Сузғични иккитауззаро боглик. курилма сифатида тасаввур қилиш мумкин: (3.53) тенг-лама буйича бахрлаш курилмаси ишлайди, (3.58) тенгла-ма буйича эса, дисперсиянинг қийматини аниклик курил-маси ишлаб беради. Хусусий \олда, агар филътрланувчи улчам Гауссли ихтиёрий жараён булса ҳамда аддитив шов-кин билан кушилса, (3.29) тенгламадагидек, сузғич (филътр) тенгламаси қуйидаги куринишда булади:

$$\frac{dX^*(t)}{dt} = -aX^*(t) + al(t) \wedge -[r(t)-A^*(t)] \tag{3.59}$$

$$\frac{d}{dt} \quad 2 \quad + \quad al(t) \wedge ol(t)2a. \tag{3.60}$$

Ушбу тенгламалар Кальман-Бьюсининг чизикли (филътр) сузғич ишини ифодалайди, унинг структура схе-маси 3.3-расмда келтирилган, бу ерда/? = d/dt — дифферен-пиалаш оператори.

Дисперсиянинг навбатдаги қиймати, аниклик курил-масида (AKJ (3.60) тенгламага биноан ишлаб чиқарилади.

$$r(t) \quad \left| \begin{array}{c} - \cdot 2/N_0 \\ - \pounds \end{array} \right| \quad \left| \begin{array}{c} X \\ Jk \end{array} \right| \quad - \cdot \left| \begin{array}{c} i \\ p+a \end{array} \right| \quad A^*(t) \\ \left| \begin{array}{c} A^*(t) \end{array} \right| \quad \left| \begin{array}{c} \&k \end{array} \right|$$

3.3-расм

рини вектор компонентлари сифатида берилса $y_{нд}$ вектор учун (5.53 га қаранг) Стратонович тенглама ёзиш мумкин. $f(\cdot, t)$ функцияурнига, бунда $V(X, R) \in H^3$ цияни куйиб, куйидаги ифодани ёзамиз:

$$y(\lambda, p) = 1/m \exp \int_j F(A, p, r) dt \quad (3.96)$$

$\Gamma=0$ да бу функция $F(X, R, t)$ га утади. $V(X, \beta)$ функциянинг киритилиши, ҳрсиланинг тахминий кенглиги ва охириги айирманинг тахминий кенглигини англатади. Ай-тилганларни инобатга олиб, апостериор зичлигининг тенгламасини куйидаги қуринишда ёзамиз:

$$\hat{\pi}(\mathbf{y}|\mathbf{x}) = \pi(\mathbf{y}|\mathbf{x}, \mathbf{r}_0) + \pi(\mathbf{y}, \mathbf{r}_0) - \langle \mathbf{y} \rangle \pi(\mathbf{y}, \mathbf{r}_0), \quad (3.97)$$

бу ерда $//$ -Фоккер-Планк-Колмогоров оператори, векторнинг априор қуринишини ифодалайди; $V(X, r)$ функция орқали $\Pi(X, R/r_0)$ урталаштирилган эҳтимоллик апостериор зичлигини инобатга олиб, $\langle V \rangle$ киймат аникланади.

$W(X, r/J)$ ахборий курсаткич эҳтимоллигининг шартсиз зичлигининг тенгламасини аниклаш учун $W(\mathcal{S})$ бир хилда таксимланганлигини эътиборга олиб, (3.97) тенгламанинг чап ва унғ томонларини r бўйича $[0, 2\pi]$ ораликда интеграллаймиз. Натижада куйидагини ҳрсил қиламиз:

$$\langle V \rangle = \int \pi(\mathbf{y}|\mathbf{x}, \mathbf{r}_0) \langle \mathbf{y} \rangle \pi(\mathbf{y}, \mathbf{r}_0) d\mathbf{y}. \quad (3.98)$$

Бу ерда

$$\langle V \rangle = \int \pi(\mathbf{y}|\mathbf{x}, \mathbf{r}_0) \langle \mathbf{y} \rangle \pi(\mathbf{y}, \mathbf{r}_0) d\mathbf{y}. \quad (3.99)$$

Агарда сигнал (2.56) тенгламадаги квазигармоник те- раниш қуринишида бўлса, уни ортогонал ташкил этув- чилар йигиндиси қуринишида ифодалаш мумкин.

$i(t)$ курсаткични нознергетик деб ҳисоблаб, (3.96) ни иборга олиб ва (3.99) ни узгартириб, куйидаги ифода- ни ёзамиз:

$$\langle V \rangle = \int \pi(\mathbf{y}|\mathbf{x}, \mathbf{r}_0) \langle \mathbf{y} \rangle \pi(\mathbf{y}, \mathbf{r}_0) d\mathbf{y}. \quad (3.100)$$

к ерда $I(x)$ — нолинчи даражали, Бесселнинг модифи- кдаланган функцияси. $D(A, \beta)$ функция корреляцион интеграл орқали аникланади:

$$MU = IZi(t) + Z^2(k)Y^2, \quad \text{буерда } Z_k(X) = \int r(t)Y_k(t, X)dt,$$

$k=1, 2$;

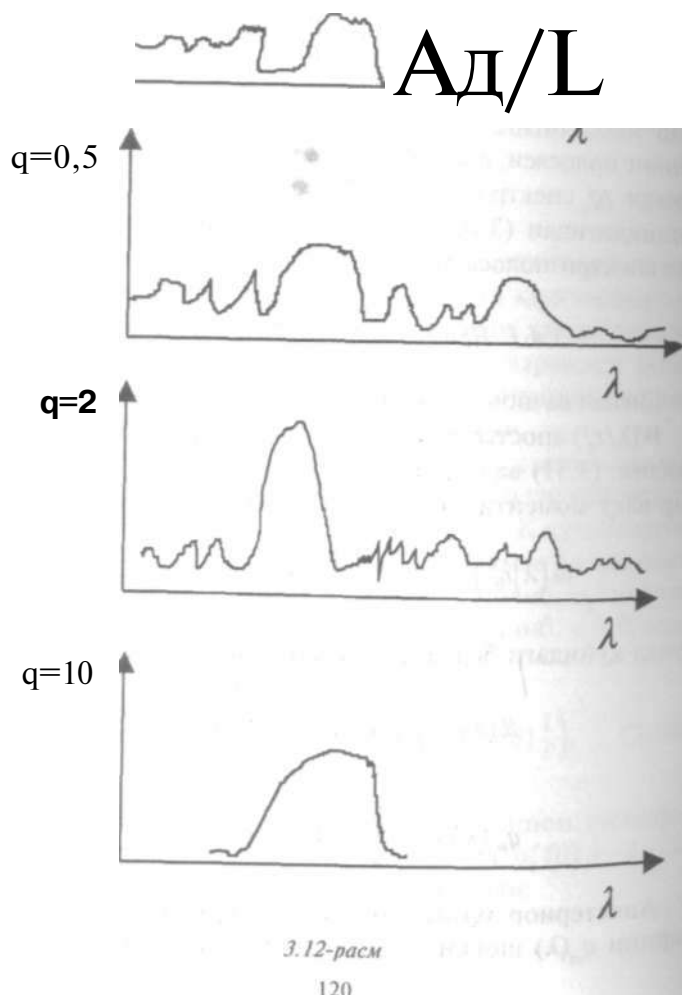
$A(t)$ ва $i(t, X)$ функциялар сигналнинг модуляция қру- нига боғлиқ. бўлиб, улар маълум деб олинади. $\langle V \rangle$ функ- цияни иккилантириш учун $S(t, X)$ — сигнал билан мос- лаштирилган (Д) оғувчи детекторли, чизикди полосали сузгич (ЧПС)ни қуллаш мумкин. ЧПС нингутақиш поло- саси $X(t)$ ахборот спектрига боғлиқ. $f_0(x)$ функциянинг ночизиклиги детектор таърифида ҳисобга олинади. 3.8- расмда $\langle J \rangle_p$ функцияни $f_0(x)$ бўйича амалга оширилиш схемаси келтирилган.

(3.98) формуладан апостериор зичлиги $W(k(r, t))$ гаус- сов аппроксимацияси бўйича бўлганда, нокогерент суз- гич схемасини ҳрсил қилиш мумкин. Сузгичнинг стацио- нар ҳрлати учун нокогерент демодуляторнинг оптимал қуриниши тенгламаси куйидаги қуринишда бўлади:

$$\langle V \rangle = \int \pi(\mathbf{y}|\mathbf{x}, \mathbf{r}_0) \langle \mathbf{y} \rangle \pi(\mathbf{y}, \mathbf{r}_0) d\mathbf{y}. \quad (3.101)$$



3.8-расм

$q=0.1$ 

Теъёрлантирилган автокорреляцион сигнал функцияси билан аникланади:

$$E_k = I \setminus R(X) \setminus dX. \quad (3.112)$$

Кенг поласали модуляция тизимида, аномал хатоликлар катта халакитларда содир булиб, кабул аникдигида унинг даражасини пасайишига олиб келади ҳамда халакитга тургуилик бусагаси хреил булишига сабаб булади. Катта халакитлар сохасида узлуксиз ахборот узатишнинг халакитга карши тургунлиги $P_{\text{ин}} = P - (|\varepsilon| > \varepsilon_k)$ аномал хатолик эхти-моли билан характерланади. Ушбу эхтимолликни хдкийий улчам киймати сифатида караш мумкин. Меъёрий хатолик бу холла ушбу бахрнинг аникдигини ифодалайди. Узлуксиз ахборотни "/и" ораликдарга булиб, ε_k кийматлар билан бел-гиласак, узлуксиз ахборотни "/и" ортогонал сигнал узати-лишига алмаштирилиши ҳамда $P_{\text{ин}}$ эхтимолликни аниклаш учун дискрет системадаги хатолик киймат натижаларидан фойдаланиш мумкин. 2.3 дан оптимал кабул килгични "т" ~ каналли курилма деб, хар бир каналда шартли Л (X), / = 1, ", ростга ухшашлик нисбати шарти хисобланиб, бу хисоб-ар натижасида максимал ростга ухшашлик мезони буйи-ча карор кдбул килинади. P_k ахборот кувватининг P_z шов-н кувватига нисбати кабул килгичда куйидагича аника-

$$\int_{\mathbb{R}^n} |f|^{p_m} dx \leq C \int_{\mathbb{R}^n} |f|^{p_m} dx, \quad (3.113)$$

⁶Уерда/=н
ли f _____ (-"_____ -ахборот узатишнинг пик оми-
Киши _____ ул қўлгичининг _____ чиқиш полосаси, $G_m f$) — кабул
⁴ чиқишидаги шовкиннинг спектрал зичлиги.

Ахборотни меъёрлашда $|A_n J = 1$, шунинг учун $\gamma_x = \gamma_{x^3}$ булади.

Сигнал/шовк,ин киришдаги нисбатини $q = p/p$ ($N_0 Af$), белгиласак, бу ерда D_{γ} — сигнал"спектри"^^^ саси, куйидаги климат белгисини киритамиз:

$$\frac{\langle \gamma_{\text{ЧИК}} \rangle}{\langle \gamma_{\text{КИР}} \rangle} = \frac{P P_c - J C_{\text{ш}}(\gamma) A}{0} \quad (3.114)$$

Ушбу киймат модуляция тизимидаги ютук, қийматн дейилади ҳамда халацитга қдрши чидамлилиқ улчами сифатида хизмат килади. Ютук,даражаси буйича $\# > 1$ булгандаги тизим афзал булади.

3.4.2. Тизимнинг эффекишвлиқ курсаткичи

Алоқа тизимида "g" — курсаткични такхослаш доимо қулай булавермайди. Чунки турли сигналлар турли спектр кенглигига эга булади.

Бир хилдаги қувватга эга булган сигнал учун "g" — курсаткич кенг полосали тизимда каттарок, булади. Сабаби унда $q_{\text{кв}}$ қиймати кичик булишини талаб этади. Шунинг билан бирга тор полосалидан кенг полосали тизимга утишда шовк,ин к^ввати демодуляторнинг кириш қисмида ортади. Натижа ютқдзишга олиб келади. Курсатилган карама-қаршилиқни ечиш максидида реал ютиш тушунчаси киритилади:

$$g_p = g(F_B / Af_p) = \langle \gamma_{\text{жк}} \rangle / (aq_{\text{кшр}}), \quad (3.П5)$$

буерда $a = D_{\gamma} / F_B$.

Шеннон теоремасига асосланиб, мумкин булган максимал "q" — ютиш қиймати ва^^ — реал ютиш қийматини аниқдаш мумкин. Теорема: $|J|$ га асосланиб, берилган m , $/m_e = m_0$ қийматда ахборот узатиш мумкин, қачонк $H(X)$ — эpsilon — самарадорлиқ C — утказиш қрбилия тидан кичик булсагина эpsilon — самарадорлиқ (3.18) ^{тс}

$F \log p$ га тенг, C — утказиш қрбилияти эса (3.26) асосланиб, $\hat{V}_{\text{ан}}^{\text{кланади}}$. Идеал гипотетик алоқа тизими-
"Ф°Л°К_с); *,...<° Р«Л°8«и* = A^log(1 + qj тенгликлар да t-
бажМТ\Л^Д яция тизимининг л эффективлиги деб ?..ик=р₀
лилик таъминланганда манбанинг эpsilon сама-
иш°нч игининг минимал утказиш қрбилиятига нисбатига
РнДоРl 1ди Бундай тизим учун куйидагича ёзиш мумкин:

$$\hat{i} \log q_{\dots, \text{к}} = 4A / i \log(i + 0 -) \quad (3.116)$$

Бундан қуринадики, $r \setminus Af > F_3$ булганда («,,, >> 1) $q_{\text{вр}}$ қийматларининг кичик қийматларида ҳам катта ютук,а эришиш таъминланади. Энг яхши тизим деганда катта халацитларга чидамли ёки берилган халацитга чидамли-лиги юқрри булган тизим тушунилади. Идеал тизимда $\eta = 1$, ва каналнинг утказувчанлиқ қрбилияти тулик, қулланилади. Бундай тизим учун (3.116) дан $q_{\text{xm}} = (1 + q \quad)$, ва $q_m \gg 1$ булганда ютук,§ $q^{\text{м}}$ булади ҳамда ҳақ,иқ,ий ютук,:

$$= q \quad \text{""}/a. \quad (3.118)$$

Шундай қилиб, идеал тизимда "q" — ютук, а — қиймат ортиши билан экспоненциал қрнуният буйича ортади. Реал тизимда берилган а — қиймат идеал тизимга нисбатан халацитга юқрри чидамлилиқни таъминлай олмайди.

(3.114) ва (3.115) тенгламаларга асосланиб, турли хил-Даи модуляцияларда тизим самарадорлигини так,қрслаш мумкин.

Амплитудали модуляцияда:

$$(3.119)$$

УРда $V = \sim > c_{\text{эканлиги}}$ хисобга олинган.Чегаравий ютиш
Кийм $\hat{V} = \cdot$ Ва $\hat{\sim}$ " булганда уринли булади. Балансли
Модуля $\hat{V}$ ЧИяда (БМ) элтувчи частотани чик,ариб ташлаш

хисобига куйидагича булади: $g_m = 2$; $g_{pEM} =$; яъни пик омилига боглик булмайди. Фаза модуляцияда-ф]и катта индексларда $a = 2\pi$ булганда куйидагича булади-^{вэ}

$$*_{\phi m} = \pi^2 / (477^2); \quad \varepsilon_{\phi m} \sim a^2 / (4/7^2), \quad (3.20)$$

яъни ютук. модуляция индексига ва ахборот пик-омилига ботик, булади. Частотали модуляцияда — ЧМ, частота &f девиациясида ютук куйидаги нисбатлар билан аникланади-

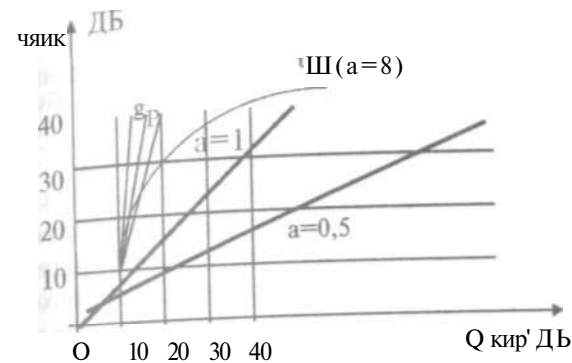
$$(\gamma_{\text{ЧМ}} = 3\Delta A / (\pi^2) = 3\pi^2 / (4\pi^2);$$

$$\varepsilon_{\text{ЧМ}} = 3 < \pi^2 (4\pi^2). \quad (\pi^2)$$

Бу ерда $\pi = Af/F_b$ модуляция индексининг катта киймати-да $D/\pi = 2\pi G_e$ сигнал спектри полосаси хисобга олинган.

Келтирилган ифодалар курсатадики, ФМ ва ЧМ ларда ютук. бирдан катта булиши сигналнинг частота полосасини кенгайтириш хисобига булишини курсатади (модуляция индексининг ортиши хисобига). Чизикди(АМ) модуляциядан фаркли ФМ ва ЧМ да ахборот узатиш ишончлилиги берилган халакитдаражасида сигналнинг кувватини ошириш хисобигагина эмас, балки частота полосасини кенгайтириш хисобига ошириш мумкин. Ушбу хулосалар факдтгина кичик халакитлардагина уринли булади. Катта халакитларда эса бундай тизимларда бусага эффекта содир булади, яъни $\partial_{\text{ки}} < q_b$, бу ерда ∂_b сигналлар шовкш бусага нисбати, кенг полосали тизимлар халакитга ка^Р тургунликни пасайтиради. Кенг поласали модуляция тизимларида бусага эффекти куйидагича тушунтирилади. Реал (3.115) буйича ютушни децибелларда куйидагича ифода-лаймиз:

$q_{\text{инк}}$ кийматининг ($\partial_{\text{кир}}, a$) га боглиқдик графигини (Дцибелларда) чизиб, 45° ли тугри чизикка нисбатан Р фойдани ордината буйича эф^и чизик билан ту^{ри} чи фарки оркали бахрлаш мумкин (3.13-расмга к.аранг).



3.13-расм

Бир полосали модуляцияда ахборотни узатишда $q = (q_m a)$ тенглик уринли булади, чунки $((\gamma_{\text{кир}}) = P/N_0 \times \pi F) = q'_m$ — кабул КИПЧИНИНГ кириш кисмида сигнал кувватининг шовк.ин кувватига нисбати ахборот узатиш полосасида уринли.

Идеал тизимлар учун (3.118) га биноан

$$B_{\text{ш}} = \alpha \lg U + 0 \quad (3.123)$$

$< \gamma_{\text{кир}} \gg 1$ да $B_{\text{шк}} = a \lg q_{\text{ККР}} = a \lg(qja)$ ни хрсил кила-миз, шунинг учун

$$q = a(q - a). \quad (3.124)$$

Ушбу (3.124) ифода 3.13-расмдаги тугри чизикларни ифодалайди. $a = 1$ булганда тугфи чизик 45° ли булади, > 1 булганда эса бурчак уткирлашади ҳамда тугри чизик-лар координата бошидан унгр^{ок}. томонда кесишади. 3.124 да^н Ч^{кир} ни хисоблаб, децибеллардаги идеал тизимдаги ютукли хисоблаш мумкин:

$$g = (a - lW - a). \quad (3.125)$$

Ушбу ютук. логорифмик масштабда $q_{\text{шр}}$ киймат орти-оилан чизикди ортиб боради. Агарда $\partial \gg 1$ булса ти-

зим учун g_p — ютук q_{mp} га безлик, булмаслиги (3.119) (3.121) ифодалардан куриниб турибди.

3.13-расмда турри чизикда параллел 45° ли булиб кийматга силжиган булади. Масалан, ЧМ тизими учун a -я булганда (идеал тизимда) 3.13-расмда пунктир чизик билан курсатилганидек, g келтирилган турри чизик, билт кесишмайди. Бу шуни курсатадики, q_{air} нинг катта кийматларида ютук бераётган тизимда q_{Kir} камайиши билан ютук йук,отилади. Агарда $q'_{mp} < a$ булса, тизим манфий ютукга эга булади (яъни ютук,азилади). a — киймат ортиши билан бусага эффекти кучлироқ намоён булади. $a < 1$ булган тизимда ушбу эффект булмайди, лекин $\partial_{ki} \gg 1$ булганда улар ютук бермайди.

3.5 Импульсли модуляция тизимлари

Ахборотларни импульсли модуляция тизимларида тасаввур этишда импульселарни оний кийматлари кетма-кетлигини At вақт оралиқларидаги куриниши назарда тутилади. Котельников теоремасига биноан ахборот $A(f)$ спектрининг энг юкори F_m частотали чегаралашда куйидагича булади:

$$L(\varepsilon) = p(ЯA\varepsilon) \Pi^{\wedge} \Pi I. \quad (3.126)$$

Санок моментлари $Ш$ вақтида (3.126) даги каторларнинг k дан ташкари хдмма асоси нолга айланади. Санок, функцияси эса бирга тенглашади. Ахборот $I(f)$ ни импульсли тизимда узатишда даврий импульселар кетма-кетлигидан фойдаланилади.

$$/(/) = 2 > (/ - * Д / > \quad (3.127)$$

Бунда узатилаётган ахборотга мое ҳолда импульсинин бирор оний киймати узгаради (амплитуда, вақт хрлати.

импульс кенглиги). Модуллашган импульс кетма-кетлиги куйидагича булади:

$$/(ЛА) = | > [Я(*ДГ), Г - * Д /]. \quad (3.128)$$

Импульс куриниш шакли $\& U$ — функция оркали аниқланади. Энг содда хрлатда $\delta(f)$ - туф и бурчакли импульс булиб, кенглиги t_n , амплитудаси эса бирга тенг:

$$!?(/) = \text{гссф}/t_n]. \quad (3.129)$$

Амплитуда-импульсли модуляцияда (АИМ)Д/, А) кетма-кетликнинг амплитудаси ахборот билан мое равишда узгаради:

$$/ = M) = \text{£}[1 + Я,, A(0Y^{\wedge} \Phi -- Ш / t_n)]. \quad (3.130)$$

Бу ерда $\alpha_{\text{ан}}$ амплитуда модуляция коэффиценти.

Фаза импульсли модуляцияда (ФИМ) ахборот билан мое равишда импульсининг вақт хрлати хдм узгаради.

$$/ = (r, A) = \text{£rect}^{t-ksi-\wedge X\{t\}} \quad (3.131)$$

Бу ерда $\alpha_{\text{ф}}$ — импульсининг вақт хдлатидаги девиациясини аниқловчи коэффиценти. Кенг импульсли модуляция (КИМ) куйидаги ифода билан ифодаланади:

$$f(t, A) = \text{£rect}^{t-ш}_{m, [1+mQ^*)]} \quad (3.132)$$

эфгБ^{РДа} $\wedge$ ш импульс Девиация кенглигини аниқловчи коэффицент. Баён этилган $f(t, X)$ кетма-кетлигидаги импелли модуляция 3.14-расмда тасвирланган.

Кул^{Дан ташк} $> \text{Ри}$ бошка турдаги модуляциялар \ам канал^{нилади, масалан:} частота импульсли (ЧИМ). Радио-^{Кс}Рак ет" ахборот Узатишда иккинчи боскич модуляция Улади: Дг, Я) импульс кетма-кетлиги билан элтув-

Ахборотни меъёрлашда $|A_m J| = 1$, шунинг учун $P = \sqrt{P_m}$ булади.

Сигнал/шовкин киришдаги нисбатини $q_{an} = P/p = p(N_0 D/3)$, белгиласак, бу ерда $D/3$ — сигнал*спектри"поло-саси, куйидаги киймат белгисини киритамиз:

$$\sim^{CHKP} \sim \lambda > \varepsilon_c \hat{c}_u I_{\mu} \mu' \quad (3.14)$$

Ушбу киймат модуляция тизимидаги ютук киймати дейилади ҳамда халакитга қарши чидамлилиқ улчами си-фатида хизмат килади. Ютукдаражаси буйича $\# > 1$ булган-даги тизим афзал булади.

3.4.2. Тизимнинг эффективлик курсаткичи

Алока тизимида "g" — курсаткични таккослаш доимо Қулай булавермайди. Чунки турли сигналлар турли спектр кенглигига эга булади.

Бир хилдаги кувватга эга булган сигнал учун "g" — курсаткич кенг полосали тизимда каттарок, булади. Сабаби унда q_{Kip} киймати кичик булишини талаб этади. Шунинг билан бирга тор полосалидан кенг полосали тизимга утиш-да шовкин куввати демодуляторнинг кириш кисмида ор-тади. Натижа ютказишга олиб келади. Курсатилган $K'F^{an}$ ма-каршилиқни ечиш макс.садида реал ютиш тушунчаси киритилади:

$$g_p = g(F_B / Af_p) = q_{\mu K} / (a q_{km}), \quad (3.15)$$

бу ерда $a = Af J F_B$.

Шеннон теоремасига асосланиб, мумкин булган мак-симал "q" — ютиш киймати ва "a" — реал ютиш киймати-ни аниқлаш мумкин. Теорема: [f] га асосланиб, берилган $m_i / m_i = m_n$ кийматда ахборот узатиш мумкин, к $\alpha \text{ чонки}$ $I(X)$ — эппсон — самарадорлик C — утказиш кобилия-тидан кичик булсагина эппсон — самарадорлик (Зло) г

б $F \log p$ га тенг, C — утказиш кобилияти эса (3.26) $\alpha \text{ C O C Л а Н}$ пкали аникланади. Идеал гипотетик алока тизими-
" $\Phi \propto \# N_0$ $\wedge = P o^F N_0^*_{mk} -- = \& f N_0 l + q J$ тенгликлар

баЖ X дулияиия тизимининг л эффективлиги деб $\partial_{\mu k} = p$,
члилиқ таъминланганда манбанинг эппсон сама-
иш μ рлигининг минимал утказиш кобилиятига нисбатига
"тилади. Бундай тизим учун куйидагича ёзиш мумкин:

$$F_B \log q_{mk} = \chi A / \log(1 + ?_{\mu k}) \cdot \quad (3.116)$$

Бундан куринадики, $r \setminus Af > F_v$ булганда ($q_{4H\mu} > \setminus$) $< 7_{\mu p}$ кийматларининг кичик кийматларида ҳам катта ютукм эришиш таъминланади. Энг яхши тизим деганда катта халакитларга чидамли ёки берилган халакитга чидамли-лиги юкори булган тизим тушунилади. Идеал тизимда $\eta = 1$, ва каналнинг утказувчанлиқ кобилияти тулик кул-ланилади. Бундай тизим учун (3.116) дан $q_{im} = (1 + q_{\mu})$, ва $q_{\mu} > \setminus$ булганда $\text{csnyKg} = \setminus F$ булади амда хакикий ютук

$$q = q^{aA} la \quad (3.118)$$

Шундай килиб, идеал тизимда 'У — ютук a — кий-мат ортиши билан экспоненциал конуният буйича ортади. Реал тизимда берилган a — киймат идеал тизимга нисба-тан халакитга юкори чидамлилиқни таъминлай олмайди.

(3.114) ва (3.115) тенгламаларга асосланиб, турли хил-даги модуляцияларда тизим самарадорлигини таккослаш мумкин.

Амплитудали модуляцияда:

$$(3.119)$$

ки $\text{C P Д а } \wedge \sim 2 \wedge \ast \text{ э канлиги}$ хисобга олинган. Чегаравий ютиш
Мод $\text{М а т м } \wedge \sim \text{ , ва } \mu = 1$ булганда уринли булади. Балансли
л"Цияда (БМ) элтувчи частотани чиқариб ташлаш

\исобига куйидагича булади- $g = 2 - e = i$ ^Н
пик омилга боглик. булмайди. Фазали мод^ляии, ? ^ ю ^
кагга индексларда а - 2м булганда куйидагича б^ »*

$$\llcorner^* . - Y / (4 / 7^a); \quad g_{pilm} \sim a^2 / (4n^2), \quad \text{П. 120)}$$

яъни ютук. модуляция индексига ва ахборот пик-омилга боглик. булади. Частотали модуляцияда — ЧМ, частота f девиациясида ютук. куйидаги нисбатлар билан аникланади'

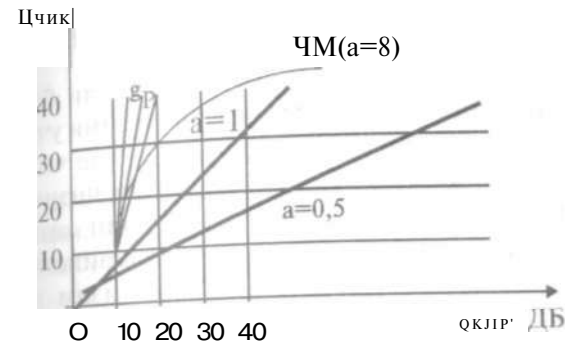
$$\delta_{\text{ЧМ}} = 3D/A_3 / (n^2 F_e^3) = 3a^2 / (4Y^2);$$

$$g_{r4M} \sim 3a^2 / (4I7^2). \quad (3.121)$$

Бу ерда $\alpha = Af/F_B$ модуляция индексининг катта киймати- да $A_3 = 2 \times F_B$ сигнал спектри полосаси хисобга олинган.

Келтирилган ифодалар курсатадики, ФМ ва ЧМ ларда ютук. бирдан катта булиши сигналнинг частота полосаси* ни кенгайтириш х,исобига булишини курсатади (модуля- ция индексининг ортиши х,исобига). Чизикди(АМ) моду- ляциядан фаркли ФМ ва ЧМ да ахборот узатиш ишонч- илиги берилган халак.ит даражасида сигналнинг кувватини ошириш х,исобигагина эмас, балки частота полосасини кенгайтириш \исобига ошириш мумкин. Ушбу хулосалар факатгина кичик халакитлардагина уринли булади. Катта халак,итларда эса бундай тизимларда бусага эффека со- дир булади, яъни $q_m < q_h$, бу ерда q_B сигналлар шовкин бусага нисбати, кенг полосали тизимлар халак,итга карш^и тургунликни пасайтиради. Кенг поласали модуляция ти- зимларида бусага эффеки куйидагича тушунтирилади. Реал (3.115) буйича ютушни децибелларда куйидагича ифода- лаймиз:

<?,,, кийматининг ($q_m \cdot a$) га бомиклик фафигини (Д цибелларда) чизиб, 45' ли тугфи чизикда нисбатан р< фойдани ордината буйича эгри чизик. билан ту^ри чиз фарки оркали бахрлаш мумкин (3.13-расмга к.аранг).



3.13-расм

Бир полосали модуляцияда ахборотни узатишда $q = \{q_m, a\}$ тенглик уринли булади, чунки ($\{q_m, a\} = P J N_{\sigma} \times F$) = <7^{изр} — кдбул КИПЧИНИНГ кириш кисмида сигнал кувватининг шовк,ин кувватига нисбати ахборот узатиш полосасида уринли.

Идеал тизимлар учун (3.118) га биноан

$$B_{\text{шк}} = \lg U + 0; \quad (3.123)$$

% » - д а
чик, = $a \lg q_{mp} = a \lg(q_k J a)$ ни хрсил кила- миз, шунинг учун

$$\text{чик} \quad a(q_{\text{кир}} - a). \quad (3.124)$$

Ушбу (3.124) ифода 3.13-расмдаги тугри чизикдарни ифодалайди. $a = 1$ булганда тугри чизик. 45° ли булади,

1 булганда эса бурчак уткирлашади хдмда тугри чизик,- Р координата бошидан унгрк. томонда кесишади. 3. 124 дан "ки, "и х,исоблаб, децибеллардаги идеал тизимдаги юк.ни хдооблаш мумкин:

$$S, = (a - 1) (9W - \llcorner). \quad <^3.125)$$

ти би^{бу} ютук, лого Р и Ф^{ми1} < масштабда $q \setminus \psi$ киймат орти- чизикли ортиб боради. Агарда $q > >$ - булса ти-

зим учун g_p — ютук, d_{kur} га бокпик. булмаслиги (3.121) ифодалардан куришиб турибди.

3.13-расмда туттэи чизикда параллел 45° ли булв кийматга силжиган булади. Масалан, ЧМ тизими учун α булганда (идеал тизимда) 3.13-расмда пунктир чизикб дан курсатилганидек, g келтирилган туттэи чизик би кесишмайди. Бу шуни курсатадики, q_{mp} нинг катта қўй-матларида ютук, бераётган тизимда d_{kur} камайиши билан ютук, йукртилади. Агарда $q_{np} < a$ булса, тизим манфий ютукга эга булади (яъни ютказилади). a — климат ортиши билан бусага эффекти кучлирок, намоён булади. $a < 1$ булган тизимда ушбу эффект булмайди, лекин $q_{an} \gg 1$ булганда улар ютук.бермайди.

3.5 Импульсли модуляция тизимлари

Ахборотларни импульсли модуляция тизимларида тасаввур этишда импульсларни оний кийматлари кетма-кетлигини $A(t)$ вақт ораликларидаги куриниши назарда тутилади. Котельников теоремасига биноан ахборот $I(f)$ спектрининг энг юқрри F_n частотали чегаралашда қуйидагича булади:

$$|I(f)| \leq 2nF_n(t-A) \quad (3.126)$$

Санок, моментлари kAt вақт.ида (3.126) даги каторларнинг k дан ташқари хамма асоси нолга айлаиади. Санок функцияси эса биргатенглашади. Ахборот $X(t)$ ни импульсли тизимда узатишда даврий импульслар кетма-кетлиги дан фойдаланилади.

$$f(t) = \pm S(t - kAt). \quad (3.127)$$

Бунда узатилаётган ахборотга мое хрлда импульсининг бирор оний киймати узгаради (амплитуда, вақт хрлати).

импульс кенглиги). Модуллашган импульс кетма-кетлиги қуйидагича булади:

$$f(t, Y) = f[A(t - kAt)] \quad (3.128)$$

Импульс куриниш шакли $\delta(t)$ - функция оркали икланади. Энгсоддахрлатда $\delta(t)$ - тугри бурчакли импульс булиб кенглиги T_n , амплитудаси эса бирга тенг:

$$0(t) = \text{rect}[t/T_n] \quad (3.129)$$

Амплитуда-импульсли модуляцияда (АИМ) $f(t, X)$ кетма-кетликнинг амплитудаси ахборот билан мое равишда узгаради:

$$f(t, Y) = f[1 + Y, Y(t - kAt)] \quad (3.130)$$

Бу ерда α_n амплитуда модуляция коэффициенти.

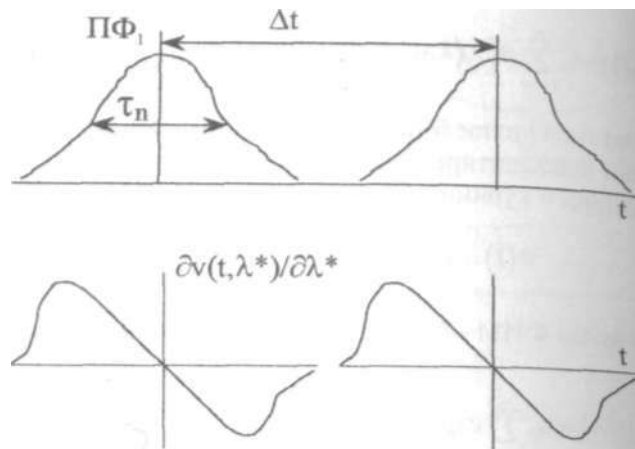
Фаза импульсли модуляцияда (ФИМ) ахборот билан мое равишда импульсининг вақт-хрлати хам узгаради.

$$f(t, Y) = f[\text{rect}(t - kAt - \phi)] \quad (3.131)$$

Бу ерда χ_f — импульсининг вақт-хрлатидаги девиациясини аниқдовчи коэффициенти. Кенг импульсли модуляция (КИМ) қуйидаги ифода билан ифодаланади:

$$f(t, Y) = f[\text{rect}(t - kAt - \phi)] \quad (3.132)$$

Девиация кенглигини аниқдовчи коэффициент χ_f — импульс девиация кенглигини аниқдовчи коэффициент. Баён этилган $A(t, X)$ кетма-кетлигидаги им-
Була Модуляция 3-14-расмда тасвирланган.
• Ҳлани 3-14-расмда тасвирланган $A(t, X)$ кетма-кетлигидаги им-
ханалдан 3-14-расмда тасвирланган $A(t, X)$ кетма-кетлигидаги им-
Рак бўл оро т Узатишда иккинчи босқич модуляция
ди - $j(t, X)$ импульс кетма-кетлиги билан элтув-



3.15-расм

кузатиш максимал кийматларига мое \олда купайтиргичга узатилади.

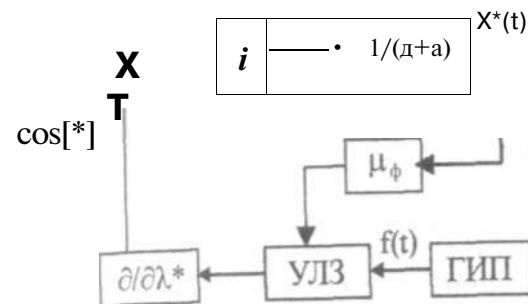
Расмда тасвирланганидек, (ДК) дискременацион таснифи ($\langle U_a \rangle$ кучланишнинг ε — мосланмаганликдан богликлиги) импульсни даврийлигидан шундай куринишда булади. ДХ нинг даврийлигидан кузатилаётган тизимда бир нечта туррун нукталар хреил булади (нукта 0. 3.17-расм).

Шовкинлар тизимда Д/-даврга каррали булган E_{an} аномал хатоликларга олиб келади. ДХ нинг чизикли кисмида импульс кенглиги билан жойлашадиган нормал хатолар жойланса, шундай гауссов апроксимацияси апостериор зичлиги эхд-имоллигини уринли дейиш мумкин, кайсики сузгич тенгламани ифодаланишида кулланилади. Ахборотни каита эшиттиришда нормал хатолик дисперсияси $\langle \xi_i^2 \rangle$ (3.64) тенглигидан аникданади. (3.65) ифода билан Д/уртача оралик, олинади, импульс энергияси x_n импульс кенглиги пропорционал булади. (3.135) куринишидаги импульсел Р учун $p''(0)$ киймат (3.66) дан куйидагича аникланади-

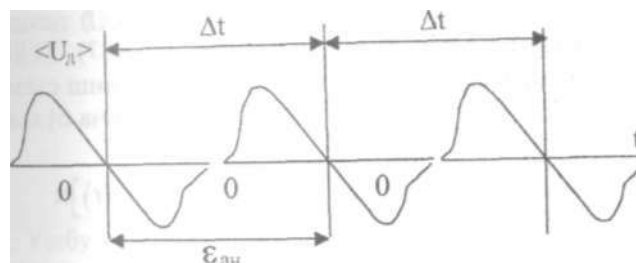
$$p''(0) = -L_f / (-Lm_{\phi} \varepsilon). \quad (3.138)$$

(3.68) га (3.138) ни дисперсия учун куйиб, куйидагича ни хреил киламиз:

сД



3.16-расм



3.17-расм

$$8I \quad A_1 + ? LA/4/(272D/TH) \quad -1 \sim / \quad Яu\& \quad (\wedge B \Gamma_n) \quad (3.139)$$

Винер жараёнли А(?) ахборот учун дисперсия куйидагича булади:

$$(3.140)$$

Тенгламадан куруниб турибдики, ахборот узатиш толиги, импульс энергиясининг шовкин $q_n - 2E/N$ с^{ха} трал зичлигига нисбати ва нисбий модуляция $\psi = \Delta f / f$ коэффициентига боғлиқ булади. Импульс ортиши ($\Delta f = L / T_n$) нинг ортиши дисперсиянинг ортишига олиб келади. Ахборот қайта эшиттириш аниқдиги импульс курунишига оз боғлиқ булади, чунки $p''(0)$ — импульс курунишига боғлиқ булади.

КИМ ва АИМ ли тизимлар ФИМ га нисбатан кичик халақитга қдрши чидамлилигига эга, чунки КИМ да импульсларнинг уртача давомлилиги катта (шунинг учун $p''(0)$ кичик), АИМ ларда эса сигнал шовкин нисбати (АМ—АИМ да импульсларнинг уртача энергияси камайиши ҳисобига) кичик. »

ФИМ — АМ сигналларни қабул қилишда $\phi(t)$ тасодифий узгарувчан қисми (3.86) булганидан, (3.87), (3.88), тенгламалар тизимидан қабул қилгичнинг тузилиш схемасини ифодаловчи тенгламалар тизими қуйидагича булади:

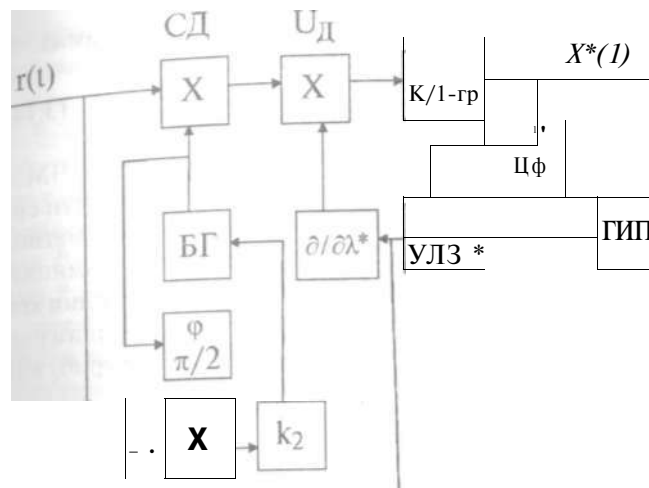
$$\frac{dX(t)}{dt} = aX'(t) + Kr(t)Z^*[t - kAt - A'(t)] \cdot X \cos \omega_0 t + \psi^*(t); \quad (3.141)$$

$$\frac{d(p^*(t))}{dt} = \dots \quad (3.142)$$

$$\text{буерда } k = 2a^* k J N_0; \quad k_i = -2a_0^2 \Phi / N_0$$

(3.141), (3.142) тенгламалар тизимига биноан КУР^{ул} ган тузилиш схема 3.18 - расмда тасвирланган.

Бу ерда СД ни — ишлаши БГ бошқарув генератори орқали, фаза авто созлаш ФАС халқасига уланган P^{*II} амалга оширилади. Фаза авто созлаш импульс режим қ, купайтувчи блокнинг чиқиш қисмида импульсли қу ланиш билан характерланади. ФАС хатолиги дисперсия лан аниқданади.



3.18-расм

$$\sigma = (N_v T_H Q / q_M)^{1/2} \quad (3.143)$$

Ушбу хатолик импульсларни флуктуациясига олиб келади, натижада СД да ажралиб чиққдн қучланиш натижа- си ахборотни қайта эшиттириш хатолигига таъсир курса- тади. $I(f)$ ахборотни қузаши халқаси такт частотали соз- ланувчи импульсли генератор ёрдамида бажарилиши умкин. ФИМ — АМ тизимида халақитларга чидамлили- ги бах-олаш учун (3.115) ифода критериясидан фойдала-

миз. Реал ютук бу ҳрлда қуйидаги формула орқали аниқ- ланади:

$$\delta p = (\hat{J} r J / (n^2 k_o^2)) \quad (3.144)$$

Чиенг $\sigma_{\phi} \sim \sigma_{\text{имп}} \sigma_{\text{ульс}}$ формасига боғлиқ булган коэффи- ФИМ'-- $\sigma_{\text{имп}} \sigma_{\text{ульс}}$ тининг максимал девиацияси. Улчамларининг оптимал қийматларида:

$$A / \sigma_{T_n} = 1; \quad d / \sigma = 1 / (2^{\wedge});$$

$D_{T,x} - 1/(4//;) = At/2$ учун ушбунни ҳосил киламиз:

$$g_{po} \wedge < ? / (\backslash bn \%). \quad (3145)$$

Учбурчакли импульс учун $\kappa''_{\phi} = 1/12$, $K > T_{\text{yK}} g$ ЧМл сигнал учун (3.121) га мое тушади. Лекин ФИМ учун сигналнинг кенг спектрини, яъни а-нинг катта кийматини шу билан бирга g_p ютук.ни катта кийматини таъминлаш мумкин. Шунинг билан биргаликда сигнал спектрини кенгайтириш импульс кенглигини ва ДХ камайтиришга олиб келиб, катта халакитларда тизимни ишдан чиқариб, аномал хатоликларни содир этиши мумкин.

3.6. Узлуксиз ахборотларни рацамли услубларда узатиш ва қабул қилиш

3.6.1 Импульс-кодли модуляция тизими

Дискрет канал бўйича узлуксиз ахборотларни узатиш учун ахборотларни дискрет (ракамли) сигналга узгартириш лозим бўлади.

Бундам узгартиришларни бажаришда қуйидаги операциялар бажарилади. Вакт бўйича ахборотни дискретлаш; (квантлаш) ахборотни даража бўйича дискретлаш; ахборотни узгариш вақти ва даражаси бўйича дискретлаштирилган код комбинацияси қуринишидаги сонли ракамлар кетма-кетлигига узгартириш. Узлуксиз ахборотни ракамли қуринишга узгартирувчи қурилмага АРУ-ИАП ракам анолог узгартиргич ёрдамида узгартирилади. Узлуксиз ахборотни ракамли қуринишга узгартириш ҳисобига юқори даражали халакитларга чидамли ва ишончли ракамли узатиш тизимини яратиш имконияти юзага келади. УшУ афзаллик, айниқса сигналларни тизимда куп маротабал ретрансляция (цайта қабул қилиб узатиш) қилишда сезларли даражада намоён бўлади. Бундай тизимлар мисолга узок масофали радиорелели линиялар қиради. Ретрансляцияда хатоликларнинг тупланишини камайитириш

максидида ракамли тизимда импульслар регенерация, нади, 0.1.ни узатилган импульснинг кодларни демодуляция ва ретрансляторда қайта модуляцияланади. Я'ндай ҳрлда кириш қисмидаги аддитив халакитлар!Г аттина демодуляция хатосида намоён бўлиб, ретранс-орнинг чиқиш қисмида бу халакитлар қузатилмайди. Ретрансляторлар сони "п" ва рухсат этилган хатолик эҳти-моли $P \ll 1$ бўлганда, ҳар бир демодуляторда хатолик эҳти-моли PJn ни таъминлаш керак. Масалан, импульс — код-ли модуляцияда (ИКМ-АМ) [7] $P < 10^5$ бўлганда, талаб этилган сигнал/шовқин нисбати $\wedge = 43,28$. Ретрансляция пунктлари $л = 10^3$ бўлганда, ҳар бири учун $P_e = ШЧ$ ий-матни таъминлаш лозим, яъни $q = 4 \ln(2P_e)$ -' = 71 бўлган-лигидан сигнал қувватини 1,64 марта орттириш етарли бўлади.

Узлуксиз ахборотларни халакитга қарши кодлаш ракамли каналлар орқали узатишда узатиш ишончилигини оширишга имконият тугдиради. Халакитларга юқори тур-гунлигидан ташқари ракамли тизимларни ЭХМ билан нисбатан соддарок, мослаштириш имконияти бўлиб, автомат-лаштирилган алоқа тармокдарини тузишда катта аҳамият қасб этади.

Узлуксиз ахборот узатишнинг раҳдмли тизимининг схемаси 3.19-расмда келтирилган бўлиб, бу ерда узлуксиз каналга нисбатан АРУ-(АЦП) ва РАУ-(ЦАП) лар уланган.



3.19-расм

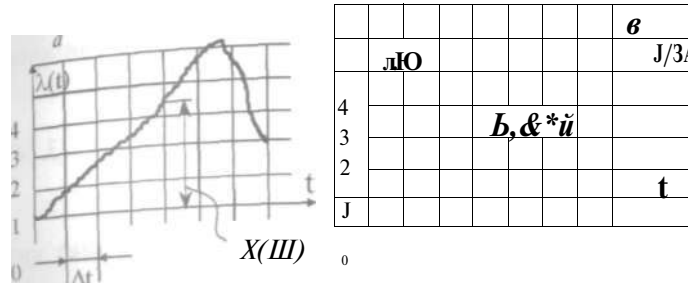
РАУ — (АЦП) да узгартирилган ахборот узатгичга қодли комбинация курунишида кетма-кет берилади. Р дай узгартириш импульс-кодли модуляция дейилади. Ол да кодлашда даража ($m = 2$) иккиланган хисоблаш тиз ми буйича ёзишга келтирилади. Қабул қилгич қисмида эс импульслар кетма-кетлиги демодуляцияланганидан ва пе генерацияланганидан сунг, қабул қилгичда РАУ — (ЦАП) га келади ва кодли кетма-кетлик декодерланади ҳдмда суз гичда сузилиши хисобига қвактланган кетма-кетликлап узлуксиз ахборотга узгаради.

ИКМ тизимида (?) ахборотнинг рақдмли курунишга узгаришида яхлитланган хатоликлар содир булиб, бу хато ликлар квант кддамининг ярмидан ортик. булмайди. Шу нинг учун ҳам у назоратли хисобланади. Эпсилон крите рийга мувофик., квантлаш кадамини танлаш билан кел тирилган ва квантланган ахборотларининг эквивалентлигини таъминлаш мумкин. Келтирилган ахборот ва ахборот фарқи квантланиш хатолигини ташкил қилиб, квантланиш хисо бида тикланган булади, $e_m(f)$ квантланиш шовкини дейи лади. 3.20-расмда $X(t)$ ахборотнинг амалга оширилиши (а), X^iKAt — квантланган хтсобиининг $At(b)$ вақт оралигида олинган, иккиланган код (в) комбинация кетма-кетлиги ва $e_a(t)$ (г) квантлаш хатолиги келтирилган.

Код алмаштиришда ортикчалик булмаганда символлар ни хато қабул қилиш бутунлай код комбинацияларини хато декодерлашга олиб келади.

Ахборотни хато қабул қилишга, декодерлаш хатолиги ҳамда квантлаш хатоликлари сабаб булади. Шунингучун ИКМ тизимида халацинга тургунликни бахрлашда шовкинлар ии гандиси хтсобега олинади.

Квантлаш шовкинни квант сатҳининг сонини танла билан аниқданади ва алоқа сатҳи сонини орттириш ну билан бундай шовкинни сезиларли даражада камайтир мумкин, лекин ҳдр бир хисоблашга тугри келувчи код. сони символларни орттиришга тугри келади. Бу кан сигнал спектрининг кенгайишига ва код символлари кенглигини эса қискартиришга олиб келади. Квант шовкинини камайтиришга сигнал спектрини кенга



А-икмШ

1 о о о О гл О гл О гл о п

$e_{KB}(t)$



3.20-расм

Риш хисобига эришилади, яъни халакитга чидамли ана логли модуляция услуби хрлатидек булишини билдиради.

Квантлашнинг шовкин кувватини аниқлаймиз. $X(t)$ ах боротни (3.126) Котельников катори билан курсатиб, «кАг) сузгичдан кейин санок, моментларини квантлаб, " ' функцияни куйидаги курунишда ёзиш мумкин:

(3.1461) $\Phi^{у н к ц и я}$ тахминан $X(t)$ ахборотни тасвирлайди. тенгламани узгартириб, Котельников $\Psi(At)$ функ-

циясини хисобини белгилаб, $X_{ke}(kAt)$ квантланган кийматини сумма курунишида ёзамиз:

$$xjkAt) = x(к\iota) - \kappa; AX. \quad (3.14)$$

Бу ерда AX — квантлаш кадами;

$K\backslash$ — тасодикий улчамсиз киймат булиб, унинг киймати $\pm 0,5$ ораликда булади.

Квантлаш кийматининг катта даражаларида K квантлаш хатолигининг — $0,5 < K\backslash < 0,5$ ораликда бир меъёрда таксимланган деб хисоблаш мумкин. (3.147) тенгламани эътиборга олиб ва $y_k(t)$, белгилашни хисобга олиб $X(t)$ функцияни куйидаги курунишда кайта ёзамиз:

$$B, s \quad (3.148)$$

(3.148) — тенгламадаги иккинчи ифода $e_{kv}(0)$ — квантлаш шовкинини ташкил этади.

$\int_{kv}$ — квантлаш шовкинининг уртача кувватини аниқлаймиз:

$$P'' = N_0 \cdot 7 \cdot I^{1/2} \cdot e^{i(\cdot)} \cdot * \bullet \quad (3.149)$$

Бу ердаги бурчак кавслари статик урталаш операциясини билдиради.

(3.149) ифодага (3.148) ифодадан $E_{kv}(\Gamma)$ шовкин квантланишини узгартиришдан сунг куйидагини хрсил кдл миз:

$$P_{\text{„в}} = (ДЯ)^2 N_T 1 \frac{\Gamma/2M}{\infty} \frac{\Gamma}{\kappa = -T/2M} \frac{T/2M}{YI - T/2M} < \ll > \quad (3.150)$$

$$> xfy/\kappa(t)y/(t)dt.$$

ва $V(0)$ функцияларни ортогоналликларидан До) ифодадаги интеграл $\int = \kappa$ да нольга айланади ва $\int_{\#E}^{\bullet}$ па $A' = 1/(2\wedge)^6 U^{1a} D^{n*}$ шунинг учун

$$P_{\wedge} = (ДЯ)^2 N_T \frac{T/2M}{\infty} \frac{\Gamma}{\kappa = -T/2M} \frac{T/2M}{YI - T/2M} < ** >^{\wedge} = (АЯ)^2 \quad (3.151)$$

$$\Gamma \sim \frac{AtT}{I At}$$

тасодикий кийматнинг бир текис таксимланишини хисобга олиб, $<\kappa/\rangle$ Уртача квадрат $1/12$ га тенг булади. Шундай кшшб, квантлаш шовкинининг уртача куввати куйидагича булади:

$$P_m = (АЯ)^2 / 12. \quad (3.152)$$

Ахборотни квантлаш хакдонийлигини $R_L, = \langle X^2 \rangle$ ахборот куввати ва $P_{жв}$ квантлаш шовкини нисбати билан ифодалаш мумкин.

$$mJm_m = \langle X^2 \rangle I \langle e^{\wedge} \rangle = 12 \langle A^2 \rangle / (AT^2). \quad (3.153)$$

(3.113) формулага биноан PA , уртача кувват, меъёрлаштирилган ахборот учун $1/Y$ климат билан аниқданади, бу ерда Y — пик-фактори.

Атарда AX ни L квант сатхи билан ифодаланса ҳамда $X\backslash < 1$ ахборот меъёр шарти деб, куйидагини хрсил Киламиз $dx = (A_{ma} - X_m J) / (L - 1) = 2 / (1 - 1)$.

нда (3.153) дан кувватлар нисбатини куйидагича ёзиш

$$W = \frac{12}{3(1-1)} \frac{3(2^n-1)^2}{\quad} \quad (3.154)$$

Бу ерда „ — иккиланган ортикча булмаган коддаги п-символлар сони.

иш ϕ_0 н Φ^0 Дага биноан ахборотнинг квантланган учун $\int_{\text{лиги кв}}^{\text{лиги кв}}$ ант сатхига ботик. Пик-фактор $Y = A/3$ илдаша) $= 1/2$ таксимпьянтя $IA, I < 1$. 3.1-

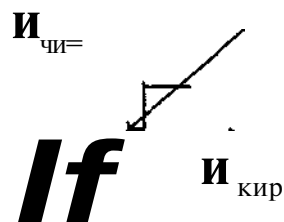
жадвалда квант шовкини — $20\lg(Z - 1) = P/P_{eKh}$ (деци-
белда) нисбий кувватининг L квант сатх.и сонига боклик,-
лиги келтирилган.

3.1-жадвал

| | | | | | | | | | |
|---------------|-------|------|------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|
| L | 8 | 16 | 32 | 64 | 128 | 256 | 512 | 1024 | 2048 |
| п | 3 | 4 | 5 | 6 | 7 | 8 | 9 | 10 | 11 |
| $-20\lg(L-1)$ | -16,9 | -233 | -293 | -36,0 | -42,1 | -48,1 | -54,2 | -60,2 | -66,2 |

Жадвалдан куриниб турибдики, n-коднинг разряди ор-
тиши билан P_n/P_{en} нисбат тахминан 6 дб га ортади, Ушбу
натижалар факатгина бир хилда таксимланган ахборотлар
учунгина тааллукдидир. Бошка ахборотлар учун эса жадвал-
даги кийматлар модули буйича $20\lg(77 = \%3)$ дб га узгаради.

Квантлаш шовк,ини $X(t)$ ахборот пайдо булиши би-
лан бирга пайдо булади. Уни квантлашда пайдо булади-
ган чизик. бузилишининг бошка бир куриниши сифати-
да караш мумкин. Бундай шовк.ин ретрансляцияда йи-
гилмайди. Кабул килинаётган ахборотга таъсир киладиган
шовкин квантини камайтириш учун бир хилда бумаган
бир дамли' квантлаш (3.21-раем) кулланилади. Каттарок.
эх,тимоллик ахборот даражасига квантлашнинг кичик
кадами, кичикрок. эх.тимолликга эса каттарок. кадам
мое келади. Бир хилда так,симланмаган ахборотлар учун квант-
лаш дисперсия катталигини камайтиришга муваффақ
булади.



3.21-раем

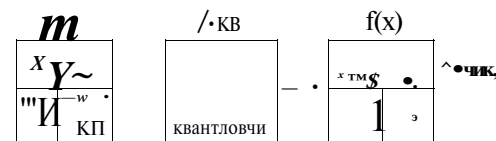
Бир хилда булмаган квантлаш одатда ахборотни ком-
пандерлаш асосида амалга оширилади. Компандерлаш ти-
зимида (КП) компрессор ва (Э) экспандерлар булиб,
узaro тескари ночизикли таснифга эга (3.22-расм). Узат-
гич томонида компрессор ёрдамида ДА) таснифли $A_{кр}$
ахборот динамик сик.илади, сунг эса бир хилда квантла-
нади. Ушбу операция бир хилда булмаган квантлашга'эк-
вивалентдир, чунки квантлаш кадами ДА) ночизикли тас-
нифга боглик. булади. Кабул килиш томонида эса тескари
узгартириш амалга оширилади, яъни бир хил кадамли
квантлаш хисоби тикланади, сунг эса улар экспандерла-
надилар. Экспандернинг чикиш кисмида ахборотнинг ди-
намик диапазони тикланади.

Декодерлашда ёлгон импульелар хисобига хосил була-
диган хатоликларни курайлик. Ёлгон импульсларнинг
шовкини каналда халак.итлар билан ва элтувчи частота мо-
дуляцияси билан аникланади. Ушбу шовкин аномал(п. 3.4.4.
га каранг) характерга эга булиб, сигнал спектри кенгайса
унинг куввати камрок, ортади. Хато кабул килиш P_e эхти-
моллиги код комбинациясининг битта симболи учун мо-
дуляция турига боглик. булиб, 2-бобда келтирилган фор-
мулага асосан аникланади. Хатолик боглик, булмаган хрлат
учун хатолик каррали "а" булса куйидагича булади:

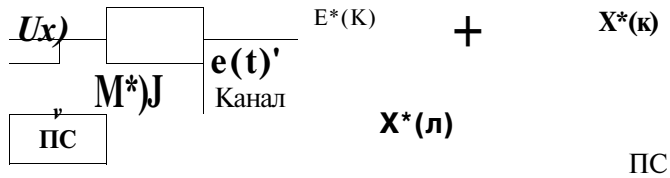
$$P_{..} = C:P:(I-PJ) \quad (3.155)$$

Код комбинациясининг кабул килиш эхтимоллиги бир-
гина хатолик булса хам, $nP \ll 1$ булганда куйидагича булади:

$$[1-0-' \cdot \Gamma \sim nP.. \quad (3.156)$$



3.22-расм



Аввалдан айтиш мумкин булган тизимнинг схемаси 3.23-расмда курсатилган.

Узатиш томонида $e(\kappa)$ аввалдан айтиш сигнал хатоси шаклланади. Бу сигнал $e(\kappa)$ хар бир санок, сигнали $Y(\epsilon]$ дан аввалдан айтиш сигнали айирмаси орқали аввалдан айтиш блокада олдинги корреляция саногини ишлаб чиқиш натижасида содир булади. Сигнал хатосида янги маълумотлар булиб, аввалдан айтиш ва хакикий қийматлар фарқи билан ифодаланади. Кдбул кдлиш томонида саногини $X^*(\kappa)$ шаклланган булиб, бу кдбул кдлинган сигнал хатоси билан аввалдан айтилган қийматларнинг йигиндисидир.

Катта корреляцияда хисобга олишда аввалдан айтиш сигнали аниқроқ, шаклланади ва хатолик сигналени узатишда таянч сигналига нисбатан кичик Марков ахборотида сигнал хатолигининг уртача энергияси куйидаги ифода орқали аникланади:

$$E_e = \langle [L(\kappa) - L(\kappa-1)]^2 \rangle = 2E_d(-p), \quad (3.158)$$

бу ерда $p = \langle L(\kappa) L(\kappa-1) \rangle / E_e$ — саноклараро корреляция коэффициентни.

$p > 0,5$ холатда E_e сигнал хатолигининг энергияси E_d таянч сигналнинг энергиясидан кичик.

Рақдмли тизимларда $e(A)$ сигнал хатоси саногини аввал квантланиб ва кодланиб, сунг узатилади.

Бундай тизимлар ИКМ (ДИКМ) дифференциал тизимлар дейилади. ДИКМ тизимида квантлаш шовқидни оддий ИКМ тизимида нисбатан кичик, чунки унинг куввати аввалдан айтиш хатосининг бир булак кувватинигина ташкил этади.

Ёлгон импульс хатосига келганда, ДИКМ ли узатишда ишончлилики ИКМ га нисбатан купроқ, ёмонлаштирадиган, чунки кодли комбинацияли хато қабул қилишда бир нечта корреляцияланган ахборот саногини хато кдбул кхлишга олиб келади.

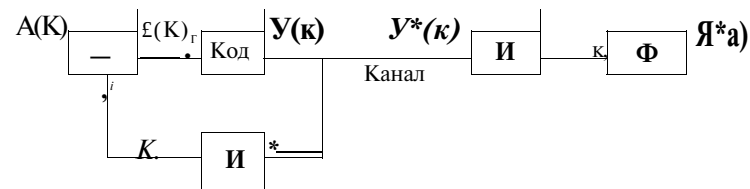
Аввалдан айтиш тизимини яратиш услубларидан яна бири ДМ, яъни дельта модуляциядир [8].

Бу модуляцияда хато сигналнинг квант даражаси сони иккигача камайтирилади. Буни дискретизация частотасини катталаштириб, санокдар оралиги корреляциясини орттириб амалга ошириш мумкин булади. Квантланган сигнал хатосини куйидагича ифодалаш мумкин:

$$e_{\kappa}(\kappa) = e(\kappa)AL, \quad (3.159)$$

$$\text{буерда } y(\kappa) \begin{cases} +1e(A) > 0 \\ -1e(L) < 0. \end{cases}$$

Дельта — модуляторнинг чиқиш қисмидаги сигнал факдггина сигнал хатосининг белгиси тугрисидаги ахборотни ташкил этади. Қабул қилиш томонига интегратор уланади, у ДА ни айиради ёки кушади, натижада хисоб ва таянч қийматлари хатолиги камаяди. Дельта модуляциянинг ишлаш принципини тушунтирувчи схема 3.24-расмда келтирилган.



3.24-расм

Кодер (квантовачи) $y(k)$ икки кутбли импульслар[^] шакллантиради. Шаклланиш крнуиятини куйидаги иск. да билан ёзиш мумкин:

$$Y(k) \text{Sign}\{W\} - X_u(k) \quad (3.15Q)$$

бу ерда $\text{Sign}\{x\} \sim \begin{cases} 1, \text{агарда } x > 0; \\ -1, \text{агарда } x < 0. \end{cases}$

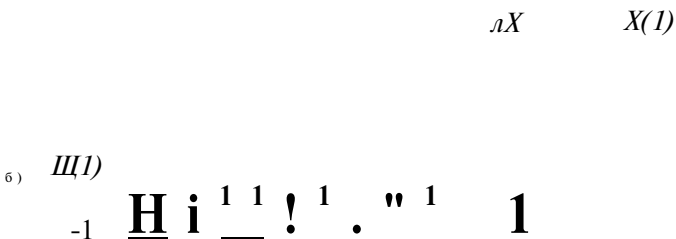
$X_{kv}(k-1)$ — сигнал аввалги сигналлар хатоси квац., ланганлигининг йигиндиси билан аникланади:

$$X_{kv}(k) = X_{kv}(k-1) + \dots$$

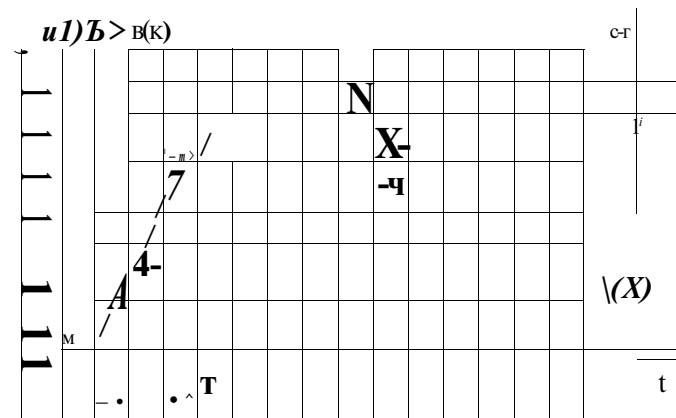
$y(k)$ символлар (3.25, 6-расм) алока канали оркали узаталади.

И — интеграторга бир вақтнинг узида $AX_u(i)$ импульслар узатилади, бу ерда $X_{kv}(i)$ квантланган хисоб шаклланиб, ахборотнинг кейинги хисоби билан такдосланади. Интегратор чик,иш ьдисмида $X_{kv}(t)$ квантланган сигналнинг куруниши (3.25, д-расм) тасвирланган. ДМ-дельта модуляция зинапоясимон функциянинг кушни қиймати AX бир квант кодами қийматига албатта фарк. килади. Кабул киладиган томондаги интегратор узатгич томонидаги интегра-

а) $X_{kv}(t)$



3.25-расм



3.26-расм

тор бажарадиган функцияни бажаради ва $X^*(k)$ икки кутбли импульсларни кабул қилиб, зинапоясимон функцияни шакллантиради. Ушбу функция сузгичдан утиб $X^*(t)$ ахборотга узгартирилади. $X^*(t)$ квантлаш қадами кичик бўлиши билан квант шовқини ҳам кичик булади ва $X^*(t) - X(t)$ фарқи билан аникланади. Лекин жуда кичик қадамларда бузилиш содир бўлиб, уни оғиш буйича юклама дейилади. Бунда зинапоясимон функция ахборот узгаришини кузатишга улгурмайди.

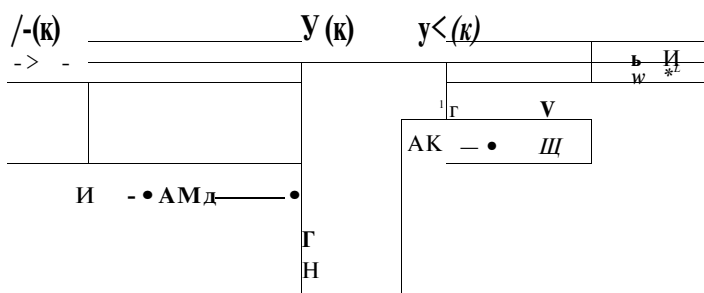
Бунга ухшаш халакитларнинг булмаслигини ифодаловчи шартни қуйидагича ёзиш мумкин:

$$\Delta L < 1 \quad \frac{HO}{\Delta C} \quad (3.161)$$

$L^M \sim \Delta L \sim \Delta C$ Ротнинг максимал қиймати;
 $L \sim \Delta L \sim \Delta C$ ахборот узгариш (зтрилиги) тезлигининг максимал климата; L - квант даражаси сони.
 ДМ тизими ИКМ ва ДИКМ тизимларига нисбатан имп. частота сан. экларга эга. ДМ да хар бир санок, бир импульс келиши билан бажарилади. ИКМ да эса санок. даража сони та кдраб, бир нечта импульс билан ҳисобланади.
 Унинг учун импульслар частотасининг такрорла

ниши хар иккала тизимда хам бир хил ишончлиликда л ярли бир хил булади. Бир хил полосали тизимда ДМ ИКЎга нисбатан осонроц амалга оширилади.

ДМ тизимида дискретизация частотасини ахборот узга риш тезлигига боглик. булган узгарувчан квантловчи кадя мини киритиб камайтириш мумкин. Бунинг учун бирпик зичлиги анализаторини киритилиб символлар кетма-кет- лигини \исобга олиб, белгилловчи ва импульслар кетма- кетлигини шакллантиради. Ушбу импульслар кетма-кет- лиги И, интеграторда интегралланади, натижада аналог- ли сигнал хрсил булиб, АМ_д амплитудали модуляторга узатилади, бу эса ахборот сатх.ини бошкаради.



3.27-раем

ДМ тизимли компандерланган хрлатнинг схемаси 3.27- раемда келтирилган.

Кушимча курилмалари булишига карамай компандер- ли ДМ системалар ИКМ системаларига нисбатан узининг содаллиги билан ажралиб туради [4].

АДАБИЕТЛАР

1. А. А. Холикрв, Й.Р. Рашидов. Радиотехника фанининг ривожла- ниш тарихи ва мутахассислик хакида. Укув кулланма, Тошкент. "ТДТУ" 1993. 130-бет.
2. А. А. Холикрв. Радиотехник тизимлар назарияси асослари; 1-кисм. Маърузалар туплами. Тошкент. "ТТЙМИ", 2000. 72-бет.
3. А. А. Холиков. Радиотехник тизимлар назарияси асослари; 2-кисм. Маърузалар туплами. Тошкент. "ТТЙМИ", 2000. 58-бет.
4. А. А. Халиков. Основы теории радиотехнических систем. Конспект лекций. Часть-1. Ташкент. "ТашИИТ", 2000. 73-стр.
5. А. А. Халиков. Основы теории радиотехнических систем. Конспект лекций. Часть-2. Ташкент. "ТашИИТ", 2000. 58-стр.
6. И. М. Тепляков, Б. В. Рохин, А. И. Фомин, В. А. Вайцель. Под. Ред. И. Н. Теплякова. —М: — "Радио и Связь", 1982 г. 264-стр. Радиосисте- мы передачи информации.
7. Теория передачи сигналов А. Г. Зюко, Д. Д. Кловский, М. В. На- заров, Л. М. Финк. — М.: "Связь", 1980. — 288-е.
8. Теплеков И. М., Калашников И. Д., Рошин Б. В. Радиолинии кос- мических систем передачи информации. - М: "Сов. Радио". 1975. 400-е.
9. Зюко А. Г., Коржик К. И., Назаров М. В., Кловский Д. Д., Тео- рия электрической связи. М: "Радио и связь", 1998.
10. Баскаков С. И. Радиотехнические цепи и сигналы М.: "Высшая школа", 1998.
- П. Гоноровский И. С. Радиотехнические цепи и сигналы М.: "Ра- дио и связь", 1986.
12. Андреев В. А. Теория нелинейных электрических цепей М.: "Ра- дио и связь", 1982.
13. Кушнир В. Ф., Ферсман Б. А. Теория нелинейных электричес- ких цепей М.: "Связь", 1974.
4. Баскаков С. И. Радиотехнические цепи и сигналы М.: "Высшая школа", 1987.
- Кловский Д. Д., Шилкин В. А. Теория передачи сигналов в за- дачах М.: "Связь", 1978.
- В и а т и с т и ч е с к а я радиотехника, примеры и задачи (под редакци- ей Тихонова)- М: "Советское радио", 1981.
- НИКР 18 "Связь". А. М. Основы расчётов по статистической радиотех- 18 1969.
- мо "Электрон курилмалари, аналогии варакамли схе- техника. Дарслик. Тошкент. "Темир йулчи" нашриёти, 2000. 160-бет.

М У Н Д А Р И Ж А

| | |
|---|----|
| Суз боши..... | 1 |
| Кириш..... | 2 |
| 1. Радиотехник тизимларда сигналларни узатишнинг умумий маълумотлари..... | 3 |
| 1.1 Умумий тасниф ва синфлари..... | 4 |
| 1.2 Сигналларнинг статистик таснифлари..... | 5 |
| 1.3 Сигналларнинг асосий таснифлари..... | 6 |
| 1.4 Радиотехник тизимларда сигнал узатишдаги халакитлар..... | 23 |
| 1.5 Радиотехник тизимларда сигнал узатишнинг асосий таснифлари..... | 25 |
| 1.6. Радиоалокд тизимидаги мухандислик ҳисоби..... | 30 |
| 2. Дискрет сигналларни узатиш ва қабул қилиш услублари | 32 |
| 2.1. Дискрет сигналлар манбаларининг ахборий тавсифи..... | 32 |
| 2.2. Дискрет каналнинг сигнал ўтказиш қобилияти..... | 36 |
| 2.3. Ўзгармас параметрли каналларда дискрет сигналларни оптимал қабул қилиш..... | 41 |
| 2.3.1. Сигналларни когерент қабул қилиш..... | 41 |
| 2.3.2. Сигналларни некогерент қабул қилиш..... | 53 |
| 2.4. Ўзгармас ўлчамли каналларда иккиланган сигналларни қабул қилишнинг амалий усуллари..... | 57 |
| 2.4.1. Амплитудаси модуляцияланган иккиланган сигналларни некогерент қабул қилиш..... | 57 |
| 2.4.2. Частотаси модуляцияланган сигналларни некогерент қабул қилиш..... | 61 |
| 2.4.3. Фаза манипуляцияланган сигналларни қабул қилиш..... | 64 |
| 2.4.4. Нисбий фаза бўйича манипуляцияланган сигналлар ёрдамида маълумотларни узатувчи тизимлар..... | 71 |
| 2.5. Тасодикий параметрли каналларда сигналларни қабул қилиш..... | 75 |
| 2.5.1. Каналлар тавсифи..... | 79 |
| 2.5.2. Иккиланган флуктуляцияланган сигналларни яқка қўбул қилиш..... | 80 |
| 2.5.3. Сигналларни қабул қилишда фарқлаш усули..... | 81 |
| 3. Ўзлуksиз ахборотларни узатиш ва қабул қилиш усуллари | 91 |
| 3.1. Ўзлуksиз ахборотлар манбаининг информатсион таснифлари..... | 92 |
| 3.2. Ўзлуksиз ахборотлар узатишда каналнинг ўтказувчанлик хусусияти..... | 93 |
| 3.3. Ўзлуksиз ахборотларни оптимал қабул қилиш усуллари | |
| 3.3.1. Сигналларни когерент қабул қилиш..... | 94 |
| 3.3.2. Амплитудали модуляция сигналининг квазикогерент қабул қилиш..... | 95 |
| 3.3.3. Сигналларни некогерент қабул қилиш..... | 96 |

| | |
|--|-----|
| | 119 |
| 3.4.1. „ТГГнинг Гффеkтивлик курсаткичи.....“ | 120 |
| 3.4.2. Тизимнинг узатиш қобилияти..... | 121 |
| 3.5. Тизимнинг узатиш қобилияти..... | 122 |
| 3.6. ГуГиГахбТГри рақамли услубларда узатиш воябул қилиш тизими | 134 |
| 3.6.1. Амплитудали модуляцияланган сигналларнинг узатиш қобилияти..... | 135 |
| 3.7. Кўпқўлчан тизимлар..... | 149 |
| Адабиётлар..... | |

▪

**Абдулхак, Абдулхаирович Холщов,
Фотих Фаттохович Умаров**

**РАДИОТЕХНИК ТИЗИМЛАР НАЗАРИЯСИ
АСОСЛАРИ**

Ўзбек тилида

Бадий мухаррир *Х. Мезонов*
Техник мухаррир *У. Ким*
Мусахдиҳа *Ш. Максудова*
Компьютерда тайёрловчи *Г. Отаскевич*

Босишга рухсат этилди 17.05.2004.
Бичими 84x108'/₃₂. Шартли босма табели 7,98.
Нашр т. 6,96. Нусхаси 1000. Буюртма № 289.
Бахрси шартнома асосида.

"Ўзбекистан" нашриёти, Тошкент, 700129, Навоий кучаси, •
Нашр № 87-2003

Ўзбекистан Матбуот ва ахборот агеьтлигининг Тошкент
китоб-журнал фабрикасида чоп этилди. 700194, Тошкент,
Юнусобод даҳаси, Муродов кучаси, 1.