

А.А. Холиқов, Ф.Ф. Умаров

**РАДИОТЕХНИК
ТИЗИМЛАР
НАЗАРИЯСИ
АСОСЛАРИ**



“ЎЗБЕКИСТОН”

Уз 38.841
00-59

А.А. ХОЛИКОВ, Ф.Ф. УМАРОВ

РАДИОТЕХНИК ТИЗИМЛАР НАЗАРИЯСИ АСОСЛАРИ

Ўзбекистон Республикаси Олий ва ўрта махсус таълим
вазирлиги олий ўқув юрталарининг 5522000 "Радиотехника"
ва 5522200 — "Телекоммуникация" йўналишлари талабаларига
дарслик сифатида тавсия этган



ТОШКЕНТ — "ЎЗБЕККИСТОН" — 2004

Учебные материалы к программе по музыке для о
собразовательных школ : 1-й кл. / Рос. гос. пед. ин
им. А. И. Герцена, Малое гос. науч.-проыз. предпринт
«Внедрение»; [Составители Н. А. Терентьева и др.].
П. : РГПУ, 1991. — 97 с. : нот.; 20 см.
6 р. 80 к., 500 экз.

1. Терентьева, Наталия Алексеевна. II. Российский гос. пед. и
им. А. И. Герцена (Ленинград). — — I. Музыка — Метод. посо
для начальной школы.

№ 30049
63 № 1402 [91-40810] и оф
НПО ВКП 10.10.91 У913

УДК 372.878.046
ЕКЛ 43

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

Муҳаррир: А. Ҳакимжонова

Ҳолиқов А.А., Умаров Ф.Ф.

Радиотехник тизимлар назарияси асослари: Олий ўқув юр்தларининг 5522000 "Радиотехника" ва 5522200 — "Телекоммуникация" йўналишидаги талабалар учун дарслик. — Т. "Ўзбекистон", 2004. 152 бет.

Ушбу дарслик 5522000 — "Телекоммуникация" ва 5522000 — "Радиотехника" йўналишларининг ўқув режаси асосида ёзилган. Дарсликда "Радиотехник тизимлар назарияси асослари" курсининг биринчи қисмига доир радиотехник тизимларда сигнал узатишнинг умумий маълумотлари ва дискрет сигналларни узатиш услублари баён этилган бўлиб, бу услублар Абу Райхон Беруний номидаги ТДПУ ва Акмал Икромов номидаги ТТИМИ аудиторияларида синхрондан ўтган.

Дарслик олий техника ўқув юр்தларининг "Телекоммуникация" ва "Радиотехника" ихтисоси бўйича таълим олувчи талабаларга мўлжалланган бўлиб, ундан алоҳида, авиасолик, транспорт институтларининг талабалари ва мазкур фан ўқитувчилари ҳам фойдаланишлари мумкин.

ББК 32. 841я73

X 2304020000-43
351(04)2004 2004

ISBN 5-640-02617-0

© "Ўзбекистон" нашриёти, 2004 й.

СЎЗ БОШИ

Ўзбекистон Республикаси Олий ва ўрта махсус таълим вазирлиги олий техника ўқув юр்தларининг "Радиотехника" ва "Телекоммуникация" йўналишлари 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 ўрта махсус таълим вазирлигида тасдиқланган, "Радиотехника" ва "Телекоммуникация" йўналишлари бўйича бакалаврлар тайёрлаш режасига мос келадиган тарзда баён этилган.

"Радиотехника" соҳаси бўйича юқори малакали мухтаassisларни тайёрлашда "Радиотехник тизимлар назарияси асослари" фани алоҳида ўрин эгаллайди. Талабалар ушбу фанни ўрганиш давомида биринчи мартаба бир неча фанларни жамлашга (хусусан, олий математика, физика, ўқув режадаги деярли ҳамма техник фанлар) тўғри келади.

"Радиотехник тизимлар назарияси асослари" фани юқори малакали радиомутахассисларни тайёрлашда ўқув режадаги фанларнинг яқунловчиси бўлиб, талабаларнинг билимини бир тизимга солади, уларнинг билим доираларини кенгайтиради.

Муаллифлар мазкур китоб устида ишларнинг барча босқичларида ўзларининг қимматли фикр ва мулоҳазаларини билан яқиндан ёрдам бергаликлари учун Тошкент Давлат Миллий университети, Амалий физика илмий текшириш институти лаборатория мудирини, ф-м-ф.д, профес-

сор З.Т. Азаматовга, Абу Райхон 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 чуқур миннатдорчилик билдирадилар.

Дарсликнинг янада яхшилланишига қаратилган барча таклиф ва мулоҳазаларни муаллифлар мамнуният билан қабул қиладилар.

КИРИШ

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

Радиотехник тизимлар қуйидаги хусусиятларга эга — антеннали радиотўлқин манбаига эга бўлган радиоканалнинг мавжудлиги (битта ёки бир нечта), радиотўлқин тарқалаётган муҳитлар ва қабул қилгич, радиотўлқинларга қайта ишлов бериб, улардан сигнал ажратиб олиш. У ёки бу сигналларни радиотўлқин ёрдамида узатувчи радиотўлқинларга 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 (халақитни ташкил этиш) ва радиобошқариш тизимларига бўлинади. Ушбу гуруҳлар ўз навбатида, тизимларнинг функционал вазифалари билан ажралиб туради. Масалан, сигналларни узатиш тизимида радиоалоқа (бир каналли, кўп каналли, радиорелели ёки Ер сунъий йўлдоши орқали), телеметрияли, буйруқ узатиш, радиоэшиштириш ва телевидениелардир.

Сигналларни ажратиб олиш тизими радиоакцион ва радионавигацион тизимлар, радиоастрономия, Ер сатҳининг ёки бошқа планеталарни радиокузатиш, душман томонидаги радиотехник радиокузатишлар кирради.

Сигнални бузиш (халақитни ташкил этиш) тизимлари ёрдамида душман томонидаги радиотизимларда сигналларни аниқлаб бўлмайди.

Турли объектларни радиосигналлар ёрдамида бошқаришда радиобошқариш тизимларидан фойдаланилади.

Қўлланилиши жиҳатдан сигналлар узлуксиз импульсли ёки рақамли радиотизимларга бўлинди. Узлуксиз тизимларда сигналлар амплитуда, частота, фаза каби ўлчамлар ўзгариши кўринишида бўлади. Импульсли тизимларда сигнал радиоимпульслар кетма-кетлиги (амплитуда, фаза, частота импульс кенлиги) кўринишида ҳамда импульслар кетма-кетлигидаги сон улар орасидаги фарқ кўринишида бўлади.

Рақамли тизимларда узатилаётган сигнал аввал вақт ва сатҳ бўйича квантланали (жамланали). Хар бир сатҳга импульсларнинг код гуруҳи мос келадиган элтувчи сигнал модуляцияланади. Рақамли тизимлар ЭХМ билан осонгина мослашган ҳолда сигналларни хотирага олади, ишлов беради ва визуал кузатиш имконияти пайдо бўлади.

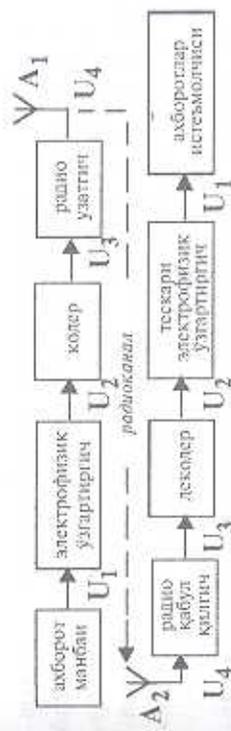
Радиотизимларни яратишда амалда деярли радиотўлқинларнинг ҳамма спектрлари, мириаметрдан (λ қ 10 – 100 км) миллиметр (λ қ 1 – 10мм) гача қўлланилади. Демак, электромагнит тебранишларнинг деярли ҳамма спектри қўлланилади. Радиотехник тизимларни ўрганишда радиотехниканинг статик услубларидан фойдаланиб, биринчи навбатда, сигналларни узатишнинг услубларини, ўқув материалларини қизиқарли, нисбатан соддароқ ва раvon тилда баён этишга ҳаракат қиламиз.

1. РАДИОТЕХНИК ТИЗИМЛАРДА СИГНАЛЛАРНИ УЗАТИШНИНГ УМУМИЙ МАЪЛУМОТЛАРИ

1.1. Умумий тасниф ва синфлари

Радиотўлқинлар ёрдамида бирор фаза пунктдан бошқа ерга сигнал етказишни таъминловчи техник воситалар мажмуасига сигнални радиотехник тизимли узатиш дейилади. Сигнални радиотехник тизимли узатишда радиосигнал объектнинг қандайдир ҳолатлари тўғрисидаги маълумотлар йиғиндисини ташкил этади.

Радиотехник тизимли узатиш сигналлар ва уларни қабул қилувчиларнинг манбалари сонига қараб, бир каналли ва кўп каналли радиотехник тизимли узатишга бўлинди. 1.1-расмда бир каналли намунавий радиотехник тизимлар схемаси келтирилган.



1.1-расм

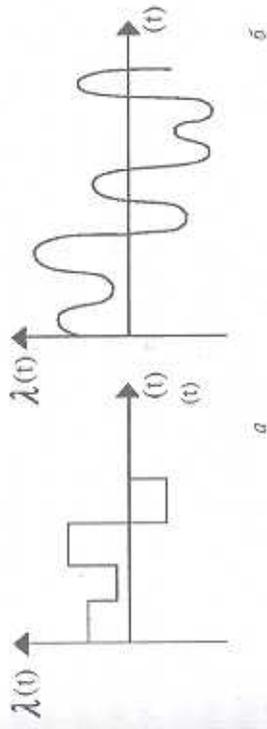
Ихтиёрий физик ўзгартиргичдан (микрофондан, датчикдан) келаётган u_1 — сигнал u_2 — электр кучланишига ўзгартирилади ва кўлер ёрдамида кодланади, натижада радиотехник тизимли узатишда сигналнинг ҳақиқатларга турғунлиги, узатиш сифатлари ортади. Радиоузатгичда кодланган u_3 сигнал ёрдамида элтувчи юксак частота тебранишлари модуляцияланади. A_1 — антенна ёрдамида u_4 — радиосигнал эфирга тарқатилади. Радиотўлқинлар тарқалётган муҳит радиоканални ташкил этади. Унинг ўлчамлари радиоузатиш жараёнида ўзгармас ва тасодифий ўзгариши ҳам мумкин. Шунинг учун каналлар доимий ва тасодифий ўлчамли бўлади. Радио қабул қилгич қурилмасида электромагнит тебранишлар A_2 — қабул қилувчи антенна ёрдамида қабул қилиниб, декодерга, кейин эса тескари электрофизик ўзгартиргичга (телефонли, индикаторли ва ҳ.к.), ундан сигналлар истеъмолчисига узатилади. Халақитлар ва бузиш сигналлари бўлмаганда сигнални радиотехник тизимли узатиш радио қабул қилувчи қурилманинг u_1 , u_2 , u_3 , u_4 кучланишлари радиоузатувчи қурилмадаги u_1 , u_2 , u_3 , u_4 кучланишларга мос тушади. Халақитлар ва бузилишлар таъсирида қабул қилинган сигналлар узатилгандан кейин фарқланиши мумкин. Кўп каналли сигнални радиотехник тизимли узатишда, элтувчи тебранишлар сигналларини бир нечта манбалардан узатишга қўлланилади. Сигналлар сиқилтириш қурилмасида электрофизик ўзгартришдан сўнг гуруҳ сигналнига бирлаштирилиб, радиоузатгич ёрдамида U_6 сигнал антенна ёрдамида нурландириладиган (узатиладиган) электромагнит тебранишларига мосланади. Қабул қилгич қурилмасида эса тескари

Ўзгартириш амалга оширилади, бунда ажратиш қурилма-сида гуруҳ сигналди U_{Σ} дан каналлар сигналлари ажратиб олинади. Каналлар сигналлари тескари электрофизик ўзгартиригичдан истеъмолчига узатилади. Кўп каналли сигнал-ни радиотехник кодлаш ва декодерлаш одатда сиқилти-риш ва ажратиш билан биргаликда олиб борилади.

Замонавий йўлдошли алоқа тизимларида кўп станция-ли радиосигналларни, эфирга радиостанция антеннаси орқали нурлантириш Ер сунъий йўлдоши ретрансляторида амалга оширилади. Борт антеннаси ёрдамида Ер сунъий йўлдоши бортида шакланган гуруҳ сигнални нурлантири-лади (узатилади). Ернинг турли нуқталарида жойлашган қабул 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 кўп каналлигина эмас, балки кўп станцияли ҳамдир. Бунда радиотизими каналлар бўли-нишини ички станция ҳамда станцияларaro ташкил этади.

Сигнал узатиш радиотехник тизимларида сигналлар узлуқли ва узлуқсиз бўлади. Узлуқли сигналлар бўлак-бўлак вақт бирлигида доимий функцияли бўлиб, унинг охириги қиймати кўп ҳолатлидир (1.2-расм, а).

Узлуқсиз (аналогли) сигнал манбаига хос бўлган ху-сусият сигналнинг вақт бирлигида узлуқсиз функцияли-лигидир (1.2-расм, б). Сигналларни узатиш тизимларида улар узлуқли ва узлуқсиз бўлади. Аналогли сигналларни узатиш учун дискрет сигналлар узатиш тизимларидан фой-даланиш мумкин. Бундай ҳолатда аналогли сигнал (диск-ретизация қилинади) узлуқлига айлантирилади ва сатҳ бўйича квантланади. Сўнгги йилларда рақамли сигнал уза-тиш кенг ривожланди. Рақамли сигнал узатиш манбаи си-фатида ЭХМ қўлланилади. Сигнални аналогли (узлуқсиз) узатишда эса, аналог-рақамли ўзгартиригич (АРҰ-АЦП) ёрдамида сигнал рақамлига айлантирилади. Бундай ўзгар-тиригичлардан фойдаланиб, сигнални рақамлига айланти-риш натижасида ЭХМ ёрдамида сигналга қайта ишлов бериш имконияти туғилади, натижада сигнал нисбатан



1.2-расм

камроқ аппаратларнинг ностабиллиги таъсирида бўлади. Сигналларни аналог (узлуқсиз) кўринишда олиш учун қабул қилгич қурилмага рақам-аналогли ўзгартиригич (РАҰ-ЦАП) киритилади.

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

Ахборотларни радиотехник тизимларда узатиш ер қатла-ми ва иносфера қатлами билан чегараланган эфирда элек-тромагнит тўлқинлари ёрдамида амалга оширилади. Амалда қўлланиладиган частота диапазонини $\Delta k Гц \approx 3 \cdot 10^3 МГц$ таш-кил этади. Ушбу диапазон ўта узун тўлқин ва миллиметрли тўлқин узунлиқларини ўз ичига олади. Хозирги вақтда ол-тик диапазон ҳам ўрганилмоқда. Тўлқин узунлиқларининг шартли бўлиниши электромагнит тўлқинларининг тўлқин узунлиқларига қараб тарқалиш хусусиятларига боғлиқдир. Сигналларни радиотехник тизимларда тўлқинларнинг тарқ-алиш механизмига қараб узатиш тўрт турга бўлинади:

1. Дифракцияга биноан Ерни қисман айланиб ўтади-ган Ер қатлами бўйлаб тарқаладиган (юзакли) ер тўлқин-лари.

2. Ерни бир жинсли бўлмаган тропосфера қисмида тўлқинлар камайиши, йўналтирилган волноволли бўйшқидаги тўлқинлар.

3. Ер шари агрофила бир ва кўп марга қайтиб атмосфера иносфера қатламидан қайтган иносфера тўлқинлари.

4. Тўғри чизик бўйлаб тарқалувчи Ернинг атмосфера қатламига кира оладиган тўғри тўлқинлар. Ўта узун, узун ва ўрта тўлқинлар асосан ер сатҳини айланиб ўтиш йўли билан тарқалади. 1 ÷ 10 см гача тўлқинлар учун тропосферали 1000км гача тарқалиш хосдир (ультрақисқа тўлқинлар УҚТ-УКВ).

Қисқа тўлқинлар иносфера қатламидан қайтиш хусусиятига эга. Ультракисқа ва оптик диапазонларда алоқа тўғри кўриш оралиғида тўғри тўлқинлар ёрдамида амалга оширилади. Шунингдек, космик алоқалар ҳам, агар космик линиянинг бир пункти ерда бўлса тўғри тўлқинлар ёрдамида амалга оширилади.

Алоқанинг турли масалаларини ечишда, телеметрияда, бошқарув тизимларида дискрет ва узлуксиз сигналларни узатиш кенг қўлланилади. Айниқса, космик фазони ўрганишда сигналларни радиотехник тизимларда узатиш кенг ривожланади. Турли алоқа хизмат воситалари, телевидение, сигнални телефон ёрдамида узатиш каби йўлдошли (спутник) алоқа тизимлари кенгаймоқда. Космик аппаратлар билан миллионлаб километрли масофада алоқа қилиш, уларни бошқариш мақсадида радиолиниялар қурилмоқда. Ультракисқа тўлқинда алоқа тизимининг таъсир доирасини (узқлигини) ошириш мақсадида регрансляторлардан фойдаланилади. Улар Ер сунъий йўлдошида ва Ернинг маълум пунктига жойлаштирилади.

ЭХМ тармоғининг ривожланиши, унинг кенг қўламда қўлланилиши, хусусан, учир аппаратлари тизимиши бошқариш, турли сигналларни таҳлил қилиш ва қайта ишлаш стандарт каналлардан маълумотларни тизимли яратиши тақозо этади.

Сигналларни радиотехник тизим ёрдамида узатишда уларнинг асосий тузилиши ҳамма радиотехник тизимларга мос бўлган ҳолда умумийдир. Шунинг учун ҳам турли масалаларни ечишда бир хил услубий ҳолда ёндашилади.

1.2. Сигналларнинг статистик таснифлари

Узатилаётган сигналлар тасодифий воқеликни ёки жараёнини характерлайди. Сигналнинг тасодифий характери уларнинг ижтимоий кўринишини аниққилади.

Агар сигнал ҳар вақт бирлигида аниқланган бўлса, у тасодифий жараён билан аниқланади. Вақт бирлигида узлукли сигнал тасодифий кетма-кетликда берилади. Шундай қилиб, аналогли сигналлар тасодифий узлуксиз жараён ёки узлуксиз белгили кетма-кетликда берилиши мумкин. Узлукли сигнал узлукли тасодифий жараён ёки узлукли тасодифий кетма-кетликда охириги кўп ҳолатни қабул қилади. Маълумки, $\lambda(t)$ — тасодифий жараён, агар n -ўлчовли жараён тақсимотида ихтиёрий $\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_n$ қийматларни аниқлаш мумкин бўлса t_1, t_2, \dots, t_n вақт ҳолатларида берилган дейилади.

Тасодифий жараёнларда Марков жараёнлари катта ўринни ташкил этади. Уларнинг характерли хусусиятлари: $\lambda(t_{k+1})$ маълум қийматларида $\lambda(t_k)$ эҳтимоллий қиймати ихтиёрий вақт бирлигидаги қийматига боғлиқ бўлмайди, яъни эҳтимоллик зичлиги куйидаги тенгликни қаноатлантиради:

$$w(\lambda_k; t_k | \lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_{k-1}; t_1, t_2, \dots, t_{k-1}) = w(\lambda_k; t_k | \lambda_{k-1}; t_{k-1}).$$

Марков жараёни учун бундан $t_1 < t_2 < \dots < t_n$ ҳолат учун куйидаги ўринли бўлади:

$$w(\lambda_1, \dots, \lambda_n; t_1, \dots, t_n) = w(\lambda_1; t_1) w(\lambda_2; t_2 | \lambda_1; t_1) w(\lambda_3; t_3 | \lambda_2; t_2) \dots w(\lambda_n; t_n | \lambda_{n-1}; t_{n-1}).$$

Марков жараёнлари стохастик дифференциал тенглималари кўринишида берилиши мумкин, чунончи:

$$d\lambda(t) / dt = K_1(\lambda, t) + \sqrt{K_2(\lambda, t)} \xi(t), \quad (1.1)$$

бу ерда $\xi(t)$ — бир жинсли спектрал зичликка эга бўлган оқ шовқин; коэффициентлар $K_1(\lambda, t)$ ва $K_2(\lambda, t)$ умумий ҳолда λ жараён қийматига ва вақтга боғлиқ бўлиб ўтказиш ва диффузия коэффициентлари дейилади.

Содда ҳолатида (1.1) тенглама қуйидаги кўринишда бўлади.

$$d\lambda(t) / dt = -a\lambda(t) + n_1(t) \quad (1.2)$$

(1.2) тенгламалари жараён $n_1(t)$ оқ шовқиндан RC — (фильтр) сузгичдан ўтказиш йўли билан ҳосил қилинади. $a = 1/RC$ қиймат $T = RC$ сузгичнинг вақт доимийси орқали аниқланади. $\lambda(t)$ ўтказиш кенлиги T қийматининг танлашига боғлиқ бўлади ва корреляция вақти $\tau_c = 1/a$ бўлади. Бу ҳолатда жараённинг $\lambda(t)$ корреляция функцияси қуйидаги ифода орқали аниқланади: $R_\lambda(\tau) = \sigma\lambda^2 \exp(-\alpha|\tau|)$, бу ерда $\sigma\lambda^2 = \lambda(t)$ жараён дисперсияси.

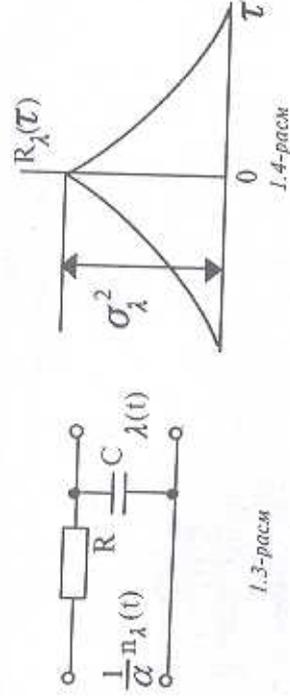
1.3-расмда сузгичнинг (фильтр) жараёни ташкил этувчи схемаси кўрсатилган. 1.4-расмда эса ушбу жараённинг корреляция функцияси кўрсатилган.

(1.1) тенгламадан, Марков жараёни учун зичлик эҳтимолини қуйидаги тенглама бўйича ёзиш мумкин:

$$\frac{\partial w(\lambda, t) / \partial t}{\partial \lambda} = \frac{\partial}{\partial \lambda} [K_1(\lambda, t) \omega(\lambda, t)] + \frac{\partial^2}{\partial \lambda^2} [K_2(\lambda, t) \omega(\lambda, t)] = L_{\text{Ф}} \omega(\lambda, t). \quad (1.3)$$

Бу ерда $L_{\text{Ф}}$ билан Фоккер-Планк-Колмогоров оператори белгиланган.

(1.3) тенглама ихтиёрий t -вақт бирлигида, чегаравий ва бошланғич шартлари берилган ҳолат учун зичлик эҳтимолини аниқлайди ва Фоккер-Планк-Колмогоров тенгламаси деб аталади. (1.1) тенглама билан ифодаланувчи Марков жараёнини аниқловчи, сигналнинг нисбатан



1.3-расм

1.4-расм

мураккаброқ модели қўлланилади. Бунда $L_{\text{РГ}}$ оператор кўриниши (1.3) тенгламада мураккаблашади.

Ўтиш эҳтимоли $w(\lambda_i, tk | \lambda_{k-1}, t_{k-1})$ тенглама билан узлуксиз тасодифий Марков кетма-кетлиги бўйича ёзилади. Ушбу тенглама структураси (1.3) тенглама кўринишида бўлади.

Дискрет сигналлар модели сифатида дискрет Марков жараёнлари ва кетма-кетлиги қўлланилади. Агар дискрет узлуксиз тасодифий кетма-кетлик "m" элементдан a_1, a_2, \dots, a_m ташкил топса, кетма-кетликни амалга ошириш қуйидаги кўринишда бўлади $a_1^{(1)}, a_2^{(1)}, a_1^{(2)}, \dots, a_m^{(n)}$. Бу ерда остки индекслар элементнинг қийматини, усткиси эса вақт моментини ифодалайди. Бундай кетма-кетликдаги "n" элементлардан ташкил топган оралик P_n - эҳтимоллик билан характерланади. Эҳтимолликни қўлайтириш теоремасига биноан P_n -эҳтимоллик ораликни аниқлаш мумкин, ундаги элементлар $a_k (k = 1, 2, \dots, n)$ қийматларни қуйидагича қабул қилади:

$$P(a_1^{(1)}, a_2^{(2)}, \dots, a_m^{(n)}) = P(a_1^{(1)}) P(a_2^{(2)} | a_1^{(1)}) \times \dots \times P(a_m^{(n)} | a_1^{(1)}, a_2^{(2)}, \dots, a_{m-1}^{(n-1)}) \quad (1.4)$$

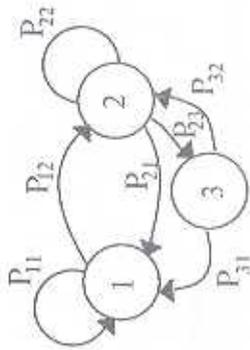
Ихтиёрий a_k эҳтимолликнинг шартли пайдо бўлиши Марков занжирини учун тўлиқлигича аниқланган бўлади, агар ундан аввалги элемент маълум бўлса

$$P(a_k^{(k)}; a_1^{(1)}, \dots, a_{k-1}^{(k-1)}) = P(a_k^{(k)} | (a_{1:k-1}^{(k-1)}))^{(k-1)}, \quad (1.5)$$

яъни элементлар кетма-кетлигидаги алоқалар тўлиқлигича ёнидаги элементларга боғлиқлиги бўйича аниқланади.

"m" ҳолатли бир жинсли Марков занжирини, $P_{ij} = P(a_i | a_j)$ ўтиш эҳтимоли билан характерланиб, элемент номерига боғлиқ бўлмайди ва қуйидаги матрица билан аниқланади:

$$P_{ij} = \begin{vmatrix} P_{11} & P_{12} & \dots & P_{1m} \\ P_{21} & P_{22} & \dots & P_{2m} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ P_{n1} & P_{n2} & \dots & P_{nm} \end{vmatrix} \quad (1.6)$$



1.5-расм

ни тасвирлайди. Агарда $P_{ij} = P_{ji}$ бўлса, занжир симметрик бўлади. Ушбу (1.6) матрицадан, ҳар бир матрица сатридаги эҳтимолларнинг ўтиш йиғиндиси бирга тенг бўлади ва тўлиқ гуруҳни ташкил этади.

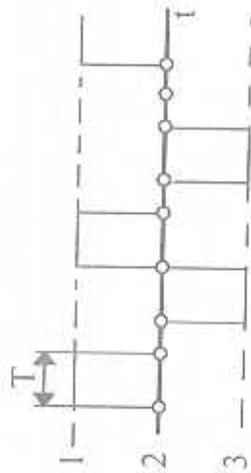
Агарда дискрет (узлукли) Марков жараёнида ўтиш (моменти) вақти тасолифий бўлса, унда жараёнини ўтиш эҳтимоли Чэпмен-Колмогоров — дифференциал тенгламасидан аниқланади:

$$dP_j(t)/dt = \sum_{i=1}^m \eta_{ij} P_i(t). \quad (1.7)$$

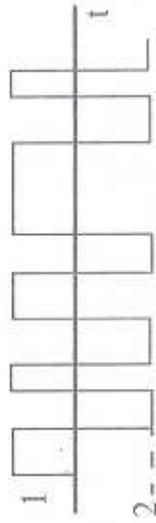
Бунда, η_{ij} — ўтиш эҳтимолини, t — ҳолатидан j вақт бирлигидати қийматига ўтиш эҳтимолини характерловчи локал ўтиш эҳтимоли дейилади. Бинар — икки қийматли жараён учун амалдати кўриниши 1.7-расмда тасвирланган.

t вақт учун эҳтимоллик ҳолати $P_1(t)$, $P_2(t + \Delta t)$ эҳтимоллик билан $t + \Delta t$ ҳолат қуйидаги ифода билан аниқланади:

$$P_1(t + \Delta t) = P_1(t)(1 - \eta_{12}) + P_2(t)\eta_{21}.$$



1.6-расм



1.7-расм

P_2 эҳтимоллик ҳам нунга ўтиш ифода билан аниқланади:

$$P_2(t + \Delta t) = P_2(t)(1 - \eta_{21}) + P_1(t)\eta_{12}.$$

бунда η_{12} ва η_{21} — ўтиш эҳтимоли.

Натижада келтирилган ифодалардан қуйидагини ёзиш мумкин:

$$dP_1(t)/dt = -\eta_{12}P_1(t) + \eta_{21}P_2(t)$$

$$dP_2(t)/dt = \eta_{12}P_1(t) - \eta_{21}P_2(t). \quad (1.8)$$

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

Келтирилган тенгламалар (1.7) формуладаги умумий ифоданинг хусусий ҳолидир. Клипперланган нутқий сигналлар ва баъзи телеметрик сигналлар бинар Марков жараёнлари билан яхши тасвирланади. Бундай корреляцияланган функция 1.4-расмда келтирилган ва у белгиланган тактли оралиқларга эга бўлиб, жараён корреляция функциясида фарқланади. Корреляция функциясининг кўриниши импульслар кетма-кетлиги элемент кўриниши билан аниқланади:

$$G_x(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} R_x(\tau) \exp(-j\omega\tau) d\tau. \quad (1.9)$$

Винер-Хинчин теоремасига биноан кўрилган ахборотларнинг энергетик спектрлари қуйидагича аниқланади:

Масалан, телеграф сигнали учун бинар жараёнда белгиланган вақт ўтиши учун корреляцион функция қуйидагича бўлади:

$$R_x(\tau) = \begin{cases} 1 - |\tau|/T, & |\tau| \leq T; \\ 0, & |\tau| > T. \end{cases} \quad (1.10)$$

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

$$G_1(\omega) = T \sin^2(\omega T/2) / (\omega T/2)^2. \quad (1.11)$$

Кўрилаётган жараён учун ± 1 қийматлардаги дисперсия бирга тенг бўлади.

1.3. Сигналларнинг асосий таснифлари

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

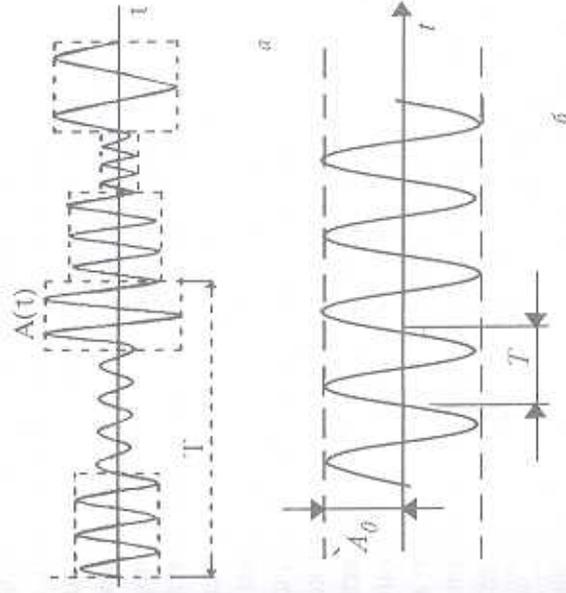
$$s(t) = A(t) \cos[\omega_0 t + \psi(t)], \quad (1.12)$$

бу ерда $A(t)$ оғма ва фаза $\psi(t)$ -вақт функцияси, $\cos \omega_0 t$ га нисбатан секин ўзгарувчи; ω_0 — частотанинг ўзгармас қиймати.

Узатилаётган информация оғма эгрилик таркибида фаза ёки частота ўзгаришида 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 кўриниши ушбу тизимга қуйилган талаблардан, хусусан сигналнинг ҳалақитлардан ажратиб олишга асосланади. Агарда сигнал узатувчи сифатида гармоник тебранишлардан фойдаланилса, ҳалақитлар мавжуд бўлмаган ҳолатда эгрилик ва фаза (1.12) детерминлашган ($A(t) = A_0$; $\psi(t) = \psi_0$) бўлади.

Қабул қилувчи томонда мос равишда вақт бирлигида сигналнинг амплитудаси ёки фазаси ўзгарса, сигнал узатиш кенг полосали бўлади. Узатилаётган сигнал $\lambda(t)$ таркибидаги хабар $A(t)$ ва $\psi(t)$ қўшимча модуляция функция таркибида бўлади.



1.8-расм

Масалан, фазали модуляцияда куйидагини ҳосил қиламиз:

$$s(t, \lambda) = A(t) \cos[\omega_0 t + \psi(t) + M\lambda(t)], \quad (1.13)$$

бу ерда μ — модуляция чуқурлигини характерловчи коэффициент.

Сигналларни ифодалашда B база тушунчаси киритилади:

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

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

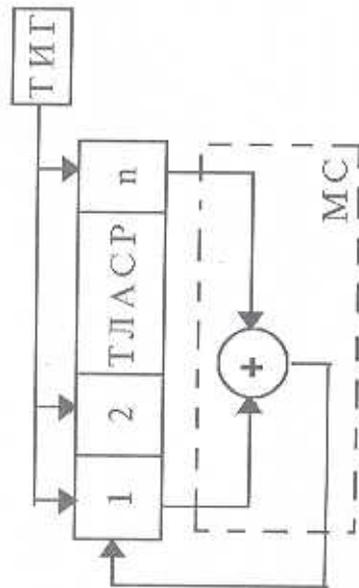
Оддий сигналлар базаси $B \sim 1$. Мураккаб (кенг полосали) сигналларда эса $B \gg 1$. Агарда $\tau_{\text{кор}}$ — корреляция вақти T дан жуда кичик бўлса, бундай такрорланувчи T -сигнал

кениг полсалига мисол бўлади. Бундай ихтиёрий жараёнлар, сигнал узатиш мақсадида қўлланилиши мумкин. Кенг полсалани узатишнинг тор полсаланига нисбатан афзаллиги, уларнинг ўртача қувватидаги частотанинг кенг спектрда спектрал зичлиги бир неча марта кичик бўлишидир. Бу эса информацияни яширин узатишга имконият яратди.

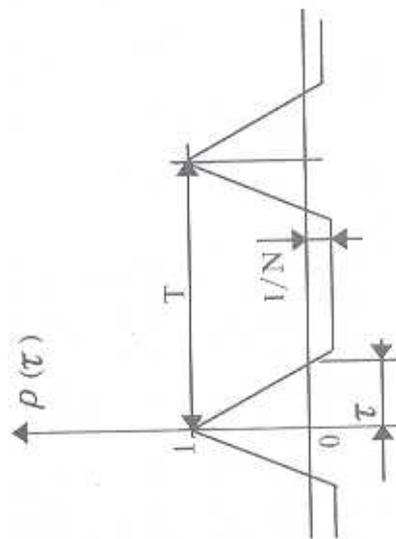
Кенг полсалани (шовқинга ўхшаш ҳам дейилади) сигналлар олдига псевдотасодифий дискрет (узлукли) кетма-кетликдаги элгувчи гармоник сигнал манипуляциясидан шаклланади. Символларнинг қийматларица мос ҳолдаги кетма-кетликда амплитуда, фаза ёки элгувчи частота ўзгаради.

Мисол тариқасида псевдотасодифий кетма-кетликдаги элгувчи фаза манипуляцияни кўрамыз. Тескари логарифмик алоқали силжиш регистрдан (ТЛАСР) ташкил тошган генератор ёрдамида иккиланган псевдотасодифий кетма-кетлик шаклланади. Регистр қисмида $f_r = 1/\tau_n$ частота билан символлар силжишини таъминлаб, тактли импульсли генератор τ_n псевдотасодифий кетма-кетликда бўлади (1.9-расм). Манتيқий схеманинг мураккаблиги генерацияланаётган коднинг кўринишига боғлиқ бўлади.

Рекурент чизиқли максимал узунликдаги псевдотасодифий кетма-кетликда даврга жойланувчи элементлар сони N , $(2^n - 1)$ қиймат билан аниқланади, бунда n — суриш регистридаги разрядлар сони. Масалан, $n = 10$ да $N = 1023$.



1.9-расм
18

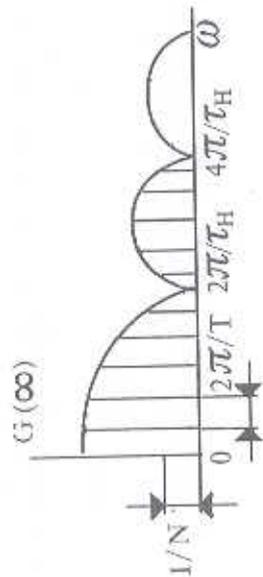


1.10-расм

Псевдотасодифий кетма-кетликда (M — кетма-кетликда), айниқса N нинг катта қийматларида ихтиёрий сон ± 1 кетма-кетлигини амалга ошириш хусусиятига яқин бўлади.

Псевдотасодифий кетма-кетликдаги автокорреляцион функция (A_{kf}) ҳам даврий хусусиятга эга бўлади. 1.10-расмда нормallasштирилган автокорреляцион функция (A_{KF}) тасвирланган. Автокорреляцион функциянинг даври $T = N\tau_n$. A_{KF} нинг кўриниши псевдотасодифий кетма-кетликнинг кўриниши билан аниқланади.

M — кетма-кетликда, автокорреляция функцияси қиймати $1/N$ га тенг бўлган ён қолдиқлари бўлади. Псевдотасодифий кетма-кетликдаги спектрда бошқа даврий функциялар каби автокорреляцион функция 1.11-расмда кўрсатилганидек, дискрет (узлукли) кўринишда бўлади.



1.11-расм
19

Спектрнинг полова кенлиги псевдотасодифий кетма-кетлик элементларнинг узунлиги, унинг такрорланиш даври ва ён спектрал ташкил этувчиси билан аниқланади. Спектрнинг полова кенлигининг ўзгармас ташкил этув-чиси эса N -бўлиб, у псевдотасодифий кетма-кетликнинг базасига боғлиқ бўлади.

Элитувчи частота билан манипуляцияланган фазалар даврий псевдотасодифий сигнал ҳосил қилади. 1.12-расм-да фаза манипуляцияланган псевдотасодифий сигнал кўри-ниши берилган бўлиб, у қуйидаги ифода билан ёзилади:

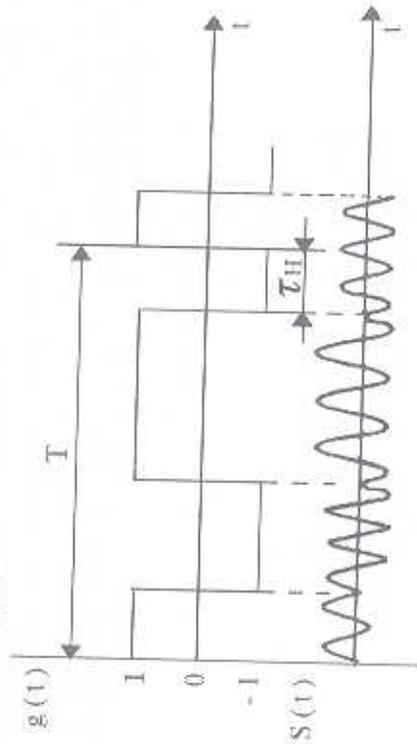
$$s(t) = a_0 \sin[\omega_0 t + 0.5\pi g(t) + \varphi(t)], \quad (1.15)$$

бу ерда a_0 — ўзгармас амплитуда; ω_0 — элитувчи частота-си; $\varphi(t)$ — сигналнинг тасодифий ўзгарувчан фазаси.

Псевдотасодифий кетма-кетликнинг даврийлигини эътиборга олиб, уни қуйидаги кўринишда ёзиш мумкин:

$$g(t) = \sum_{k=-1}^1 v_k \text{rect} \left[\frac{t - (k-1)\tau_u}{\tau_u} \right], \quad (1.16)$$

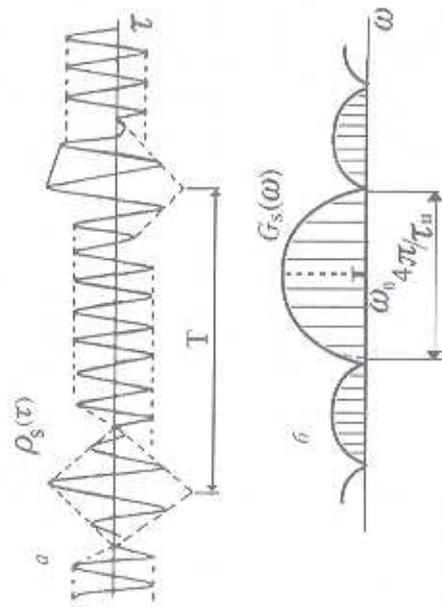
бу ерда $\text{rect}(t/\tau_u)$ — тўғри бурчакли импульс функциясининг ифодаси бўлиб, $(0, \tau_u)$ оралиқда бирлик амплитудага эга, $v_k \pm 1$ — қийматларга эга бўлган псевдотасодифий элемент кетма-кетлиги.



1.12-расм

1.13 а-расмда элитувчи частотага тенг бўлган автокор-реляцион функциянинг фаза манипуляцияланган псевдо-тасодифий сигнал оғмаси кўрсатилган. Фаза манипуляция-ланган псевдотасодифий сигнал псевдоихтиёрый сигнал спектрининг кўринишига эга бўлиб, фақат элитувчи час-тота томон силжитган ҳолатда бўлади (1.13 б-расм). Эли-тувчи частотага мос қисмининг ташкил этувчиси амалда қисқа бўлиб, унинг қиймати максималнинг $1/N$ қисмини ташкил этади. Дискрет (узлукли) сигналларни узатиш учун минимал ўзаро корреляцияланган сигналлар функцияси йигиндисига эга бўлиш мақсадга мувофиқ бўлади.

Бушай сигналлар йигиндисиси турли шифда псевдота-соидифий кетма-кетликда мумкин бўлган ҳолатлар сонини 2 дан q гача сигналлар сонини берилган шифф учун (2^{q-1}) дан (q^{q-1}) гача оширишга имконият беради, бу ерда $q = 1, 2, \dots$. Псевдотасодифий кўп сатҳли кетма-кетлик ($q = 3, 4, \dots$) кўпинча частота манипуляцияли (ЧМ) ти-зимларда қўлланилади. Узлукли (дискрет) ЧМ сигналлар (ДЧМ)нинг ҳар бир элементли кенлиги частота қадамига тенг бўлган частота-вақт матрица кўринишида берилиши мумкин (1.14-расм). Одатда $\Delta\omega \sim 2\pi/\tau_u$ танлаб олинади ва



1.13-расм

вақтда бир неча хил кўп сатғли кагга кувватга эга бўлган псевдотасодифий кетма-кетлик аниқланган бўлиб, улар туфайли эффектив сигнал узатувчи манипуляцияли радиотехник тизимлар қуриш имкониятлари пайдо бўлди.

1.4. Радиотехник тизимларда сигнал узатишдаги халақитлар

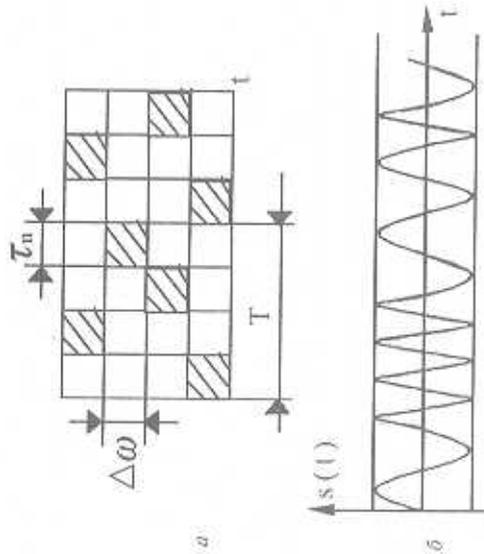
Радиоканалларда сигналларга халақитлар таъсир этиб, сигнални қабул қилишни қийинлаштиради. Халақитлар таъсирининг характерга эга бўлиб, уларни тўлиқлигича йўқ қилиб бўлмайди. Келиб чиқishi жиҳатидан халақитлар турлича бўлади. Улар ичида энг кўп тарқалган атмосферадаги электр жараёнлари билан боғлиқ бўлган атмосфера халақитларидир. Бу халақитлар таъсири айниқса узун ва ўрта тўлқинларда кўпроқ сезиларли бўлади.

Турли хилдаги электр ускуналари таъсирида, электро-двигатель, автомобилларнинг ёқиш тизими, тиббиёт электржиҳозлари ва ҳоказолардан индустриал халақитлар содир бўлади. Радиолинияларнинг иш фаолиятларига иш-лаб турган радиожихозлар сонининг ортishi ҳам таъсир кўрсатади. Сигналларнинг бузилиши оқибатида — радио-узатиш частоталарининг ностабиллиги натижасида каналларда ноқизиқ жараёнлар ҳосил бўлади.

Ихтиёрий радиотизимлар учун хос халақитлар: радиожихозларнинг ички шовқинлари қабул қилувчи-қучайтирувчи асбоблардаги зарядларнинг ҳаракатидан содир бўлади. Ушбу шовқинлар, айниқса ультракисқа тўлқинда ишлайдиган радиотизимларда кўпроқ сезилади. Бу диапазонда космик халақитлар ва бошқа Ерга тегишли бўлмаган объектларнинг масалан, қуёшдаги электромагнитик жараёнлар таъсирлари ҳам боғлиқ бўлади.

Халақитларнинг сигналларга таъсири бўйича аддитив ёки мультипликатив бўлади. Аддитив халақит аралашма $r(t)$ да сигнал $s(t)$ билан қуйидагича қўшилади:

$$r(t) = s(t) + y(t) \quad (1.17)$$



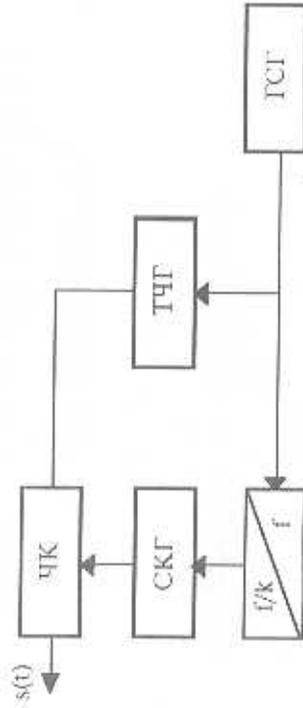
1.14-расм

ҳамма элементлари ДЧМ сигналнинг бир даврида бир мартадан ортiқ такрорланмайди.

1.14 а-расм чизмасидан матрицага монанд ДЧМ сигнал диаграммаси 1.14 б-расмда тасвирланган. Ушбу кўри-нишдаги сигнални ҳосил қилиш учун қуйидаги 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_g/k — частота блоки.

Дискрет частота манипуляцияланган сигналнинг бази-си $B = L\Delta f$ дан аниқланади, бу ерда $\Delta f = \Delta\omega/2\pi$. Ҳозирги



1.15-расм

Мультипликатив ҳалақит эса сигналга кўпайтма ҳолатида бўлади:

$$r(t) = \mu(t) \cdot s(t). \quad (1.18)$$

Реал каналларда ҳар иккала турдаги ҳалақитлар ҳам мавжуд бўлади.

Узатувчи ва қабул қилувчи қурилма пунктларининг ўзгариши радиотўлиқин тарқалаётган муҳитнинг тасодифий ўзгариши натижаларида сигнал параметрларининг бузилишига олиб келади. Ушбу ўзгариш амплитудалар, фазалар, сигнал частоталарининг тасодифий ўзгаришларида намойён бўлади.

Умумий ҳолда сигнал ва ҳалақит йитиладиси қуйидагича ифодаланиши мумкин:

$$r(t) = \mu(t)A(t - \varphi) \cos[\omega_0(t - \tau) + \psi(t - \tau) + \varphi(t)] + n(t) + y(t), \quad (1.19)$$

бу ерда $A(t)$ ва $\psi(t)$ — сигналнинг модуляция қонунини ифодаловчи вақт функцияси.

$\mu(t)$ ва $y(t)$ — ҳалақитларнинг мультипликатив ва аддитив ташкил этувчилари.

$n(t)$ — қабул қилгичнинг ички шовқинидан ҳосил бўлган аддитив ҳалақит.

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

$n(t)$ — ҳалақит, Гаусс тасодиф жараёнига эга бўлиб, флукутациялидир. Унинг спектрал зичлиги кенг частота diapазонида қуйидагича аниқланади:

$$G_n(f) = 0.5 kT^k = 0.5 N_0, \quad (1.20)$$

бу ерда $k = 1.38 \cdot 10^{23}$ Ж/К — Больцман доимийси, T^k — шовқиннинг абсолют ҳарорати, $N_0 = kT^k$ — шовқиннинг бир томонлама спектрал зичлиги.

Жараённинг ўртача қийматини нолга тенглаштириб, корреляцион функция спектрал зичлигини Фурье ўзгаришининг (1.20) тенгламасидан аниқлаш мумкин:

$$R_n(t) = \langle n(t)n(t + \tau) \rangle = 0.5 N_0 d(\tau). \quad (1.21)$$

Бу ердаги бурчак қавси $\delta(\tau)$ — дельта — функциясининг ўртача статик операциясини ифодалайди.

Аддитив $y(t)$ ҳалақит ўзининг характери бўйича узлуксиз ёки импульсли бўлиши мумкин. Узлуксиз ҳалақитлар одатда тор полса спектрига эътиборли бўлиб, ташқи радиостанциялар таъсирида содир бўлади. Импульсли ҳалақитларнинг полса кенглиги одатда қабул қилгичнинг полса ўтказгичидан катта бўлади. Сигнал узатиш радиотехник тизимларида кўп станцияли ва кодли бўлинишда бир вақтда бир нечта станция таъсири характериlidir. Бундай ҳалақитлар структураси радиотизимларида қўлашмилади-ган сигналлар структурасига ўхшаш бўлади.

1.5. Радиотехник тизимларда сигнал узатишининг асосий таснифлари

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

Узатиш сифати қабул қилинган сигналнинг қай ларажада ҳалақитлар таъсирида бузилишига боғлиқдир. Агарда радиотехник тизимларда сигнал узатиш тўғри лойиҳалаштирилган бўлса, яъни РТС жиҳозининг талаб даражасидати чидамлилигига жавоб берса, ҳалақитдан бошқа сабаблар ҳисобга олинмайди. Жиҳоз чидамлилиги ишлатилиш шарт-шароитлари, лойиҳа-технологик ўлчамлари билан таъминланади. Шундай қилиб, радиотехник тизимларда сигнал узатишда унинг сифатини ҳалақитларга қарши чидамлилигидан аниқлаш мумкин.

Радиотехник тизимларда сигнал узатишда ҳалақитларнинг салбий таъсирига чидамлилиги ҳалақитга қарши чидамлилиги дейлади. Қабул қилинган сигналнинг узатишган сигналга мослиги унинг аниқлиги дейлади. Сигналнинг характерига қараб турли миқдорли аниқлик ўлчовлари қўлашмилади. Узлуксиз сигналлар узатилаётганда аниқлик йўқотилиш қиймати ёки таваккаллик $C_p(\lambda, \lambda^*)$ билан аниқланади. Ҳалақит тасодифий бўлганлиги учун таваккаллик қиймати сигнал ва унинг баҳоси λ^* га боғлиқ ҳолда тасо-

диффидир. Шунинг учун ўртача йўқотиш ёки ўртача таваккаллик $\langle C_{II} \rangle < C_{II}$ киритилади:

$$\langle C_{II} \rangle = \int_{-\infty}^{\infty} d\lambda \int_{-\infty}^{\infty} c(\lambda, \lambda^*) w(\lambda, \lambda^*) / d\lambda^*, \quad (1.22)$$

бу ерда $w(\lambda, \lambda^*)$ — қабул қилинган λ^* ва узатилган λ сигналларнинг биргаликдаги эҳтимоллик зичлиги.

Одатда $\epsilon = \lambda - \lambda^*$. Бундан ўртача таваккаллик

$$\langle C_{II} \rangle = \int_{-\infty}^{\infty} C_{II}(\epsilon) w(\epsilon) d\epsilon. \quad (1.23)$$

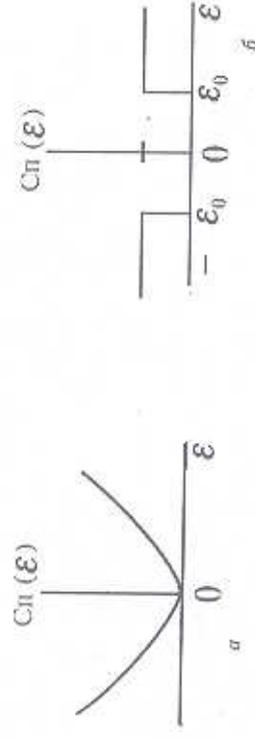
Йўқотиш функцияси $C_{II}(\epsilon)$ турлича танланиши мумкин. Лекин у умумий талабларни қониқтириши шарт: йўқотиш қиймати нолдан хатолликда минимал бўлиши керак, зеро йўқотиш қиймати хатоллик белгисига боғлиқ бўлмайди.

Баъзи бир мумкин бўлган йўқотиш функцияларини ва мос равишда ўртача таваккалликни кўриб чиқайлик.

Квадратик йўқотиш функцияси: $C_{II}(\epsilon) = \epsilon^2$ бўлади (1.16, а-расм). Ўртача таваккаллик бунда ўртача квадратик хато-ни аниқлайди:

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

Келтирилган критерийга мувофиқ, ўртача квадратик хатоллик минимум бўлса, тизим яхши дейилади.



1.16-расм

Олдий йўқотиш функцияси $C_{II}(\epsilon) = 1 - \text{rect}((\epsilon + \epsilon_0)/2\epsilon_0)$ (1.16, б-расм). Бунда ўртача таваккаллик берилган даражадаги эҳтимоликдан ортиб кетиши билан ҳисобланади: $\epsilon_0 P(|\epsilon| \geq \epsilon)$. Ушбу критерийга биноан агарда энг кичик эҳтимоликни таъминласа $P(|\epsilon| \geq \epsilon_0)$ тизим яхши ҳисобланади.

Умумий ҳолда хатоллик $\epsilon(t)$ тасодифий жараён бўлганидан қабул қилинган сигнални узатилгандаги фарқини ўлчаш учун қуйидаги ифодадан фойдаланилади:

$$\bar{\epsilon}^2 = 1/T \int_0^T [\lambda(t) - \lambda^*(t)]^2 dt, \quad (1.25)$$

бу ерда T — вақт бўйича ўрташтирилган оралик.

Агар сигнал $\lambda(t)$ — ностационар жараён бўлса, ўртача хатоллик вақт функциясида бўлади $\langle \epsilon^2(t) \rangle$.

Сигналларни дискрет (узлукли) узатишда, сигнални узатишни миқдорий баҳолаш учун хатолликнинг такрорланиш тезлиги, яъни хато қабул қилинган сигналнинг умумий узатилган сигнал сонига нисбати билан $M_{\text{ум}} : K_{\text{х}} = M_{\text{хато}} / M_{\text{ум}}$ аниқланади.

Узатиш вақти чегараланган ҳолда хатоллик коэффициентини $K_{\text{хат}}$ тасодифий бўлиб, шу вақтга боғлиқдир.

Амалда алоқа сеанси элемент кенглигидан бир неча баробар кичик ва x_0 — қиймаг узатиш жараёнида статик таснифлари ўзгармас бўлганда, бирор сигнал P_i элементи хато қабулининг эҳтимолидан фарқли бўлади. Шунинг учун радиотехник тизимларда сигналларни узлукли узатишда эҳтимолик P_i ёки ҳар қандай ушбу эҳтимоликнинг монотон функцияси эҳтимоликнинг миқдорий ўлчами бўлади.

Сигнал узатишнинг радиотехник тизимларида P_e эҳтимолик умумий бўлган ўртача таваккаллик критерийси билан баҳоланишига ишонч ҳосил қилиш мумкин. Хатолликдан ҳам, агар ҳар бир M хато ҳолатининг i — нчиси, дискрет сигнал қабул қилишда таваккаллик қиймати C_{II} $i = 1, M$ бўлса, эҳтимоликнинг P_i i -нчи ўртача таваккаллиги қуйидагича ёзилади:

$$\langle C_{II} \rangle = \sum_{i=1}^M C_{II} P_i. \quad (1.26)$$

Иккиланган (бинар) тизим учун $M = 2$ ва ҳар хил йўқо-тишда $C_n = 1, i = 1, 2$, бунда

$$\begin{aligned} <C_n> = P(x_1) P(x_1^* = x_2/X = x_1) + P(x_2) P(x_2^* = x_1/X = x_2). \end{aligned} \quad (1.27)$$

Бу ерда $P(X = x_i), i = 1, 2$, — символлар $X = x_1$ ва $X = x_2$ ларни априор эҳтимоллиги.

Агар ушбу эҳтимолликлар тенг бўлса, унда

$$\begin{aligned} <C_n> = 0.5 [P(X^* = x_2 | (X = x_1)) + \\ + P(X^* = x_1 | X = x_2)] = P_e. \end{aligned} \quad (1.28)$$

яъни ўртача таваққаллик символни хато тасвирлашда тўлиқ эҳтимоллик билан мос тушади.

(1.2) — тенгламадан критерий бўйича энг яхши тизим деб хатоллик P_e нинг энг кичик эҳтимоллиги таъминланганга-нига айтилади.

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

Бир секундада узатилган элементлар сонининг уздукли сигналда техник тезлиги (манупуляция тезлиги) дейилади.

$$R = 1/T, \quad (1.29)$$

бу ерда T — бир элементни уздукли сигналда узатиш кенглиги.

Бир секундада радиотизимда узгувчидан қабул қилинча этиб келган сигнал миқдори сигнал тезлиги дейилади. Ахборий тезлиги иккиламчи сон миқдорида (бит) секундига ўлчанади. Умумий ҳолда ахборий тезлик техник тезлик билан мос бўлмайди, чунки у манупуляция тезлиги, алоқа каналининг тури, сигнал ва ҳалақит турларига ҳам боғлиқдир.

Аналогли (уздуксиз) сигнал узатиш тизимларида узатишнинг максимал тезлиги бир вақтнинг ўзида узатиладиган телефонда гапашиншлар, радиоэшиттириш ва телевизион эшиттиришлардаги канал хатолликлар ва сигнал бузилишлари киритилмагандаги ҳолатда аниқланади.

Радиотехник тизимларда сигнал узатишнинг асосий ўлчамларидан бири сигналнинг кечикишидир. Узатилган сигнал қабул қилгичда қайта тикланиб, уни узатилган вақтдан, қайта тикланган вақтларининг максимал ординига сигналнинг кечикиши дейилади. Кечикиш узаткичда ва қабул қилгичда сигнални қайта ишлаш вақтлари ҳамда радиотизимнинг узқлигига 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 кўрсаткичлардан ташқари, радиотехник тизимларда сигнал узатиш радиотизимининг яширинлиги тизимга кириб бориш эҳтимоли, массаси, жиҳознинг геометрик ўлчамлари, нархи ва эксплуатацион харажатлари билан ҳам характерланади.

Радиотизимнинг яширин ишлаш эҳтимоли узатилаётган сигнални аниқлаш эҳтимоли билан аниқланади, яширин-танлик сигналнинг спектрал зичлик даражасига боғлиқ спектрал зичлиги қанчалик кичик бўлса ишлаш эҳтимоли ҳам кичик бўлади. Шу муносабат билан радиотизимларда энергетик яширишчанлик тушунчаси ҳақида гапирилади. Радиотехник тизимларда ахборот узатишнинг юқори энергетик яширишчанлигини мураккаб сигналлар ёрдамида амалга оширилиши ҳақида (1.3)да ҳам кўрсатилади.

Ташқи кузгувчилар томонидан узатилаётган сигналларни аниқлаш учун авваламбор, сигналнинг тузилишини аниқлашга вақт сарфланади. Шунинг учун шовқинга ўхшаш мураккаб сигналларнинг қўлланилиши аниқлаш жараёнини қийинлаштиради ва сигнал узатиш радиотехник тизимларини кўпроқ яширин ишлашга олиб келади.

Сигнал узатиш радиотехник тизимларида яширин ишлаш, шу билан биргаликда тизимга руҳсат этилмаган кириш эҳтимоли коммерция алоқа тизимларига мансубдир.

Сигнал узатиш радиотехник тизимларида қуйидаги кўрсаткичларни ҳисобга олиш зарур: жиҳознинг массаси, ўлчами, нархи ва эксплуатация учун РТС сарфи, унинг ишлаш шароити, қандай мақсадда ишлашга мўлжалланганлиги, тизимнинг техник амалга оширилиши, уларнинг конструктив лойиҳаланиши.

1.6. Радиоолоқа тизимидаги муҳандислик ҳисоби

Ҳисоб учун қуйидагилар берилди: узатишнинг эҳтимоллиги, радиотехник тизимда узлуksиз сигнал узатишда ўртача квадратик хато ёки узлуksли (дискрет) сигнал узатишда рухсат этилган символли хато; радиоолоқа тизимининг таъсир доираси (узунлиги); радиоканалнинг кўрилиши, радиосигналнинг тарқалиши билан ифодаланувчи, халақитлар кўрилиши ва ҳ. к.

Радиоолоқа тизимининг муҳандислик ҳисоби унинг асосий ўлчамларини аниқлашда энергетик жиҳатдан ёндошишга асосланган.

Дискрет (узлуksиз) сигналларни радиотехник тизимларда узатишда тўғри тўлқин билан эркин тарқалаётган, статик тавсифлари узатишда ва қабул қилишда маълум бўлган ҳисоблаш услубини кўриб чиқамиз.

Қабул қилгичнинг кириш қисмидаги сигналнинг қуввати радиоолоқанинг узоқлик тенгламасидан аниқланади:

$$P_C = P_{\text{нур}} \gamma_E G_{\text{ан}} S_D / (4\pi D^2), \quad (1.30)$$

бу ерда $P_{\text{нур}}$ — узатгичдан нурлангирилган сигнал қуввати, $G_{\text{ан}}$ — узатгич антеннасининг йўналтириш коэффициенти, S_D — қабул қилувчи антеннанинг эффектив майдони, D — қабул қилгич билан узатгичнинг орасидаги масофа, γ — радиоканалда сигнал энергиясининг камайишини ҳисобга олувчи коэффициент, γ_E коэффициент α_n — сўниш коэффициентига боғлиқ бўлиб, ютилиш сарфи билан аниқланади:

$$\gamma_E = \exp(-0.23 \alpha_n D), \quad (\text{ДБ/км}) \quad (1.31)$$

α_n — сўниш, тебраниш частоталари ва муҳитнинг хусусиятларига боғлиқ;

$J_0 \approx 10 \text{ Гц}$ учун метеорологик шароитга қараб, атмосферадаги ютилиш сарфи $\alpha_n = 10^{-2} - 1 \text{ ДБ/км}$, $f_0 \approx 2.5 \text{ ГГц}$ да ютилиш 5 баробар камаяди.

Радиотизимда асосий халақитлардан флукувацион шовқин ёки бошқа флукувацион турдаги халақитларни асосийси деб, $N_p(f)$ — халақитларнинг натижавий спектрал

зичлиги аниқланади. Сигнал спектрининг Δf_3 оралигида халақит қуввати

$$P_{\text{ш}} = N_p \Delta f_3, \quad (1.32)$$

бу ерда

$$N_p = 1 / \Delta f_3 \int_{f_0 - \Delta f_3 / 2}^{f_0 + \Delta f_3 / 2} N_p(f) df, \quad (1.33)$$

— қабул қилгичнинг кириш қисмидаги халақитлар йигиндисининг ўртача спектрал зичлиги.

Агарда қабул қилгичнинг ички шовқини унинг асосий халақити бўлса, халақитнинг спектрал зичлиги $N_p = N_0$ (1.20 га қаранг) бўлади. (1.30) ÷ (1.32) тенгламаларни эътиборга олиб, қабул қилгичнинг кириш қисмида сигнал/шовқин нисбатни қуйидагича ёзамиз:

$$(P_C / P_{\text{ис}})_{\text{кир}} = \frac{P_{\text{нур}} G_{\text{ан}} S_D}{4\pi D^2 N_p \Delta f_3} \exp(-0.23 \alpha_n D). \quad (1.34)$$

Бир бирлик иккиламчи сигнални узатишда, талаб этилган эҳтимоллик хатони таъминлаш учун энергиялар нисбати $E = P_{\text{нур}} T$ сигналнинг N_p шовқинининг спектрал зичлигига нисбати билан аниқланади:

$$q_{\text{тэ}} = 2E / N_0 = (P_C / P_{\text{ш}})_{\text{тэ}} T \Delta f_3. \quad (1.35)$$

Бунда талаб этилган қабул қилгич кириш қисмида сигнал/шовқин нисбати қуйидагича аниқланади:

$$(P_C / P_{\text{ш}})_{\text{тэ}} = q_{\text{тэ}} / (T \Delta f_3).$$

Лекин қабул қилишнинг реал шарт-шароитларини ҳисобга олиб, сигнал шовқин қувват нисбати бирмунча захира билан олинади:

$$(P_C / P_{\text{ш}})_{\text{тэ}} = \gamma_3 q_{\text{тэ}} / (T \Delta f_3). \quad (1.36)$$

Бу ерда — γ_3 — шовқинга қарши чидамликни ҳисобга олувчи захира коэффициенти; синхронлаштиришнинг бир хилда эмаслиги, интерференцион бузилишлар ва ҳ.к. Бу

сигнал/шовқин нисбатини $3 \div 10$ ДБ захира билан ҳисоб-га олса бўлади.

Сигнал узатишнинг ҳалақитларга чидамлилиги талаб этилган даражадан кам бўлмаган ҳолатни таъминлаш учун қуйидаги шарт ўринли бўлади:

$$(P_c / P_{\text{ш}})_{\text{кит}} \approx (P_c / P_{\text{ш}})_{\text{тв}} \quad (1.37)$$

Симметрик узлукли каналда сигнал узатишнинг реал тезлиги (кичик эҳтимоллик ҳатolikда 2.2-да бундай канал тавсифи берилган) қуйидаги формуладан аниқланади:

$$R = \gamma R (\log n) / T_s \quad (1.38)$$

бу ерда n — қўлланилаётган коднинг асоси; $\gamma R < 1$ — 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 қуйидагича ёзамиз:

$$\frac{P_{\text{ш}} \gamma R \Delta \beta}{4\pi D^2 N P} \exp(-0.23\alpha_{\text{т}} D) \geq \frac{\gamma \sigma_{\text{т}} R}{\gamma R \log n} \quad (1.39)$$

Ушбу нисбатни радиотизим ҳисобида берилган қий-маг сифатида қараш мумкин. Бунинг асосида сигнал уза-тиш радиотехник тизими ўлчамларининг оптимал қий-матларини ташлаш имконияти содир бўлади.

2. ДИСКРЕТ СИГНАЛЛАРНИ УЗАТИШ ВА ҚАБУЛ ҚИЛИШ УСЛУБЛАРИ

2.1. Дискрет сигналлар манбаларининг ахборий тавсифи

Сигналлардаги информация сони, сигналлар ортқ-лиги, энтропия ва сигнал манбасининг самарадорлиги, информация узатиш тезлиги ва каналнинг ўтказиш қоби-лияти ахборий тавсиф қаторига киради.

Дискрет сигналлар манбаси $x_i \in X$, $i = 1, K$ белгилар-дан ташкил топган M туб сонини ишлаб чиқаради. Ман-банинг Халифбе ҳажмини M билан белгилаш мумкин. Агар-

да ҳар бир сигнал n белгиларини ўз ичига олган бўлса, у ҳолда n узунликдаги турли сигналлар сони $N = K^n$ миқдор билан аниқланади. Бу миқдор дискрет сигнал манбаси ҳақида фикр юритишга имкон берса-да, лекин унинг n ва N даражали табияти ноқулайдир. 1928 йилда Р. Картли информация миқдорининг $I = \log N = n \log K$ логарифмик ўлчовини киритди. Бироқ бу ўлчов сигналлар шакллани-шининг тасодифий характерини акс эттирмайди.

1946 йилда К. Шеннон сигналларда информациялар миқ-дори билан белгиларнинг пайдо бўлиши эҳтимолини боғ-лашни таклиф қилди. Агарда алифбенинг ҳамма белгилари-нинг пайдо бўлиш эҳтимоли бир хил бўлса, у ҳолда бир белги ердамида кўчирилмаган информациялар сони $I_1 = \log K$. Мономики, $P = 1/M$ белгиларнинг пайдо бўлиш эҳтимоли экан, у ҳолда $M = 1/P$. M нинг бу қиймати $I_1 = -\log P$ ни бе-ради. Шундай қилиб, олинган нисбат бир белгини кўчирув-чи сигнал сони билан шу белгини пайдо бўлиш эҳтимолини боғлайди. Амалий сигналларда $P(x_i)$, $x_i \in X$ эҳтимоллар тур-личасир, шунинг учун x_i белгини кўчирувчи информация-лар сони. Сигнал манбасининг бир белгисига мос келувчи информациянинг ўртача миқдори $H(X)$ алифбенинг бор ҳажми бўйича ўртача ҳисоб олиш муомаласини қўллаш йўли билан олинади:

$$H(X) = -\sum_{i=1}^K P(x_i) \log P(x_i). \quad (2.1)$$

(2.1) ифода дискрет сигналлар манбасининг энтропия сифатини аниқлайди ва манба фаолиятида ноаниқлик ўлчови ҳисобланади. Энтропия қанчалик катта бўлса, ўрта ҳисобда у ёки бошқа сигнал пайдо бўлишининг ноаниқ даражаси шунча катта бўлади. Сигнал қабул қилингани-дан сўнг ноаниқлик йўқолади. Демак, информация миқ-дорини ноаниқликни камайтирувчи ўлчов сифатида кў-риш мумкин.

Энтропиянинг асосий хусусиятлари қуйидагилардан иборат [7]:

1. Агарда сигнал дастасидан биргина сигнал 1 га тенг бўлган эҳтимол билан узагилиб, қолганлари 0 га тенг

эҳтимолга эга бўлса у ҳолда, у нолга тенг бўлади ва энтропия манфий бўлмайди.

2. Энтропия аддитив — бу шунини билдирадики, манбалар энтропияси йиғиндиси “катталаштирилган” сигнал манбасини ҳосил қилади.

3. “ K ” хилма-хил сигналларни ўз ичига олган даста учун $H(X) \leq \log K$ ифодали нисбат ўрнини эгаллайди. Шу билан бирга тенглик фақат ҳамма сигналлар ўзаро тенг эҳтимол ва бир-бирига боғлиқ бўлмаган ҳолда узатишгандагина бошланади. К сонини алифбе ҳажми дейишди.

Биринчи ва иккинчи хусусиятлар (2.1) ифодадан келиб чиқаши. Учинчи хусусиятнинг ҳаққонийлигини исботлаймиз.

Агарда хабар бир-биридан статистик мустақил (хотирасиз манба) узатилса, у ҳолда:

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

Бундан $\ln x \leq x - 1$ тенгсизликни эътиборга олиб

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

Тенглик $KP(x_i) \times 1$ бўлгандагина ўринли бўлади ва учинчи хусусиятни исботлайди.

$K = 2$ бўлган ҳолда иккиламчи хотирасиз манбани кўрамиз. Бу ҳолда энтропия $P(x_i) = P(x_2) = 0.5$ қийматларда ўз максимумига эришади ва $\log 2 = 1$ бит. га тенг.

Манба энтропиясининг $P(x_i) = 1 - P(x_2)$ эҳтимолга боғлиқлиги 2.1-расмда келтирилган.

Сигнали оддий Марков занжири ҳосил қилувчи манба учун ҳар бир x_i сигнал эҳтимолини, агарда олдинги узатишган x_i ахборот маълум бўлса аниқлаш мумкин. Бу ҳолда манба энтропияси қуйидаги ифода билан аниқланади:

$$H(X) = \sum_{i=1}^k P(x_i) P(x_i | x_i) \log P(x_i | x_i). \quad (2.4)$$

П

Бунда $P(x_i | x_j)$ — агарда аввали маълумот x_j бўлса, K маълумотни узатиш шарти эҳтимоли; $P(x_i) = x_i$ ни узатиш мутлақ эҳтимоли.

Агарда алифбе ҳажми ва сигналнинг мутлақ эҳтимоли бир бўлганида боғлиқ ахборотлар манба энтропияси ҳамма вақт мустақил ахборотлар манба энтропиясидан кичик бўлади. Алифбенинг мустақил ҳарфларини ўз ичига олган ва шу ҳарфлардан тuzилган сўзлар манба энтропиясини солиштириб, юқоридаги фикрга ишонч ҳосил қилиш мумкин.

Манба томонидан ишлатилмайдиган ҳамда шу алифбеда энтропиянинг мумкин қадар максимал қийматига K алифбе ҳажми билан k манба ортиқлиги деб айтилади:

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

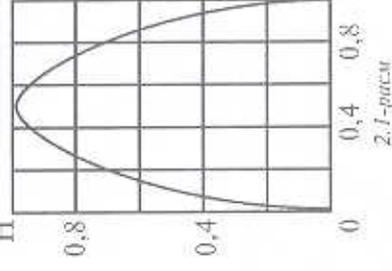
Бир ёки бошқа-бошқа манбаларда ахборотлар кетма-кетлигидаги боғлиқ энтропиянинг камайишига ва манба ортиқлигининг қўлайишига олиб келади. Мисол учун манба K ахборот ишлаб чиқарса, ахборотнинг n кетма-кетлигида маълумотнинг максимум қиймати, қуйидагига:

$$-n \sum_{i=1}^k \log \frac{1}{K} = n \log K, \quad (2.6)$$

тенг, бу ҳамма сигналлар тенг эҳтимоли ва бир-бирига боғлиқ бўлмаган ҳолатга тўғри келади. Агарда сигналларнинг пайдо бўлиш эҳтимоли ҳар хил ва сигналларнинг ўзаро таъсири мавжуд бўлса, маълумот миқдори камайди.

Манбани баҳолаш мақсадида унинг унумдорлиги тушунчаси киритилади. Белгиланган тезликда ва ҳар бир белги учун T вақт сарфловчи манба бераётган маълумотнинг ўртача миқдори манбанинг унумдорлиги $H(X)$ ни аниқлайди (бит/с):

$$H(X) = H(X) / T. \quad (2.7)$$



Баъзи манбаларда унумдорликни T катталикини ўзгартириш йўли билан тартибга солиш мумкин. Бундай манбага радио-телеграф тармоғи орқали узатишга тайёрланган матн мисол бўлади.

2.2. Дискрет каналнинг сигнал ўтказиш қобилияти

Маълумот узатишда сигнал каналларнинг қобилиятини ўлчаш мақсадида каналларнинг ўтказиш қобилияти тушунчасидан фойдаланилади. Чунончи, "С" каналнинг ахборот ўтказиш қобилияти (бит/с) вақт бирлиги ичида канал бўйича узатиб бўладиган маълумотнинг максимал миқдори билан аниқланади.

"К" ҳажмли алифбедан вақт бирлиги ичида n белгилар узатилаётган дискрет канални кўрамиз. Ҳар бир белгини узатишда канал бўйича ўргача, қуйидаги миқдорда маълумот ўтади:

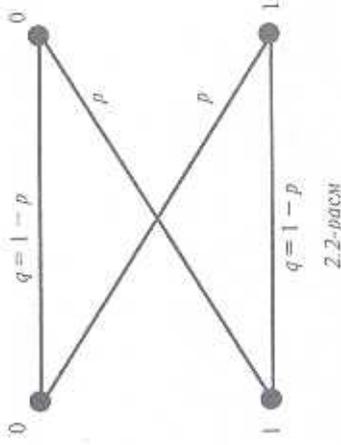
$$I(X, X^*) = H(X) - H(X|X^*) = H(X^*) - H(X^*|X) \quad (2.8)$$

бунда X ва X^* — канал кириши ва чиқишидаги тасодирий белгилар; $H(X)$ — дискрет сигнал манбаси ёрдамида аниқланувчи ва узатилаётган белги маълумотини баҳоловчи энтропия (бунда манба колдерни ўз ичига олади (1.1-расмга қаранг)); $H(X^*|X)$ — шартли эҳтимол $P(X^*|X)$ ёрдамида аниқланувчи, шартли энтропия:

$$H(X^*|X) = -\langle \log (1/P_{x_j^*|x_i}) \rangle. \quad (2.9)$$

Бу ерда бурчак қавслар статистик ўргача қиймат олиш операциясини билдиради.

Хотирасиз симметрик канални кўрамиз, бунда ҳар бир узатилган кодли белги P эҳтимоллик билан хато ва $(1-p)$ эҳтимоллик билан тўғри қабул қилиниши мумкин, аммо хато қабул қилинган ҳолда қабул қилиш томонида узатилган x_i белги ўрнига белги i қайд қилинади. Хотирасиз симметрик канал учун белгини хато қабул қилиш эҳтимоли олдин қандай белгилар узатилганлиги ва улар қандай қабул қилинганлигига боғлиқ эмас. 2.2-расмда иккинчи симметрик канал учун бир ҳолдан иккинчисига ўтиш эҳтимоли кўрсатилган.



Хотирасиз симметрик каналнинг ўтказиш қобилиятини ҳисоблаймиз, бунда бир ҳолдан бошқаларига ўтиш эҳтимолини қуйидаги нисбатда оламиз:

$$P(x_j^*|x_i) = \begin{cases} p/(K-1) & i \neq j \\ 1-p & i = j \end{cases} \quad (2.10)$$

Ўтказиш қобилияти "С" қуйидаги умумий ифода билан аниқланади:

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

Бунда максимумлаштириш кўп ўлчовли тақсимот $P(X)$ бўйича бажарилади. (2.10) муносабатини эътиборга олган ҳолда шартли энтропия (2.9) қуйидаги формула ёрдамида ҳисобланади:

$$\begin{aligned} H(X^*|X) &= -\langle \log \frac{1}{P(x_j^*|x_i)} \rangle = \\ &= p \log \frac{K-1}{p} + (1-p) \log \frac{1}{1-p}. \end{aligned} \quad (2.12)$$

(2.12) ифода, берилган ҳол учун $H(X^*|X)$ эҳтимол тақсимоти X га боғлиқ эмаслигини ҳамда фақатгина каналнинг ўтказиш эҳтимоли ёрдамида аниқланишини кўрсатади. Бу хусусият аддитив шовқинли каналнинг барча моделларига хосдир.

(2.12) ифодани (2.11) га қўйиб, қуйидаги ифодага эга бўламиз:

$$C = \max_{p(x)} \left[H(X^*) - p \log \frac{K-1}{p} - (1-p) \log \frac{1}{1-p} \right]. \quad (2.13)$$

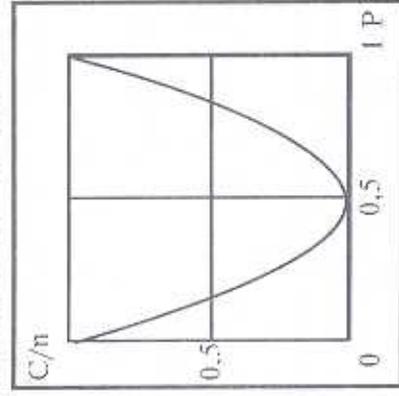
$P(X)$ эҳтимоллар тақсимотидан фақатгина $H(X^*)$ ифода боелиқ, шунинг учун буни максималлаштириш керак. (2.3) ифодага биноан $H(X^*)$ нинг максимал қиймати $\log K$ га тенг ва мустақил ҳамда тенг эҳтимолли белгилар ҳолатида амалга оширилади. Шундай қилиб, хотирасиз симметрик каналнинг ўтказиш қобилияти қуйидаги ифода ёрдамида аниқланади:

$$C = n \left[\log K + p \log \frac{p}{K-1} + (1-p) \log (1-p) \right]. \quad (2.14)$$

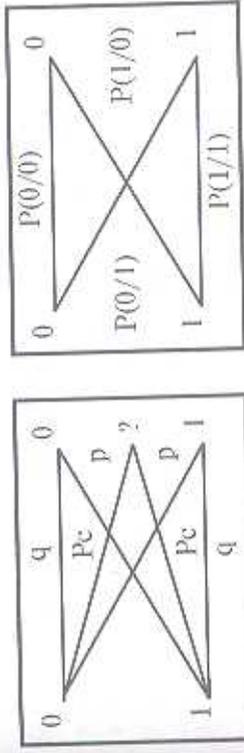
Иккиламчи канал ($K=2$) учун ўтказиш қобилияти ўзининг минимал қиймати $C=0$ га $P=0,5$ тенг ҳолатига эга, бу каналнинг узилишига мос келади. $P=1$ ва $P=0$ учун иккиламчи каналнинг ўтказиш қобилияти бир хил, бу эса $P=1$ да узатилаётган ҳамма белгиларнинг шовқинсиз каналга нисбатан инверсия билан тушунтирилади.

Қуйидагилар дискрет каналларнинг бошқа моделлари ҳисобланади: хотирасиз хотирадан ўчирувчи симметрик каналлар, яъни канал чиқишида алифбе қўнимча ($k+1$)-чи белгига эга, бу белги “?” белгиси билан белгиланиб, белгиларни билишида ноаниқлик шартида хотирадан ўчирилади. Хотирасиз симметрик бўлмаган канал, бунда хатолар эҳтимоли узатилаётган белгиларга боғлиқ.

Хотирали ва ноаддитив шовқинли канал (белгиларо интерференцияли канал), бунда хато эҳтимоли кўрилаётган белгига қадар узатилган белгиларга боғлиқ.



2.3-расм



2.4-расм

Каналнинг ўтказиш қобилияти К.Шенноннинг асосий кодлаштириш теоремалари ёрдамида очилашган каналнинг потенциал таърифларини аниқлайди. Бу теорема дискрет хабарлар манбасига қўлланилганда қуйидагича ифодланади. Агарда, хабар манбасининг унумдорлиги $H'(X)$ канал ўтказиш қобилияти C дан кичик бўлса:

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

ҳолда кодлаш усули (канал киришида хабарни сигналга тубдан ўзгартириш) ва қайта кодлаш (канал чиқишида сигналнинг хабарга тубдан ўзгартириш), бушда хато қайта кодлаш эҳтимоли ва мустақамлик $H(X|X^*)$ жуда кичик бўлиши мумкин. Агарда $H'(X) > C$ бўлса, у ҳолда юқорида қайд қилинган усуллар мавжуд бўлмайди.

Қандай кодлаш усули қўлланишидан қатъи назар, К.Шеннон теоремаси маълумотни хатосиз узатиш тезлигининг чегара қийматини белгилайди. Қабул қилинган сигнал бўйича ахборотни қайта тиклаш учун сигнал ахборот энтропиясига тенг бўлган шу ахборот бўйича маълумотга эга бўлиши керак. Шунинг учун сигнални тўғри узатиш маълумотни узатиш тезлиги манба унумдорлигидан кам бўлмаслиги лозим (сигнал ушлаб қолинадиган ҳолларда бу шарт бажарилмаслиги мумкин).

Идеал алоқа каналларида маълумот манбаи ҳар доим канал билан мослашган, яъни унинг унумдорлиги каналнинг ўтказиш қобилиятига тенг. “К” белгилли алифбедан фойдаланувчи ва бир хил T узунликдаги n белгидан ташкил топган сигнал ишлаб чиқарувчи манба унумдорлиги

$$H'(X) = (\log K)/T \quad (2.16)$$

га тенг бўлса, идеал канал учун

$$(\log K)/T = C = 1/T_0 \quad (2.17)$$

бунда T_0 — битта иккиламчи маълумот бирлигини узатиш учун кетадиган вақт.

Олинган ифода идеал каналда солиштирма бўсага сарфи $b_{\Delta f}$ ни белгилайди:

$$\beta_{\Delta f} = \Delta f_s / C = \Delta f_s T_0 = \Delta f_s T / \log K = B / \log K, \quad (2.18)$$

бунда $\beta_{\Delta f}$ — юқори частотаги сигнал спектри кенглигига мос бўлган қабул қилувчи қурилманинг эквивалент ўтказиш бўсагаси: B — сигнал базаси, $\beta_{\Delta f}$ га тесқари бўлган катталик, у узатишнинг солиштирма тезлигини ифодалайди (бўсага 1 Гц га мос келувчи бит/секунд сони). (2.18) ифодадан, алифбе асосини ошириш, $\beta_{\Delta f}$ нинг пасайишига оз таъсир қилади. Шунинг учун бўсага сони оз бўлганда ($\beta_{\Delta f} \ll 1$) одатда базаси $B = 1$ бўлган олдий сигналлар ишлатилади.

Базаси $B \gg 1$ бўлган мураккаб сигналлар солиштирма бўсага сарфи $\beta_{\Delta f}$ нинг орттишига олиб келади, аммо бунда қабул қилувчи қурилма киришида сигнал/шовқин муносабати кам бўлган шариотда ҳам қабул қилиш амалга оширилади. Ҳақиқатда, қабул қилувчи қурилма киришида сигнал энергияси E ни шовқиннинг бир томонлама спектрал зичлиги N_0 га нисбатан муносабатини кўрсатувчи энергиянинг солиштирма сарфи β_E деган тушунчани киритамиз. Шундай қилиб, қуйидаги ифодани ёзиш мумкин:

$$\beta_E = E/N_0 = P_c T_0 \Delta f_s / (N_0 \Delta f_s) = P_c B / (P_m \log K), \quad (2.19)$$

бу ерда P_c ва P_m — сигнал ва шовқин қувватлари.

Идеал каналда керакли сигнал/шовқин муносабатини (2.18) ва (2.19) ларни эътиборга олиб шундай ифодалаш мумкин:

$$P_c / P_m = \beta_E / \beta_{\Delta f} = \beta_E (\log K) / B. \quad (2.20)$$

Демак, сигнал базаси B мос равишда танланганда қабул қилувчи қурилма киришида керакли сигнал/шовқин муносабати кичик бўлиши мумкин. Бу ҳулоса мураккаб сигналларни қўллаш асосида маълумотларни узатувчи яширин радиотехник мажмуаларини яратиш имконияти борлигини тасдиқлайди.

2.3. Ўзгармас параметрли каналларда дискрет сигналларни оптимал қабул қилиш

2.3.1. Сигналларни когерент қабул қилиш

Ўзгармас параметрли канал шу билан ифодаланаяди, қабул қилувчи қурилма киришида сигнал ва шовқин аралаштириш $r(t)$ қуйидаги кўринишда бўлади:

$$r(t) = ks(t - \tau) + n(t), \quad (2.21)$$

бунда k ва τ — ўзгармас катталик, $n(t)$ — Гаусс аддитив шовқини, унинг модели сифатида ўртача қиймати нолга ва спектрал зичлиги N_0 га тенг бўлган оқ шовқин қабул қилинади. k ва τ нинг ўзгармас катталикларида уларни бундан буён мос равишда 1 ва 0 га тенг деб қабул қилиш мумкин.

Дискрет сигналларни шовқин фониди қабул қилиш статистик ёндашиш асосида ҳал қилинади, яъни M асосли код билан кодланган дискрет сигналларни узатишда, (O, T) вақт оралиғида амалий $S_i(t)$ сигнал ишлатилади. Бу амалий сигналлар, x_i код белгиларига мос келади: $i = 1, M$. (O, T) вақт оралиғи давомида қабул қилувчи қурилма киришига $r(t)$ тебраниш келиб тушади, бу тебраниш шовқин таъсири туфайли $S_i(t)$ сигналдан фарқ қилади.

Қабул қилувчи қурилма M имкониятли ўзаро ўрнини эгалловчи гипотезалардан бирини танлаши лозим:

H_1 — X_1 кодли белги узатилган, яъни $s_1(t)$ сигнал;

H_2 — X_2 кодли белги узатилган, яъни $s_2(t)$ сигнал;

H_M — X_M кодли белги узатилган, яъни $s_M(t)$ сигнал.

Бу гипотезалар орасида фақат биттаси ҳақиқий, қолганлари хатолир. Иккиламчи сигналлар ($M = 2$) учун мумкин бўлган вариантлар 2.1-жадвалда келтирилган.

Узатишган сигнал	Сигнал бўйича танланган гипотеза	
	$s_1(t)$	$s_2(t)$
$s_1(t)$	H_1 гипотеза тўғри	H_2 гипотеза хато
$s_2(t)$	H_1 гипотеза хато	H_2 гипотеза тўғри

Гипотезани танлаш қабул қилиш сифати бўйича ишлаб чиқилган, ошдандан белгиланган маълум бир қондлага асосланади.

Даставвал иккиламчи мажмуаларни кўраимиз. Қабул қилувчи қурилма киришида тебраниш $r(t)$ шовқиндан $n(t)$ ташқари, ёки $S_1(t)$, $S_2(t)$ сигнални ўз ичига олган бўлади. Сигнал мавжудлигини кўрсатувчи $p(S_1|r)$ апостериор (тажрибадан сўнгги) эҳтимолларни киритамиз. Апостериор эҳтимоллар $r(t)$ аралаш (O, T) оралигида тахлил қилинганидан сўнг шаклланиши мумкин. Гипотезаларни танлашда оқилона критерия сифатида $p(S_1|r)$ ва $(S_2|r)$ ларни солиштиришни кўриш мумкин: агарда $p(S_1|r)$ эҳтимол $p(S_2|r)$ эҳтимолдан катта бўлса, у ҳолда H_1 гипотезани танлаш лозим ва аксинча. Шундай қилиб, апостериор эҳтимолнинг максимум критерийсини қўллаб, хулоса чиқариш қондасини қуйидагича ёзиш мумкин:

$$p(s_1|r) \stackrel{n-1}{n} > p(s_2|r). \quad (2.23)$$

Эҳтимоллар тенг бўлган аҳволда, қайси гипотезани қабул қилишни ошдандан келишиб олиш даркор.

Юқорида қайд қилинган хулоса чиқариш қондаси “Байес” қондаси ёки Байес бўйича хулоса деб юритилади. Байес қондаси қуйидаги эҳтимолнинг минимум қиймагини таъминлайди:

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

Тенгсизлик бажарилган аҳволда (s_1 сигнални узатиш бўйича қарор қабул қилиш):

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

(2.24) эҳтимол қарор қабул қилишда хатони ифодалайди. Агар (2.25) шартда, тенгсизлик тескари ишораси билан олиниб, s_2 сигнални узатиш бўйича қарор қабул қилинган бўлса, у ҳолда бундай қарор қабул қилиш эҳтимол қуйидагича аниқланади:

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

Бу эҳтимол хатолити (2.25) тенгсизлиқни ҳисобга олган ҳолда, биринчи ҳолатга нисбатан катта бўлади. Шундай экан, H_1 гипотезани танлашда, минимал хатолит эҳтимол таъминланади. Бу маънода Байес қондаси оптимал ҳисобланади.

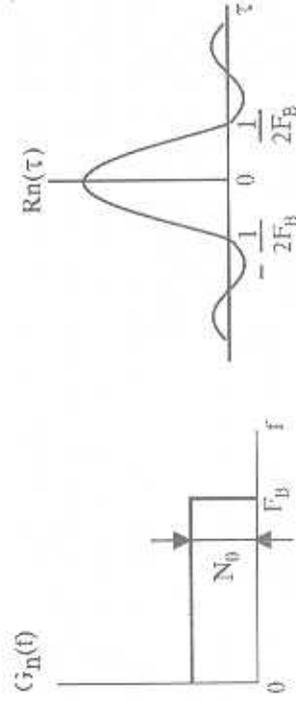
Оптимал қабул қилувчи қурилманинг тузилиши ва сифатини аниқлаш учун апостериор эҳтимолларига ифода топиш талаб қилинади. Байесов формуласига мувофиқ:

$$p(s_j|r) = P(s_j) \omega(r | s_j) / \omega(r), \quad (2.27)$$

бунда $\omega(r|s_j)$ — қабул қилувчи қурилма киришида s_j сигнални белгиланган қийматида тасодифий жараён эҳтимолнинг кўп ўлчовли зичлиги; $\omega(r) = r(t)$ тебраниш тақсимотининг кўп ўлчовли мултиак зичлиги.

Эҳтимолнинг кўп ўлчовли зичлигини топиш учун $r(t)$ тебранишни m -ўлчовли фазода ўз координаталари билан аниқловчи вектор кўринишида тасаввур қилиш мумкин: $r = (r_1, r_2, \dots, r_m)$, бунда $r_i = r(t_i)$, $t_i, i = 1, m$, моментлар шундай ташлаб олинадики, бунда r_1, r_2, \dots, r_m тасодифий катталиклар бир-бирига боғлиқ бўлмасин. Бунинг учун оқ шовқин, частота атрофида N_0 спектрал зичликка эга бўлган, юқори частота бўйича $F_a = m/2T$ қийматида чегараланган квази оқ шовқини билан алмаштирилади, бунда $m \gg 1$. $\Delta t = 1/2F_a$ вақт оралигида олинган $r(t)$ жараён кесими корреляцияланмаган (сигнал чегараланган спектрга эга деган шарт бажарилса). Дарҳақиқат квази оқ шовқиннинг спектрига (2.5-расм) қуйидаги корреляцион амал мос келади:

$$R_{rr}(\tau) = 2N_0F_a \frac{\sin(2\pi F_a\tau)}{2\pi F_a\tau}. \quad (2.28)$$



2.5-расм

Унинг кўриниши 2.6-расмда кўрсатилган. Модомики, $n(t)$ жараёни Гаусс тақсимолига бўйсунганлиги ҳамда корреляцияланмаганлик шартига кўра вақт бўйича бир-биридан $\Delta t = 1/2F_B$ марта орқаша қолувчи жараёнлар кесимининг бир-бирига боғлиқ эмаслиги келиб чиқади.

Шу сабабли олинган ҳисоблар учун m — ўлчовли эҳтимошлар зичлиги қуйидаги ифода ёрдамида аниқланади:

$$\omega(r_1, r_2, \dots, r_m; t_1, t_2, \dots, t_m | s_1) = \prod_{i=1}^m \omega(r_i | s_1), \quad (2.29)$$

бунда

$$w(r_i | s_1) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma}} \exp \left[-\frac{r(t_i) - s_1(t_i)}{2\sigma^2} \right]. \quad (2.30)$$

Шовқин қуввати $\sigma^2 = N_0 \Delta f$ га тенглигини ҳисобга олган ҳолда ҳамда $m \rightarrow \infty$ да чегара қиймагларга ўтиб (квази-оқдан оқ шовқинга) қуйидагини оламиз:

$$w(r | s_1) = \frac{1}{(2\pi\sigma^2)^{m/2}} \exp \left[-\frac{1}{N_0} \int_0^T [r(t) - s_1(t)]^2 dt \right], \quad (2.31)$$

$i = 1, 2$.

(2.27) га мувофиқ (2.31) эҳтимошлар зичлиги ҳамда $p(s_1)$ ва $p(s_2)$ ҳолатларнинг априор эҳтимошликларига асосланган ҳолда ҳақиқийга яқин тенглик муносабатини киритамиз:

$$\Lambda_{ij} = \frac{p(s_1 | r)}{p(s_2 | r)} = \frac{p(s_1) \omega(r | s_1)}{p(s_2) \omega(r | s_2)}, \quad j, i = 1, 2. \quad (2.32)$$

Бу ҳолда қарор қабул қилишнинг оптимал қоидаси

$$\Lambda_{12} > \frac{H_1}{H_2}, \quad (2.33)$$

бу оптимал қабул қилувчи қурилмада ҳақиқий тенглик муносабатни шакллантириш ва уни бўсага бирлиги билан солиштиришни билдиради. Кўрилаётган ҳолатда:

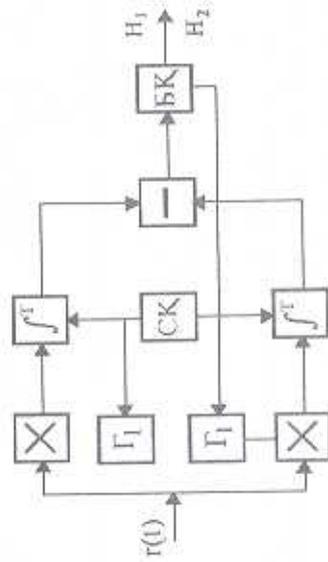
$$\Lambda_{12} = \frac{p(s_1)}{p(s_2)} \exp \left\{ \frac{1}{N_0} \int_0^T [r(t) - s_2(t)]^2 dt - \frac{1}{N_0} \int_0^T [r(t) - s_1(t)]^2 dt \right\}. \quad (2.34)$$

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

$$\int_0^T r(t) s_1(t) dt - \int_0^T r(t) s_2(t) dt \stackrel{H_1}{\underset{H_2}{>}} \frac{E_1 - E_2}{2}, \quad (2.35)$$

бунда $E_i = \int_0^T s_i^2(t) dt$, $i = 1, 2$ — $s_i(t)$, сигнал энергияси.

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



2.7-расм

рали бўлган дақиқаларда интеграторларни қайта таъминловчи синхронлаш қурилмаси (С+) билан синхронланади. Интегратор чиқишида z_1 ва z_2 корреляцион интеграл қийматларига пропорционал бўлган кучланиш шаклланади ва T вақтга қаррали бўлган дақиқаларда фарқловчи қурилмага уларнинг айирмаси содир бўлади. Хосил бўлган айирма бўсага қурилмасида (Б+), (2.35) ифодасининг ўнг томонига мос равишда бериладиган бўсага даъжаси билан солиштирилади.

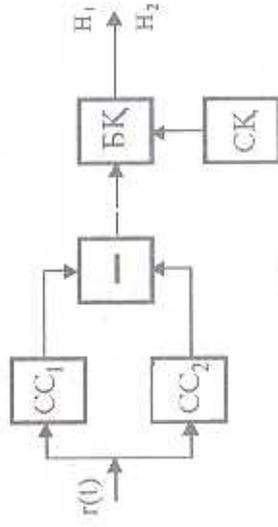
Чизиқли пассив сузгичлар (мувофиқлаштирувчи сузгичлар МС) ёрдамида z_1 ва z_2 катталикларни шакллантириш амалга оширилади ва уларнинг импульс реакциялари $q_0(t)$ s_1 ва s_2 сигналлар билан қуйидаги муносабатда болашган

$$q_0(t) = C_0 \delta(t_0 - t), \quad (2.36)$$

бунда C_0 — ихтиёрий доимийси, t_0 — сузгични физик жорий қилиш шarti орқали танлаб олинadиган катталик $t_0 \geq T$.

2.8-расмда мувофиқлаштирувчи сузгичли қабул қилувчи қурилманинг схемаси келтирилган. Агарда $t_0 = T$ бўлса, синхронлаш қурилмаси киришдаги сигнал таъсири тамом бўлиши дақиқасида мувофиқлаштирувчи сузгич чиқишида сигналларни солиштиришни таъминлайди.

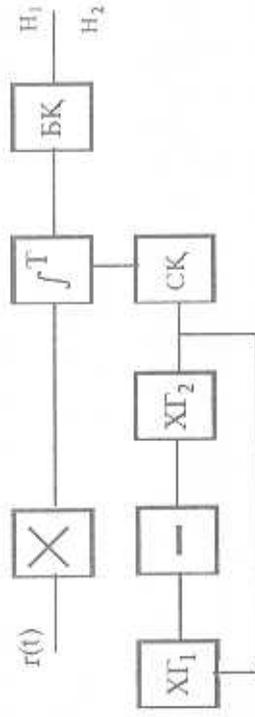
Агарда (2.35) муносабат чап томонидаги интегралларни бирлаштира, икки сигнални фарқловчи қабул қилув-



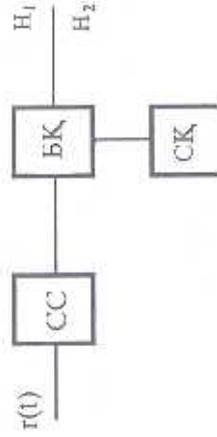
2.8-расм

чи қурилмалари схемаси соддалаштирилиши мумкин. Бу ҳолда корреляцион қабул қилувчи қурилма биргина таъянч сигнали $s_1(t) - s_2(t)$ фарқига тенг бўлган коррелятор асосида жорий қилинади (2.9-расм).

Агарда мувофиқлаштирувчи сузгич асосида бўлса, унинг импульс реакцияси қуйидаги фарқ орқали аниқланади (2.10-расм):



2.9-расм



2.10-расм

$$g(t) = [s_1(t_0 - t) - s_2(t_0 - t)]$$

Келтирилган натижалар M сигналларни фарқлаш ҳоллари учун умумлаштирилади, $s(t)$ сигнални узатишда қарор қабул қилиш алгоритми қуйидаги кўринишда бўлади:

$$\int_0^T r(t) s_j(t) dt - 0.5 E_j \geq \int_0^T r(t) s_j(t) dt - 0.5 E_j, \quad (2.37)$$

$$j = 0, \dots, M - 1.$$

Юқоридаги алгоритмни жорий қилувчи кўп каналли қабул қилувчи қурилма T вақт дақиқасида корреляцион интеграл қиймати энг катта бўлган канални аниқловчи қарор қабул қилувчи қурилмаси (ҚҚК) ни ўз ичига олади.

Бир хил энергияга эга бўлган икки сигнални когерент фарқловчи мисолида оптимал қабул қилувчи қурилманинг ҳалақитга бардошлигини кўрамиз. 2.9-расмда келтирилган қабул қилувчи қурилмани жорий қилишни ҳисобга олган ҳолда, қуйидаги интегралнинг қийматини ҳисоблаш керак

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

Интегралнинг бу қиймати $r(t)$ аралашмада шовқин борлиги сабабли тасодифий ҳисобланади.

Тасодифий z катталиқнинг $\phi(z)$ тақсимланиш қонунини аниқлаймиз. $r(t)$ аралашмада $s_1(t)$ сигнал ўз таъсирини ўтказаяпти деган шартда (2.38) ифодани ёйиб ёзамиз:

$$z_1 \int_0^T s_1^2(t) dt - \int_0^T s_1(t) s_2(t) dt + \int_0^T n(t) [s_1(t) - s_2(t)] dt. \quad (2.39)$$

Сигналларнинг ўзаро корреляциялашнинг нормалашган амалини киритамиз:

$$\rho_s = \frac{1}{E} \int_0^T s_1(t) s_2(t) dt. \quad (2.40)$$

Бу ҳолда (2.39) дан қуйидагини оламиз:

$$z_1 = E(1 - \rho_s) + \int_0^T n(t) [s_1(t) - s_2(t)] dt. \quad (2.41)$$

$n(t)$ шовқин Гаус тақсимотига бўйсунганлиги сабабли, тасодифий z катталиги ҳам шу тақсимотга эга. Шовқиннинг ўртача қийматини нолга тенглаш билан z_1 катталиқнинг ўртача қиймати $\langle z_1 \rangle$ (математик кўпиш) аниқланади:

$$\langle z_1 \rangle = E \left(1 - \rho_s \right) + \int_0^T \langle n(t) \rangle dt > n(t) >$$

$$> [s_1(t) - s_2(t)] dt = E(1 - \rho_s).$$

Дисперсия $\langle z_1^2 \rangle$ эса ўртача квадрати $\langle z_1 \rangle^2$ ва ўртача қиймаг квадрати $\langle z_1 \rangle^2$ нинг фарқини ҳисоблаш билан топилади. Шовқин ва сигналнинг ўзаро муस्ताқиллигини эътиборга олган ҳолда ўртача квадрат $\langle z_1^2 \rangle$ қуйидагига тенг:

$$\langle z_1^2 \rangle = \int_0^T [s_1(t_1) - s_2(t_1)] dt_1 \int_0^T \langle n(t_1) n(t_2) \rangle dt_2 >$$

$$> [s_1(t_2) - s_2(t_2)] dt_2 + E^2(1 - \rho_s)^2.$$

Оқ шовқиннинг корреляцион амали δ — амал орқали аниқланишини эътиборга оламиз:

$$\langle n(t_1) n(t_2) \rangle = 0.5 N_0 \delta(t_1 - t_2). \quad (2.44)$$

δ — функция маълум бир узлуксиз $\phi_0(t)$ функция билан ёйилса, қуйидагига тенг бўлади:

$$\int_0^T \phi_0(t) \delta(t - t_1) dt = \phi_0(t_1). \quad (2.45)$$

(2.45) ни ҳисобга олиб, дисперсия учун қуйидаги ифодани оламиз:

$$\langle z_1^2 \rangle = N_0 E(1 - \rho_s). \quad (2.46)$$

Аралашмада $s_2(t)$ сигнал таъсир қилган шароитда, юқоридагига ўхшаш, куйидагини кўрсатиш мумкин:

$$\langle z_i \rangle = -E(1 - \rho_i); \quad (2.47)$$

$$\langle z_i^2 \rangle_0 = N_0 E(1 - \rho_i). \quad (2.48)$$

Юқорида олинган ифодаларга асосан (z_i), $i = 1, 2$, ning тақсимланиш қонунини куйидагича аниқланади:

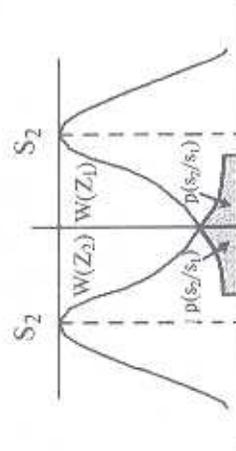
$$w_{(z_i)} = \frac{1}{\sqrt{2\pi N_0 E(1 - \rho_i)}} \exp \left[-\frac{z_i^2 \pm E(1 - \rho_i)}{2N_0 E(1 - \rho_i)} \right]. \quad (2.49)$$

Тақсимланиш қонунлари 2.11-расмда кўрсатилган. Сигналларнинг E энергияси тенг бўлган ҳолатда бўсага даражаси z ўзининг ноль қийматига мос келади. Сигналларни хато қабул қилиш шартли эҳтимоли куйидаги ифода ёрдамида ҳисобланади:

$$p(s_2 / s_1) = P(z_1 \leq 0) = \int_0^{\infty} \omega(z_1) dz_1; \quad (2.50)$$

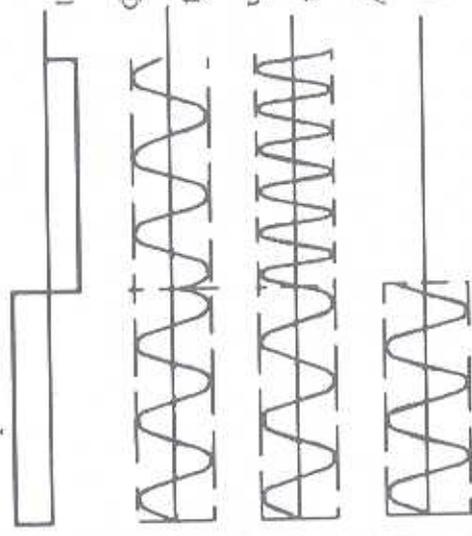
$$p(s_2 / s_1) = P(z_0 \leq 0) = \int_0^{\infty} \omega(z_0) dz_0. \quad (2.51)$$

Миқдор жиҳатидан бу эҳтимоллар 2.11-расмда штрихланган юзга тенг. (2.50) ўрнига эҳтимоллар зичлиги (2.49) қийматини қўйиб ҳамда ўзгарувчини $[z_1 - E(1 - \rho_0)] \sqrt{N_0 E(1 - \rho_0)} = x$ га ўзгартириб, сўнгра интегралласак куйидагига эга бўламиз:



2.11-расм

x_1 x_2



2.12-расм

$$p(s_2 / s_1) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^{-\langle z_1 \rangle / \sqrt{\langle z_1^2 \rangle_0}} e^{-z^2/2} dz = \Phi \left(-\frac{\langle z_1 \rangle}{\sqrt{\langle z_1^2 \rangle_0}} \right) = 1 - \Phi \left(\frac{\langle z_1 \rangle}{\sqrt{\langle z_1^2 \rangle_0}} \right), \quad (2.52)$$

бунда

$$\Phi(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^{\infty} e^{-t^2/2} dt \quad \text{— эҳтимоллик интеграли} \quad (2.53)$$

$p(s_2/s_1)$ эҳтимоли ҳам худди шунга ўхшаш ҳисобланади. Аралашмада s_1 ва s_2 сигналлар бир хил эҳтимол билан таъсир қилганида, (2.52) ҳисобга олиб ва хатолар шартли эҳтимоли тенг ҳолатда хато, қайта тиклашнинг тўла эҳтимоли P_e куйидаги ифода билан аниқланади:

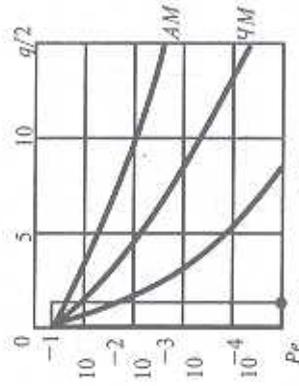
$$P_e = 1 - \Phi \left(\sqrt{0,5q(1 - \rho_1)} \right), \quad (2.54)$$

бунда $q = 2E/N_0$ — коррелятор ёки мослаштирувчи сүзгич чиқишида сигнал/шовқин муносабати. (2.54) ифода энг типик ҳолатлар учун когерент қабул қилишда ҳалақитга

бардошликни солиштиришга имкон беради: акс сигналлар ёрдамида сигнални узатиш ($\rho_2 = -1, s_1 = -s_2$); ортогонал сигналлар ёрдамида сигнални узатиш ($\rho_2 = 0$); пассив паузали сигнал узатиш.

Акс сигналларга фазаси 180 градусга манипуляция қилинган фазаманипуляцияли (ФМ) сигналлар мисол бўлади. Потенциал энергияси олдиндан берилган ва q катталиқ билан баҳоланувчи тўлқин узатувчи линияда акс сигналлар энг кичик хато эҳтимолини P_e таъминлайди. 2.12-расмда корреляция коэффициенти ҳар хил бўлган амалий сигналлар кўрсатилган, 2.13-расмда эса хатolik эҳтимолининг сигнал/шовқин муносабатига боғлиқлиги келтирилган. Бу расмларда ортогонал сигналлар частота бўйича манипуляцияланган (ЧМ) сигналлар сифатида кўрсатилган. Тўлқин узатувчи линияларда бундай сигналлар ишлатилганда худди акс сигнал ҳолатидаги каби хатolik эҳтимолни олиш учун энергия потенциалини икки марга ошириш лозим. Пассив тинишли амплитуда бўйича манипуляцияда маълумот белгининг маълум бир ҳолатида сигнал нолга тенг (2.12-расм), шунинг учун $r_s = 0$. Лекин бир иккиламчи сигнал бирлигига мос келувчи энергия мазкур ҳолат учун ортогонал ЧМ сигналларга нисбатан икки маротаба кичик, бу эса хатolik эҳтимолни P_e нинг (2.13-расм) ортишига олиб келади.

Шуни таъкидлаш лозимки, кўрилатган қабул қилиш алгоритмининг ҳалақитга бардошлиги мутлақо мустақилдир. Фақатгина, Гаусс шовқинли канал бўйича узатилаёт-



Шеннон ФМ нисбаси

2.13-расм

ган 1 бит сигналга тўғри келувчи сигнал энергияси ҳамда ишлатилаётган сигналнинг тури аҳамиятга эга.

К. Шеннон томонидан сигналларни Гаусс канал бўйича узатишда маълум чегаралар ўрнатилган: идеал мажмуаларда $P_e = 0$ ни таъминлаш учун сигнал/шовқин муносабати $q = \ln 2 \approx 0.7$ га тенг бўлса етарли ҳисобланади (2.13-расмга қаранг). Аммо бундай мажмуаларни жорий қилиб бўлмайди, чунки улар ушлаб қолиш вақтини чексиз ошириб юборувчи қоллаш усулларини талаб қилади.

2.3.2. Сигналларни нокогерент қабул қилиш

Кўпгина реал каналларда сигнал фазаси аста ўзгариб боради. Агарда узатувчининг таъсири вақтида фазанинг ўзгаришини аҳамиятга олмаса, у ҳолда сигнални қабул қилиш давомида бу ўзгариш тасодикий катталиқ деб қабул қилинади. Бу ҳолда сигналлар узаришг фазалари қийматини баҳоламай туриб, нокогерент қабул қилиш усулини қўллаш билан қайта ишлаши мумкин.

Сигнал ва шовқин қўшилмасини қуйидагича ёзамиз:

$$r(t) = s_1(t, \beta_1) + n(t), \quad (2.55)$$

бунда

$$s_1(t, \beta_1) = A_1(t) \cos[\omega_0 t + \psi_1(t) + b_1]; \quad (2.56)$$

β_1 — бошланғич тасодикий фаза, $(0, 2\pi)$ вақт оралигида унинг эҳтимоллик зичлиги бир текисда: $\omega(\beta_1) = 1/(2\pi)$. Секин ўзгарувчи $A_1(t)$ ва $\psi_1(t)$ амаллари сигнал формасини (модуляция қонушини) аниқлайди.

Оптималь фарқловчи алгоритмни аниқлаш учун бир хил энергияли тенг эҳтимолли сигналлар ҳодисаси билан чегараланамиз. Сигналларни оптимал фарқлаш учун когерент қабул қилиш ҳодисаси каби муносабатни ишлаб чиқиш ва уни бўсага билан таққослаш лозим. β нинг қайд қилинган қийматида шартли нисбати $\Lambda_1(\beta)$ ни ҳисоблаш мумкин. Бунинг учун уни (2.31) га мувофиқ, $\omega(r|s_1)/\omega(r|0)$ нисбати каби аниқланади, бунда $\omega(r|0)$ — аралашмада сигнал йўқ вақтидаги эҳтимоллик зичлиги.

β катталиқ тасодикий бўлгани сабабли ҳар бир M кўрилатган сигнал учун шартли муносабати $\Lambda_1(\beta)$ ҳам та-

солифийдир. Ҳақиқатга яқинлашиш қоиласига биноан $\langle \Lambda_i(\beta) \rangle, i = 1, M$, математик кутишнинг энг катта қийматига мувофиқ бўладиган қарор қабул қилиш керак. Бундай алгоритм қуйидагича ёзилади:

$$\begin{aligned} \max_i \langle \Lambda_i(\beta) \rangle &= \max_i \int_0^{2\pi} \omega(\beta) \Lambda_i(\beta) d\beta = \\ &= \max_i \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} \Lambda_i(\beta) d\beta. \end{aligned} \quad (2.57)$$

$\langle \Lambda_i(\beta) \rangle$ ни аниқлашда (2.56) тўлқинни ортогонал ташкил этувчиларининг йиғиндиси кўринишида кўрсатиш қулай. Бу ҳолда сигнал энергиясини β бошланғич фаза катталигига нисбатан мустақиллигини ҳисобга олган ҳолда қуйидагича ёзиш мумкин:

$$\Lambda_i(\beta) = \exp[-E/N_0] \exp\{i(2/N_0)[z_{0i} \cos \beta + z_{2i} \sin \beta]\} \quad (2.58)$$

бунда

$$\begin{aligned} z_{0j} &= \int_0^T r(t) Y_{0j}(t) dt, \quad j = 1, 2; \\ Y_{1j}(t) &= A_j(t) \cos[\omega_0 t + \psi_j(t)]; \\ Y_{2j}(t) &= A_j(t) \cos[\omega_0 t + \psi_j(t)]. \end{aligned} \quad (2.59)$$

z_{0j} корреляцион интеграллар вақтнинг маълум функциялари $Y_{0j}(t)$ ва $Y_{0j}(t)$ ёрдамида аниқланади. Янги ўзгаришларни киритамиз:

$$\Delta_j = \sqrt{z_{1j}^2 + z_{2j}^2}, \quad \theta_j = \text{arctg}(z_{2j}/z_{1j}). \quad (2.60)$$

у ҳолда (2.58) қуйидаги кўринишда ёзилади:

$$\begin{aligned} \langle \Lambda_i(\beta) \rangle &= \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} \exp\left[\frac{2\Delta_i}{N_0} \cos(\theta_i - \beta)\right] d\beta \exp\left[-\frac{E}{N_0}\right] = \\ &= \exp\left[-\frac{E}{N_0}\right] I_0\left(\frac{2\Delta_i}{N_0}\right). \end{aligned} \quad (2.61)$$

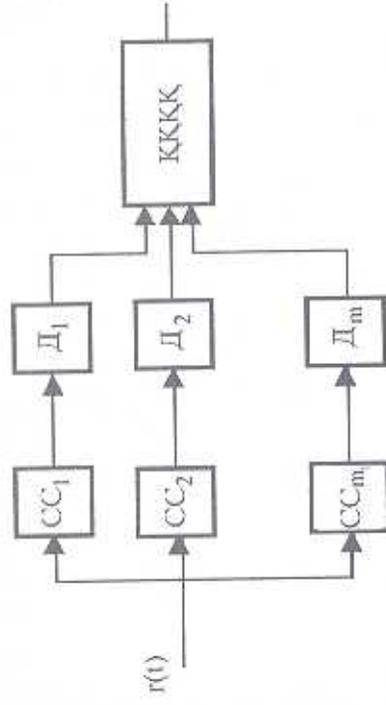
$$\text{Бунда } I_0(x) = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} \exp[x \cos(\theta - \beta)] d\beta$$

— нолинчи тартибли Бесселнинг модификациялашган функцияси. Бу функция мусбат жуфт ва $X = 0$ га тенг бўлган ҳолда бирга интилади, $|x| > 0$ да эса монотон кўнаяди. (2.57) қоида $\langle \Lambda_i(\beta) \rangle$ дан бошлаб монотон функцияларни таққослашга олиб келади. Бундай функция сифатида логарифмик функцияни олсак, сигналларни нокогерент фарқлаш алгоритминини оламиз:

$$\max_i [M I_0(2\Delta_i/N_0) - E/N_0]. \quad (2.62)$$

(2.62) га мувофиқ сигналларни нокогерент фарқлаш алгоритми ҳар бири иккитадан корреляцияли канални, (2.60) формуласи ёрдамида Δ_i қийматини, ҳисоблагичини, $I_0(x)$ функцияси билан аниқланувчи ноҳизик қурилма-ни бирлаштирган M та канални ўз ичига олади. Ҳар бир каналнинг чиққиши қарор қабул қилувчи қурилмага бериллади, бунда максимум бўйича каналнинг тартиби ва шунингдек, эҳтимолли сигнал тартиби ҳам аниқланади.

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



2.14-расм

β нинг ўзгаришига аҳамият бермайди ва фақат сузгичлар чиқараётган кучланишнинг оғувчисини беради. Фазанинг тасодифий ўзгаришини ҳисобга олмаслик когерент қабул қилишга нисбатан сигналларни фарқлаш сифатини пайсайтиради.

Тенг энергияли иккиламчи сигналларни узатиш мисолида хато қабул қилиш эҳтимолини аниқлаймиз. Шу мақсадда Δ_1 катталикнинг тақсимланиш қонунини ҳисоблаймиз. s_1 сигнални узатишда (2.59) ва (2.60) ни ҳисобга олган ҳолда қуйидагига эга бўламиз:

$$\Delta_1 = [(\xi_{11} + E \cos \beta)^2 + (\xi_{12} + E \sin \beta)^2]^{1/2}; \quad (2.63)$$

$$\Delta_2 = (\xi_{21}^2 + \xi_{22}^2)^{1/2}, \quad (2.64)$$

бунда

$$\xi = \int_0^T n(t) Y_j(t) dt, \quad j = 1, 2.$$

Тасодифий ξ_{ij} катталик Гаусс қонуни бўйича тақсимланган ва ўртача қиймати ноль бўлиб дисперсияси $N_0 E / 2$ га тенг. s_1 ва s_2 сигналларнинг ортогоналлиги сабабли ўзаро корреляция коэффициентлари $\langle \xi_{11} \xi_{21} \rangle$ ва $\langle \xi_{11} \xi_{22} \rangle$ нолга тенг. Юқорида кўрсатилганига ҳамда Δ_1 ва Δ_2 катталикларга асосан шунни айтиш мумкинки, Δ_1 ва Δ_2 катталиклар бир-бирига боғлиқ эмас, шу билан бир қаторда Δ_2 катталик Реле тақсимотига бўйсунлади:

$$\omega(\Delta_2) = (2\Delta_2 / N_0 E) \exp(-\Delta_2^2 / N_0 E), \quad \Delta_2 = 0, \quad (2.65)$$

Δ_1 катталик эса Реленинг умумлаштирилган тақсимотига бўйсунлади:

$$\omega(\Delta_1) = (2\Delta_1 / N_0 E) \exp \exp \left(-(\Delta_1^2 + E^2) / N_0 E \right) I_0(2\Delta_1 / N_0), \quad \Delta_1 \geq 0. \quad (2.66)$$

Хатоликнинг шартли эҳтимоли $p(s_2 | s_1)$ қуйидаги $\Delta_1 < \Delta_2$ тенгсизлиқнинг бажарилиш эҳтимоли билан аниқланади:

$$p(s_2 | s_1) = \int_0^q \omega(\Delta_1) d\Delta_1 \int_{\Delta_1}^{\infty} \omega(\Delta_2) d\Delta_2. \quad (2.67)$$

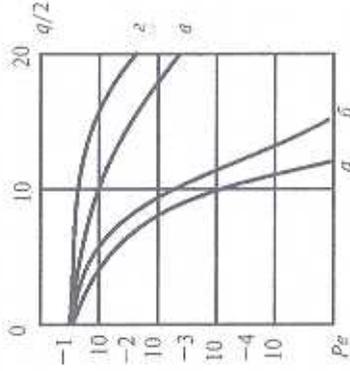
(2.65) ва (2.66) га асосан (2.67) интегралларни ҳисоблагандан сўнг қуйидагига эга бўламиз:

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

Шартли эҳтимолилик $p(s_2 | s_1)$ айнан юқоридаги йўл билан аниқланади, шунинг учун хато қабул қилиш эҳтимоли P_e қуйидаги ифода билан аниқланади:

$$P_e = 0.5 \exp(-q/4). \quad (2.69)$$

Бундай хатolik эҳтимолини ортогонал ЧМ сигналли мажмуаларда вақт бўйича манипуляцияга эга сигналлар орқали олиш мумкин. 2.15-расмда ортогонал сигналлар учун P_e ни сигнал/шовқин q муносабатига боғлиқлиги нокогерент (2.15-б, расм) ва когерент (2.15-а, расм) қабул қилишлар учун келтирилган. Нокогерент қабул қилиш мажмуаларида энергия бўйича дўхташ сигнал/шовқин муносабатига боғлиқ ва $q \rightarrow \infty$ да нолга интилади.

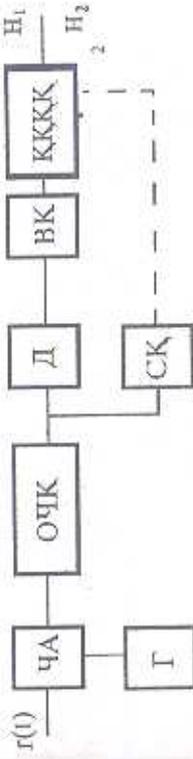


2.15-расм

2.4. Ўзгармас ўлчамли каналларда иккиланган сигналларни қабул қилишнинг амалий усуллари

2.4.1. Амплитудаси модуляцияланган иккиланган сигналларни нокогерент қабул қилиш

2.3-мавзуда кўрилган қабул қилиш қўрилмалари учун амплитуда, частота ва сигналнинг вақт бўйича ҳолати аниқ маълум бўлиши лозим. Амалий каналларда тарқатиш хусу-

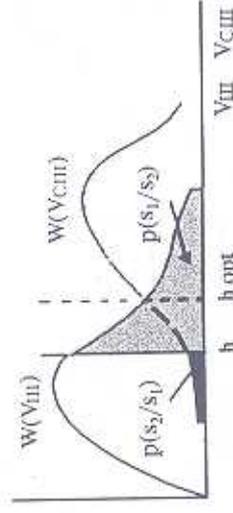


2.16-расм

кучайтиргичига келиб тушади. Детектор ёрдамида сигнал огувчиси ажратилади, сўнгра шовқиннинг юқори частотали ташкил этувчиларини йўқотувчи видео кучайтиргичда сигнал кучайтирилади. Синхронлаш қурилмаси ёрдамида бошқарувчи қарор қабул қилиш қурилмасида қабул қилинган сигнал бўйича хулоса чиқарилади.

Хато қабул қилиш эҳтимоллигини баҳолаш учун кучланишнинг детектор чиқишидаги тақсимланиш қонунини аниқлаш зарур. Сигнал бўлмаган пайтда (нузуа) квазитармоник тасодифий жараён огувчисининг зичлик эҳтимоли Реле тақсимоти билан аниқланади. Киришдаги аралашмада сигнал бўйса кучланиш огувчисининг тақсимланиши Реленинг умумлашган тақсимотига бўйсунди. 2.17-расмда огувчининг белгиланган қийматлари $v_{em} = U_{cm}/\sigma$ ва $v_m = U_m/\sigma$ эҳтимоллик зичлиги киришдаги аралашмада сигнал бўлмаган бўлмаган ҳоллари учун келтирилган: σ^2 — шовқин кучланишининг ўртача квадрати. Бўсага қиймати $b = U_m/\sigma$ га нисбатан белгиланган.

Қабул қилишдаги ҳаголик фақат биргина ҳалақитли ($S_2 = 0$) киришдаги аралашмада $s_1(t)$ сигнал таъсири бўлган кучланиш қийматидан юқори келишидан иборат.



2.17-расм

сиятининг ўзгариши ва ҳаракатланувчи объектли мажмуаларда узатувчи ҳамда қабул қилувчи қурилманинг кўчини сабабли юқорида қайд қилинган ўлчамлар четга оғади. Таснифлар номуносиблиги натижасида қабул қилиш сифати бир мунча ёмонлашади. Масалан, бўсага билан таққосланаётган СС нинг чиқишидаги максимум кучланиш кузатиб борилаётган вақтнинг аниқ бир онига мос келади. Максимал сониянинг оғиши натижасида саналаётган кучланиш пасаяди, натижада ҳаголик эҳтимолнинг ошишига олиб келади. Нокогерент қабул қилувчи қурилма бундай олишларга камроқ сезувчан, чунки СС нинг чиқишида сигнал огувчиси вақт бирлиги ичида элтувчи тўлқинга нисбатан анчагина секин ўзгаради. СС лар санаш вақтига боғлиқ бўлган бир вақтда корреляторлар қабул қилинган ва таянч сигналлар орасидаги вақт бўйича мос келмаслиги мумкин.

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

Квазиоптимал сузгичларда (филтърларда) оптимал ўтказиш бўсағасини танлаш йўли билан энг яхши тозалаш таъминланади. Одатда оралик частотада жорий қилинган оддий иккиламчи сигналлар учун квазиоптимал сузгичлар (филтърлар) оптималларга 1 дБ дан кўп бўлмаган миқдорда ўтказилади.

Сигнал амплитуда ўзгаришини (огувчинини) ажратиб олиш оддий детектор билан ёки синхрон детектор (ёки демодулятор) (СД) билан амалга оширилади. СД нинг ишлаши учун таянч тўлқинини жорий қилиш лозим.

Пассив тибишли амплитуда бўйича манипуляциядан сигналларни қабул қилишни кўриб чиқамиз. Қабул қилиш қурилмасининг тузилиш схемаси 2.16-расмда келтирилган. Сигнал частотаси аралаштирувчи ва ёстеродин (Г) ёрдамида тубдан ўзгаририлганидан сўнг, тўлқин чизикли квазиоптимал сузгич ролини ўйновчи оралик частота

Таққослашнинг кўрсатишича, хатоликларнинг шартли $\rho(s_1, s_2)$ эҳтимоли $\rho(s_1, s_2)$ бир-биридан фарқ қилади, бу амплитуда бўйича манипуляция сигналларни нокогерент қабул қилишда каналларнинг носимметрик эканлигини билдиради. Нолга ва чексизликка интилувчи бўсаганинг чегара қийматлари учун сигнални ўтказиб юбориш ҳамда сохта қабул қилиш туфайли P_e эҳтимоллик 0,5 бир вақтда тиниш ҳолатини қабул қилиш ёки биргина халал кучланиши бўсага қийматга интилади. Аммо бўсаганинг қандайдир b_{opt} оптимал қиймати мавжудки, бунда хатолликнинг тўла эҳтимоли P_e ўзининг минимал қийматига эга. b_{opt} қийматини $\omega(\gamma_{e,sh}) = \omega(\gamma_{e,sh})$ тенглама шартли орқали олиш мумкин (2.17-расмга қаранг). Бундан $\omega(\gamma_{e,sh})$ ва $\omega(\gamma_{e,sh})$ тақсимот қонунлари ифодаларини ҳисобга олган ҳолда бўсага оптималлигининг $b_{opt} = U_{n, opt} / \sigma$ куйидаги шартли келиб чиқishi:

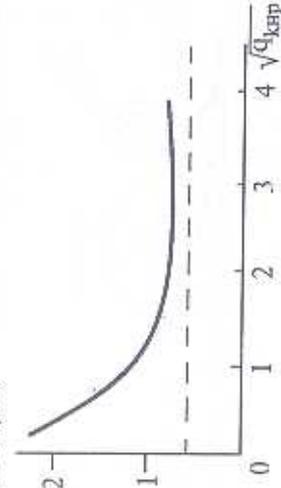
$$I_0(2q_{knp} U_{n, opt} / a_0) = \exp(q_{knp}) \quad (2.70)$$

бунда q_{knp} — қабул қилувчи қурилма киришидаги сигнал ва шовқин қувватларининг нисбати: a_0 — $s_1(t)$ сигналнинг амплитудаси.

2.18-расмда $U_{n, opt} / a_0$ нинг $\sqrt{q_{knp}}$ дан боелиқлиги келтирилган. q_{knp} нинг ўсиши билан нисбий бўсага 0,5га интилади. Детекторда шовқин сигнални бўғиш ҳолати бўлмаса, $q_{knp} \geq 9$, нисбий бўсага 0,5 га тенг. Бундай ҳолатда

$$P = 0.5 \exp(-q_{knp} / 4) (1 + 1 / \sqrt{\pi q_{knp}}) \quad (2.71)$$

U_{opt}/a_0



2.18-расми

Оптимал бўсагани ўрнатиш учун a_0 амплитудани билиш зарур. Шунинг учун қабул қилувчи қурилма амплитудани баҳолаши керак, буни қабул қилинаётган сигнал бўйича қабул қилувчи қурилмани кўчайтиришни автоматик сошлаш (КАС) тизими таъминлайди.

Амплитуда бўйича манипуляция сигналнинг нокогерент қабул қилиш билан оптимал когерент қабул қилишнинг халалга бардон бевуқандлигини таққослаш шунини кўрсатадики, P_e нинг бир хил қийматини таъминлаш учун нокогерент қабул қилувчи қурилма киришида сигнал/шовқин нисбатини γ марта кўчайтириш керак, бунда

$$\gamma = 1 + (4 / q_{knp}) / n (\sqrt{\pi q_{knp}} / 2). \quad (2.72)$$

Бу шунини кўрсатадики, $P_e \approx 10^{-6} - 10^{-3}$ да нокогерент қабул қилиш сигнал энергиясини 15—30 фоиз кўчайтиришни талаб қилади.

2.4.2. Частотаси модуляцияланган сигналларни нокогерент қабул қилиш

Оддий ЧМ сигналларни қабул қилишни кўриб чиқамиз. Бундай хабарларни шундай кўринишда тасаввур қилиш мумкин:

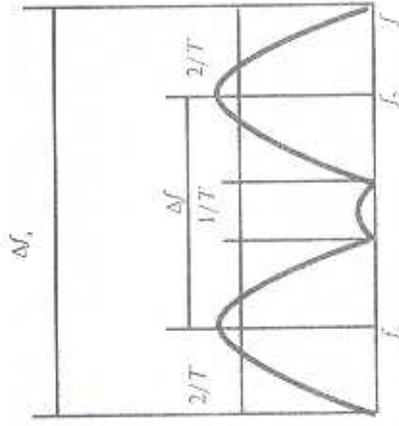
$$s_i(t) = a_0 \cos(\omega_i t + j), \quad t \in (0, T), \quad i = 1, 2, \quad (2.73)$$

бунда ω_i ва ϕ_i — i -нчи хабар частотаси ва фазаси.

2.19-расмда ЧМ сигналнинг спектри кўрсатилган, бунда Δf — частота бўйлаб сигнал спектрининг тарқалишини аниқловчи частота девиацияси; Δf_s — ЧМ сигнал спектри эгаллаган частота бўсагаси. Δf нинг оптимал қиймати мавжудки, бунда шовқиндан сигнални фарқ қилиш эҳтимоли энг катта қийматга эришади:

$$\Delta f_{opt} = 0.75 T \quad (2.74)$$

Δf_{opt} га нисбатан Δf нинг ўсиб бориши сигналларнинг фарқ қилиш шартини яхшиламайди, шунинг билан бир қаторда ўша миқдордаги маълумотни узатишда бўсага сар-



2.19-расм

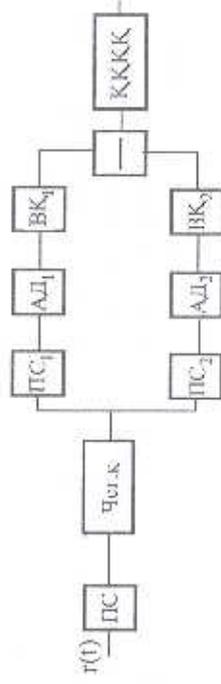
фи ортади. $\Delta f < \Delta f_{opt}$ да сигнал спектрлари ўзаро қосланадилар, s_1 ва s_2 ҳамда сигналларни фарқ қилиш камаяди.

ЧМ сигнал спектри эгаллаган, рухсат этилган энг тор бўсаға (полуса) қуйидагича аниқланади:

$$\Delta f_s = \Delta f + 1/T \approx 2/T. \quad (2.75)$$

ЧМ сигналларни қабул қилишни бир неча усул билан амалга ошириш мумкин. Биринчи усул сигналнинг чиқиқли сузгичдан дастлабки сузгичга (фильтрация, тозалашга), сигналнинг амплитудали флукутациясини йўқотиш мақсадда тебранишни чегаралашга ва қабул қилинган сигнал бўйича кучланиш ишлаб чиқарувчи частотали дискриминаторда сигнални қайта ишлашга асосланган. Иккинчи усул иккита бўсағавий сузгичдан, оғувчи детекторлар (АД), тасвирий кучайтиргичлар ва фарқловчи қурилмадан фойдаланишга асосланган (2.20-расм). Бундай қабул қилувчи қурилма айрим тармоқ параметрларининг ўзгаришига боғлиқ эмас ва халалга бардош берувчанликни юқори даражада таъминлайди.

Сигналларнинг энергиялари ва бўсағавий сузгичнинг (МС) бўсағасила бир хил бўлган шароитда қабул қилувчи қурилма халалга бардош берувчанлигини баҳолайди. Бу ҳолатда s_1 ва s_2 ларни қабул қилишда схема симметрикдир, шўнинг учун $P(s_1 | s_2)$ ва $P(s_2 | s_1)$ хатоликларнинг шартли эҳтимоли ўзаро тенг.



2.20-расм

s_1 сигнал узатилган бўлсин, у ҳолда, сигнал бўлмаган иккинчи каналда фақат шовқин таъсир қилади ва биринчи каналда, s_1 сигнали тамом бўлиш дақиқасида $U_{ш}$ шовқин оғувчиси $U_{о.ш}$ сигнал ва шовқин оғувчисининг қийма-тидан устун келганлиги туфайли хатолик содир бўлади. (2.68) ифодасини келтириб чиқаргандагидек бу ҳолда ҳам

$$P(s_1 | s_1) = 0.5 \exp(-q/4), \quad (2.76)$$

бунда $q = a_0^2 / N_0 \Delta f_\phi$ — сигнал/шовқин муносабати, Δf_ϕ — бўсаға сузгичнинг ўтказиш бўсағаси.

Тенг эҳтимолилик сигналларда хато қабул қилиш эҳтимоли (2.76) ифодаси билан аниқланади.

Оптимал когерент ва нокогерент қабул қилувчи қурилманинг халалга бардош берувчанлигини таққослаймиз. Ортогонал сигналлар ҳолатида оптимал қабул қилувчи қурилма қуйидаги хатолик эҳтимолини таъминлайди ((2.54) га қаранг):

$$P_e = 1 - \Phi(\sqrt{q/2}). \quad (2.77)$$

Сигнал/шовқин муносабати катта нисбатда бўлганида бу ифода қуйидаги кўринишга келтирилади:

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

(2.78) ва (2.76) дан когерент ва нокогерент қабул қилишда хатолик эҳтимоллари тенглигидан келиб чиқадикки, нокогерент қабул қилувчи қурилма когерент қурилмага энергетика бўйича ў маротаба жой беради, бунда

$$\gamma = 1 + 4 \ln(1.26\sqrt{q/2})/q. \quad (2.79)$$

ЧМ сигналларни нокогерент қабул қилувчи қурилма $P_c = 10^{-6} - 10^{-3}$ хатлик эҳтимоли учун когерент қурилмага нисбаган сигнал энергиясини 15—30 фойз ёки 0,5—1 дБ га оширишни талаб қилади.

2.4.3. Фаза манипуляцияланган сигналларни қабул қилиш

Фаза бўйича манипуляцияланган сигналлар қабул қилиш аниқлиги берилганда бошқа сигналларга нисбаган дискрет сигналларни узатишда энг тор бўсага ва энергия сарфи талаб қилинади. Узатилаётган сигнал бўйича маълумот сигналнинг фаза таркибида жойлашган ва қуйидаги кўринишда ёзилади:

$$s_i(t) = a_i \sin(\omega_i t + \varphi_i), \quad t \in (0, T), \quad i = 1, 2. \quad (2.80)$$

Фазани 180 градуста манипуляция қилинганда $|\varphi_i - \varphi_j| = \pi$ га эга бўламиз. Аниқлик 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 бўйича ажратиб олишга асосланган.

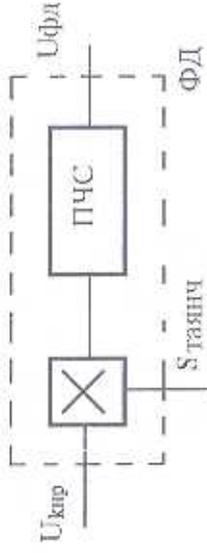
Фаза детектори таянч сигнали ва киришдаги тебраниш-ни қайта кўпайтириш операциясини бажаради ҳамда наст частоталар сузгичи ёрдамида юқори частотали ташкил этувчиларни бостирала (2.21-расм). Таянч сигнални шакллантирувчи қурилма (ТСШҚ) ишлаб чиқарувчи кучланиш қуйидагига тенг:

$$s_{\text{от}}(t) = a_{\text{от}} \sin(\omega_0 t + \varphi_{\text{от}}).$$

Таянч ва киришдаги сигналларни қайта кўпайтириш ҳамда ФД сузгичида сузиш натижасида қуйидаги кучланиш ажралади:

$$u_{\text{ФД}} = k_0 \cos[(\omega_0 - \omega_{\text{от}})t + (\varphi_i - \varphi_{\text{от}})],$$

ω_0 ва $\omega_{\text{от}}$ частоталар тенглити қабул қилинаётган сигнал фазасига боғлиқдир. k_0 коэффициентни катталигига



2.21-расм

сигнал амплитудаси ва фаза детектори (ФД) узатиш коэффициенти таъсир қилади. $k_0 = 1$ деб қабул қилсак,

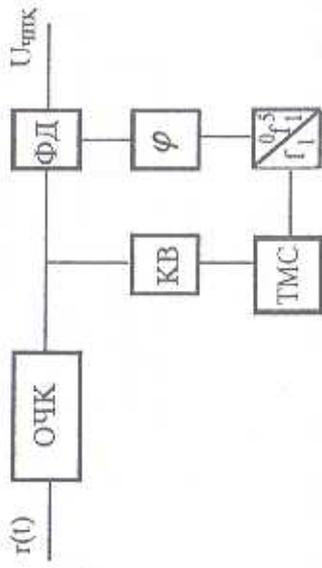
$$u_{\text{ФД}} = \begin{cases} 1, & \text{агар } \varphi_1 - \varphi_{\text{от}} = 0; \\ -1, & \text{агар } \varphi_2 - \varphi_{\text{от}} = \pi \end{cases} \quad (2.81)$$

га эга бўламиз.

$\varphi_1 = \varphi_{\text{от}} = 0$ шarti ФМ сигналларни синхрон (когерент) детекторларни таъминлайди. Агарда, қандайдир сабабга кўра бошлангич фаза қиймати қабул қилинса, у ҳолда тескари ишлаш ҳодисаси вужудга келади, яъни s_1 элтувчиларни s_2 га аксинча ўтиши содир бўлади.

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

Хатто шундай қисқа алоқа сеанси даврида сигналларнинг алоқа канали бўйича тарқалишида фаза тасодифий четта чиқиши мумкин, шунинг учун кўрсатилган усул замонавий радиолинияларда кам қўлланилади. Қабул қилинаётган сигнал ёрдамида ФД таянч кучланишини шакллантирувчи иккинчи усул кенг тарқалган. Баъзида ташувчини қайта тикловчи схемаси деб юритиладиган ТҚТСнинг турли схемалари маълум. 2.22-расмда 1933 йилда рус оли-

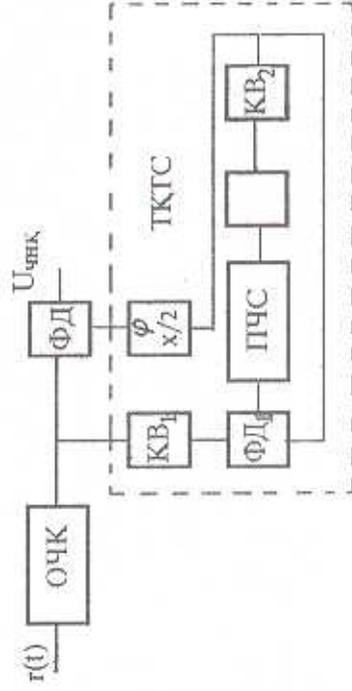


2.22-расм

ми А. А. Пистолькорс таклиф қилган фаза телеграфияси схемаси келтирилган. Ташувчини қайта тиклаш учун ФМ сигнал оралиқ частота кучайтиргичи (ОЧК) чиқишидан иккилантирувчи (квадратор — КВ)га берилади, бунда сигнални квадрат даражага кўтариш операциyasi бажарилади. ФМ сигнални $s(t) = a_0 X(t) \cos(\omega_1 t + \varphi_0)$ кўринишида тасаввур қилсак, бунда элтувчиларга мос равишда ± 1 қиймат олинади, у ҳолда

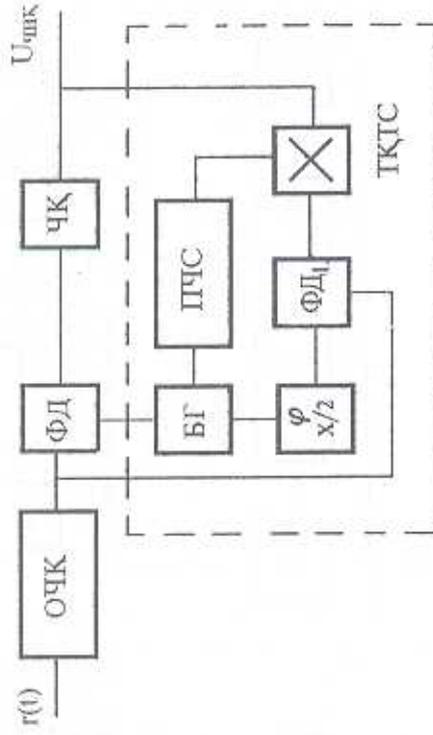
$$s^2(t) = a_0^2 \cos^2(\omega_1 t + \varphi_0) = 0.5 a_0^2 \{1 + \cos[2(\omega_1 t + \varphi_0)]\}.$$

Иккилантирилган элтувчида тебранияшлар тор бўсағали сузувчи (ТБС) ёрдамида ажратилади. Частота иккига бўлинганидан сўнг ва ҳосил бўлаётган фаза бўйича сурилишни фаза ўзгартиргичда компенсация қилинганидан сўнг ФД га ω_1 частоталик тикланган тебранияш берилади. ТКТС да халақитни сусайтириш $\Delta f_0 / \Delta f_0 = \Delta f_0 \cdot T \leq 0.1$ шарт бажарилганда самарали бўлади, бу ерда Δf_0 ТМС бўсағаси. Бу шарт сигнал частотасига нисбатан юқори барқарор бўлгандагина бажарилади. Частота бўйича Доплер сил-жишининг таъсири сезиларли бўлган ҳаракатланувчи объектлари билан алоқа РТС да пассив ТМС ўрнига частотали (ЧАМ) ёки (ФАМ) частотани автоматик мослаштиригич принципи асосида қурилган актив кузатувчи филтрлар қўлланилади. Тўлқинланувчи омиллар таъсири натижасида Пистолькорс схемасида қайта ишлаш ҳодисаси кузатилиши мумкин.



2.23-расм

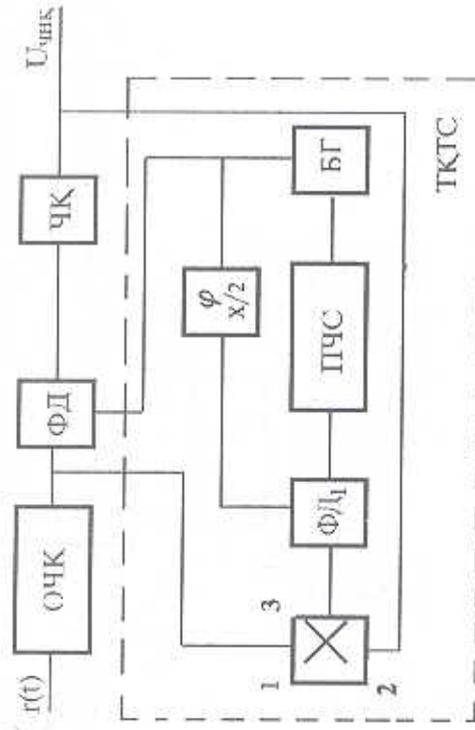
Рус олими В. И. Сифоров тавсия қилган схемада частота бўлувчиси йўқотилади, ФД₁нинг иши эса кўшимча, иккиловчи (И) ни киритиш ҳисобига иккиланган ташувчида амалга оширилади. Сифоров схемаси, таянч кўла-нишининг фаза бўйича сакраб ўтишлари камроқ қўлланилган. (2.23-расм). Амплитуда бўйича модуллаштирилган тебранияшларни когерент детекторлаш учун 1956 йилда америкалик олим Д. Костас таклиф қилган схема нисбатан солда ҳисобланади (2.24-расм). Бу схемага чегараловчи кучайтиргич киритилган ва унинг чиқишида шаклан-



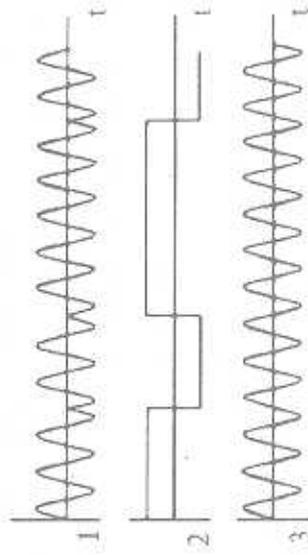
2.24-расм

ган элтувчилар $\Phi Д_1$ ning чиқиш кучланишига кўпайтирилади. 2.25-расмда модификация қилинган схема келтирилган. Кучайтиргич ФАМ схеманинг киритишига уланган, бунинг ҳисобига $\Phi Д_1$ га келаётган фаза бўйича манипуляцияланган сигнални олиш амалга оширилади. 2.26-расмда вақт бўйича диаграммалар Д.Костас схемаси ташувчини тиклаш ҳодисасини йўқота олмайди. Бу схема ҳам қайта ишлаш ҳодисасини йўқота олмайди. Шуни айтиш лозимки, $\Phi Д$ дан фойдаланиб ФМ сигналларни қабул қилишда қайта ишлашни принципиал йўқотиб бўлмайди. Бунинг ФМ сигнал спектрида ташувчи частотасида ташкил этувчиси йўқлиги билан тушултирилади, шунинг учун схеманинг ишлаши кириш ва таянч сигналлар фазировкасининг бошланғич шартлари билан аниқланади. Ҳатто бу сигналларнинг бошланғич фазаси тўғри танланганда ҳам тасодикий тўлқинланишлар фаза сакрашига ва натижада, қайта ишлашга олиб келиши мумкин.

Қайта ишлашдан ташқари, ФМ сигналларни реал қабул қилишнинг ҳақиқат қаршилигига ҳалақитлар туфайли юзага келувчи таянч кучланиши каңалидаги хатolikлар таъсир қилади. Киришдаги ва таянч сигналлар ўртасидаги фаза бўйича тасодикий мос келмаслик сигнал/шов-



2.25-расм



2.26-расм

қиш эквивалент нисбатнинг камайишига олиб келади ва хато қабул қилиш эҳтимоли P_e ни оширади. Олдин кўрсатилганидек, частоталар мос келганида $\Phi Д$ чиқишидаги кучланишни қуйидаги кўринишда ёзиш мумкин:

$$u_{\Phi Д} = \cos \varphi_1 \cos (\delta_\varphi), \quad (2.82)$$

бунда φ_1 элтувчига қараб 0 ёки π қийматини қабул қилади. δ_φ ning тасодикий табиати натижасида хатolikни шартли эҳтимоли $P_e(\delta_\varphi)$ ҳам тасодикий катталиқ ҳисобланади:

$$P_e(\delta_\varphi) = 1 - \Phi [\sqrt{q} \cos (\delta_\varphi)]. \quad (2.83)$$

P_e хатolik эҳтимолини топиш учун фаза хатolikини тақсимланиш зичлиги $w(\delta_\varphi)$ ни ҳисобга олган ҳолда тасодикий катталиқнинг ўрта қийматини топиш лозим:

$$P_e = \int_{-\infty}^{\infty} w(\delta_\varphi) P_e(\delta_\varphi) d(\delta_\varphi)$$

P_e ning нисбатан кичик эҳтимолларида тахминий ифодадан фойдаланса бўлади:

$$P_e \approx 1 - \Phi (\sqrt{q} < \cos (\delta_\varphi) >), \quad (2.84)$$

бунда

$$< \cos (\delta_\varphi) > = \int_{-\infty}^{\infty} w(\delta_\varphi) \cos (\delta_\varphi) d(\delta_\varphi). \quad (2.85)$$

2.4.4. Нисбий фаза бўйича манипуляцияланган сигналлар ёрдамида маълумотларни узатувчи тизимлар

Қайта ишлаш ҳодисасига қарши курашиш мақсадида ҳар хил усуллар таклиф қилинган. Улардан баъзилари уза-тилаётган сигналга махсус пилот/сигнални киритишга асосланган ва унинг ёрдамида қабул қилувчи томонида таянч сигнални шакллантирувчи қурилма генераторла-рининг синхрон ишлаши таъминланади. Аммо бунда пи-лот/сигналга қўшимча энергия сарфлаш талаб қилинади, бу эса тўлқин узатиш йўлидаги сарфни камайтиради.

ФМ нинг нисбатан тўлиқ қулайликлари 1954 йилда рус олими Н. Т. Петрович томонидан тавсия қилинган нисбий фазали телеграфия (НФТ) усуллари қўлланилганда амалга оширилади. Баъзида нисбий фазали манипуляция — (НФМ) деб юритилувчи унинг бу усули қайта ишлаш эффектидан ҳолидир. Усулнинг маъноси куйидагича: Фаза ҳисоблаш абсолют тизими ўрнига:

$$x = 1 \rightarrow s_1(t), \varphi_1 = 0;$$

$$x = -1 \rightarrow s_2(t), \varphi_2 = \pi.$$

Нисбий фазали манипуляция — НФМ усулида нисбий (сурилувчи) фаза ҳисоблаш тизими киритилади. Ҳар бир навбатдаги элтувчи фазасининг ҳисоб боши сифатида ол-динги элтувчи фаза олинади.

Бунда икки қўшни элтувчи фазалари фарқи иккита қиймат қабул қилади:

$$\Delta\varphi = |\varphi_i - \varphi_{i-1}| = \begin{cases} 0, & \text{агар } \varphi_i = \varphi_{i-1} \\ 1, & \text{агар } \varphi_i = \varphi_{i-1} + \pi. \end{cases}$$

Элтувчилар фазасининг нисбий ҳисоблаш тизимида сигнал элтувчисини танлаш модулятор киришига келаёт-ган маълумот белгининг қиймати ($x_i = 1$ ёки $x_i = -1$) боғ-лиқ бўлиш билан бир қаторда олдинги элтувчи қандай бўлганлигига (s_i ёки s_j) ҳам боғлиқ, $x_i = 1$ белгига фазалар фарқи $\Delta\varphi = 0$ га тенг бўлган сигнал элтувчиси, $x_i = -1$ белгига фазалар фарқи $\Delta\varphi = \pi$ га тенг бўлган сигнал эл-тувчиси мос келган шартда иккиламчи сигналларни уза-тишда ташувчи тўлқин фазасини манипуляция қилиш

Ташувчини қайта тиклаш схемаларида, олатда, халла-да жуда яхши (филтрлаш) сузгичлаш амалга оширила-ди, шунинг учун $\omega(\delta_\varphi)$ тақсимотини юқори даражада Га-усс бўйича апроксимация қилиш мумкин:

$$\omega(\delta_\varphi) = 1 / (\sqrt{2\pi}\sigma_\varphi) \exp \left[-(\delta_\varphi)^2 / (2\sigma_\varphi^2) \right], \quad (2.86)$$

бунда σ_φ^2 - фазалар ҳаттолиги дисперсияси, буни тахми-нан қуйидаги формула билан ҳисоблаш мумкин:

$$\sigma_\varphi^2 = 1 / q_8, \quad (2.87)$$

q_8 — таянч сигнални шакллантирувчи қурилма чиқи-шида сигнал/шовқин муносабати. Гаусс тақсимоти (2.86) учун (2.85) да интеграллаш қуйидаги нисбатга олиб келади:

$$< \cos(\delta_\varphi) > = \exp(-\sigma_\varphi^2 / 2). \quad (2.88)$$

Бундан (2.84) га асосланиб P_2 учун якуний ифода ҳосил қиламиз:

$$P_2 = 1 - \Phi(\sqrt{q} \exp(-\sigma_\varphi^2 / 2)). \quad (2.89)$$

Сигнал/шовқин эквивалент муносабати q_3 ни қуйида-гича аниқлаш мумкин:

$$q_3 = q \exp(-\sigma_\varphi^2). \quad (2.90)$$

Албатта, хато дисперсияси σ_φ^2 нинг ортиши билан q_3 камаяди ва P_2 эҳтимоли ўсиб боради. Дисперсия σ_φ^2 ни аниқ-ловчи сигнал/шовқин муносабати q_6 қийматини Пистоль-корс схемаси учун қуйидаги нисбат асосида ҳисоблаш мумкин:

$$q_6 = \frac{q^2 \Delta f_3}{(1 + 2q_{\text{сир}}) \Delta f_6}, \quad (2.91)$$

бунда $q_{\text{сир}}$ — оралиқ частота кучайтиргичи Δf_3 бўсағасида сигнал/шовқин муносабати; Δf_6 — ТМС бўсағаси.

(2.91) нисбат шовқинда берилган ($q_{\text{сир}} < 1$) ташувчи-ни ФМ сигналдан ажратиб олиш имкониятини кўрсатади. Шунга ўхшаш нисбатлар таянч сигнални шакллантирув-чи қурилманинг бошқа турлари учун ҳам мавжуддир.

қондаси күйидагыча бўлади: $x_1 = 1$ белгини узатишда эл-
тувчи фазаси ўзгармасдан, олдинги элтувчи фазата тенг-
лигича қолади, $x_2 = -1$ белгини узатишда элтувчи фазаси
олдинги элтувчи фазата нисбатан 180° градуста ўзгаради.
Шартли суратда бу қонда шундай ёзилади:

$$x_j = \begin{cases} x_1 = 1 \rightarrow \varphi_j = \varphi_{j-1} \\ x_2 = -1 \rightarrow \varphi_j = \varphi_{j-1} + \pi. \end{cases} \quad (2.92)$$

Маълумки, навбатдаги элтувчи фазанинг бошлангич
ҳисобини таъминлаш мақсадида нисбий фазали манипуля-
ция — НФМ тизимининг узатувчи қурилмаси ҳар бир
элтувчи фазани эслаб қолувчи хотира элементига эга бў-
лиши керак. Қабул қилувчи қурилмада қайси белги уза-
тилганлигини билиш мақсадида фақатгина берилган эл-
тувчининг ҳисобга олибгина қолмай, балки олдинги қабул
қилинган, яъни хотира элементига эга бўлиш зарур. ФМ
ва нисбий фазали манипуляция усулларининг мувофиқ-
лигини намойиш қилиш мақсадида 2.2-жадвалда маълу-
мот белгилари ва сигнал элигувчилари келтирилган. Но-
минч $j = 0$ устунда сеанс бошида нисбий фазали мани-
пуляция вақтида узатилувчи ёрдамчи белги ва унга мувофиқ
ёрдамчи элитувчи кўрсатилган.

Амалда элитувчи чегараларини аниқловчи ва фаза бури-
линини бошқарувчи модуляция қондасини жорий қилиш-
дан воз кечиш мумкин. Манипуляцияни худди одадаги ФМ
дек амалга ошириш учун белгиларни бошлангич кетма-кет-
литини қуйидаги қонда билан қайта қоллаштириш керак:

$$x_{kj} = x_j \oplus x_{k(j-1)}. \quad (2.93)$$

2.2-жадвал

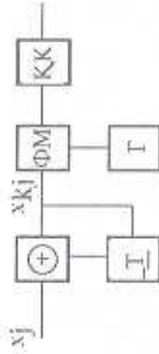
Устун рақами j	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11
Xj	1	-1	1	-1	1	1	1	-1	-1	1	1	1
Sj ФМ	S1	S2	S1	S2	S2	S1	S1	S2	S2	S2	S1	S1
Sj ОФМ	S1	S2	S2	S1	S2	S2	S2	S1	S2	S1	S1	S1
Xkj	1	1	0	0	0	1	0	0	0	0	1	0
Skj ОФМ	S1	S1	S2	S2	S2	S1	S2	S2	S2	S2	S2	S1
												S2

Устун рақами j	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11
Xkj	1	1	0	0	0	1	0	0	0	0	1	0
Skj ОФМ		S1	S2	S2	S2	S1	S2	S2	S2	S2	S1	S2
Стаянч	S1	S1	S1	S1	S1	S1	S2	S2	S2	S2	S2	S2
Uj	+	+	-	-	-	+	±	±	+	+	-	+
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

Устун рақами 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	S1	S2	S2	S1	S2	S2	S2	S2	S2	S2	S1	S1
Стаянч = Sj-1		S1	S2	S2	S1	S2	S2	S2	S2	S1	S2	S1
Uj		-	+	-	-	+	+	+	-	-	+	+
Xj*		0	1	0	0	1	1	0	0	0	1	1

Модул 2 бўйича кўшишда 1-белги 0 га ўтказилади, 2.2-
жадвалда нисбий фазали манипуляция учун s_{kj} элигувчи-
ларга мос x_{kj} кетма-кетлиги берилган. Шундай қилиб, бе-
рилган ҳолда ФМ модулятори узатувчи ўзгарганида фаза-
ни кўчириш йўли билан ишлайди. Қайта қоллаштиришли
узатувчи қурилманинг схемаси 2.27-расмда келтирилган.
Қайта қоллаш қурилмаси Т вақтга кечиктирувчи элемент
ва 2 модули бўйича йилувчидан ташкил топган. Фаза бўйича
манипуляциядан сўнг ҳосил бўлган ФМ сигнал қувват
бўйича кучайтиргич (КК) да кучайтирилади ва узатилади.
Қабул қилувчи томонда белгиларни бошлангич кетма-кет-
литига қайтариш мақсадида қайта қоллашга тескари бўлган
операция бажарилади.

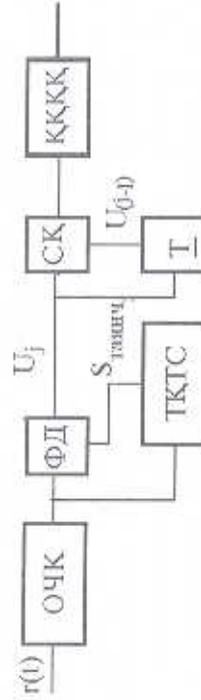
Нисбий фазали манипуляция сигналларини қабул
қилишда асосий усулларни кўриб чиқамиз: корреляцион



2.27-расм

(когерент) ва автокорреляцион (нокогерент). Корреляцион қабул қилинда нисбий фазали манипуляция сигналларини демодуляциялаш фазали детектор ёрдамида bajarиллади. ФД учун таянч тебраниши схемаси юқорида кўрилган таянч сигналини шакллантирувчи қурилмада ишлаб чиқариллади. Таянч кучланишини ишлаб чиқаришда фазалар бўйича хатоликлар туфайли корреляцион усул аниқ когерент бўла олмайдди ва шунинг учун баъзида уни квазикогерент деб аталади.

Нисбий фазали манипуляция сигналларини қабул қилувчи корреляцион қурилма схемаси 2.28-расмда келтирилган. Солиштириш қурилмаси (СК) да қабул қилинган оғувининг қутб ишоралари аввал қабул қилинган оғувчи қутб ишораси билан солиштирилади. Бунинг учун схемата Т даврга сигнални кечиктирувчи хотира элементи киритилган. Одатда бундай элементлар триггер турига мансуб схемалар асосида қурилади. Солиштириш қурилмаси сигналларининг қутб ишоралари мос тушганда бошқарувчи импульс чиқарувчи солиштирувчи схемадан иборат бўлади. Қарор қабул қилувчи қурилмада бошқарувчи импульс таъсирида, $r(t)$ аралашмада s сигнал борлиги ҳақида қарор қабул қилинади. Сигналлар мос тушмаган ҳолатда s сигнал қабул қилин-



2.28-расм

ганлиги тасдиқланади. Кўриб чиқилган қабул қилиш усули қутбларнинг мос тушиши деб юритилади.

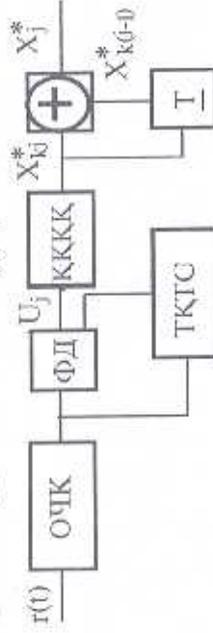
Қайта кодлаш тизими учун қабул қилинган x_j^* белгилар кетма-кетлигини қабул қилиш ва шакллантириш схемаси 2.29-расмда келтирилган. 2.3-жадвал таянч сигнали $s_{\text{таянч}}$ фазаси сакраб ўзгарган ҳолати учун схеманинг ишлашини тушунтиради. Сакраб ўзгаришда 5 ва 6 сигналлар тўплами четгарасида фақатгина битта жалвалда тагига чизилган элемент нотўғри қабул қилинади. Кўриниб турибдики, $s_{\text{таянч}}(t)$ сигнал фазасининг сакраб ўзгаришида хато локал баҳоланади ва бир ёки икки беллинигина ўз ичига олади. Агарда таянч сигнал фазасининг сакраб ўзгариши Т давр оралиғида бўлса, иккита хато белги пайдо бўлиши мумкин. ФМ сигналларни узатишда шу каби сакраб ўзгаришлар фазаси сакраб ўзгарган таянч сигналдан сўнг келаётган барча белгиларини хато қабул қилишга олиб келади.

Нисбий фазали манипуляцияни қабул қилишда қайта кодлаш қуйидаги қоидага асосланади:

$$x_j^* = x_{k(i)}^* \oplus x_{k(i-1)}^* \quad (2.94)$$

2.3-жадвалда $0 \rightarrow -1, 1 \rightarrow 1$ мос тулишни эътиборга олиб, x_j бошланғич белгилар келтирилган. Хато қабул қилинган элементлар δ -устунга тегишли.

Шовқин таъсири остида нисбий фазали манипуляция сигнал тўпламининг яқка бузилиши қабул қилишда қўшалоқ хатоликка олиб келади. x_j^* белгиларнинг бундай бузилиши бир-бирига мос тушмайдиган икки мураккаб ҳолатни юзага келиши билан боради: ФД чиқишида $x_{k(i)}^*$ учун қутб ишораси тўғри $x_{k(i-1)}^*$ учун эса нотўғри тикланади; $x_{k(i)}^*$ қутб ишораси нотўғри тикланган, $x_{k(i-1)}^*$ учун тўғри тикланган.



2.29-расм

Ҳар бир шундай ҳолатлар ҳолатлар эҳтимоли $p = P_c(1 - P_d)$ га тенг, бунда P_c айрим сигнал тўплами қутб ишорасининг нотўғри тикланиш эҳтимолидир. Бу эҳтимолилик ФМ сигналларни когерент қабул қилишдаги P_c каби аниқланади. Нисбий фазали манипуляция учун хатоларнинг қўшалоклигини эътиборга олиб, қуйидагини ҳосил қиламиз:

$$P_{\text{ағлом}} = 2P_c(1 - P_c) = 2 \left[1 - \Phi(\sqrt{q}) \right] \Phi(\sqrt{q}). \quad (2.95)$$

Одатда $P_c \ll 1$ бўлиши талаб этилади, шунинг учун (2.95) ни соддалаштириш мумкин:

$$P_{\text{ағлом}} \approx 2 \left[1 - \Phi(\sqrt{q}) \right]. \quad (2.96)$$

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

Нисбий фазали манипуляция бўйича реал қабул қилишда синхрон детекторлашдаги фаза бўйича синхронлаштириш хатоларини ҳисобга олиш керак. Бунинг учун бириччи яқинлашишда (2.89) ва (2.87) муносабатларидан фойдаланиш мумкин.

Нисбий фазали манипуляция сигналларини автокорреляцион қабул қилишни кўриб чиқамиз. Бундай қабул қилиш нокогерент ҳисобланади, чунки ФД учун таянч тебраниш сифатида T вақтга кечиктирилган олдинги сигналлар тўплами қабул қилинади. ФД усулида қабул қилинган ва олдинги сигналлар тўпламларининг фазалари солиштирилади, шунинг учун нисбий фазали манипуляция сигналларини автокорреляцион қабул қилиш баъзида сигналлар тўпламининг фазалар бўйича солиштириш усули ҳам деб юритилади. Нисбий фазали манипуляция сигналлар демодуляторининг таркибий схемаси 2.30-расмда келтирилган. Фаза бўйича детектор сигналнинг автокорреляцион амалини ҳисоблашни бажаради. Қарор қабул қилувчи қурилма U_f кучланишининг қутб ишорасига мос равишда қуйидагича қарор қабул қилади: кучланиш мусбат бўлган ҳолатда ФД чиқишида 1 белги тикланади, ман-

фий ҳолати учун 0 ёки 1 тикланади. 2.4-жадвали фазаларни солиштириш усули бўйича қабул қилишни кўрсатади. Бу ерда 2.2-жадвалидаги каби белгилар қабул қилинган, халақитлар ҳисобга олинмаган.

Қурилган усул қайта ишлаш имкониятини йўқотмай. Шовқиннинг таъсири лаври T га тенг бўлган қўшни оралиқларда тебранишлар фазасини ўзгартиришга олиб келади. Белгиларни бундай шароитда қабул қилишда хатоллик келиб чиқиши мумкин. Ҳар бир сигналлар тўплами ФД чиқишида икки мартаба кучланишнинг тикланишида: бириччи мартаба сигналлар тўплами сифатида, иккинчи мартаба эса таянч сигнал сифатида иштирок этади. Шунинг учун чиқишда иккиланган хатолар пайдо бўлади.

Автокорреляцион қабул қилишнинг халақитга бардошлилини баҳолаётганда қабул қилинаётган сигналларни қўшалок ортогонал сифатида кўриш мумкин. Нокогерент қабул қилиш учун хатоллик эҳтимоли (2.69) муносабати билан аниқланади. $(-T, T)$ оралиқда сигнал энергияси $2E$ га тенглигини эътиборга олиб, нисбий фазали манипуляция сигналларни нокогерент қабул қилиш учун

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

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

Хатоллик эҳтимоли $P_{r,n}$ корреляцион қабул қилишдаги ва нисбатан бир неча марта катта. Фазаларни солиштириш усулини амалга оширишда сигналлар тўпламининг марказий частота спектрига мосланган юқори сатҳли коммутация бўлувчи (фильтрлар) сузгичлар ишлатилади (2.31-расм). Синхронлаш қурилмаси (СК) K_1 ва K_2 калитлар ёрдамида сузгичлар коммутациясини амалга оширади. Келаётган тебраниш $t = -T$ онда, шу вақтга қадар тебранишни ўчириш усули билан нолинчи бошланғич шароитга келтирилган бириччи Φ_1 сузгичига берилади. Киришдаги тебраниш $t = 0$ онда юқоридаги каби нолинчи бошланғич шароитда келтирилган иккинчи сузгичга коммутация қилинади. $t = T$ санақ онига қадар Φ_1 сузгичида ўзининг мустақил тебранишлари лавом этади. Тебранишлар сузгичлардан сўнг тебранишларни қайта қўлайтириш ва интегратор вазифаларини бажарувчи ФД га берилади. Киришдаги сигнал $t = 2T$ онда-

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

Кўрсатилган шартлар узатишнинг техник тезлигини чегаралайди:

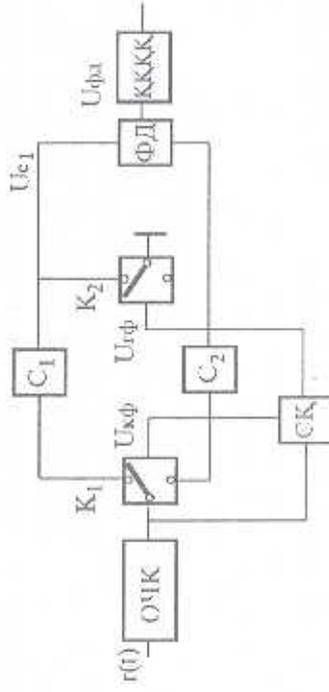
$$R = 1 / T \leq 10^{-3} f_0 \quad (2.98)$$

(2.98) чегарага асосан нисбий фазали манипуляция автокорреляцион қабул қилиш усуллари узатиш тезлиги кагга бўлмаган радиолинияларида кенг қўлланилади. Одатда юқори тезликдаги маълумотларни узатувчи радиотехник тизимларда нисбий фазали манипуляция сигналларни корреляцион қабул қилиш усули қўлланилади.

2.5. Тасодирий параметрли каналларда сигналларни қабул қилиш

2.5.1. Каналлар тавсифи

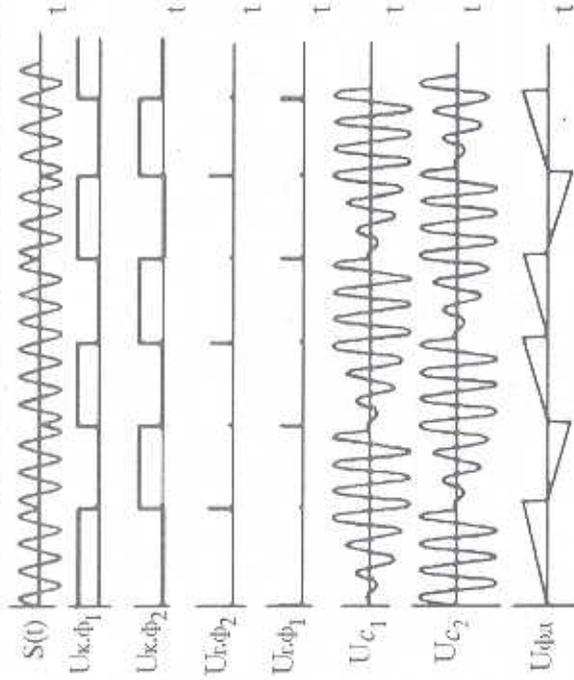
Маълумот бериш жараёнида параметрлари тўхтовсиз ва тасодирий ўзгарадиган каналлар жумласига тропосферали, ионосферали, метеор алоқа каналлари кирати. Тасодирий параметрли каналлар шартли равишда тўғри тўлқинли ва сийрак тўлқинли каналларга бўлинади. Биринчи тур каналларда сигнал қабул қилувчи ва узатувчи қурилма орасида геометрик кўриниш чегарасида гарқалади, тасодирий усуллар орасидаги параметрлар худди ердаги оптик алоқа каналлар қаби ўзгаради. Иккинчи тур каналларда узатувчи ва қабул қилувчи қурилма орасидаги геометрик кўриниш бўлмайди ва алоқа учун ноидеал муҳитлар билан тўлқинларни сийракланиш ва нурланиш хосаси ишлагатилди. Параметрлари вақт бўйича ўзгарувчи муҳитнинг айрим ҳажмидан сигналларнинг қайтиши ва сийракланиши ҳисобиға сигналларнинг тўхташи содир бўлади. Тўхташ пайтида сигнал даражаси асосан пасайиши мумкин ва натижада қабул қилинаётган маълумотнинг аниқлиги тўсатдан ёмонлашади.



2.31-расм

да яна Φ_1 сузгичига уланади, Φ_2 да эса тебраниш $t = 3T$ онига қадар давом этади.

2.32-расмда схеманинг ишлашини тушунтирувчи вақт диаграммаси келтирилган. Юқорида қурилган коммутация сузгичларга эга схема бир қанча чегараларга эга. Биринчидан, тебранишни сўндириш вақти Δt тебраниш T нинг нисбатан кичик бўлагини ташкил қилиши керак. Акс ҳолда



2.32-расм

Биринчи яқинлашишда тарқалиш муҳити чизиқли деб ҳисобланиши мумкин. Яъни параметрлар муҳитда сигналнинг бўнаниши акс эттирувчи айрим чизиқли тизим кўринишидани тўхташнинг аста-секин ўзгариши билан инфодаланувчи сигналларнинг ютилиши кўринишидаги муҳит параметрлари тез ўзгариши билан ҳосил бўлувчи сигнал флукутацияси сифатида тавсия этилади.

Нисбатан қисқа вақтда алоқа сеанслари вақтида фақат сигнал флукутациясини ҳисобга олиш мумкин, унда муҳитнинг ўзгарувчанлиги туфайли сигналнинг аста-секин тўхташи аҳамиятсиз ҳисобланади. Сигнал флукутациясига олиб келадиган муҳитнинг ўзгаришига турли қатламларда ҳароратнинг бирдан ўзгариши ёки муҳитнинг зичлиги натижасида ҳосил бўлувчи хилма-хил ҳодисалар, шунингдек, локал ҳодисалар содир бўлишига олиб келувчи турбулент жараёнлар сабаб бўлади. Бу қатламли ва мураккаб ҳодисалар ўзининг ўлчамини ўзгартириб туради. Радиосигналнинг тасвир характери ва энергияси сийракланиши шу муҳитта тарқалиш вақтида ўз жойини ўзгартиради, қабул қилувчи қурилма киришига сигнал турли йўлар билан тушади. Бу кўриниш кўпурлилик деб аталади. Тебранишнинг амплитуда ва ўтиш вақти нурларда ҳар хил ва тасодифийдир. Нурларнинг интерференцияси қабул ерида сигналнинг флукутациясига олиб келади.

Сигналлар тўпланиши узатиш вақтида $s(t) = a_i f(t)$, бунда a_0 — сигналлар тўпланиши амплитудаси, $f(t)$ — айрим амплитуда сигналлар тўплами, қабул қилувчи қурилма киришида сигнал куйидаги йиғинди орқали берилиши мумкин:

$$s_H(t) = \sum_k s_k(t) = \sum_k a_k(t) f_k[t - \tau_k(t)], \quad (2.99)$$

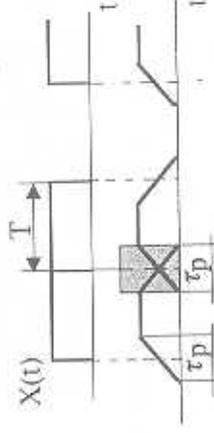
бунда k нурлар сони, $a_k(t)$ — сигналнинг k нури орқали олинган i сигналлар тўплами оғувчиси, $\tau_k(t)$ — сигналлар тўплами тарқалиш сонига нисбатан k нури ташкил этувчисининг кечикиш вақти.

$a_k(t)$ ва $f_k(t)$ жараёнларнинг тасодифий табиати $s_H(t)$ сигналнинг тасодифий табиатини белгилайди. τ_k сигналнинг k нур орқали келган кечикиш вақти барча нурлар бўйича ўртача вақт τ_0 нинг ва k нуридаги δt кечикиш вақти-

нинг ўртача τ_0 вақтдан тасодифий четга огиши йиғиндисини кўринишида тасаввур этилади. Сигналнинг кўпурли узилиш вақти τ_p максимал ва минимал δt ифодалар орасидаги фарқ билан ифодаланadi. Кўпурли узилишнинг тасвири туфайли қабул қилгичнинг киришидаги ҳар қандай сигналлар тўплами τ_p вақтга қадар оширилгандай кўрилади. Бунда қабул қилиш сифатининг ёмонлашишига олиб келадиган белгиларо интерференция пайдо бўлади. 2.33-расмда интерференциянинг тасвири кўрсатилган (штрихланган бўлим интерференция майдонини аниқлаб берилари қабул қилиш сифатига тасвириши камайтириш учун албатта $T \gg \tau_p$ бўлиши керак. Бу ердан кўпурли каналларда эшиттиришнинг техник тезликка қўйилган шартли келиб чиқади. $R = 1/T \ll \tau_p$.

Узоқ, қисқа тўққинли алоқанинг 4000 км масофадаги радиотўққинларда τ_p чўзиқлик вақти 3 мс катталиктича етиб боради. 1000 км масофадаги тропосфер оралиқларда бу вақт бир неча микросекундани ташкил қилади.

Атроф муҳитнинг тасодифий аралашуви атроф муҳит орқали ўталган сигнал спектрал ташкил этувчиларини частота тасодифий Доплер сурилишига олиб келади. Спектр нурли ташкил этувчиларнинг тасодифий характердаги силжишлари натижасида уларнинг кенгайиши ўрнини эгаллайди (Δf_p спектрнинг Доплер чўзилиши). Сигнал спектрининг барча ташкил этувчилари учун тахминан бир хил чўзилиш шартли кузатиш частоталар диапазони когерент тарқалишнинг частоталар кенглиги деб аталади. Когерентлик шартли тенгсизликка олиб келади, яъни $\Delta f_p \ll \Delta f_c$ буида Δf_c — сигнал спектри кенглиги. Агар $\Delta f_c \sim 1/T$ деб олсак, унда кўрсатилган шарт бўйича $T \ll 1/\Delta f_c$ бўлади. Бу шарт-



2.33-расм

$$\kappa(t) = ks_i(t) + n(t); \quad i = 1, 2, \quad (2.100)$$

булда $n(t) - N_0$ спектрал зичликка эга бўлган аддитив оқ шовқин. Коэффициент k сигналнинг муҳитдаги тўхташши ифодалайди ва аниқ тақсимот қонунига эга бўлган тасодифий катталикни билдиради. $s_i(t)$ сигнал тасодифий бошланғич фазага эга, шунинг учун (2.100) модели кўрсатилган шартларда умумий тўхташши Гаусс каналга мос тушади. Сигналнинг аста-секин тўхташи ҳолатида k коэффициентининг ҳақиқатга ўхшашлик муносабатини ҳисоблаш вақтида ҳисобга олиш керак. Бу ҳолда сигналларнинг оптимал фарқлашши алгоритми Δ кагталикнинг шаклланишига олиб келади (2.2.2 га қarang), яъни оптимал қабул қилгичнинг структура тузилиш схемаси худди тасодифий бошланғич фазадаги сигналларники каби қолади (2.14-расмга қarang).

Тасодифий амплитудали ва фазали сигналларнинг қабул қилинидаги халақитга бардошлилигини баҳолашда (2.100) даги k коэффициентнинг тақсимланиш қонунини билиш зарур. Бир бирлик дисперсияли Реле тақсимоти ҳолатида ортогонал сигналлар учун хатolik эҳтимоли P_e қуйидаги ибора билан ифодаланади:

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

Бу ерда барча сигналлар тўплами бўйича ўртача қийматни олиш амалга оширилади. $P_e(k) - (2.69)$ ифода билан ҳисобланадиган хатоларнинг шартли эҳтимоли, унда $q = 2E / N_0$ ўрнига $k^2 q$ қўйиш керак. P_e нинг q га тобелиги 2.15-расмда келтирилган. Дарҳақиқат, сигналларнинг Реле тўхташи сигналларни ажратиш сифатини камайтиради.

P_e эҳтимоллик иборасини сигнал амплитудасининг ўзгариш қонунининг бошқа ҳолларида ҳам олиш мумкин. Шундай қилиб, бир томонлама нормал тақсимотда:

$$\omega(k) = \begin{cases} \sqrt{2\pi} \exp(-k^2/2), & k \geq 0 \\ 0, & k < 0 \end{cases}$$

бўлади.

нинг бажарилмаслиги сигнал спектри ва унинг кўришишларини тасодифий бузилишига олиб келади (селектив тўхташ). Доплер чўзилиш ва кўпнурлилиқнинг кам таъсири талабларини қондириш учун $\Delta f_c \tau_p \ll 1$ тенгсизликни бажариш зарур. $\Delta f_c \tau_p = k_p$ кўпайтма чўзилиш коэффициенти ни ифодалайди. Сигнал тўхташида амплитуданинг ўзгариши тафсилоти учун тўхташ чуқурлиги ва тезлиги деган тушунчалар киритилади. Тўхташ чуқурлиги медиан ифодага нисбатан сигнал оғувчиси даражасининг ўзгариши билан ифодаланади. Медиан ибора алоқа сеанси давомида юқори ва пастки даражаларда бўлиш жараёнининг умумий вақти бир хил бўладиган оғувчи даражаси билан ифодаланади. Катта масофадаги алоқа линияларида тўхташ чуқурлиги 20-30 дБ га етиши мумкин.

Тахриба асосида олинган маълумотларга қараганда тўхташнинг аниқ корреляцион амали қуйидаги кўрсаткичли экстенент кўринишига эга бўлади ($-\tau / (2T_{\text{эф}})$), булда $T_{\text{эф}}$ — тўхташ тезлигини ифодаловчи қиймат. Катта масофадаги радиотўлқиннинг тўхташ тезлиги кичик масофадаги тўхташ тезлигидан юқори ва албатта $T_{\text{эф}}$ кагталлик кичик. Тўхташнинг ўртача даври 0,1—0,3с агрофида тебранади. Деярли кўнчилик рашиотўлқинлар учун тўхташнинг ўртача даври айрим сигнал тўпламлари кетма-кетлигини бирмунча оширади, шунинг учун сигналлар тўхташ шини секин деб ҳисоблаш мумкин.

Сигналларнинг тўхташ вақтидаги оғувчанлигининг тақсимланиши Реленинг умумлашган қонунига бўйсунали (масалан, 2.66.га қarang). Жуда чуқур тўхташлар вақтида сигнал оғувчанлиги Реле қонунини ёки бир томонлама нормал қонун бўйича тақсимланган деб ҳисобланади. Реле тўхташи мумкин бўлган канал учун мисол қилиб тропосферали ёки ионосферали канални олиш мумкин. Ўткир йўналган антенналар қўлланиладиган каналлар умумлашган Реле тўхташлари билан ифодаланади.

2.5.2. Иккиланган флукутирланган сигналларни янжа қабул қилиш

Қабул қилувчи қурилма киришда тебраниши қуйидаги кўринишда тасаввур қиламиз:

P_c хато эҳтимоли куйидаги ибора билан топилади:

$$P_c = 1 / (2\sqrt{1 + q^2}) \quad (2.102)$$

2.15-расмдаги икки чизма P_c нинг q га тобелигини кўрсатади. P_c нинг кичик қийматларини таъминлаш учун тўхташ вақтида сигнал энергиясини тўхташ кузатилмаган каналларга нисбатан ошириш керак.

2.5.3. Сигналларни қабул қилишда фарқлаш усули

Сигналларни фарқлаш усули Реле каналларида тўхташга қарши курашда самарали ҳисобланади. Фарқлаш асосида қабул қилиш вақтида қабул қилинган ахборотнинг ҳал қилиниши бир хил ахборотга эга бўлган бир-биридан фарқ қилувчи сигналларнинг тафтиши асосида ишлаб чиқиладди. Агар сигналнинг сигнал тўлқимлари намуналари бир хилдаги s_{0i} ахбороти орқали ифодаланса, n та намунага эга бўлган ахборот куйидагича аниқланади:

$$s_{0i} = a_{0i} f_{0i}(t), \quad i = \overline{1, n} \quad (2.103)$$

бунда a_{0i} оғувчининг i намунаси, $f_{0i}(t)$ намуна сигнал ама-ли. Ҳамма намуналар (O, T) оралиги апрофида ҳаракат қиладди.

Тўхташнинг бир хил статистикасида a_{0i} амплитуда берилган айрим катталикдан кичик бўлганда тўхташ эҳтимоли бир хилдир: $P(a_{0i} < u_0) = p_i = p$, шунинг учун барча n намуналар a_{0i} дан кичик амплитудага эга бўлганда, эҳтимоллик куйидагича тенг бўлади:

$$P_0 = \prod_{i=1}^n p_i = p^n \quad (2.104)$$

Бундан барча намуналарнинг бир вақтдаги тўхташ эҳтимоли n сонининг ўсиши билан камайиши маълум бўлади. Бу вазиятдан қабул қилишнинг сифатига тўхташ таъсирини камайтиришда фойдаланилади.

Тажрибада куйидаги фарқлаш турлари ишлатилади: частотали, вақт бўйича, кутбланган ва фазовий. Частотали фарқлашда бир хил маълумот бериш учун турли частоталарда сигнал шакллари ҳосил бўлади. Тўғри фарқлашда сигналлар кам корреляция қилинган бўлади, частоталар бўйлаб фарқланганда сигналлар бир вақтда бир неча параллел каналлар бўйлаб бериллади. Бундай фарқлаш маълумотларни узатувчи РТС курилмаларининг мураккаблашиши ва частота диапазониининг кенгайиши билан боғлиқдир.

Вақт бўйича фарқлашда бир хил маълумот $t_{\text{фл}}$ тўхташнинг корреляция вақтидан катта бўлган маълум вақт оралигида такрорлаш орқали бериллади. Сигнал қабул қилишни ташкил қилиш учун узатувчи томонида бўлгани каби қабул томонида ҳам хотира курилмалари бўлиши керак. Вақт бўйича фарқлашда ахборот узатиш тезлиги камаяди.

Кутбланган фарқлаш қабул қилинган тебранилларни горизонтал ва вертикал кутбли ташкил этувчиларга ажратишга асосланган. Бу ташкил этувчилар турли кутбли икки антеннада қабул қилинади. Бироқ кўрсатилган эффект фақат айрим каналлардагина кузатилади.

Фазовий фарқлаш эса бир сигнални фазода бир-биридан фарқланувчи икки антенна ёрдамида қабул қилишга асосланган бўлиб, бу турли тармоқларда оғувчи нусхаларининг нокорреляция бўлишини таъминлайди. Сигнал оғувчилари нусхаси орасидаги корреляция коэффициенти Δx фарқлаш катталигига боелиқ бўлиб, куйидагича ифодаланали:

$$\rho(\Delta x) = \exp[-\Delta x^2 / (2\Delta x_0^2)] \quad (2.105)$$

бунда Δx_0 — нусхаларни нокорреляциялашгандаги фарқлашнинг минимал иборасини ифодаловчи катталик. Фарқлашнинг турларига қараб, узатувчи Δx_0 частота, вақт, масофа ва бурчак бирликларида ифодаланиши мумкин.

Тажрибада фазовий фарқлаш энг кўп қулланилади. Ультракисқа тўлқин (УКТ) да сигнал шакллариининг етарлича декорреляцияси Δ /масофада антеннаи фарқлаш вақтида $10-20 \lambda$ га етади, бунда λ — тўлқин узунлиги.

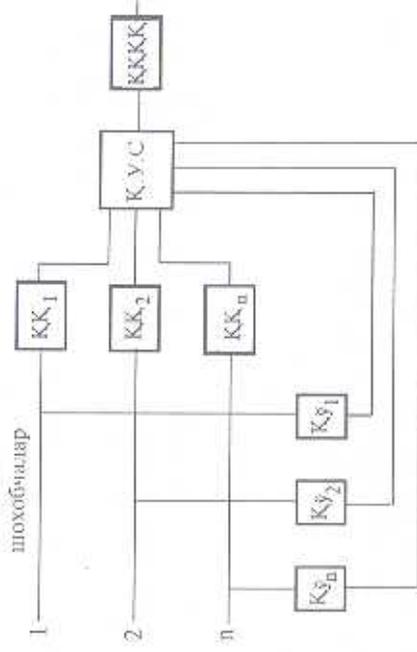
Қабул қилинида фарқлашнинг асосий усулини кўриб чиқамиз. Энг кучли сигналларга эга бўлган тармоқнинг автотанлов усули энг ошдий ва етарлича самарали усуллардан ҳисобланади. Автотанлов бўйича фарқлар қабул қилиш схемаси 2.34-расмда тасвирланган. Тармоқларни қабул қилишнинг чиқиши (ҚК) қайта улаш схемаси (ҚУС) орқали қарор қабул қилувчи қурилма (ҚКҚК) ли демоляторга уланади. Қайта улаш схемасини бошқариш, алоҳида тармоқлар бўйича, каналлар ўтказгичининг коэффициентини (ёки қабул қилинган сигнал қуввати) (ҚЎ) ўлчагичи ёрдамида амалга оширилади. Қайта улаш схемаси энг катта сигнал тармоғини таллаш имконини беради.

Алоҳида олинган n тармоқлардаги сигналларнинг сустралаш Реле ва бир хил тўхташлари вақтидаги ортогонал сигналли иккиланган тизимининг автотанлов схемаси ҳақиқатга бардошлигини баҳолаймиз. i канал узатиш k_i коэффициентини тақсимотиинг Реле қонунини k^2 ўрта квадрат билан ифодаланган бўлсин. Барча тармоқлар бўйича максимал қиймати k_m берилган k_0 дан кичик бўлган эҳтимоллик ҳолатини толамиз. Агар барча k иборалар k_0 дан кичик бўлгандагина k катталиқ k_0 дан кичик бўлади. Шундай қилиб,

$$\begin{aligned}
 P(k_m \leq k_0) &= P(k_1 < k_0; k_2 < k_0; \dots; k_n < k_0) = \\
 &= \left[\int_0^{k_0} \omega(k) dk \right]^n = \left[\int_0^{k_0} \frac{2k}{k^3} \exp\left(-\frac{k^2}{2k^2}\right) dk \right]^n = \\
 &= \left[1 - \exp\left(-\frac{k_0^2}{k^2}\right) \right]^n.
 \end{aligned} \tag{2.106}$$

(2.106) ифода k_0 катталиқнинг тақсимот амалини белгилайди. Бу ифоданинг k_0 бўйича ҳосиласини олиб ва k_0 ни k_m га алмаштириб, $w(k_m)$ эҳтимолликнинг зичлигини ҳосил қиламиз:

$$\omega(k_m) = \frac{2nk_m}{k^2} \exp\left(-\frac{k_m^2}{k^2}\right) \left[1 - \exp\left(-\frac{k_m^2}{k^2}\right) \right]^{n-1}. \tag{2.107}$$



2.34-расм

Ортогонал сигналларни тўхтатиш бўлмаган вақтидаги ортогонал некогерент қабул қилиш (2.69) ифода билан аниқланган хатоликлар эҳтимолини таъминлайди. Реле каналнинг узатиш коэффициенти $k = k_m$ ва барча k катталиқлар бўйича хатолик эҳтимолини ўртача қийматиини олиш билан бу ифода қуйидаги кўринишга келади:

$$P_r(k_m) = 0.5 \exp(-q_m/4), \tag{2.108}$$

бунда $q = 2E_m/N_0$ сигнал/шовқин муносабати, K_m узатиш коэффициентига эга бўлган тармоқлардаги сигналнинг энергияси $E_m = k_m^2 E$ га боғлиқ. Автотанлов схемасининг сокин тўхташида узатиш коэффициенти $k = k_m$ (2.107)ни тақсимот қонунини билан ўзгарувчи эквивалент каналдаги яқка қабул қилиш схемаси сифатида кўриш мумкин. Шунинг учун n -мартга фарқлашда қабул қилишнинг ўртача хатолик эҳтимолни қуйидагича аниқланади:

$$\begin{aligned}
 P_m &= \int_0^{k_m} P_r(k_m) \omega(k_m) dk_m = \frac{n}{k^2} \int_0^{k_m} k_m \exp \\
 &\quad \left[-\frac{k_m^2}{k^2} - (1 + \frac{q}{4}) \right] \times \left[1 - \exp\left(-\frac{k_m^2}{k^2}\right) \right]^{n-1} dk_m,
 \end{aligned} \tag{2.109}$$

бунда $\bar{q} = K^2 E / N_0$ — (тўхташ бўйича) сигналнинг ўртача энергияси $K^2 E$ нинг оқ шовқин спектрал зичлигига нисбатан муносабати.

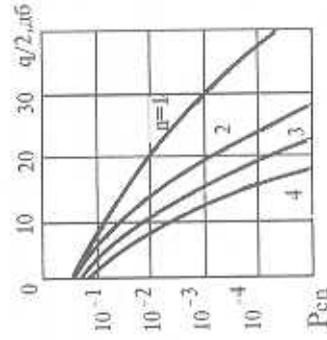
(2.109) интегрални интеграл ости функцияларидан бирини Ньютон биномига ёйиб сўнгра қисмлар бўйича ҳисоблаш мумкин. Ҳисоблаш натижасида қуйидагини ҳосил қиламиз:

$$P_m = n! / 2^n \prod_{i=1}^n (i + \bar{q} / 4) \quad (2.110)$$

2.35-расмда (2.110) ибората кўра $n = 2, 3, 4$ каби турли солин тармоқлар учун фарқлашсиз яқка қабул қилишда ($n = 1$) P_m нинг $q/2$ га боғлиқлиги кўрсатилган. Келтирилган боғлиқликдан кўриниб турибдики, фарқлаш усулининг самараси яқка қабул қилишдан иккиланган қабул қилишга ўтаётган вақтда кучлироқ кўринади ва тармоқларнинг кейинги сон ўсишида камроқ ифодаланади. $P_m \leq 10^{-4}$ ҳол учун яқка қабул қилишдан иккиланган қабул қилишга ўтиш ҳисобига энергия бўйича фойда 17дБ дан ошади.

Айрим тармоқларда тўхташлар орасида корреляция мавжудлиги ҳисобига фарқлашлага фойда камайиб кетади, лекин $\rho(\Delta t) \leq 0.6$ корреляция коэффициентини доира-сида бу аҳамиятсиз бўлиб кўринади.

Автоташловга нисбатан бирмунча катта самарани нурларни чизиқли йиғиш билан боралдиган фарқлаш усули



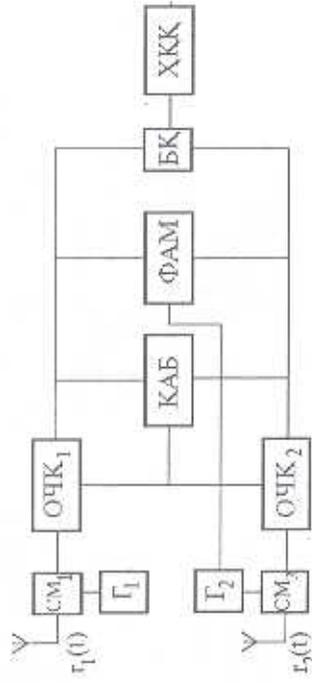
2.35-расм

таъминлайди. Икки тармоғи фарқланган қабул қилувчи курилманинг солда схемаси 2.36-расмда келтирилган. Қуйидаги автоматик бошқариш (КАБ) курилмаси тармоқларда кучайишни тенглаштиради. Бирлаштирувчи курилмада (БК) тармоқларни йиғиш когерентлиги (чизиқли-мда) бир сигнал фазасининг бошқа сигнал фазасига олиб келувчи фаза бўйича авто мословчи (ФАМ) ҳисобига бўлади. Бошқариш тегеродин (Γ_2) орқали амалга оширилади. Тармоқлар бирлаштирилгачан сўнг олинган тебраниш-ни қайта ишлаш демодуляторда ва яқка қабул қилишдаги каби ҳал қилувчи (ХҚК) курилмада олиб борилади ва сигнал модуляцияси турига боғлиқ бўлади.

Чизиқли йиғишда барча тармоқлар бир хил ҳисобланади. Сигнал қувватининг бирлаштирувчи курилма чиқишидаги шовқин қувватига муносабати тармоқларнинг узатиш коэффициентини k_i нинг тасодифий характери билан боғлиқ бўлган тасодифий катталикдир. Тармоқлардаги сигналларнинг мустақил нусхалари учун сигнал — шовқин муносабатининг ўртача қиймати $\langle q \rangle$ Реле тўхташларида қуйидаги ибора билан ифодаланади:

$$\langle q \rangle = q [1 + (n - 1) (\pi / 4)] \quad (2.111)$$

Чизиқли йиғиш ҳисобига энергия бўйича самара $K_{\text{а.п.}} = \langle q \rangle / q$ тармоқлар сони билан белгиланади. Бу самара авто ташлов схемасидаги самара коэффициентини $K_{\text{а.а.}} = \Sigma 1/i$ га нисбатан кўшир.



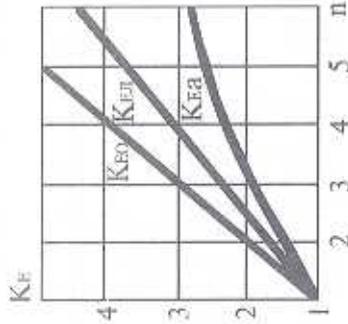
2.36-расм

Янада кўпроқ самара тармоқларнинг оптимал чизиқли йигилиши вақтида ҳар бир тармоқнинг аниқ ҳолатини ҳисобга олган ҳолда амалга оширилади, нусхалар эса ўзининг оғувчисига қараганда каттароқ нисбатда жойлаштирилади. Бу шартни бажариш учун ҳар бир тармоқда нусхаларни фазалар бўйича мослаш ва кучли сигналларни кўп-роқ қучайтирувчи автоматик бошқарувчилар бўлиши керак. Бундай шартитда энергия бўйича фойда тармоқларнинг оптимал чизиқли йигилиши ҳисобига $K_{\text{э.о}} = n$ га тенг. 2.37-расмда энергия бўйича самара коэффициентини $K_{\text{в}}$ нинг кўриб ўтилган учта ҳодиса учун n сонли тармоқларга боғлиқлиги кўрсатилган.

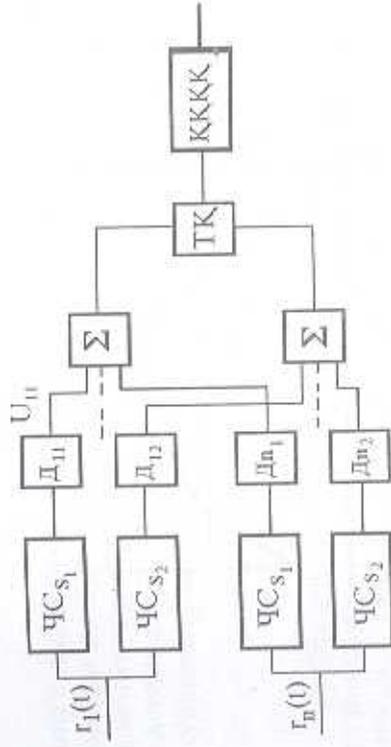
Фарқлаш усули билан қабул қилишда, энг рационал усулни жорий қилишда, содда ва оптимал чизиқли йигилишда самара бўйича кам ютқазиладиган тармоқларни чизиқли бирлаштиришни ҳисоблаш мумкин.

Тармоқларни детекторли бирлаштириш (оралиқ, ҳасота бирлаштириш) усулини қўллаш сигнал нусхалари фазасини баҳолашни талаб этади.

Сигналларни катта вақт оралиғида кўпнурули чўзинишда фазани баҳолашдаги хатолик бирдан орташи ва детекторли бирлаштириш самараси пасаяди. Бундай ҳолларда тармоқларни детектордан сўнг (нокогерент) бирлаштириш усуллари қўлланилади. Олинган нусха таҳлили яқка нокогерент қабул қилишдаги каби амалга оширилади, узатишдан белги бўйича қарор тармоқларда эмас, балки уларни йи-



2.37-расм



2.38-расм

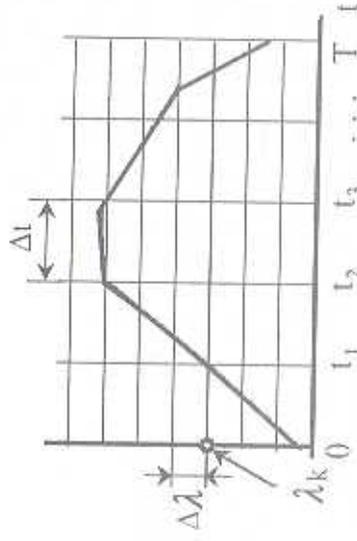
гучида бирлаштирилганидан сўнг қабул қилинади. 2.38-расмда иккиламчи ахборотларни узатишда тармоқларни нокогерент бирлаштириб фарқлаш усули бўйича қабул қилиш схемаси келтирилган. Чизиқли сузгичларда (ЧС) s_1 ва s_2 сигнал тўпламлари халақитдан тозаланади. D детекторда оғувчи ажратиб олинганидан сўнг s_1 ва s_2 га мос бўлган оғувчилар айрим-айрим жамланилади ва натижа таққослаш (ТҚ) қурилмасида содир бўлади.

Тармоқларни нокогерент жамлаш чизиқли (когерент) га нисбатан халақитта бардошлик бўйича 1дБ га яқин ютқазди. Оддийлиги, ўта юқори самаралилиги сабабли нокогерент бирлаштириш усули кенг қўлланилади.

3. УЗЛУКСИЗ АХБОРОТЛАРНИ УЗАТИШ ВА ҚАБУЛ ҚИЛИШ УСУЛЛАРИ

3.1. Узлуксиз ахборотларни узатиш ва қабул қилиш усуллари

Ахборотларни узлуксиз ишлаб бериш манбаи чексиз миқдордаги ахборотларни чекланмаган имконият даражасида кўп ишлаб бериш хусусиятига эгадир. Ахборотларни узлуксиз ташкил этиш мажмуа манбаи чексиздир. Бундай манба таснифини характерлаш учун “энтропия” ва “узлуксиз ахборотлар” тушунчаси киритилади.



3.1-расм

Агарда тасодифий жараён $\lambda(t)$ соҳаларини $\Delta\lambda$ ораликларга бўлсак, $(\lambda_k, \lambda_k + \Delta\lambda)$ ораликқа киралиган миқдор эҳтимолиги $\omega(\lambda)\Delta\lambda$ -дан аниқланади, бу ерда $\omega(\lambda)$ - эҳтимолик зичлигининг тасодифий қиймати $\lambda(t)$.

Уни λ_k қиймати билан алмаштириб, λ_1 узлуксиз қийматнинг бошланғич ораликда олинган гуруҳини дискрет кўринишда ёзиш мумкин ва бундай манба энтропияси қуйидаги ифода билан аниқланади:

$$H_k(\lambda) = - \sum_{t=1}^T \omega(\lambda_t) \Delta\lambda \log [\omega(\lambda_t) \Delta\lambda] = - \sum_{t=1}^T \omega(\lambda_t) \Delta\lambda \log \omega(\lambda_t) - \sum_{t=1}^T \omega(\lambda_t) \Delta\lambda \log \Delta\lambda. \quad (3.1)$$

(3.1) тенгламадан $\Delta\lambda \rightarrow 0$ да чегара миқдорига ўтилса ҳамда $(\omega(\lambda_t) \Delta\lambda)$ ни эътиборга олсак, қуйидагича бўлади:

$$H(\lambda) = - \int_{-\infty}^{\infty} \omega(\lambda) \log \omega(\lambda) d\lambda - \lim_{\Delta\lambda \rightarrow 0} \log \Delta\lambda. \quad (3.2)$$

(3.2) тенгламанинг иккинчи бўлаги $\Delta\lambda \rightarrow 0$ да λ тақсимланиш қонунига буйсунмайди ва у чексизликка интилади. Бу шунни билдирадики, ҳар қандай узлуксиз тасодифий қиймат чексиз каттадир. Шу билан бирга, узатилган ва қабул қилинган сигналлар орасидаги ўзаро информа-

ция аниқлигича қолади. Айни вақтда у энтропия ҳосиласи орқали аниқланади. Бизни энтропия ҳосиласи қизиқтирганили учун (3.2) тенгламадагининг иккинчи бўлаги ҳисобга олинмаса ҳам бўлади ва дифференциал энтропия қуйидагича аниқланади:

$$b(\lambda) = - \int_{-\infty}^{\infty} \omega(\lambda) \log \omega(\lambda) d\lambda. \quad (3.3)$$

Дифференциал энтропия манфий қийматга ҳам эга бўлиши мумкин, лекин энтропияга хос бўлган аддитивлик хусусиятини сақлайди.

Ўзаро дифференциал энтропия тасодифий қийматли λ ва r учун қуйидагича аниқланади:

$$b(\lambda, r) = - \int_{-\infty}^{\infty} d\lambda \int_{-\infty}^{\infty} \omega(\lambda, r) \log \omega(\lambda, r) dr. \quad (3.4)$$

$I(\lambda, r)$ ўзаро ахборотни узлуксиз қийматлар оралигидаги (2.8) тенгламага ўхшаш дифференциал энтропиялар фарқи орқали аниқлаш мумкин:

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

бу ерда $b(r/\lambda) = \int_{-\infty}^{\infty} d\lambda \int_{-\infty}^{\infty} \omega(\lambda, r) \log \omega(r/\lambda) dr$ — шартли дифференциал энтропия.

Агарда қабул қилинган $\lambda^*(t)$ ва узатилган $\lambda(t)$ ахборотлар фарқи кам бўлса, бушай ахборот эквивалент дейилади. Эквивалентлик критерияси сифатида одада узатилган ва қабул қилинган ахборотларнинг ўртача квадрат фарқи ҳамда узатилган ахборотларнинг ўртача квадрат фарқи қўлланилади, узатилган ахборотнинг $\sigma^2\lambda$ қуввати (дисперсияси) берилган деб қабул қилинади.

Қайд қилиш шовқини фарқ билан аниқланади. Тизимли хатолар бўлмаганда $\langle \varepsilon(t) \rangle = 0$, $\varepsilon(t) = \lambda^*(t) - \lambda(t)$ ўртача квадрат $\langle \varepsilon^2(t) \rangle$ қайд қилиш дисперсия шовқини билан мос бўлади. Агарда σ_1^2 ўртача квадрат фарқ берилган E_0 қийматлардан ортиқ бўлмаса, ёки $\sigma_1^2 < \varepsilon_0^2$ (3.6) бўлса, ахборот $\lambda(t)$ ва $\lambda^*(t)$ лар эквивалент дейилади. $I(\lambda, \lambda^*)$

ахборотлар сони дифференциал энтропия $b(\lambda)$ ва эквивалентлик критерияларига боғлиқ бўлади ҳамда у шартли эҳтимоллик зичлиги $\omega(\lambda^*/\lambda)$ ва шартли энтропия $b(\lambda/\lambda^*)$ ларни аниқлайди.

$\lambda^*(t)$ ахборотда $\lambda(t)$ га нисбатан минимал информатсия, эквивалентлигида "Энтропон-энтропия" $He_c(\lambda)$ дейилади. (3.5.) тенгламага биноан

$$H_c(\lambda) = \min I(\lambda, \lambda^*) = b(\lambda) - \max b(\lambda|\lambda^*), \quad (3.7)$$

бу ерда минимум ҳамма шартли тақсимот учун олинади. Энтропон-энтропия узлуксиз ахборотнинг бирлик ҳисобидаги сезиларли информатсияни аниқлайди.

Берилган σ^2 қувватли, тургун Гаусс жараёнини инфодаловчи узлуксиз ахборот манбаини кўрайлик. (3.6.) даги эквивалентлик критерийдан фойдаланамиз. $\lambda(t)$ жараёнини $\lambda^*(t) - \epsilon(t)$ фарқи билан ёзиш мумкин, шунинг учун берилган $\lambda(t)$ ахборотда шартли дифференциал энтропия $b(\lambda/\lambda^*)$ тўлиқлигича $\epsilon(t)$ шовқин билан ифодаланади. Бундан кўйидаги шартни ҳосил қиламиз:

$$b(\lambda/\lambda^*) = \max b(\epsilon). \quad (3.8.)$$

$\omega(\epsilon)$ тақсимотда энтропия $b(\epsilon)$ максималитини аниқлаймиз. Аввало дисперсия белгиланган деб ҳисоблаймиз. Вариация ҳисоблаш услубидан, F — функционални, экстремумининг зичлик эҳтимоли $\omega(\epsilon)$ меъёри чегараларини ҳисобга олиб, кўйидагича аниқлаймиз:

$$F = - \int_{-\infty}^{\infty} \omega(\epsilon) \log \omega(\epsilon) d\epsilon + \alpha_1 \int_{-\infty}^{\infty} \omega(\epsilon) d\epsilon + \alpha_2 \int_{-\infty}^{\infty} \epsilon^2 \omega(\epsilon) d\epsilon, \quad (3.9)$$

Бу ерда α_1 ва α_2 ноаниқ Лагранж кўпайтмасы. Функционал F нинг экстремумини таъминлаш учун кўйидаги тенгламани қошиқтириш лозим:

$$\frac{dF}{d\epsilon} \Big|_{\epsilon=0} = 0. \quad (3.10.)$$

Бу ерда γ — вариант $\omega_b(\epsilon)$ таркибига кирувчи коэффициент.

(3.10) тенгламада $\omega(\epsilon)$ функция кўйидаги кўринишда бўлади:

$$\omega(\epsilon) = \omega_0(\epsilon) + \omega_b(\epsilon). \quad (3.11)$$

Бу ерда $\omega_0(\epsilon)$ — (3.8) — шартни таъминловчи изидаётган (3.11) тенгламани (3.9) га кўйиб, уни γ — бўйича дифференциаллаб, (3.10) тенгламани кўйидаги кўринишга келтирамиз:

$$\int_{-\infty}^{\infty} \omega(\epsilon) \left[-\log \omega(\epsilon) + \alpha_1 + \alpha_2 \epsilon^2 \right] d\epsilon = 0.$$

Бундан $\omega(\epsilon) \geq 0$ эканлигини эътиборга олиб, $\log \omega(\epsilon) = -\alpha_1 - \alpha_2 \epsilon^2$ (3.12) ни ҳосил қиламиз.

Лагранж кўпайтмасы чегараловчи шартдан дисперсия учун меъёр кўйидагича аниқланади:

$$\int_{-\infty}^{\infty} \exp(-\alpha_1 - \alpha_2 \epsilon^2) d\epsilon = 1;$$

$$\int_{-\infty}^{\infty} \epsilon^2 \exp(-\alpha_1 - \alpha_2 \epsilon^2) d\epsilon = \sigma^2.$$

Кўпайтмалар α_1 ва α_2 ларни аниқлашдан сўнг кублагини ҳосил қиламиз:

$$\omega_b(\epsilon) = \left[1 / \left(\sqrt{2\pi\sigma^2} \right) \exp \left(-\epsilon^2 / 2\sigma^2 \right) \right]. \quad (3.13)$$

Шундай қилиб, агарда $\omega(\epsilon)$ тақсимоти гаусли бўлса, $b(\epsilon)$ — дифференциал энтропия белгиланган σ^2 е қийматда максимал бўлади. Энтропиянинг максимал қиймати кўйидагича ифода билан аниқланади:

$$\max b(\epsilon) = \log \sqrt{2\pi\sigma^2}. \quad (3.14)$$

Бир бирлик ҳисоб учун, энтропон- энтропия гаусли узлуксиз манба учун (3.7) ва (3.14) ифодаларга асосланиб кўйидагича тенг:

$$H_r(\lambda) = \log \sqrt{2\pi\sigma_x^2} - \log \sqrt{2\pi\sigma_r^2} = 0,5 \log(\sigma_x^2 / \sigma_r^2), \quad (3.15)$$

$\rho_0 = \sigma_x^2 / \sigma_r^2$ нисбат сигналлар шовқин нисбатининг минимал нисбатини ифодалайди, бунда ахборот $\lambda^*(t)$ ва $\lambda(t)$ ларни эквивалент деб ҳисоблаш мумкин. ρ_0 — қиймат узатилаётган ахборотларнинг характерига боғлиқ. Боғлиқ бўлмаган ахборотлар ҳисоби учун узатишган ахборотлардаги информация қўшилади.

Узлуksиз ахборотлар манбаининг чиқиш даражаси манбадан бир секундада, эквивалентнинг критерияси берилган ҳолатда, ахборотлар миқдори сифатида аниқланади. Боғлиқ бўлмаган ҳисоб учун ўртача ахборот бериш тезлиги v бўлса, эpsilon — ишлаб чиқариш қуйидагича бўлади:

$$H_r^1(\lambda) = v H_x(\lambda) = v [b(\lambda) - \log \sqrt{2\pi\sigma_r^2}], \quad (3.16)$$

Котельников теоремасига биноян, узлуksиз ахборот манбаи учун частота спектри F_B билан чегараланганда вақт дискретизацияси $\Delta t = 1/2F_B = 1/v$ (3.1-расм). F_B оралиқда, бир хилдаги спектрда ушбу ҳисоб корреляциялашмаган (2.28-расмга қаранг) ва Гаусс манбасига боғлиқ эмас. У ҳолда қуйидагича ёзиш мумкин:

$H_r^1(\lambda) = 2F_B H_x(\lambda)$ (3.17) ва (3.15) ни ҳисобга олган ҳолда қуйидаги ифодани бир хилдаги спектр полосасида эpsilon н ишлаб чиқаришнинг Гаусс манбаи ифодасини ҳосил қиламиз:

$$H_r^1(\lambda) = F_B \log(\sigma_x^2 / \sigma_r^2) = F_B \log \rho_0. \quad (3.18)$$

T_c вақт бирлигида Гаусс манбадан берилаётган ахборотлар миқдори қуйидагича бўлади:

$$T_c(H_r^1(x)) = T_c F_B \log \rho_0. \quad (3.19)$$

Агарда сигналнинг динамик диапазон $\log \rho_0$ га тенг бўлса, сигнал ҳажми тушунчаси билан мос бўлади. Гаусс манбаининг ишлаб чиқараётган квази оқ шовқини ҳар қан-

дай бошқа шундай қувватли манбаининг шовқинидан катта бўлганлиги учун (3.19) тенгламадан T_c вақтда берилган максимал информация миқдорини аниқлайди.

Хотирасиз узлуksиз ахборотлар манбаининг ортиқлигини қуйидаги ифода орқали аниқлаш мумкин:

$$K_H = [H_r - H_r(\lambda)] / H_r(\lambda) = 1 - \frac{H(\lambda) - \log \sqrt{2\pi\sigma_r^2}}{[1/2 \log \sqrt{2\pi\sigma_x^2} / \sigma_r^2]}. \quad (3.20)$$

(3.20) аввал қабул қилинган дискрет манба учун (2.5) ифода кабилар. Манбаининг ортиқлик даражаси, агарда сигналнинг тақсимоти гауссли бўлсагина нолга тенг бўлади.

Берилган ρ_0 қийматдан кичик бўлмаган ҳолатда, қабул қилинчининг кириш қисмида сигнал ва шовқин қувватининг нисбати квадратли критерия эквиваленти асосида ахборот узатишнинг тўғрилиги тушунилади.

3.2. Узлуksиз ахборотлар узатишда каналнинг ўтказувчанлик хусусияти

Алоқа каналидан бир секундада ўтадиган максимал информация миқдорига ўтказувчанлик — C дейилади. Агар ахборотлар $\lambda(t)$ ва $\lambda^*(t)$ алоқа каналининг кириши ва чиқишида ўзларининг ҳисоблари билан $\Delta t = 1/2\Delta f$ вақт оралиғида Δf оралиқда информация $I(\lambda, \lambda^*)$, каналдан ўтиш вақти T бўлса, ҳар бир информациянинг ҳисоб йиғиндилари тенг бўлади. Бир ҳисоб учун ўтказувчанлик:

$$\begin{aligned} C_0 &= \max_{\lambda(\lambda^*)} I(\lambda, \lambda^*) \max_{\lambda(\lambda^*)} [h(\lambda) - h(\lambda / \lambda^*)] = \\ &= \max_{\lambda(\lambda^*)} [h(\lambda^*) - h(\lambda / \lambda^*)]. \end{aligned} \quad (3.21)$$

Бу ерда λ ва λ^* — жараёнлар $\lambda(t)$ ва $\lambda^*(t)$ нинг кесими, бунда максимум киритиш сигналларининг барча тақсимланган қонунлари бўйича олинади.

Ўтказувчанлик C бир секундада олинган ҳисобнинг барча C_0 қийматининг йиғиндиси билан аниқланади.

Ўрта қувватдаги сигнал учун σ_a^2 билан чегараланганда Δf_3 оралиқда Гаусс шовқини таъсирида хотирасиз канал учун ўтказувчанликни ҳисоблаймиз. Шовқиннинг ўртача қуввати $\sigma_n^2 = P_n$ деб олинади. Шовқиннинг адаптивлигини ва (3.14) ни ҳисобга олиб, C_0 ни аниқлаймиз:

$$C_0 = \max_{w(r|\lambda)} \left[h(r) - h\left(\frac{r}{\lambda}\right) \right], \quad (3.22)$$

Бу ерда $h(r)$ r — аралашманинг дифференциал энтропияси. Гаусс тақсироти $w(r|\lambda)$ нинг шартли энтропия $h(r|\lambda)$ си математик кутишга боғлиқ эмас ва у қуйидагига тенг: $\log \sqrt{2\pi e P_n}$.

Бир-бирига боғлиқ бўлмаган сигнал ва шовқин учун қуйидаги ифода ўринли бўлади:

$$\sigma_x^2 = \sigma_s^2 + \sigma_n^2 = m + m,$$

бу ерда P_c сигналнинг ўртача қуввати. Агарда тақсирот қонуни Гауссли $w(r)$ ва $w(\lambda)$ (3.14 га қаранг) бўлса, белгиланган дисперсия σ_x^2 учун максимал энтропия $h(r)$ таъминланади. Бундан

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

$$C_0 = 0,5 \log \left[(P_c + P_n) / P_n \right]. \quad (3.24)$$

Агарда сигнал ҳисоби боғлиқ бўлмаса бир хилдаги 1 сигнал спектрида Δf_3 оралиқда бир нечта ҳисоблашда узатилган ахборот максимал бўлади. (3.24) қийматни боғлиқ бўлмаган ҳисоб $2\Delta f_3$ учун қўшиб, бир секунддаги ўтказувчанлик қобилиятини аниқлаймиз:

$$C = 2\Delta f_3 \cdot 0 = \Delta f_3 \log (1 + P_c / P_n). \quad (3.25)$$

Агарда сигнал/шовқин нисбати нолга тенг бўлиб, сигнал қуввати P_c чегараланмаган бўлса, олинган ифодадан каналнинг ўтказувчанлик хусусияти чексиз катта ва нолга тенглиги намоён бўлади.

(3.25) ифода Шеннон формуласи дейилади. Ушбу формула сигнал қувватининг ўтказувчанлик полосасига алмаштириш мумкинлигини кўрсатади. С билан Δf_3 нинг чиқиқли боғлиқлиги ва P_c/P_n нинг логарифмик боғлиқлиги сигнал қувватининг частота полосаси ўтказувчанлигига алмаштиришнинг нисбатан самаралилигини кўрсатади. $P_n = N_0 \Delta f_3$ бўлганлигидан (3.25) ни қуйидагича ёзамиз:

$$C = \Delta f_3 \log \left[1 + P_c / (N_0 \Delta f_3) \right] = \Delta f_3 \log e \ln \left[1 + P_c / (N_0 \Delta f_3) \right], \quad (3.26)$$

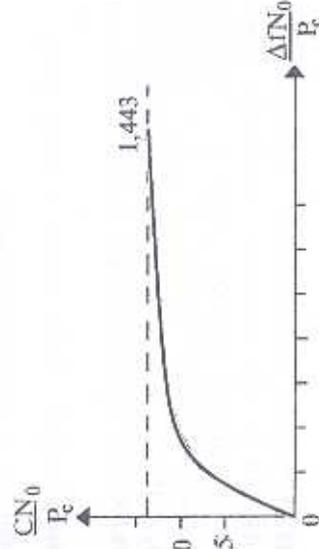
Ўтказувчанлик хусусияти $C/\Delta f_3$ қиймагга боғлиқ бўлиб, $C_\infty = (P_c/N_0) \log e$ (бит/сек), Δf_3 ортағида (3.2-расм) монотон ортади.

Бу T вақтла узатилган ахборотлар сигнал/шовқин $q = 2P_c T/N_0$ қандайдир бўсағида даражадан орттишини кўрсатади. Ўртача узатилган ахборот $TI(\lambda, r) < TC_\infty$, шунинг учун

$$TI(\lambda, r) < (P_c T/N_0) \log e \quad (3.27)$$

ва бир бит ахборот узатиш учун керак бўлган сигнал энергияси

$P_c T > N_0 / \log e = N_0 \ln 2$, ёки $q > 1.386$. Гаусс канали учун ахборотларнинг максимал ҳажми T_c вақт учун қуйидагича бўлади:



3.2-расм

$$V_k = T_k C = T_k \Delta f \log(1 + P_d/P_n) \quad (3.28)$$

$P_d \gg P_n$ да (3.28) каналнинг таснифи билан мос келади ва канал ҳажми дейилади.

Шеннон теоремаси узлуксиз канал билан узлуксиз ахборот манбаини мослаштириш мумкинлигини аниқлаштиради: агар берилган эквивалентли критерияда ахборот манбаи ϵ^2 унинг эпсилон ишлаб чиқариши каналнинг ўтказувчанлигидан кичик бўлса, $H^*(\lambda) \leq C$ коллаш ва декодерларнинг шундай услуби мавжудки (ахборотнинг синалга ўзгартириш ва аксинча), сигнални акс эттириш хатолиги ϵ^2 га яқин бўлади. $H^*(\lambda) \geq C$ да бундай услуб ўринли бўлмайди.

Шеннон теоремасига биноан $P_d/P_n \geq \rho_0$ шarti ахборот тиклашинг берилган аниқликда бўлиши шарт эмас.

Ахборотни тиклаш учун манбанинг ишлаб чиқариши каналнинг ўтказувчанлигидан ортинчи керак эмас. Бу ҳолда ахборотни сигналга шундай айлантириш лозимки, сигнал/шовқин нисбати P_d/P_n қабул қилишнинг чиқишида ρ_0 дан катта, киришида эса $P_d/P_n \geq \rho_0$ дан кичик бўлиши мумкин. Таъкидланганидек, модуляциянинг халақитта чидамли турини танлашга, масалан, кенг полосали (шовқинсимон) йўл билан эришиш мумкин [3; 9].

3.3. Узлуксиз ахборотларни оптимал қабул қилиш усуллари

3.3.1. Сигналларни когерент қабул қилиш

Сигнал параметрларини узлуксиз ахборотлар билан модуляциялаганда, информацион параметр $\lambda(t)$ сигнал функциясига киради ва ноқизик бўлади. Ушбу бурчакли модуляция услуби ўринли бўлади. Ахборот $\lambda(t)$ ни қабул қилишда бундай ҳолда аралашма $r(t)$ сигнал ва шовқиндан ахборотни яхши ажратиш олиш масаласи қўйилади:

$$r(t) = s(t, \lambda) + n(t) \quad (3.50)$$

Шовқин оқ ва гауссовли дейилади, агарда

$$\langle n(t) \rangle = 0 \text{ ва } \langle n(t_1)n(t_2) \rangle \geq 0.5 N_0 \delta(t_1 - t_2)$$

$\lambda(t)$ жараён ноқизикли фильтрацияда марков бўйича бўлиб, дифференциал (1.1) тенглама орқали ифодаланса, $s(t, \lambda)$ функция λ белгиланган қийматларида маълум деб ҳисобланади. Минимал ўрта квадратик хато $\langle E^2(t) \rangle$ ни таъминловчи энг яхши баҳо $\lambda^*(t)$ ни, $r(t)$ кузатишда (0, T) ораликда шакллантириш талаб этилади.

Оптимал қабул қилиш кузатиш $n(t) = r_0$ бўйича, апостериор зичликнинг эҳтимоллик тақсимоли $w(\lambda/r_0)$ ни шакллантириб, Байес формуласига биноан қуйилган билан ифодаланади:

$$w(\lambda/r_0) = k_{\mu} w(r_0/r_0) \quad (3.51)$$

бу ерда $k_{\mu} = \lambda$ га боғлиқ бўлмаган коэффицент, $w(r_0/r_0)$ — λ параметрнинг белгиланган қийматидаги тақсимот зичлиги ёки ҳақиқатга ўхшашлик функцияси қуйидагича ифодаланади:

$$w(r_0/\lambda) = \exp \left\{ -\frac{1}{N_0} \int_0^t [r(t) - S(t, \lambda)]^2 dt \right\} \quad (3.52)$$

Р. Л. Стратонович, апостериор зичлик $w(\lambda/r_0)$, $\lambda(t)$ тенгламасини дифференциал тенглама (1.1) бўйича ёзилганда қуйидагича эканлигини таъкидлайди:

$$\begin{aligned} \frac{\partial w(\lambda/r_0)}{\partial t} &= -\frac{\partial \lambda}{\partial} \left[K_1(\lambda, t) w(\lambda/r_0) \right] + \\ &+ \frac{1}{2} \frac{\partial^2}{\partial \lambda^2} \left[K_2(\lambda, t) w(\lambda/r_0) \right] + \\ &+ [F(\lambda, t) - \langle F \rangle] w(\lambda/r_0) = \\ &= L_{\mu} w(\lambda/r_0) + [F(\lambda, t) - \langle F \rangle] w(\lambda/r_0), \end{aligned} \quad (3.53)$$

бу ерда L_{rr} — Фоккер-Планк-Колмогоров оператори;
 $F(\lambda, t)$ — вақт бўйича (3.52) ифода функция ҳосиласи:

$$F(\lambda, t) = -(1/N_0) [r(t) - s(t, \lambda)]^2 \quad (3.54)$$

$$\langle F \rangle = \int_{-\infty}^{\infty} F(\lambda, t) w(\lambda, t_0) d\lambda. \quad (3.55)$$

(3.53) тенглама ахборот $\lambda(t)$ ни апостериор тақсимла-
 ниш ҳонунияти эволюциясини кўрсатади. Ушбу тенгла-
 мани моделлаштирувчи қурилма етарли даражадаги қабул
 қилгич бўлиб, узатилган ахборот $\lambda(t)$ тўғрисида етарли
 маълумот апостериор зичлик $w(\lambda_0/r_0)$ да бўлади. $\lambda^*(t)$ нинг
 энг яхши баҳоланиши учун оптималлик критериясидан
 фойдаланиш лозим бўлади.

Йўқотилинган ўрта квадратик функциясини танлаб ва
 ўртача тавақалликни минималлаштириб, маълум апос-
 териор зичликда минимал ўртача квадратик хатолик кри-
 териясига эришиш мумкин.

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

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

$$w(\lambda, r_0) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_\lambda^2(t)}} \exp \left\{ -\frac{[\lambda(t) - \lambda^*(t)]^2}{2\sigma_\lambda^2(t)} \right\}, \quad (3.56)$$

бу ерда $\sigma_\lambda^2(t)$ — ахборот $\lambda(t)$ ни аниқлигини характерлов-
 чи апостериор тақсимоот дисперсияси;

$\lambda^*(t)$ математик кутилиш апостериор эҳтимолликнинг
 максимумига мос келиб, ўртача квадратик хатонинг ми-
 нимал критериясининг оптимал баҳосини аниқлайди.

(3.56) тенгламани (3.53) га қўйиб ҳамда ўзгартириб
 қуйидаги гауссов ноқизиқли сузгичли тенгламалар тизи-
 мини ҳосил қиламиз:

$$\frac{d\lambda^*(t)}{dt} k_1(\lambda^*, t) + 2\sigma_\lambda^2(t) \frac{dF(\lambda^*, t)}{d\lambda^*}; \quad (3.57)$$

$$\frac{d\sigma_\lambda^2(t)}{dt} k_2(\lambda^*, t) + 2\sigma_\lambda^2(t) \frac{dG_1(\lambda^*, t)}{d\lambda^*} + \sigma_\lambda^4(t) \frac{d^2F(\lambda^*, t)}{d\lambda^{*2}}. \quad (3.58)$$

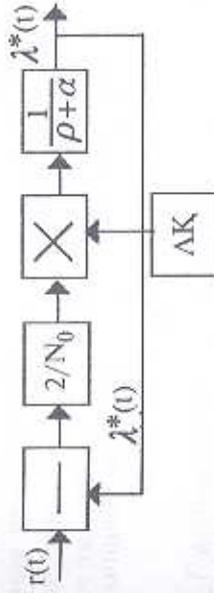
(3.53) ва (3.58) тенгламалар билан ифодаланган ноқи-
 зиқли сузгич, коэффициентлари $k_1(\lambda^*, t)$ ва $k_2(\lambda^*, t)$ ҳамда
 дисперсиялари $-\sigma_\lambda^2(t)$ вақт бўйича ўзгарувчан бўлганли-
 гидан ностационар бўлади. Сузгични иккита ўзаро боғлиқ
 қурилма сифатида тасаввур қилиш мумкин: (3.53) тенг-
 лама бўйича баҳолаш қурилмаси ишлайди, (3.58) тенгла-
 ма бўйича эса, дисперсиянинг қийматини аниқлик қурил-
 маси ишлаб беради. Хусусий ҳолда, агар филтрланувчи
 ўлчам Гауссли ихтиёрий жараён бўлса ҳамда аддитив шов-
 қин билан қўшилса, (3.29) тенгламадагидек, сузгич
 (филтр) тенгламаси қуйидаги кўринишда бўлади:

$$\frac{d\lambda^*(t)}{dt} = -\alpha\lambda^*(t) + \sigma_\lambda^2(t) \frac{2}{N_0} [r(t) - \lambda^*(t)] \quad (3.59)$$

$$\frac{d\sigma_\lambda^2(t)}{dt} = \frac{N_0}{2} + \sigma_\lambda^4(t) \frac{2}{N_0} \sigma_\lambda^2(t) 2\alpha. \quad (3.60)$$

Ушбу тенгламалар Кальман-Бьюсининг чизиқли
 (филтр) сузгич иштини ифодалайди, унинг структура схе-
 маси 3.3-расмда келтирилган, бу ерда $\rho = d/dt$ — дифферен-
 циалаш оператори.

Дисперсиянинг навбатдаги қиймати, аниқлик қурил-
 масида (АК) (3.60) тенгламага биноан ишлаб чиқарилади.



3.3-расм

Агарда ахборот $\lambda(t)$ сигналнинг ноэнергетик параметрини моделлаштирса, (3.57), (3.58) тенгламадаги $F(\lambda, t)$ функция (3.54) ифодага нисбатан солдароқ кўринишда ифодаланали

$$F(\lambda, t) = (2/N_0)r(t)S(t, \lambda), \quad (3.61)$$

(3.61) тенгламани эътиборга олиб, (фильтр) сузгич тенгламаси Гаусс $\lambda(t)$ жараёни учун қуйидагича бўлади:

$$\frac{d\lambda^*(t)}{dt} = -\alpha\lambda^*(t) + \frac{2}{N_0}\sigma_\lambda^2(t)r(t)\frac{\partial S(t, \lambda^*)}{\partial \lambda^*}, \quad (3.62)$$

$$\frac{d\sigma_\lambda^2(t)}{dt} = \frac{N_\lambda}{2} - 2\alpha\sigma_\lambda^2(t) + \frac{2}{N_0}\sigma_\lambda^4(t)r(t)\frac{\partial^2 S(t, \lambda^*)}{\partial \lambda^2}. \quad (3.63)$$

Ушбу тенгламаларга мос равишда сигнал генераторли (СГ) $S(t, \lambda^*)$, бошқарувчи элементли — (БЭ), сигналнинг параметрини баҳоланган $\lambda^*(t)$ қиймат билан ўзгартирувчи сузгич схемаси тузилади. Схемادا штрих билан аниқлик қурилмаси ажрашиб кўрсатилади. Стационар ҳолатда дисперсия қиймати ўзгармас, шунинг учун баҳолаш қурилмаси коэффициентини ўзгартириш шарт эмас. Стационар ҳолат учун дисперсия қийматини аввалдан ҳисоблаб, схемадан аниқлик қурилмасини чиқариб ташлаб, (фильтрни) сузгичи нисбатан солда ҳолатга келтириш мумкин.

Дисперсиянинг σ_λ^2 стационар қиймати (3.63) дифференциал тенгламага мос бўлган тенглама орқали ҳалла $d\sigma_\lambda^2(t)/dt = 0$ шарт бажарилганда қуйидагича аниқланади:

$$0 = \frac{N_\lambda}{2} - 2\alpha\sigma_\lambda^2 + \sigma_\lambda^4 \frac{2}{N_0} r(t) \frac{d^2 S(t, \lambda^*)}{d\lambda^2}, \quad (3.64)$$

Ушбу тенгламани ечиш учун аввало вақт бўйича $r(t)$ тасодифий қийматларни ўрталаштириш керак:

$$\frac{2}{N_0 T_0} \int_0^T r(t) \frac{d^2 S(t, \lambda^*)}{d\lambda^2} dt \approx \frac{2\alpha\sigma_\lambda^2}{N_0 T_0} \int_0^T S(t, \lambda) \frac{\partial^2 S(t, \lambda^*)}{\partial \lambda^2} dt, \quad (3.65)$$

бу ерда $\alpha_0 E = \alpha_0^2 T$ — сигналнинг энергияси (0; T) оралиқда сигнал $S(t, \lambda)$ нинг амплитудаси.

(3.65) — ифоданинг ўнг томон интеграл λ бўйича иккиламчи ҳосилани сигналнинг автокорреляцияси функциясини беради:

$$P^*(\varepsilon) = \frac{1}{T} \int_0^T S(t, \lambda) \frac{\partial^2 S(t, \lambda^*)}{\partial \lambda^2} dt. \quad (3.66)$$

Сузгичнинг юқори сифатида хағолик $\varepsilon = \lambda^* - \lambda$ нолга яқин бўлади. Шунинг учун (3.66) тенгламадан $\varepsilon = 0$ ва $S(t, \lambda) \approx S(t, \lambda^*)$ бўлади: Унда (3.64) тенгламани вақт бўйича ўрталаштириб, қуйидагича ёзамиз:

$$0 = 0.5N_\lambda - 2\alpha\sigma_\lambda^2 + \sigma_\lambda^4 (1/T) P^*(0), \quad (3.67)$$

бу ерда $q = 2\alpha_0^2 T / N_0$ — (0, T) оралиқда энергия нисбатлари спектрал шовқин зичлигига нисбатан (3.67) алгебраик тенгламанинг ечимини қуйидагича ёзиш мумкин:

$$\sigma_\lambda^2 = \left[\sqrt{1 - qN_\lambda P^*(0) / 2\alpha^2 T} - 1 \right] / \frac{qP^*(0)}{\alpha T} \quad (3.68)$$

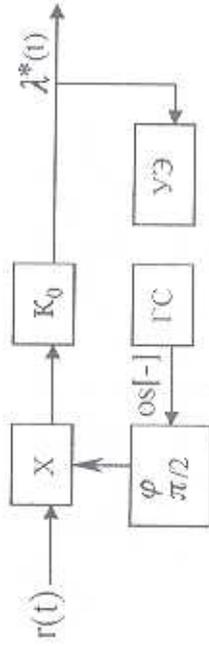
Хусусий ҳолда, агар $\lambda(t)$ (фильтрланувчи) сузгичланувчи параметр винер жараёнини берса, унда дифференциал тенглама билан ёзилади:

$$d\lambda(t)/dt = n_\lambda(t), \quad (3.69)$$

бу ерда $n_\lambda(t) \sim N_\lambda$ — спектрал зичликка эга бўлган, нолинчи ўртача қийматли оқ шовқин. Юқорида келтирилган тенгламаларда $\alpha = 0$. Стационар ҳолатда (фильтр) сузгич дисперсия хағоси қуйидагича бўлади:

$$\sigma_\lambda^2 = (N_\lambda T / q)^{1/2}, \quad (3.70)$$

$N_\lambda T$ қийматни T вақт ичидати $\lambda(t)$ дисперсия жараёнига етишиши деб қараш мумкин. (3.68) ва (3.70) ларни таҳлил қилиб, дисперсия учун $\lambda(t)$ структура схемасига



3.5-расм

Узлуksиз ахборот узатиш тизимини амплитудали модуляция учун курамиз. Бу ҳолат учун сигнал ва шовқин аралашмаси куйидаги кўринишда ёзилади:

$$r(t) = a_0 [1 + \mu_a \lambda(t)] \cos(\omega_0 t + \varphi_0) + n(t). \quad (3.78)$$

Бу ерда a_0 , φ_0 , ω_0 — маълум қийматлар; μ_a — амплитудали модуляция коэффициенти. Ахборотни Гаусс жараёни деб ҳисоблаб берилган ушбу тенглама билан ёзамиз:

$$d\lambda(t)/dt = -\alpha\lambda(t) + n_\lambda(t). \quad (3.79)$$

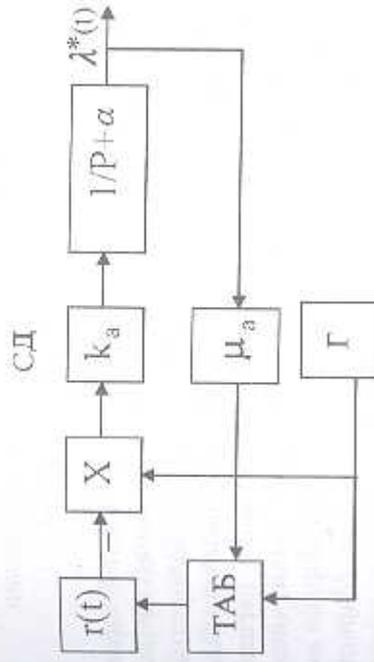
$n(t)$ аддитив халақитни спектрал N_0 зичликли оқ шовқин деб ҳисоблаймиз.

Бу ҳолатда $\lambda(t)$ ахборот сигнални энергетик параметр-ни модуляциялайди. Шунинг учун стационар ҳолатда $\lambda^*(t)$ ахборотни баҳолаш учун ифода куйидаги кўринишда бўлади:

$$d\lambda^*(t)/dt = -\alpha\lambda^*(t) + \sigma_\lambda^2 \frac{dF(\lambda^*, t)}{d\lambda^*}, \quad (3.80)$$

$F(\lambda, t)$ функция (3.54) ифода орқали аниқланади. Сигналнинг(3.78) ифодадаги $dF/d\lambda^*$ дифференциали куйидагича ёзилади:

$$\begin{aligned} \frac{dF(\lambda^*, t)}{d\lambda^*} &= \frac{2a_0}{N_0} \mu_a \left\{ r(t) - a_0 [1 + \mu_a \lambda^*(t)] \cos(\omega_0 t + \varphi_0) \right\} \times \\ &\times \cos(\omega_0 t + \varphi_0). \end{aligned} \quad (3.81)$$



3.6-расм

(3.81) ва (3.80) ифодалар асосида қабул қилгичнинг структура схемаси тузилади. 3.6-расмда сигналнинг амплитудали модуляцияланган қабул қилгич структура схемаси кўрсатилган.

Кучайтиргичнинг узатиш коэффициенти $k_p = 2a_0 \mu_a \sigma_\lambda^2 / N_0$ синхрон детекторнинг кириш қисмидаги сигнал қиймати автоматик нусхаси ростлаш аралашмадан сигнал нусхасини айириш ҳисобига амалга оширилади. Амплитудали бўйича манипуляция сигналнинг синхрон қабул қилишда ахборот эшиттириш аниқлиги куйидаги аниқлик билан ифодаланади. Иккинчи тартибли ҳосила $d^2 F(\lambda^*, t) / d\lambda^2$ вақт бўйича ўргаташтирилган:

$$\frac{1}{T} \int_0^T \frac{d^2 F(\lambda^*, t)}{d\lambda^2} dt = -a_0^2 \mu_a / N_0. \quad (3.82)$$

Унда хаголик σ_λ^2 дисперсияси куйидаги формула орқали аниқланади:

$$\sigma_\lambda^2 = \left(\sqrt{1 + 4\mu_a^2 N_\lambda / (2a_0^2 T)} - 1 \right) / \frac{2\mu_a^2}{a_0^2 T}. \quad (3.83)$$

Модуляция бўлмаганда ($\lambda = \text{const}$, $N_\lambda = 0$) сигналнинг ўзгармас амплитудали дисперсия баҳоси нолга тенг бўлади.

3.3.2. Амплитудали модуляция сигналли квазикогерент қабул қилиши

Квазигармоник қабул қилгичга хос бўлган характерлардан бири сигналда тасодифий ўзгарувчи $\varphi(t)$ фазанинг мавжудлигидир. Синхрон демодулятор эса ахборотни ажратиб олиш жараёнида узлуксиз фаза қийматини баҳолаб туради. Кўрсатилган шароитда сигнал икки параметрга боғлиқ бўлади. Биринчиси $\lambda(t)$ ахборот, иккинчиси $\varphi(t)$ фазадир. Ҳар иккала параметрлар узлуксиз Марков жараёнини намоен этади деб уларни баҳолаш учун Марков жараёни (фильтри) сузгич назариясини қўллаш мумкин.

Стационар ҳолатда, гаусс яқинлашувида $\lambda^*(t)$ ва $\varphi^*(t)$ ларни баҳолашда қуйидаги тенгламалар ўринли:

$$\frac{d\lambda^*(t)}{dt} = K_{1\lambda}(\lambda^*) + \sigma_\lambda^2 \frac{dF(\lambda^*, \varphi^*, t)}{d\lambda^*} + R_{1\varphi} \frac{dF(\lambda^*, \varphi^*, t)}{d\varphi^*}, \quad (3.84)$$

$$\frac{d\varphi^*(t)}{dt} = K_{1\varphi}(\varphi^*) + \sigma_\varphi^2 \frac{dF(\lambda^*, \varphi^*, t)}{d\varphi^*} + R_{\varphi\lambda} \frac{dF(\lambda^*, \varphi^*, t)}{d\lambda^*}. \quad (3.85)$$

Бу ерда $K_{1\lambda}$ ва $K_{1\varphi}$ — дифференциал тенгламалардаги $\lambda(t)$ ва $\varphi(t)$ лар учун бузилиш коэффициенти.

σ_λ^2 ва σ_φ^2 — иккинчи даражали ўзаро моментлар бўлиб, стационар ҳолат учун ҳисоблаш мумкин ва улар тенгламалар тизимидан аниқланади.

Сузгичнинг (фильтринг) олий даражадаги сифатлигида биринчи яқинлашишда (ҳисоблаш жараёнида) λ^* ва φ^* ўзаро апостериор алоқа баҳоларини ҳисобга олмаса ҳам бўлади ва $R_{\lambda\varphi} = R_{\varphi\lambda} = 0$ деб ҳисобланади.

Одатда фазанинг $\varphi(t)$ тасодифий характери элтувчи частотанинг нобтабиллигидан бўлганлиги учун $\varphi(t)$ жараён дифференциал тенглама билан ифодаланаяди

$$\frac{d\varphi}{dt} = n_\varphi(t). \quad (3.86)$$

Бу ерда $n_\varphi(t)$ — нолинчи ўртача қийматли оқ шовқин ва корреляцион функцияли

$$\langle n_\varphi(t_1) n_\varphi(t_2) \rangle = \frac{N_0}{2} \delta(t_1 - t_2).$$

Шундай қилиб, $\lambda(t)$ фаза Винер жараёни ҳисобланади. Агарда $\lambda(t)$ ахборот Гаусс-Марков жараёни бўлса, унда (3.84) ва (3.85) сузгич (фильтр) тенгламаларини ҳамда (3.86) ни эътиборга олиб қуйидаги кўринишда ёзиш мумкин:

$$\frac{d\lambda^*(t)}{dt} = -a\lambda^*(t) + \sigma_\lambda^2 \frac{dF(\lambda^*, \varphi^*, t)}{d\lambda^*}, \quad (3.87)$$

$$\frac{d\varphi^*(t)}{dt} = \sigma_\varphi^2 \frac{dF(\lambda^*, \varphi^*, t)}{d\varphi^*}. \quad (3.88)$$

Амплитудали модуляция қабул қилиш учун унбў тенгламани конкретлаштирамиз: тасодифий фаза мавжудлиги қуйидаги кўринишда бўлади:

$$S(t, \lambda, \varphi) = a_0 [1 + \mu_v \lambda(t)] \cos[\omega_0 t + \varphi(t)]. \quad (3.89)$$

$\lambda(t)$ — энергетик параметр бўлганлиги учун (3.87) ва (3.88) тенгламаларда $\partial F(\lambda^*, t) / \partial \lambda^*$ функцияларни мос равишда ифодалаш лозим. Бунда $2\omega_0$ частотали ташкил этувчисини қабул қилгичнинг сузгичида йўқотилишини ҳамда кичик хатоларда $\varepsilon = \varphi^* - \varphi$, $\cos \varepsilon \approx 1$ эканлигини ҳисобга олиш керак. У ҳолда сузгич тенгламаси қуйидаги кўринишда бўлади:

$$\begin{aligned} \frac{d\lambda^*(t)}{dt} = & -a\lambda^*(t) + k_1 \{r(t) \cos[\omega_0 t + \varphi^*(t)] - \\ & - \frac{a_0}{2} [1 + \mu_v \lambda^*(t)]\}, \end{aligned} \quad (3.90)$$

$$\frac{d\varphi^*(t)}{dt} = k_2 r(t) [1 + \mu_v \lambda^*(t)] \sin[\omega_0 t + \varphi^*(t)]. \quad (3.91)$$

3.7-расмда (3.90) ва (3.91) тенгламалар асосида қурилган қабул қилгичнинг схемаси кўрсатилган. Схемادا:

рини вектор компонентлари сифатида берилса, ушша ушбу вектор учун (5.53-га қаранг) Стратонович тенгламасини ёзиш мумкин. $F(\lambda, t)$ функция ўрнига, бунда $I(\lambda, \beta)$ функцияни қўйиб, қуйидаги ифодани ёзамиз:

$$v(\lambda, \beta) = 1/T \int_{t-T}^t F(\lambda, \beta, t) dt - 1. \quad (3.96)$$

$T \rightarrow 0$ да бу функция $F(\lambda, \beta, t)$ га ўтади. $I(\lambda, \beta)$ функциянинг киритилиши, ҳосиланинг тахминий кенглиги ва охири айирманинг тахминий кенглигини аниқлатади. Айтилганларни инобатга олиб, апостериор зичлигининг тенгламасини қуйидаги кўринишда ёзамиз:

$$\frac{\partial w(\lambda, \beta | \kappa_0)}{\partial t} = L_{\rho} w(\lambda, \beta | \kappa_0) + [v(\lambda, \beta) - \langle v \rangle] w(\lambda, \beta | \kappa_0), \quad (3.97)$$

бу ерда L -Фоккер-Планк-Колмогоров оператори, векторнинг априор кўринишини ифодалайди; $I(\lambda, \beta)$ функция орқали $I(\lambda, \beta | \tau_0)$ ўргалантирилган эҳтимоллик апостериор зичлигини инобатга олиб, $\langle v \rangle$ қиймат аниқланади.

$I(\lambda, \beta | \tau_0)$ ахборий кўрсаткич эҳтимоллигининг шартсиз зичлигининг тенгламасини аниқлаш учун $I(\beta)$ бир хилда тақсимланганлигини эътиборга олиб, (3.97) тенгламанинг чап ва ўнг томонларини β бўйича $[0, 2\pi]$ oralikda интеграллаймиз. Натижада қуйидагини ҳосил қиламиз:

$$\frac{\partial w(\lambda, \beta | \kappa_0)}{\partial t} = L_{\rho} w(\lambda | \kappa_0) + [\langle v \rangle_{\beta} - \langle v \rangle] w(\lambda | \kappa_0). \quad (3.98)$$

Бу ерда

$$\langle v \rangle_{\beta} = 1/2\pi \int_0^{2\pi} v(\lambda, \beta) d\beta. \quad (3.99)$$

Агарда сигнал (2.56) тенгламадаги квазигармоник тебраниш кўринишида бўлса, уни ортогонал ташкил элувчилар йиғиндиси кўринишида ифодалаш мумкин.

$\lambda(t)$ кўрсаткишни нознергетик деб ҳисоблаб, (3.96) ни эътиборга олиб ва (3.99) ни ўзгартириб, қуйидаги ифодани ёзамиз:

$$\langle v \rangle_{\beta} = 1/T \left[I_0 \left(\frac{2\Delta(\lambda, t)}{N_0} \right) - 1 \right]. \quad (3.100)$$

Бу ерда $I_0(x)$ — нолинчи даражали, Бесселининг модификацияланган функцияси. $\Delta(\lambda, t)$ функция корреляцион интеграл орқали аниқланади:

$$\Delta(\lambda, t) = [Z_1^2(\lambda) + Z_2^2(\lambda)]^{1/2}, \quad \text{бу ерда } Z_i(\lambda) = \int_{t-T}^t r(t) Y_i(t, \lambda) dt, \quad i = 1, 2;$$

$A(t)$ ва $\psi(t, \lambda)$ функциялар сигналнинг модуляция қонунига боғлиқ бўлиб, улар маълум деб олинади. $\langle V \rangle_{\beta}$ функцияни иккилаштириш учун $S(t, \lambda)$ — сигнал билан мослаштирилган (Д) оғувчи детекторли, чизиқли полдосали сузгич (ЧПС)ни қўллаш мумкин. ЧПСнинг ўтказиш полдосаси $\lambda(t)$ алборот спектрига боғлиқ. $I_0(x)$ функциянинг нозичиқлиги детектор таърифида ҳисобга олинади. 3.8-расмда $\langle V \rangle_{\beta}$ функцияни $r(t)$ бўйича амалга оширилиш схемаси келтирилган.

(3.98) формуладан апостериор зичлиги $I(\lambda | \tau_0(t))$ гауссов аппроксимацияси бўйича бўлганда, нокогерент сузгич схемасини ҳосил қилиш мумкин. Сузгичнинг стационар ҳолати учун нокогерент демодуляторнинг оптимал кўриниши тенгламаси қуйидаги кўринишда бўлади:

$$\frac{d\lambda^*(t)}{dt} = K_1(\lambda^*) + \sigma_{\lambda}^2 \frac{\partial \langle V \rangle_{\beta}}{\partial \lambda^*}, \quad (3.101)$$



3.8-расм

бу ерда $K_1(\lambda^*) - \lambda(t)$ ахборот учун априор тенгламадаги узатиш коэффициентининг қиймати. $\langle V \rangle^*$ — функция (3.100) тенглама орқали $\lambda^*(t)$ ни қўйиб аниқланади. Стационар ҳолатда ахборот ажратиб олишдаги дисперсия ҳаттолиги ўзгармас қиймат бўлиб, қуйидаги тенглама орқали аниқланади:

$$0 = K_1(\lambda^*) + 2\sigma_\lambda^2 \frac{\partial K_1(\lambda^*)}{\partial \lambda^*} + \sigma_\lambda^4 \frac{\partial^2 \langle V \rangle^*}{\partial \lambda^{*2}} \quad (3.102)$$

Гауссов $\lambda(t)$ ҳолати учун (3.101) тенглама (3.100) ни ҳисобга олиб, қуйидаги кўринишда ёзилади:

$$\frac{\partial \lambda^*(t)}{\partial t} = -a\lambda^*(t) + \sigma_\lambda^2 \frac{2}{N_0 T} I_1 \left(\frac{2\lambda(\lambda^*, t)}{N_0} \right) \frac{\partial \lambda(\lambda^*, t)}{\partial \lambda^*}, \quad (3.103)$$

бу ерда $I_1(x)$ — Бесселнинг биринчи даражали модификацияланган функцияси.

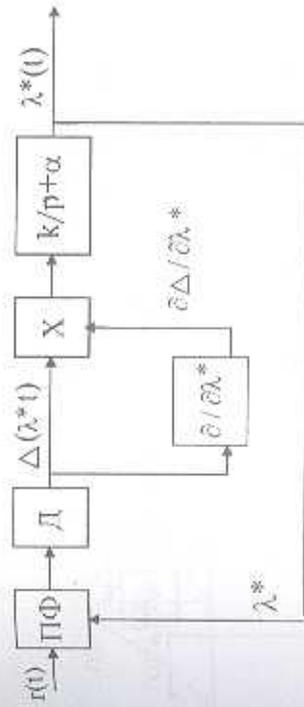
Бессел функцияси аргументнинг кичик қийматларида уни қатор кўринишда ифодалаш мумкин. Натيجжада соддаштирилган тенглама қуйидаги кўринишда бўлади:

$$\frac{\partial \lambda^*(t)}{\partial t} = -a\lambda^*(t) + \sigma_\lambda^2 \frac{4}{N_0^2 T} \Delta(\lambda^*, t) \frac{\partial \lambda(\lambda^*, t)}{\partial \lambda^*}. \quad (3.104)$$

Ушбу тенглама асосида 3.9-расмда нокогерент демодуляторнинг схемаси келтирилган.

Ахборот қиймати баҳолаш полосали сузгич параметрларига таъсир этади ва Д детекторнинг чиқиш қисмида $\lambda(\lambda^*, t)$ функция ҳосил бўлади. (3.102) умумий тенгламадан σ_λ^2 сузгичнинг хатolik дисперсияси келтирилган схема бўйича қуйидагича аниқланади:

$$\sigma_\lambda^2 = \left[\sqrt{1 - 4N_s / \left(N_0^2 T \Delta \frac{\partial^2 \Delta}{\partial \lambda^{*2}} a^2 \right)} - 1 \right] / 4 \left(N_0^2 T \Delta \frac{\partial^2 \Delta}{\partial \lambda^{*2}} a^2 \right)^{-1}. \quad (3.105)$$



3.9-расм

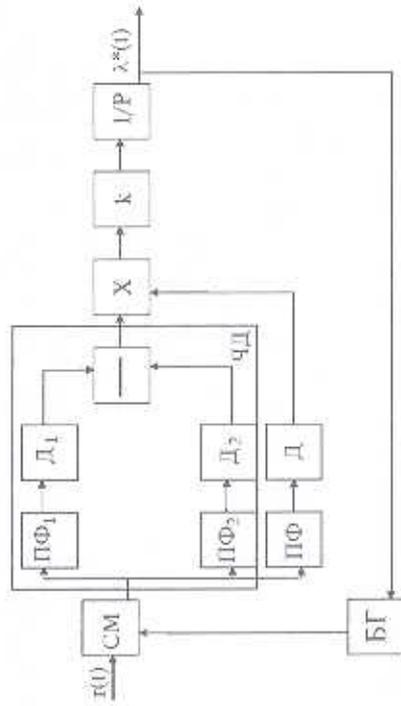
Частота модуляцияли сигнални нокогерент қабул қилиш мисолини кўрайлик:

$$S(t, \lambda, \beta) = a_0 \cos[(\omega_0 + \lambda)t + \beta], \quad t \in [0, T], \quad (3.106)$$

бу ерда $\lambda \equiv \lambda(t) - (d\lambda(t)/dt)T \ll \lambda(t)$ шартни қаноатлантирувчи секин ўзгарувчи вақт функцияси. $\lambda(t)$ жараёнини винер типидagi жараён деб ҳисоблайлик. $\partial \Delta / \partial \lambda^*$ ҳосилани амалга оширини тузилиш схемасини тузишда ва сузгич тенгламасини ёзишда эътиборга олиш лозим. Одатда ҳосила охириги айирма билан алмаштирилади.

$$\frac{\partial \Delta(\lambda^*, t)}{\partial \lambda^*} = \frac{1}{\partial \lambda^*} \left[\Delta \left(\lambda^* + \frac{\partial \lambda^*}{\partial t} \right) - \Delta \left(\lambda^* - \frac{\partial \lambda^*}{\partial t} \right) \right]. \quad (3.107)$$

(3.106) кўринишидаги сигнал учун $\Delta(\omega^* \pm 0,5\omega)$ функция полосали ва оғувчи детектор ёрдамида шаклланади. Полосали сузгич $\omega_0 \pm 0,5\omega$ ўрта частотасига соланган бўлиб, полосали сузгич бошқарувчи элемент ёрдамида $\lambda^*(t)$ қийматга соланади. Амалда БГ бошқарувчи генератор частотасини ўзгартириш билан ҳамда ω_{op} белгиланган частотада сигналга ишлов бериш сигнал частотасини ўзгартириш билан амалга оширилади. Тенгламадан $a = 0$ деб ва (3.107) тенгламани эътиборга олиб, 3.10-расмда келтирилган нокогерент қабул қилгичнинг схемасини тузиш мумкин. Схемала пунктир чизиқча билан чегараланган қисми ЧД частота дискриминатори бўлиб, унинг тасни-



3.10-расм

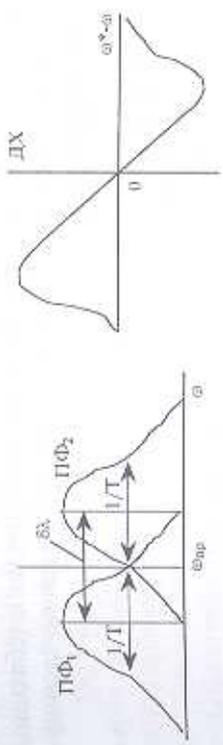
фи ПС полосали сузгич ва сузгичнинг соزلанмаганлигига боғлиқ бўлади. $\delta\lambda \approx 1/T$ қийматда қабул қилгичнинг энг катта сезгирлик даражасига тўғри келади ҳамда дискриминацион таснифда максимал эгрилик даражаси билан характерланади. 3.11-расмда ДС-дискриминацион таснифнинг шаклланиши принципи келтирилган.

ПС канали $\omega_{\text{сп}}$ сигнал спектрининг ўрта частотасига соزلанган бўлиб, ЧД частота дискриминатор билан кўпайтувчи блокнинг чиқиш қисмида меъёрлаштиради. К кучайтиргичнинг узатиш коэффициенти $\sigma_{\lambda}^2 \approx 4/N_0^2 T$ қиймат билан аниқланади. $\partial\lambda^2/\partial\lambda^2 \approx a_0^2 T^2 \rho_{\lambda}^2(0)$ ни эътиборга олиб, σ_{λ}^2 дисперсияни ҳисоблаймиз. Унда (3.105) га асосланиб, $a = 0$ ҳолат учун қуйидагича бўлади:

$$\sigma_0^2 = - \left[-\frac{N_{\lambda}}{T} q^2 \rho_{\lambda}^2(0) \right]^{1/2} / \left(q^2 \rho_{\lambda}^2(0) \frac{1}{T} \right). \quad (3.108)$$

Бу ерда $\rho_{\lambda}^2(0)$ — ЧД частота дискриминацион таснифининг 0 даги эгрилиги $\delta\lambda$ соزلанмаганликда $\rho_{\lambda}^2(0) \approx -2/\delta\lambda^2$ бўлиб, (3.105) тенглама қуйидагича бўлади:

$$\sigma_{\lambda}^2 = [N_{\lambda} \delta\lambda^2 T / (2q^2)]^{1/2}. \quad (3.109)$$



3.11-расм.

Бундан ахборот узатиш дисперсия σ_{λ}^2 хатолиги сузгичнинг носозлигига $\delta\lambda$ пропорционал бўлиб, сигнал спектрининг полосаси, яъни сузгич полоса ўтказиши билан аниқланади. Δf_s спектр полосаси T вақт билан $\Delta f_s \approx 2/T$ нисбатда боғлиқлигидан (3.109) ифодадан σ_{λ}^2 дисперсиянинг сигнал спектри полосасига боғлиқлиги келиб чиқади.

3.4.1. Нормал ва аномал хаттоликлар

Сигнал ва шовқин нисбатининг турли қийматлари учун $W(\lambda/r_0)$ апостериор эҳтимолликнинг структурасини кўрайлик. (3.51) ва (3.52) ифодаларга биноан, $t = T$ қандайдир вақт momenti учун қуйидагини ёзиш мумкин:

$$\omega(\lambda|r_0^T) = k_0 \exp \left[\frac{2k}{N_0} R(\lambda) \right] \exp [q_{\text{ш}}(\lambda)] \quad (3.110)$$

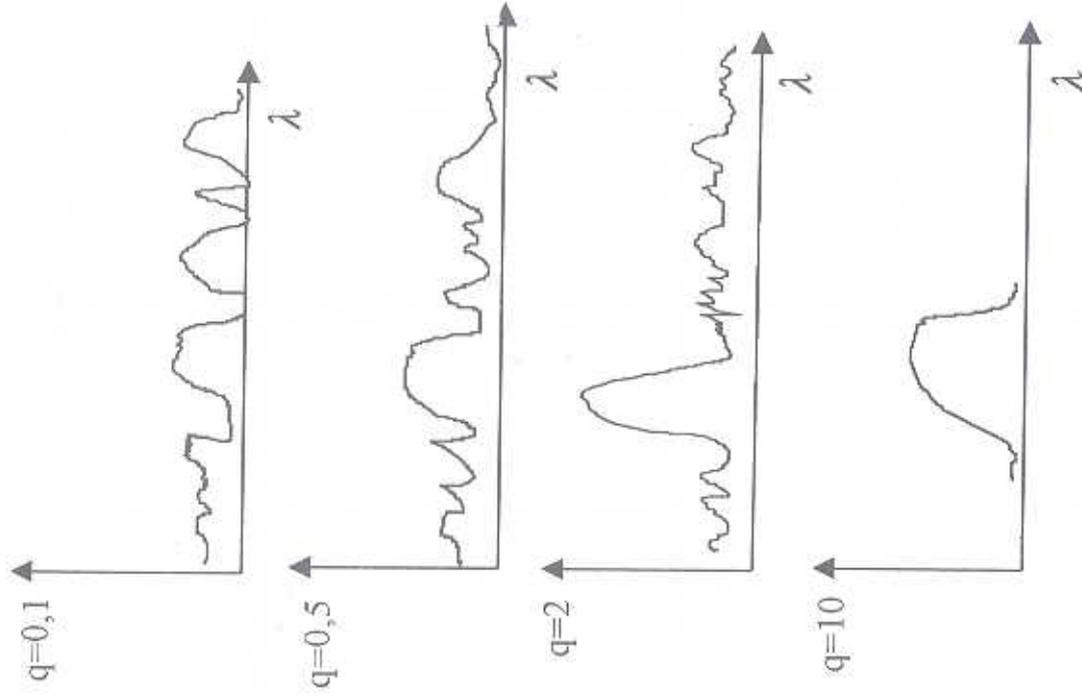
бунда қуйидаги белгилашлар киритилган:

$$R(\lambda) = \frac{1}{E} \int_0^T S(r) S(t, \lambda) dt; \quad (3.111)$$

$$q_{\text{ш}}(\lambda) = \frac{2}{N_0} \int_0^T n(t) S(t, \lambda) dt.$$

Апостериор эҳтимолликнинг тасолифий четга чиқишларини $q_{\text{ш}}(\lambda)$ шовқин функцияси аниқлайди. λ_0 ҳақиқий

қийматга яқин $\omega(\lambda/r_0 T)$ ҳолатни сигнал функцияси аниқлайди. 3.12-расмда $q = 2E/N_0$ сигнал/шовқин нисбатининг турли қийматлари учун апостериор тақсимланиш таснифлари кўрсатилган.



3.12-расм

$q < 1$ да λ_0 қийматдан катта бўлган тасодифий четга чиқишлар кузатилади. $q \gg 1$ бўлганда апостериор зичлик уни-модал кўринишда бўлади.

$(|\varepsilon| = |\lambda_0 - \lambda| < \varepsilon_k)$ сигнал чўққиси чегарасидан чиқмайдиган катталиклар меъёрий хатоликлар дейилади. E_c корреляция оралиқ абсолют қийматидан ортиб кетувчи хатоликлар аномал хатоликлар дейилади. E_c корреляция оралиги меъёрлантирилган автокорреляцион сигнал функцияси билан аниқланади:

$$E_k = \int_0^{\varepsilon_k} |R(\lambda)| d\lambda. \quad (3.112)$$

Кенг полосали модуляция тизимида, аномал хатоликлар катта халақитларда содир бўлиб, қабул аниқлигида унинг даражасини пасайишига олиб келади ҳамда халақитга турғунлик бўсағаси ҳосил бўлишига сабаб бўлади. Катта халақитлар соҳасида узлуксиз ахборот узатишнинг халақитга қарши турғунлиги $P_m = P \cdot (|\varepsilon| > \varepsilon_k)$ аномал хатолик эҳтимоли билан характерланади. Ушбу эҳтимоликни ҳақиқий ўлчам қиймати сифатида қараш мумкин. Меъёрий хатолик бу ҳолда ушбу баҳонинг аниқлигини ифодалайди. Узлуксиз ахборотни "m" оралиқларга бўлиб, ε_k қийматлар билан белгиласак, узлуксиз ахборотни "m" ортогонал сигнал узатилишига алмаштирилиши ҳамда P_m эҳтимоликни аниқлаш учун дискрет системاداги хатолик қиймат натижаларидан фойдаланиш мумкин. 2.3 дан оптимал қабул қилгични "m" каналли қурилма деб, ҳар бир каналда шартли $\Lambda(\lambda_i)$, $i = 1, m$, ростта ўхшашлик нисбати шarti ҳисобланиб, бу ҳисоблар натижасида максимал ростта ўхшашлик мезони бўйича қарор қабул қилинади. P_k ахборот қувватининг P_s шовқин қувватига нисбати қабул қилгичда куйидагича аниқланади:

$$q_{\text{max}} = \frac{P_k}{P_s} = 1 / \Pi^2 \int_0^{\varepsilon_k} G_m(f) df, \quad (3.113)$$

бу ерда $I = |\lambda_{\text{max}}| / \sqrt{\langle \lambda^2 \rangle}$ — ахборот узатишнинг лик омили, P_s — қабул қилгичнинг чиқиш полосаси, $G_m(f)$ — қабул қилгич чиқишидаги шовқиннинг спектрал зичлиги.

асосланиб, $F_n \log \rho_a$ га тенг, C — ўтказиш қобилияти эса (3.26) ифода орқали аниқланади. Идеал гипотетик алоқа тизимида $C = H_c(\lambda)$; $q_{\text{чик}} = \rho_a F_n \log q_{\text{чик}} = \Delta f_s \log(1 + q_{\text{чик}})$ тенгликлар бажарилади.

Модуляция тизимининг η эффективлиги деб $q_{\text{чик}} = \rho_a$ ишончлилик таъминланганда манбанинг эпсилон самардорлигининг минимал ўтказиш қобилиятига нисбатига айтилади. Бундай тизим учун қуйидагича ёзиш мумкин:

$$F_n \log q_{\text{чик}} = \eta \Delta f_s \log(1 + q_{\text{чик}}). \quad (3.116)$$

Бундан кўринадики, $\eta \Delta f_s > F_n$ бўлганда ($q_{\text{чик}} \gg 1$) $q_{\text{чик}}$ қийматларининг кичик қийматларида ҳам катта ютуққа эришиш таъминланади. Энг яхши тизим деганда катта халақитларга чидамли ёки берилган халақитга чидамлиги юқори бўлган тизим тушунилади. Идеал тизимда $\eta = 1$, ва каналнинг ўтказувчанлик қобилияти тўлиқ қўлланилади. Бундай тизим учун (3.116) дан $q_{\text{чик}} = (1 + q_{\text{чик}})^{\eta}$, ва $q_{\text{чик}} \gg 1$ бўлганда ютуқ $g = q_{\text{чик}}^{\eta-1}$ бўлади ҳамда ҳақиқий ютуқ:

$$q_p = q_{\text{чик}}^{\eta-1} / a. \quad (3.118)$$

Шундай қилиб, идеал тизимда “ q ” — ютуқ a — қиймат ортиши билан экспоненциал қонуният бўйича ортади. Реал тизимда берилган a — қиймат идеал тизимга нисбатан халақитга юқори чидамликни таъминлай олмайди.

(3.114) ва (3.115) тенгламаларга асосланиб, турли хилдаги модуляцияларда тизим самардорлигини таққослаш мумкин.

Амплитудали модуляцияда:

$$g_{\text{AM}} = 2\mu_a^2 / (\mu_a^2 + P^2),$$

$$g_{\text{FM}} = \mu_a^2 / (\mu_a^2 + P^2). \quad (3.119)$$

Бу ерда $\Delta f_s = 2F_n$ эканлиги ҳисобга олинган. Чегаравий ютиш қиймати $\mu_a = 1$ ва $P = 1$ бўлганда ўринли бўлади. Балансли модуляцияда (БМ) элтувчи частотани чиқариб ташлаш

Ахборотни меъёрлашда $|\lambda_{\text{max}}| = 1$, шунинг учун $P_x = 1/P$ бўлади.

Сигнал/шовқин киришдаги нисбатини $q_{\text{чик}} = P_c/P_m = P_c/(N_0 \Delta f_s)$, белгиласак, бу ерда Δf_s — сигнал спектри поласаси, қуйидаги қиймат белгисини киритамиз:

$$g = \frac{q_{\text{чик}}}{q_{\text{кир}}} = \frac{N_0 \Delta f_s}{P^2 P_c} \int_0^B G_W(f) df. \quad (3.114)$$

Ушбу қиймат модуляция тизимидаги ютуқ қиймати дейилади ҳамда халақитга қарши чидамлик ўлчами сифатида хизмат қилади. Ютуқ даражаси бўйича $g > 1$ бўлгандаги тизим афзал бўлади.

3.4.2. Тизимнинг эффективлик кўрсаткичи

Алоқа тизимида “ g ” — кўрсаткични таққослаш доимо қулай бўлавермайди. Чунки турли сигналлар турли спектр кенглигига эга бўлади.

Бир хилдаги қувватга эга бўлган сигнал учун “ g ” — кўрсаткич кенг поласали тизимда каттароқ бўлади. Сабаби унда $q_{\text{кир}}$ қиймати кичик бўлишини талаб этади. Шунинг билан бирга тор поласалдан кенг поласали тизимга ўтишда шовқин қуввати демодуляторнинг кириш қисмида ортади. Натижа ютқазништа олиб келади. Кўрсатилган қарама-қаршиликни ечиш мақсадида реал ютиш тушунчаси киритилади:

$$g_p = g(F_n / \Delta f_s) = q_{\text{чик}} / (a q_{\text{кир}}), \quad (3.115)$$

бу ерда $a = \Delta f_s / F_n$.

Шеннон теоремасига асосланиб, мумкин бўлган максимал “ q ” — ютиш қиймати ва “ q_c ” — реал ютиш қийматини аниқлаш мумкин. Теорема: [7] га асосланиб, берилган $m_x/m_c = m_0$ қийматда ахборот узатиш мумкин, қачонки $H_c(\lambda)$ — эпсилон — самардорлик C — ўтказиш қобилиятдан кичик бўлсагина эпсилон — самардорлик (3.18) га

зим учун g_p — ютуқ $q_{\text{квр}}$ га боғлиқ бўлмаслиги (3.119) — (3.121) ифодалардан кўриниб турибди.

3.13-расмда тўғри чизиққа параллел 45° ли бўлиб, g_p қийматга сиғишган бўлади. Масалан, ЧМ тизими учун $a = 8$ бўлганда (идеал тизимда) 3.13-расмда пунктир чизиқ билан кўрсатилганидек, g_p келтирилган тўғри чизиқ билан кесишмайди. Бу шунни кўрсатадики, $q_{\text{квр}}$ ning катта қийматларида ютуқ бераётган тизимда $q_{\text{квр}}$ камайиши билан ютуқ йўқотилади. Агарда $q_{\text{квр}} < a$ бўлса, тизим манфий ютуққа эга бўлади (яъни ютқазилади). a — қиймат орғиши билан бўсага эффекти кучлироқ намоён бўлади. $a \leq 1$ бўлган тизимда ушбу эффект бўлмайди, лекин $q_{\text{квр}} \gg 1$ бўлганда улар ютуқ бермайди.

3.5 Импульсли модуляция тизимлари

Ахборотларни импульсли модуляция тизимларида тасаввур этишда импульсларни оний қийматлари кетма-кетлигини Δt вақт ораллиқларидаги кўриниши назарда тутилди. Котельников теоремасига биноан ахборот $\lambda(f)$ спектрининг энг юқори F_0 частотали чегаралашда куйидагича бўлади:

$$\lambda(f) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} \lambda(R\Delta t) \frac{\sin 2\pi F_0 (t - \Delta t)}{2\pi F_0 (t - \Delta t)}. \quad (3.126)$$

Саноқ моментлари $k\Delta t$ вақтида (3.126) даги қаторларнинг k дан ташқари ҳамма асоси нолга айланади. Саноқ функцияси эса бирга тенглашади. Ахборот $\lambda(t)$ ни импульсли тизимда узатишда даврий импульслар кетма-кетлигидан фойдаланилади.

$$f(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} \vartheta(t - k\Delta t). \quad (3.127)$$

Бунда узатилаётган ахборотта мос ҳолда импульснинг бирор оний қиймати ўзгаради (амплитуда, вақт ҳолати,

фазаси, импульс кенглиги). Модуллашган импульс кетма-кетлиги куйидагича бўлади:

$$f(t, \lambda) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} \vartheta[\lambda(k\Delta t), t - k\Delta t] \quad (3.128)$$

Импульс кўриниш шакли $\vartheta(t)$ — функция орқали аниқланади. Энг содда ҳолатда $\vartheta(t)$ — тўғри бурчакли импульс бўлиб, кенглиги τ_p , амплитудаси эса бирга тенг:

$$\vartheta(t) = \text{rect}[t/\tau_p]. \quad (3.129)$$

Амплитуда-импульсли модуляцияда (АИМ) $f(t, \lambda)$ кетма-кетликнинг амплитудаси ахборот билан мос равишда ўзгаради:

$$f = (t, \lambda) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} [1 + \mu_{\text{ам}} \lambda(t)] \text{rect}[t - k\Delta t / \tau_p]. \quad (3.130)$$

Бу ерда $\mu_{\text{ам}}$ амплитуда модуляция коэффициенти.

Фаза импульсли модуляцияда (ФИМ) ахборот билан мос равишда импульснинг вақт ҳолати ҳам ўзгаради.

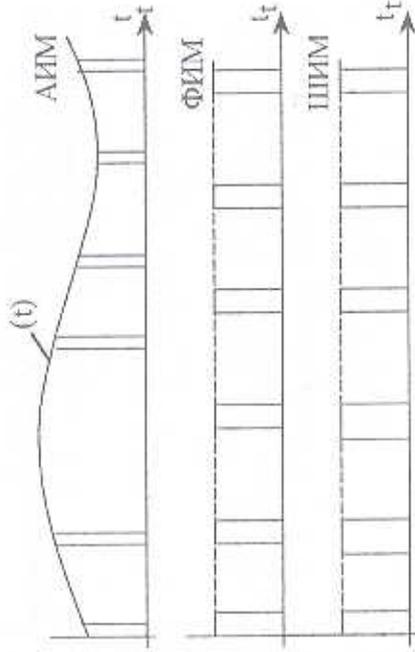
$$f = (t, \lambda) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} \text{rect}\left[\frac{t - k\Delta t - \mu_{\text{ф}} \lambda(t)}{\tau_p}\right]. \quad (3.131)$$

Бу ерда $\mu_{\text{ф}}$ — импульснинг вақт ҳолатидаги девиациясини аниқловчи коэффициент. Кенг импульсли модуляция (КИМ) куйидаги ифода билан ифодаланadi:

$$f(t, \lambda) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} \text{rect}\left[\frac{t - k\Delta t}{\tau_p [1 + \mu_{\text{ф}} \lambda(t)]}\right]. \quad (3.132)$$

Бу ерда $\mu_{\text{ф}}$ импульс девиация кенглигини аниқловчи коэффициент. Баён этилган $f(t, \lambda)$ кетма-кетлигидаги импульсли модуляция 3.14-расмда тасвирланган.

Булардан ташқари бошқа турдаги модуляциялар ҳам қўлланилади, масалан: частота импульсли (ЧИМ). Радиоканалдан ахборот узатишда иккинчи босқич модуляция керак бўлади: $f(t, \lambda)$ импульс кетма-кетлиги билан элтув-



3.14-расм

чи частота модуллаштирилади. Иккиламчи модуляциянинг турли кўринишлари бўлиши мумкин: АМ, фМ, ЧМ. Хусусан амплитудали модуляцияда $f(t, \lambda)$ кетма-кетликдаги импульсни элтувчи частота гармоникаси билан кўлайитириш амалга оширилади. Натижалада $s(t, \lambda)$ сигнал кўйдаги кўринишни эгаллайди:

$$s(t, \lambda) = a_0 f(t, \lambda) \cos(\omega_0 t + \varphi_0) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} v [\lambda(k \Delta t), t - k \Delta t] \cos(\omega_0 t + \varphi_0). \quad (3.133)$$

Бундай кўринишдаги сигналлар икки маротабали модуллаган бўлиб, кўйдагича белгиланади: АИМ—АМ, ФИМ—АМ, КИМ—АМ ва ҳ.к.

Кўриб чиқилган модуляция турларидан ФИМ да $\lambda(t)$ информაციон ўлчам $S(t, \lambda)$ сигналнинг ноэнергетик ўлчамидир ва Гауссов моделида жараён $\lambda(t)$ учун (3.62), (3.63) сўзгич тенгламалари ўринлидир. АИМ ёки КИМ ларда $\lambda(t)$ ўлчам энергетикдир. Шунинг учун $F(\lambda, t)$ функция эзлишида уни эътиборга олиш лозим (3.54 га қаранг). Мисол тариқасида ФИМ—АМ сигнални оптимал қабул қилгичнинг таҳлилини кўраемиз. (3.133) ни эътиборга олиб $r(t)$ аралашмани кўйдагича ёзамиз:

$$r(t) = a_0 \sum_{k=-\infty}^{\infty} \vartheta [\lambda(k \Delta t) t - k \Delta t] \cos(\omega_0 t + \varphi_0) + n(t). \quad (3.134)$$

Оптимал ишлов беришда λ параметр бўйича сигнал ҳосиласини шакллантириш талаб этилганлигидан, импульсларни кўйдаги кўринишда ифодалаш қулай бўлади:

$$\vartheta(t) = \exp \left[-t^2 / (2\tau_H^2) \right], \quad t \in [-\Delta t, \Delta t]. \quad (3.135)$$

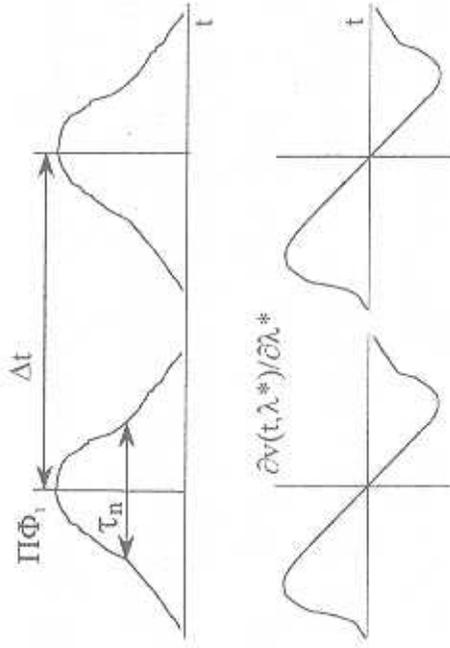
У ҳолда ФИМ—АМ сигнал кўйдаги кўринишда бўлади:

$$S(t, \lambda) = a_0 \sum_{k=-\infty}^{\infty} \exp \left\{ - \left[\frac{t - k \Delta t - \mu_{FM} \lambda(t)^2}{2\tau_H^2} \right] \right\} \cos(\omega_0 t + \varphi_0). \quad (3.136)$$

Стационар ҳолат учун ахборотни баҳолашда (3.62) ва (3.136) ифодалар асосида кўйдагича ёзилади:

$$\frac{d\lambda^*(t)}{dt} = -a\lambda^*(t) + \frac{2a_0}{N_0} \delta_\lambda^2 r(t) \times \sum_{k=-\infty}^{\infty} \frac{\partial}{\partial \lambda} \vartheta [t - k \Delta t - \mu_{FM} \lambda^*(t)] \cos(\omega_0 t + \varphi_0).$$

$v(t, \lambda^*)$ функцияни λ^* бўйича дифференциаллаш натижасида 3.15-расмда тасвирланган икки кутбли эгри чизик—ни ҳосил қилаемиз. $\vartheta(t)$ тўтри бурчакли импульсда дифференциаллаш операцияси охириги фарқни ҳисоблаш билан алмаштирилади. (3.137) ифоданинг схемаси 3.16-расмда тасвирланган. Бу ерда ЧК бошқарувчи чизикли кечкиргич, ИКГ — импульс кетма-кетлик $k = 2a_0 \delta_\lambda^2 / N_0$ генератори. Г — генератор гармоник тебранишлар ишлаб беради, натижада СД — синхрон детекторда радиомпульсни синхрон демодуляциялашни ва видео кетма-кетликни таъминлайди. БЧК $\mathcal{A}(t)$ видеомпульснинг фазасини созлайди, дифференциаллаш $d/d\lambda^*$ дан кейин эса икки кутбли эгри чизикни (3.15—расмга қаранг) ҳосил қилади. Эгри чизикларнинг вақт ҳолатлари кўришдаги видеомпульсларнинг



3.15-расм

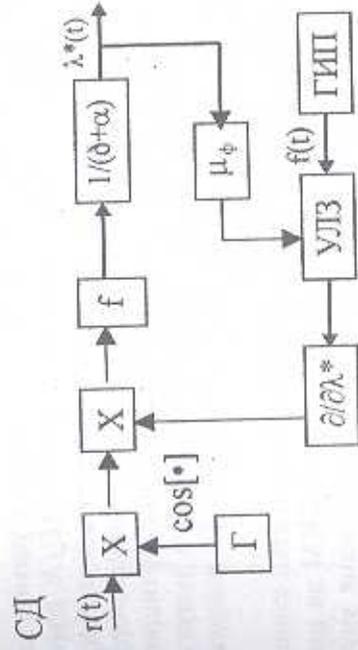
кузатиш максимал қийматларига мос ҳолда кўнайтиригичга узатилади.

Расмда тасвирланганидек, (ДК) дискретнацион таснифи ($\langle U_n \rangle$ кучланишининг ϵ — мосланмаганликдан боғлиқлиги) импульсни даврийлигидан шундай кўринишда бўлади. ДХ нинг даврийлигидан кузатилаётган тизимда бир нечта турғун нуқталар ҳосил бўлади (нуқта 0. 3.17-расм).

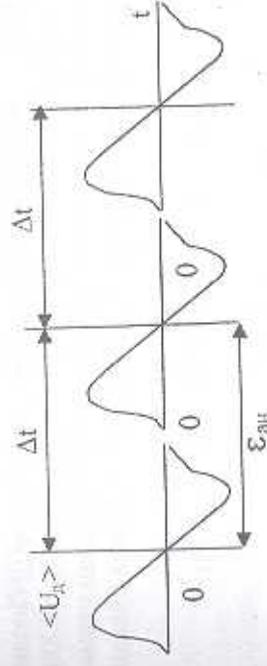
Шовқинлар тизимда Δt -даврага қаррали бўлган $\epsilon_{ин}$ ано-мал хатотликларга олиб келади. ДХ нинг чизиқли қисмида импульс кенглиги билан жойлашадиган нормал хатотлар жойланса, шундай гауссов апроксимацияси апостериор зичлиги эҳтимоллигини ўринли дейиш мумкин, қайсики сузгич тенгламани ифодаланишда қўлланилади. Ахборотни қайта эшиттиришда нормал хатотлик дисперсияси δ_λ^2 (3.64) тенглигидан аниқланади. (3.65) ифода билан Δt ўргача оралик олинади, импульс энергияси τ_n импульс кенглигига пропорционал бўлади. (3.135) кўринишидаги импульслар учун $\rho''(0)$ қиймат (3.66) дан қуйидагича аниқланади:

$$\rho''(0) = -\mu_\phi^2 / (\sqrt{2}\tau_n)^2. \quad (3.138)$$

(3.68) га (3.138) ни дисперсия учун қўйиб, қуйидаги-ни ҳосил қиламиз:



3.16-расм



3.17-расм

$$\delta_\lambda^2 = \left[\sqrt{1 + q_n N_\lambda \mu_\phi^2 / (2\sqrt{2}\Delta t \tau_n^2 a^2)} - 1 \right] / q_n \mu_\phi^2 (\sqrt{2}\Delta t \tau_n^2)^{-1}. \quad (3.139)$$

Винер жараёни $\lambda(t)$ ахборот учун дисперсия куйида-гича бўлади:

$$\begin{aligned} \delta_\lambda^2 &= \left[N_\lambda \Delta t \tau_n^2 / (\sqrt{2} q_n \mu_\phi^2) \right]^{1/2} = \\ &= \left[N_\lambda Q_n^2 / (2 q_n \mu_n) \right]^{1/2}. \end{aligned} \quad (3.140)$$

Тенгламалардан кўришиб турибдики, ахборот узатиш хатолиги, импульс энергиясининг шовқин $q_0 = 2E_p/N_0$ спектрал zichligiga nisbati va nisbiy modulatsiya $\mu_0 = \mu_{\text{mod}} / (\sqrt{2}\tau_m)$ ko'effitsientiga bog'liq b'uladi. Impul'slar oraliqida $Q = \Delta t / \tau_m$ ning ortiqishi dispersiyaning ortiqishiga olib keladi. Axborot qayta eшитirish aniqchligi impul'slar kўrinishiga oz bog'liq b'uladi, chunki $\rho''(0) = \rho''(0) = \rho''(0)$ — impul'slar kўrinishiga bog'liq b'uladi.

КИМ ва АИМ ли тизимлар ФИМ га nisbatan kichik xalqatga qarshi chidamlilikka ega, chunki КИМ да импульсларнинг ўртача davomliliqiga katta (shuning uchun $\rho''(0)$ kichik), АИМ ларда esa signal shovqin nisbatida (АИМ — АИМ да импульсларнинг ўртача энергияси kamayishi xisobiga) kichik.

ФИМ — АИМ signalларни qabul qilishda $\varphi(t)$ tasodifiy ўzgaruvchan qismi (3.86) b'ulganidan, (3.87), (3.88), tenglamalar tizimidan qabul qilgichning tuzilishi sxemasini ifodalovchi tenglamalar tizimi quyidagicha b'uladi:

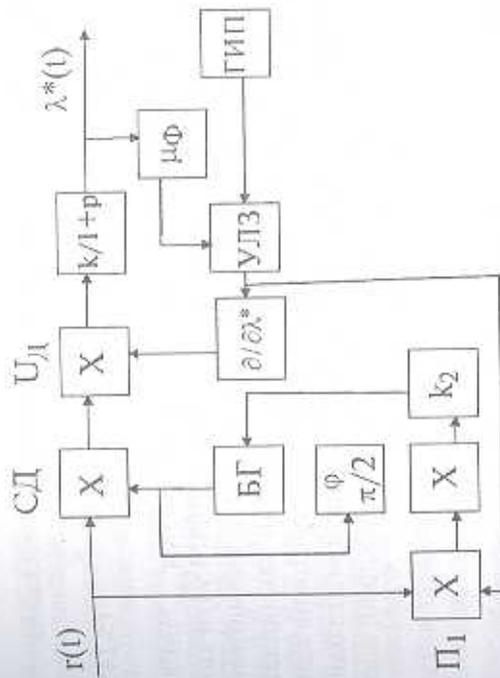
$$\frac{d\lambda^*(t)}{dt} = -a\lambda^*(t) + kr(t) \sum_{k=-\infty}^{\infty} \frac{\partial}{\partial \lambda} \left[\theta [t - k\Delta t - \mu_0 \lambda^*(t)] \times \cos[\omega_0 t + \varphi^*(t)] \right]; \quad (3.141)$$

$$\frac{d\varphi^*(t)}{dt} = k_1 r(t) \sum_{k=-\infty}^{\infty} \times \theta [t - k\Delta t - \mu_0 \lambda^*(t)] \times \sin[\omega_0 t + \varphi^*(t)]; \quad (3.142)$$

bu erda $k = 2a_0 \delta^2 \lambda_0 / N_0$; $k_1 = -2a_0 \delta^2 \varphi / N_0$.

(3.141), (3.142) tenglamalar tizimiga binovan qurilgan tuzilish sxema 3.18 - rasmda tasvirlangan.

Bu erda СД ни — ishlatish БГ bosqaruv generatori orqali, faza avto sozlash ФАС xalqasiga ulangan holda amalga oshiriladi. Faza avto sozlash impul'slar rejimida k_1 kўpайtuvchi blokning chiqish qismida impul'sli kuchlanish bilan xarakterlanadi. ФАС xatoligi dispersiya bilan aniqlanadi.



3.18-расм

$$\delta^2_{\varphi} = (N_0 \tau_m Q / q_H)^{1/2}. \quad (3.143)$$

Ушбу xatolik impul'slarни fluktuatsiyasiga olib keladi, natijada СД да ажralib chiqqan kuchlanish natijasida axborotни qayta eшитirish xatoligiga ta'sir kўrsatadi. $\lambda(t)$ axborotни kuzatish xalqasi taqt chastotali sozlanuvchi impul'sli generator erdamida bajarilishi mumkin. ФИМ — АИМ tizimida xalqatlarга chidamlilikni baholash uchun (3.115) ifoda kriteriyasidan foydalanamiz. Real yutuq bu holda quyidagi formula orqali aniqlanadi:

$$g_p = (\Delta \tau_m / \tau_H)^2 / (\Pi^2 k_{\phi}) \quad (3.144)$$

bu erda k_{ϕ} — impul'slar formasiga bog'liq b'ulgan ko'effitsient; $\Delta \tau_m$ impul'slar xatoligining maksimal deviyatsiyasi. ФИМ — АИМ ulchamlarining optimal qiyamatlarida:

$$\Delta \tau_m \approx 1; \quad \Delta t = 1 / (2F_H);$$

$\Delta\tau_s \approx 1/(4/F_b) = \Delta t/2$ учун ушбуну ҳосил қиламиз:

$$E_{p, \text{opt}} = a^2 / (16\Pi^2 k_{\phi}^2). \quad (3.145)$$

Учбурчакли импульс учун $k_{\phi}^2 = 1/12$, ютуқ g_{opt} ЦМ ли сигнал учун (3.121) га мос тушади. Лекин ФИМ учун сигналнинг кенг спектрини, яъни a -нинг катта қийматини, шу билан бирга g_{ϕ} ютуқни катта қийматини таъминлаш мумкин. Шунинг билан биргаликда сигнал спектрини кенгайтириш импульс кенглигини ва ДХ камайитиришига олиб келиб, катта халақитларда тизимни ишдан чиқариб, анонал хатоликларни содир этиши мумкин.

3.6. Узлуксиз ахборотларни рақамли услубларда узатиш ва қабул қилиш

3.6.1 Импульс-кодли модуляция тизими

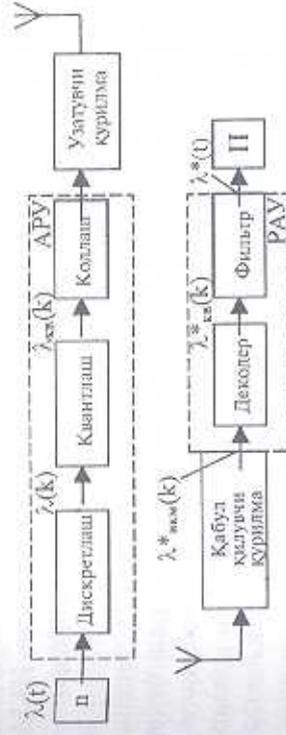
Дискрет канал бўйича узлуксиз ахборотларни узатиш учун ахборотларни дискрет (рақамли) сигналга ўзгартириш лозим бўлади.

Бундай ўзгартиришларни бажаришда қуйидаги операциялар бажарилади. Вақт буйича ахборотни дискретлаш; (квантлаш) ахборотни даража бўйича дискретлаш; ахборотни ўзгартиш вақти ва даражаси бўйича дискретлаштирилган код комбинацияси кўринишидаги сонли рақамлар кетма-кетлигига ўзгартириш. Узлуксиз ахборотни рақамли кўринишга ўзгартирувчи қурилмага АРҰ-ИАП рақаманалог ўзгартиргич ёрдамида ўзгартирилади. Узлуксиз ахборотни рақамли кўринишга ўзгартириш ҳисобига юқори даражали халақитларга чидамли ва ишончли рақамли узатиш тизимини яратиш имконияти юзага келади. Ушбу афзаллик, айниқса сигналларни тизимда кўп маротабали ретрансляция (қайта қабул қилиб узатиш) қилишда сезиларли даражада намоен бўлади. Бундай тизимлар мисолига узоқ масофали радиорелели линиялар кирди. Ретрансляцияда хатоликларнинг тулланишини камайитириш ёки

йўқотиш мақсадида рақамли тизимда импульслар регенерацияланади, яъни узатилган импульсни кодларни демодуляциялаб ва ретрансляторда қайта модуляцияланади. Бундай ҳолда кириш қисмидаги аддитив халақитлар фақатгина демодуляция хатосида намоен бўлиб, ретрансляторнинг чиқиш қисмида бу халақитлар кузатилмайдди. Ретрансляторлар сони "n" ва рухсаг этилган хатолик эҳтимоли $P_c \ll 1$ бўлганда, ҳар бир демодуляторда хатолик эҳтимоли P_c/n ни таъминлаш керак. Масалан, импульс — кодли модуляцияда (ИКМ-АМ) [7] $P_c < 10^{-5}$ бўлганда, талаб этилган сигнал/шовқин нисбати $q = 43,28$. Ретрансляция пунктлари $n = 10^3$ бўлганда, ҳар бири учун $P_{c1} = 10^{-8}$ қийматни таъминлаш лозим, яъни $q = 4/n(2P_c)^{1/2} \approx 71$ бўлганлигидан сигнал қувватини 1,64 марта орттириш етарли бўлади.

Узлуксиз ахборотларни халақитга қарши кодлан рақамли каналлар орқали узатишда узатиш ишончилигини оширишга имконият тулдирди. Халақитларга юқори турдунлигидан ташқари рақамли тизимларни ЭХМ билан нисбатан соддароқ мослаштириш имконияти бўлиб, автоматлаштирилган алоқа тармоқларини тузишда катта аҳамият касб этади.

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



3.19-расм

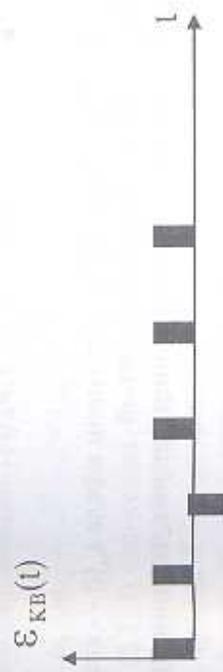
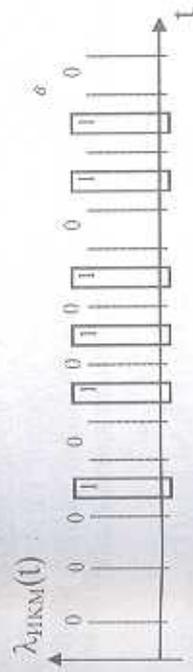
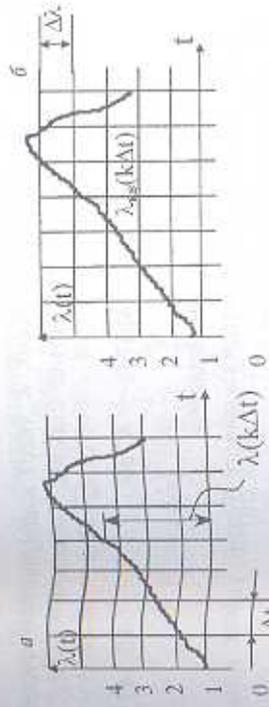
РАҶ — (АЦП) да ўзгартирилган ахборот узатишга, m -кодли комбинация кўринишида кетма-кет берилади. Бундай ўзгартириш импульс-кодли модуляция дейилади. Одатда кодлашда даража ($m = 2$) иккиланган ҳисоблан тизими бўйича ёзишга келтирилади. Қабул қилгич қисмида эса, импульслар кетма-кетлиги демодуляцияланганидан ва ре-генерацияланганидан сўнг, қабул қилгичда РАҶ — (ЦАП) га келади ва кодли кетма-кетлик декодерланади ҳамда сузгичда сузилиш ҳисобиға квантланган кетма-кетликлар узлуксиз ахборотга ўзгаради.

ИКМ тизимида (t) ахборотнинг рақамли кўринишга ўзгаришида яхлитланган хатоликлар содир бўлиб, бу хатоликлар квант қадамининг ярмидан ортиқ бўлмайди. Шунинг учун ҳам у назоратли ҳисобланади. Эпсилон критерийға мувофиқ, квантлаш қадамини ташлаш билан келтирилад ва квантланган ахборотларнинг эквивалентлигини таъминлаш мумкин. Келтирилган ахборот ва ахборот фарқи квантланиш хатоллигини ташкил қилиб, квантланиш ҳисобида тикланган бўлади, $e_{\text{кв}}(t)$ квантланиш шовқини дейилади. 3.20-расмда $\lambda(t)$ ахборотнинг амалга оширилиши (a), $\lambda_{\text{кв}}(k\Delta t)$ — квантланган ҳисобининг Δt вақт оралигида олинган, иккиланган код (σ) комбинация кетма-кетлиги ва $e_{\text{кв}}(t)$ (e) квантлаш хатоллиги келтирилган.

Код алмаштиришда ортнқчаллик бўлмаганда символларни хато қабул қилиш бутунлай код комбинацияларини хато декодерлашга олиб келади.

Ахборотни хато қабул қилишга, декодерлаш хатолиги ҳамда квантлаш хатоликлари сабаб бўлади. Шунинг учун ИКМ тизимида халақитта турғунликни баҳолашда шовқинлар индиси ҳисобга олинади.

Квантлаш шовқини квант сатҳининг сониши танлаш билан аниқланади ва алоқа сатҳи сониини орттириш йўли билан бундай шовқинни сезиларли даражада камайтириш мумкин, лекин ҳар бир ҳисоблашга тўғри келувчи кодлар сони символларни орттиришга тўғри келади. Бу қаналда сигнал спектрининг кенгайишига ва код символларининг кенглигине эса қисқартиришга олиб келади. Квантлаш шовқинини камайтиришга сигнал спектрини кенгайти-



3.20-расм

риш ҳисобиға эришилади, яъни халақитта чидамли аналогли модуляция услуби ҳолатидек бўлишини билдиради.

Квантланиш шовқини кувватини аниқлаймиз. $\lambda(t)$ ахборотни (3.126) Котельников қатори билан кўрсатиб, $\lambda_{\text{кв}}(k\Delta t)$ сузгичдан кейин санок моментларини квантлаб, $\lambda_{\text{кв}}(t)$ функцияни қўйдаги кўринишда ёзиш мумкин:

$$\lambda_{\text{кв}}(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} \lambda_{\text{кв}}(k\Delta t) \frac{\sin 2\pi F_B(t - k\Delta t)}{2\pi F_B(t - k\Delta t)}. \quad (3.146)$$

$\lambda_{\text{кв}}(t)$ функция тахминан $\lambda(t)$ ахборотни тасвирлайди. (3.146) тенгламани ўзгартириб, Котельников $\Psi_{\lambda}(t)$ функ-

шыясини ҳисобини белгилаб, $\lambda_{\text{кв}}(k\Delta t)$ квантланган ҳисоб қийматини сумма кўринишида ёзамиз:

$$\lambda_{\text{кв}}(k\Delta t) = \lambda(k\Delta t) - K_k^* \Delta \lambda. \quad (3.147)$$

Бу ерда $\Delta \lambda$ — квантлаш қадами;

K_k^* — тасодифий ўлчамсиз қиймат бўлиб, унинг қиймати $\pm 0,5$ оралиқда бўлади.

Квантлаш қийматининг катта даражаларида K_k^* квантлаш хатолигининг $-0,5 < K_k^* < 0,5$ оралиқда бир меъёрда тақсимланган деб ҳисоблаш мумкин. (3.147) тенгламани эътиборга олиб ва $\psi_k(t)$, белгилашни ҳисобга олиб $\lambda_{\text{кв}}(t)$ функцияни қуйидаги кўринишда қайта ёзамиз:

$$\begin{aligned} \lambda_{\text{кв}}(t) &= \sum_{k=-\infty}^{\infty} [\lambda(k\Delta t) + K_k^* \Delta \lambda] \psi_k(t) = \\ &= \lambda(t) + \Delta \lambda \sum_{k=-\infty}^{\infty} K_k^* \psi_k(t). \end{aligned} \quad (3.148)$$

(3.148) — тенгламадаги иккинчи ифода $\epsilon_{\text{кв}}(t)$ — квантлаш шовқинини ташкил этади.

$P_{\text{кв}}$ — квантлаш шовқинининг ўртача қувватини аниқлаймиз:

$$P_{\text{кв}} = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} \langle \epsilon_{\text{кв}}^2(t) \rangle dt. \quad (3.149)$$

Бу ердаги бурчак қавслари статик ўрталаш операциясини билдиради.

(3.149) ифодага (3.148) ифодадан $\epsilon_{\text{кв}}(t)$ шовқин квантлашини ўзгартиришдан сўнг қуйидагини ҳосил қиламиз:

$$\begin{aligned} P_{\text{кв}} &= (\Delta \lambda)^2 \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \sum_{k=-T/2\Delta t}^{T/2\Delta t} \sum_{l=-T/2\Delta t}^{T/2\Delta t} \langle K_k^* K_l^* \rangle > \\ &> \Delta \lambda \int_{-\infty}^{\infty} \psi_k(t) \psi_l(t) dt. \end{aligned} \quad (3.150)$$

$\psi_k(t)$ ва $\psi_l(t)$ функцияларни ортогоналликларидан (3.150) ифодадаги интеграл $T = k$ да нольга айланади ва $l \neq k$ да $\Delta t = 1/(2F_B)$ бўлади, шунинг учун

$$\begin{aligned} P_{\text{кв}} &= (\Delta \lambda)^2 \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \sum_{k=-T/2\Delta t}^{T/2\Delta t} \langle K_k^* \rangle > \Delta t = (\Delta \lambda)^2 \\ \lim_{T \rightarrow \infty} \langle K_k^* \rangle &> \frac{\Delta T}{T} = (\Delta \lambda)^2 < K_k^* > \end{aligned} \quad (3.151)$$

тасодифий қийматнинг бир текис тақсимланишини ҳисобга олиб, $\langle K_k^* \rangle > \text{ўртача квадрат } 1/12$ га тенг бўлади. Шундай қилиб, квантлаш шовқинининг ўртача қуввати қуйидагича бўлади:

$$P_{\text{кв}} = (\Delta \lambda)^2 / 12. \quad (3.152)$$

Ахборотни квантлаш ҳаққонийлигини $P\lambda_1 = \langle \lambda^2 \rangle$ ахборот қуввати ва $P_{\text{кв}}$ квантлаш шовқини нисбати билан ифодалаш мумкин.

$$m_{\lambda} / m_{\text{кв}} = \langle \lambda^2 \rangle > / \langle \epsilon_{\text{кв}}^2 \rangle > = 12 < \lambda^2 \rangle > / (\Delta \lambda)^2. \quad (3.153)$$

(3.113) формулага биноан $P\lambda_1$ ўртача қувват, меъёрлаштирилган ахборот учун $1/P$ қиймат билан аниқланади, бу ерда P — пик-фактори.

Агарда $\Delta \lambda$ ни L квант сатҳи билан ифодаланса ҳамда $|\Delta \lambda| \leq 1$ ахборот меъёр шarti деб, қуйидагини ҳосил қиламиз $\Delta \lambda = (\lambda_{\text{max}} - \lambda_{\text{min}}) / (L - 1) = 2 / (L - 1)$.

Унда (3.153) дан қувватлар нисбатини қуйидагича ёзиш мумкин:

$$\frac{P_{\lambda}}{P_{\text{кв}}} = \frac{12}{\pi^2 (\Delta \lambda)^2} = \frac{3(L-1)^2}{\pi^2} = \frac{3(2^p - 1)^2}{\pi^2}. \quad (3.154)$$

Бу ерда π — иккиланган ортиқча бўлмаган коддаги π -символлар сон.

(3.154) ифодага биноан ахборотнинг квантланган ишончлилиги квант сатҳига боғлиқ. Пик-фактор $P = \sqrt{3}$ учун бир хилда $\omega(\lambda) = 1/2$ тақсимланганда $|\lambda| < 1$, 3.1-

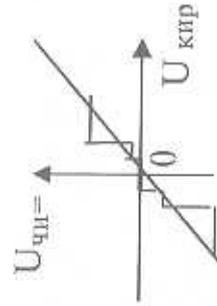
жадалда квант шовқини $-20\lg(L-1) = P/P_{\text{ес}}$ (деци-белда) нисбий қувватнинг L квант сатҳи сонига боғлиқлиги келтирилган.

3.1-жадвал

L	8	16	32	64	128	256	512	1024	2048
n	3	4	5	6	7	8	9	10	11
$-20\lg(L-1)$	-16,9	-23,5	-29,8	-36,0	-42,1	-48,1	-54,2	-60,2	-66,2

Жаҳвалдан кўриниб турибдики, n -коднинг разряди ор-тиши билан $P/P_{\text{ес}}$ нисбат тахминан 6 дБ га ортади. Ушбу натижалар фақатгина бир хилда тақсимланган ахборотлар учунгина тааллуқлидир. Бошқа ахборотлар учун эса жадвал-даги қийматлар модули бўйича $20\lg(L-1) = \sqrt{3}$ дБ га ўзгаради.

Квантлаш шовқини $\lambda(t)$ ахборот пайдо бўлиши би-лан бирга пайдо бўлади. Уни квантлашда пайдо бўлади-ган чизик бузилишининг бошқа бир кўриниши сифати-да қараш мумкин. Бундай шовқин ретрансляцияда йи-рилмайди. Қабул қилинаётган ахборотга таъсир қиладиган шовқини квантини камайтириш учун бир хилда бўлмаган бир дамли квантлаш (3.21-расм) қўлланилади. Каттароқ эҳтимоллик ахборот даражасига квантлашнинг кичик қадами, кичикроқ эҳтимолликта эса каттароқ қадам мос келади. Бир хилда тақсимланмаган ахборотлар учун квант-лаш дисперсия катталигини камайтиришга муваффақ бўлади.



3.21-расм

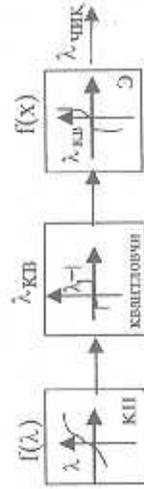
Бир хилда бўлмаган квантлаш одагга ахборотни ком-пандерлаш асосида амалга оширилади. Компандерлаш ти-зимда (КП) компрессор ва (Э) экспандерлар бўлиб, ўзаро тескари нотиқлиқни таслифга эга (3.22-расм). Ҳаг-гич томонида компрессор ёрдамида $f(\lambda)$ таслифли $\lambda_{\text{кв}}$ ахборот динамика сиқилади, сўнг эса бир хилда квантла-нади. Ушбу операция бир хилда бўлмаган квантлашга эк-вивалентдир, чунки квантлаш қадами $f(\lambda)$ нотиқлиқди тас-лифга боғлиқ бўлади. Қабул қилиш томонида эса тескари ўзгартириш амалга оширилади, яъни бир хил қадамли квантлаш ҳисоби тикланади, сўнг эса улар экспандерла-нади. Экспандернинг чиқиб келишида ахборотнинг ди-намика диапазони тикланади.

Декодерлашда ёлгон импульслар ҳисобига ҳосил бўла-диган хатоликларни кўрайлик. Ёлгон импульсларнинг шовқини каналда халақитлар билан ва элтувчи частота мо-дуляцияси билан аниқланади. Ушбу шовқин аномал(п. 3.4.4. га қаранг) характери эга бўлиб, сигнал спектри кенгайса-унинг қуввати камроқ ортади. Хато қабул қилиш P_c эҳти-моллиги код комбинациясининг битта символи учун мо-дуляция турига боғлиқ бўлиб, 2-бобда келтирилган фор-мулага асосан аниқланади. Хатолик боғлиқ бўлмаган ҳолат учун хатолик қаррали " a " бўлса куйидагича бўлади:

$$P_n = C_c^n P_c^n (1 - P_c)^{n-a} \quad (3.155)$$

Код комбинациясининг қабул қилиш эҳтимоллиги бир-тина хатолик бўлса ҳам, $nP_c \ll 1$ бўлганда куйидагича бўлади:

$$[1 - (1 - P_c)^n] \approx nP_c \quad (3.156)$$



3.22-расм

Иккиланган код қўлланилганда хатолар коднинг турли ҳолатларида ахборот $\lambda(t)$ эшиттиришнинг турли хатоликларига олиб келади. Масалан, код комбинациясининг кичик разрядида Δ квант қадамига мос ҳаголикка олиб келади, ёлгон импульс натижасида ҳосил бўладиган шовқиннинг ўртача қувватини қуйидаги ифода билан ёзиш мумкин:

$$\begin{aligned} < e_{i,n}^2 > > [1 - (1 - P_e)^n] \frac{(\Delta\lambda)^2}{n} \sum_{i=1}^n 2^{2(i-1)} \approx \\ &= P_e (\Delta\lambda)^2 \sum_{i=1}^n 2^{2(i-1)} \end{aligned} \quad (3.157)$$

Агарда $n = \log L$ қиймат белгиланган бўлса, ёлгон импульс шовқини фақатгина P_e эҳтимоли, яъни кенгликдаги сигнал/шовқин нисбати ва модуляция туруига боғлиқ бўлади.

Тури лойиҳалаштирилган ИКМ тизимида квантлаш шовқинни аниқловчи бўлиб, ёлгон импульс аномал шовқинни узатишга сезиларли даражада таъсир кўрсатмайди. Сигнал қувватининг қандайдир бўсага даражасидан кичик қийматларида ишончлилик сезиларли камаяди. Квант L даражаси ортиши билан сигналнинг бўсағаси ортади, чунки битта саноқ учун кодли импульс сони ортади. Шу билан бирга импульс кенглиги камайиши ҳисобига сигнал элементининг энергияси камаяди. Лекин сигнал энергияси камайиши квант шовқинининг камайишидан озироқ бўлади. Масалан, 128 дан 256 га ўтишда квант шовқини 6 Дб га камаяди (3.1-жадвал), импульс кенглиги эса 7 разряддан 8 га ўтишда $8/7 = 1,14$ марта камаяди. Бу ҳолда P_e хатолик эҳтимолини таъминлаш учун сигнал қувватини 1,14 марта, яъни 0,6 Дб га орттириш керак.

Халақитта чидамли аналогли тизимдаги модуляцияда, ИКМ тизимида сигнал частота полосасини қувватга алмаштириш мумкин. Ҳақиқатдан ҳам ИКМ сигнал спектри ахборот спектри полосасидан бир мунча ортиқроқ. Шунинг ҳисобига ИКМ тизимида юқори халақитга турғушлик таъминланади. Котельников теоремасига биноан дискретизация

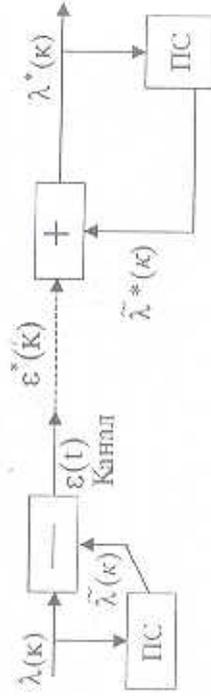
минимал частотаси ахборот спектри кенглигининг $2F_n$ иккиланганга тенг. Квантлангандан сўнг ҳар бир саноқ модуленти $L = \lambda_{\max}/(\lambda) + 1$ ни қабул қилиши мумкин ва $n = \log L$ иккиланган импульсининг код комбинацияси билан алмашади. Ҳар бир символ кенглиги $\tau_n = 1/(2F_n \log L)$ — дан катта бўлмаслиги ва $\Delta f \geq 1/(2\tau_n) = F_n \log L$ керакли частота полосаси ифодалагидек бўлиши керак. ИКМ — АМ тизимида сигнал $\Delta f_s = 2\Delta f = 2F_n \log L$ полосаси банд қилади, яъни Δf_s полоса квант даражаси ортиши логарифмик қонуният билан ортади. Бунда (3.154) га биноан ахборот ишончлилиги ортади.

Шундай қилиб, ИКМ тизимида частота полосасини қувватга алмаштириш бундай аналогли ЧМ, ФМ ҳамда вақт импульсли модуляция тизимига нисбатан самаралироқ амалга ошади.

Ахборот қувватининг шовқин қувватига нисбати ушбу тизимнинг чиқиш қисмида сигналнинг кенглик спектрининг квадратиға (масалан, 3.114 га қаранг) пропорционал ортади. ИКМ тизимида бу нисбат тезроқ ортади, чунки спектр кенглиги символлар сонига пропорционал, шовқин квантининг қуввати эса 2^{2n} га пропорционалдир. ИКМ тизимлари одатда (спутникли) ер сунъий йўлдонини радиотизимларида қўллашларида, чунки ИКМ узатгичнинг кичик қувватида юқори узатиш ишончлилигини таъминлаши керак.

3.7. Авалдан айтиш мумкин бўлган кодлашни қўловчи тизимлар

Товуш ва телевизион ахборотларни узатишда уларнинг спекторининг бир хилда эмаслиги ва Δt оралиқ ҳисобидан, яъни Котельников теоремасидан кичик ҳолатда саноқ оралигида корреляцион алоқа бўлиши лозим. Ушбу алоқадан фойдаланиб, ахборот узатиш тизимининг самаралилигини ошириш мумкин. Самаралиликни оширишнинг услубларидан бири ахборот узатишни аввалдан айтиш мумкин бўлган услубдир.



3.23 - расм

Аввалдан айтиш мумкин бўлган тизимнинг схемаси 3.23-расмда кўрсатилган.

Узатиш томонида $\epsilon(k)$ аввалдан айтиш сигнал хатоси шаклланади. Бу сигнал $\epsilon(k)$ ҳар бир саноқ сигнали $\lambda(k)$ дан аввалдан айтиш сигнали айирмаси орқали аввалдан айтиш блокида олдинги корреляция саногини ишлаб чиқиш нагжасида содир бўлади. Сигнал хатосида янги маълумотлар бўлиб, аввалдан айтиш ва ҳақиқий қийматлар фарқи билан ифодаланади. Қабул қилиш томонида саногини $\lambda^*(k)$ шакланган бўлиб, бу қабул қилинган сигнал хатоси билан аввалдан айтилган қийматларнинг йиғиндисидир.

Катта корреляцияда ҳисобга олишда аввалдан айтиш сигнали аниқроқ шаклланади ва хатолик сигналлини узатишда таянч сигналга нисбатан кичик марков ахборотида сигнал хатолигининг ўртача энергияси қуйидаги ифода орқали аниқланади:

$$E_{\epsilon} = \langle [\lambda(k) - \lambda(k-1)]^2 \rangle = 2E_{\lambda}(1 - \rho), \quad (3.158)$$

бу ерда $\rho = \langle \lambda(k)\lambda(k-1) \rangle / E_{\lambda}$ — саноклараро корреляция коэффициенти.

$\rho > 0,5$ ҳолатда E_{ϵ} сигнал хатолигининг энергияси E_{λ} таянч сигналнинг энергиясидан кичик.

Рақамли тизимларда $\epsilon(k)$ сигнал хатоси саногини аввал квантланиб ва кодланиб, сўнг узатилади.

Бундай тизимлар ИКМ (ДИКМ) дифференциал тизимлар дейилади. ДИКМ тизимида квантлаш шовқини оддий ИКМ тизимига нисбатан кичик, чунки унинг қувватли аввалдан айтиш хатосининг бир булак қувватлигига ташкил этади.

Ёлгон импульс хатосига келганда, ДИКМ ли узатишда ишончлилиқни ИКМ га нисбатан кўпроқ ёмонлаштиради, чунки кодли комбинацияли хато қабул қилишда бир нечта корреляцияланган ахборот саногини хато қабул қилишга олиб келади.

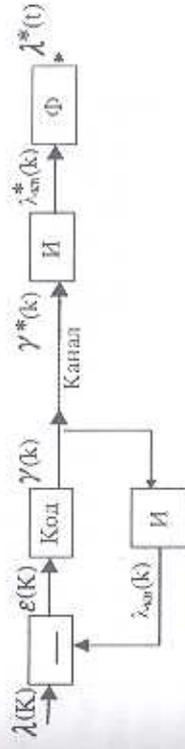
Аввалдан айтиш тизимини яратиш услубларидан яна бири ДМ, яъни дельта модуляциядир [8].

Бу модуляцияда хато сигналнинг квант даражаси сопи иккигача камайтиради. Буни дискретизация частотасини катталаштириб, саноклар оралиғи корреляциясини ортатириб амалга ошириш мумкин бўлади. Квантланган сигнал хатосини қуйидагича ифодалаш мумкин:

$$\epsilon_{\Delta, \sigma}(k) = \gamma(k) \Delta \lambda, \quad (3.159)$$

$$\text{бу ерда } \gamma(k) = \begin{cases} +1\epsilon(k) \geq 0 \\ -1\epsilon(k) < 0. \end{cases}$$

Дельта — модуляторнинг чиқиш қисмидаги сигнал фақатгина сигнал хатосининг белгиси тўғрисидаги ахборотни ташкил этади. Қабул қилиш томонида интегратор уланади, у $\Delta \lambda$ ни айиради ёки қўшади, натижада ҳисоб ва таянч қийматлари хатоллиғи камаяди. Дельта модуляциянинг ишлаш принципини тушунтирувчи схема 3.24-расмда келтирилган.



3.24-расм

Кодер (квантовчи) $\lambda(k)$ икки қутбли импульсларни шакллантиради. Шаклланиш қонуниятини қуйидаги ифода билан ёзиш мумкин:

$$\gamma(k) \text{Sign}\{\lambda(k) - \lambda_{\text{св}}(k-1)\}, \quad (3.160)$$

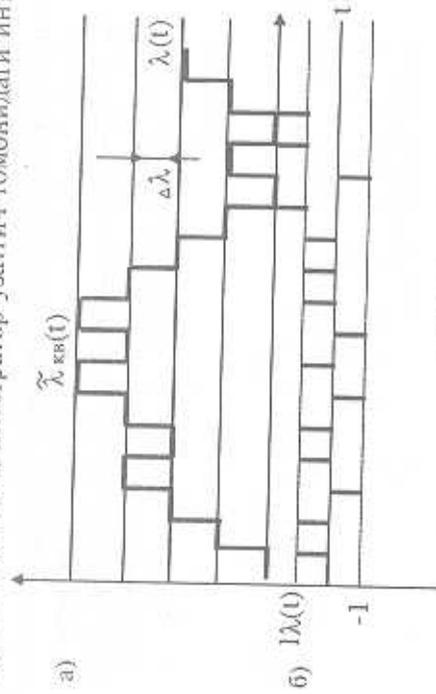
бу ерда $\text{Sign } x = \begin{cases} 1, \text{ агарда } x \geq 0; \\ -1, \text{ агарда } x < 0. \end{cases}$

$\lambda_{\text{св}}(k-1)$ — сигнал аввалги сигналлар хатоси квантланганлигининг йиғиндиси билан аниқланади:

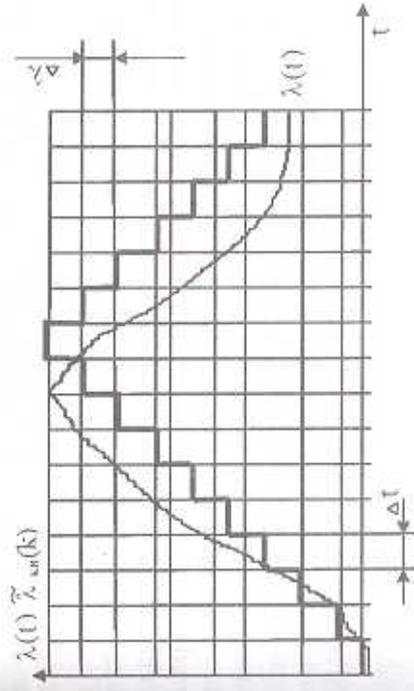
$$\lambda_{\text{св}}(k-1) = \sum_{i=0}^{k-1} \varepsilon_{\text{св}}(i) = \Delta\lambda \sum_{i=0}^{k-1} \gamma(i).$$

$\gamma(k)$ символлар (3.25, б-расм) алоқа канали орқали узатилади.

И — интеграторга бир вақтнинг ўзида $\Delta\lambda\gamma(i)$ импульслар узатилади, бу ерда $\lambda_{\text{св}}(i)$ квантланган ҳисоб шаклланиб, ахборотнинг кейинги ҳисоби билан таққосланади. Интегратор чиқиш қисмида $\lambda_{\text{св}}(i)$ квантланган сигналнинг кўрилиши (3.25, а-расм) тасвирланган. ДМ-дельта модуляция зинапоясимон функциянинг кўшн қиймати $\Delta\lambda$ бир квант қадами қийматига албатта фарқ қилади. Қабул қиландиган томондаги интегратор узатгич томонидаги интегра-



3.25-расм



3.26-расм

тор бажарилган функцияни бажарши ва $\lambda^*(k)$ икки қутбли импульсларни қабул қилиб, зинапоясимон функцияни шакллантиради. Ушбу функция сузтичдан ўтиб $\lambda^*(t)$ ахборотга ўзгартирилади. $\lambda^*(t)$ квантлаш қадами кичик бўлиши билан квант шовқини ҳам кичик бўлади ва $\lambda^*(t) \rightarrow \lambda(t)$ фарқи билан аниқланади. Лекин жуда кичик қадамларда бузилиш содир бўлиб, уни оғиш бўйича юклама дейилади. Бунда зинапоясимон функция ахборот ўзгаришини кузатишга улгурмайди.

Бунга ўхшаш ҳалақатларнинг бўлмаслигини ифодаловчи шартни қуйидагича ёзиш мумкин:

$$\Delta\lambda \leq \frac{1}{L} \cdot \frac{|\lambda(t)|_m}{|\dot{\lambda}(t)|_m}, \quad (3.161)$$

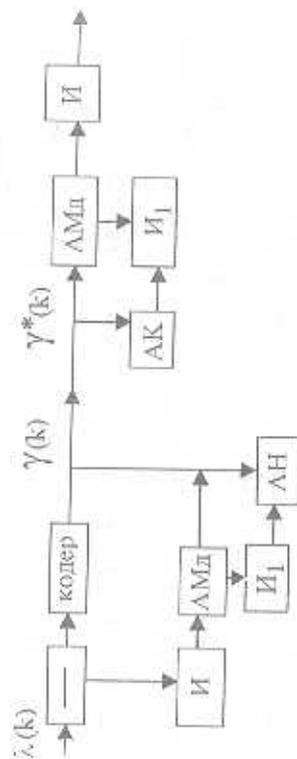
бу ерда $|\lambda(t)|_m$ — ахборотнинг максимал қиймати;

$|\dot{\lambda}(t)|_m$ — ахборот ўзгариш (эгрилиги) тезлигининг максимал қиймати; L — квант даражаси сони.

ДМ тизими ИКМ ва ДИКМ тизимларига нисбатан юқори частота саноқларга эга. ДМ да ҳар бир саноқ бир импульс келиши билан бажарилади. ИКМ да эса саноқ даража сониға қараб, бир нечта импульс билан ҳисобланади. Шунинг учун импульслар частотасининг тақорла-

ниши ҳар иккала тизимда ҳам бир хил ишончликда деярли бир хил бўлади. Бир хил полосоли тизимда ДМ ИКМ га нисбатан осонроқ амалга оширилади.

ДМ тизимида дискретизация частотасини ахборот ўзгариш тезлигига боғлиқ бўлган ўзгарувчан квантовлочи қадамини киритиб камайтириш мумкин. Бунинг учун бирлик зичлиги анализаторини киритилиб символлар кетма-кетлигини ҳисобга олиб, белгиловчи ва импульслар кетма-кетлигини шакллантиради. Ушбу импульслар кетма-кетлиги I_1 интеграторда интегралланади, натижада аналогли сигнал ҳосил бўлиб, AM_d амплитудали модуляторга узатилади, бу эса ахборот сатҳини бошқаради.



3.27-расм

ДМ тизимли компандерланган ҳолатнинг схемаси 3.27-расмда келтирилган.

Қўшимча қурилмалари бўлишига қарамай компандерли ДМ системалар ИКМ системаларига нисбатан ўзининг соддалиги билан ажралиб туради [4].

А Д Л Б И Ё Т Л А Р

1. А. А. Холиқов, Й. Р. Рашидов. Радиотехника фанининг ривожланиш тарихи ва мутахассислик ҳақида. Ўқув қўлланма, Тошкент. "ТДТУ" 1993. 130-бет.
2. А. А. Холиқов. Радиотехник тизимлар назариси асослар; 1-қисм. Маърузалар тўплами. Тошкент. "ТТЙМИ", 2000. 72-бет.
3. А. А. Холиқов. Радиотехник тизимлар назариси асослар; 2-қисм. Маърузалар тўплами. Тошкент. "ТТЙМИ", 2000. 58-бет.
4. А. А. Холиқов. Основы теории радиотехнических систем. Конспект лекций. Часть-1. Ташкент. "ТашИИТ", 2000. 73-стр.
5. А. А. Холиқов. Основы теории радиотехнических систем. Конспект лекций. Часть-2. Ташкент. "ТашИИТ", 2000. 58-стр.
6. И. М. Теплякова, Б. В. Рохин, А. И. Фомин, В. А. Вайцель. Под. Ред. И. Н. Теплякова. — М.: — "Радио и Связь", 1982 г. 264-стр. Радиосистемы передачи информации.
7. Теория передачи сигналов А. Г. Зоко, Д. Д. Клавский, М. В. Назаров, Д. М. Фитик. — М.: "Связь", 1981. — 288-с.
8. Тепляков И. М., Калашников И. Д., Рошин Б. В. Радиолиния космических систем передачи информации. — М.: "Сов. Радио", 1975. 400-с.
9. Зоко А. Г., Коржик К. И., Назаров М. В., Клопский Д. Д., Теория электрической связи. М.: "Радио и связь", 1998.
10. Баскаков С. И. Радиотехнические цепи и сигналы М.: "Высшая школа", 1998.
11. Гопоровский И. С. Радиотехнические цепи и сигналы М.: "Радио и связь", 1986.
12. Андреев В. А. Теория нелинейных электрических цепей М.: "Радио и связь", 1982.
13. Кулингер В. Ф., Ферсман Б. А. Теория нелинейных электрических цепей М.: "Связь", 1974.
14. Баскаков С. И. Радиотехнические цепи и сигналы М.: "Высшая школа", 1987.
15. Клевский Д. Д., Шлякин В. А. Теория передачи сигналов в задачах М.: "Связь", 1978.
16. Статистическая радиотехника, примеры и задачи (под редакцией В.И. Нихолова)- М.: "Советское радио", 1981.
17. Зяелднй А. М. Основы расчётов по статистической радиотехнике М.: "Связь", 1969.
18. А. А. Холиқов. "Электрон қурилмалари, аналогли ва рақамли схемотехника. Дарслик. Тошкент. "Технр йўли" нашриёти, 2000. 160-бет.

Сўз боши	3
Кириш	5
1. Радиотехник тизимларда сигналларни узатишнинг умумий маълумотлари	6
1.1. Умумий тасниф ва синфлари	6
1.2. Сигналларнинг статистик таснифлари	11
1.3. Сигналларнинг асосий таснифлари	16
1.4. Радиотехник тизимларда сигнал узатишдаги ҳақиқатлар	23
1.5. Радиотехник тизимларда сигнал узатишнинг асосий таснифлари	25
1.6. Радиоалоқа тизимидаги муҳаддислик ҳисоби	30
2. Дискрет сигналларни узатиш ва қабул қилиш усуллари	32
2.1. Дискрет сигналлар манбаларининг ахборий таснифи	32
2.2. Дискрет каналнинг сигнал ўтказиш қобилияти	36
2.3. Ҳармас 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. Ҳармас 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 модуляцияланган сигналларни қабул қилиш	64
2.4.4. Нисбий фаза бўйича манипуляцияланган сигналлар ёрдамида маълумотларни узатуви тизимлар	71
2.5. Тасолифий параметрли каналларда сигналларни қабул қилиш	79
2.5.1. Каналлар таснифи	79
2.5.2. Иккиланган флукутлашган сигналларни яққа қабул қилиш	82
2.5.3. Сигналларни қабул қилишда фарқлаш усули	84
3. Ҳармас ахборотларни узатиш ва қабул қилиш усуллари	91
3.1. Ҳармас ахборотлар манбаининг информация таснифлари	91
3.2. Ҳармас ахборотлар узатишда каналнинг ўтказувчанлик хусусияти	97
3.3. Ҳармас ахборотларни оптимал қабул қилиш усуллари	100
3.3.1. Сигналларни когерент қабул қилиш	110
3.3.2. Амплитудали модуляция сигналларини квазикогерент қабул қилиш	113
3.3.3. Сигналларни некогерент қабул қилиш	113

3.4.1. Нормал ва аномал ҳатolikлар	119
3.4.2. Тизимнинг эффективлик кўрсаткичи	122
3.5. Импульсли модуляция тизимлари	126
3.6. Ҳармас ахборотларни рақамли усулларда узатиш ва қабул қилиш	134
3.6.1. Импульс-кодли модуляция тизими	134
3.7. Амалдан айтиш мумкин бўлган коллашани қабул қилиш тизимлари	143
Алабистлар	149



Абдулҳақ Абдулхайровиҷ Ҳолиқов,
Фотих Фаттоховиҷ Умаров

**РАДИОТЕХНИК ТИЗИМЛАР НАЗАРИЯСИ
АСОСЛАРИ**

Ўзбек тилида

Бачиний муҳаррир *Х. Меҳмонолов*
Техник муҳаррир *У. Қилм*
Мусахҳиҳа *Ш. Мақсудова*
Компьютерла тайёрловчи *Г. Отасқевич*

Босишга рухсат этилди 17.05.2004.
Бичими 84×108¹/₁₆. Шартли босма таъбири 7,98.
Нашр т. 6,96. Нухаси 1000. Буюртма № 289.
Баҳоси шартнома асосида.

"Ўзбекистон" нашриёти, Тошкент, 700129, Навоий кўчаси, 30.
Нашр № 87-2003

Ўзбекистон Матбуот ва ахборот агентлигининг Тошкент
китеб-журнал фабрикасида чоп этилди. 700194, Тошкент,
Юнусовдўлаҳаси, Муроодов кўчаси, 1.

2100