

ҚАЗАҚСТАН РЕСПУБЛИКАСЫ
БІЛІМ ЖӘНЕ ҒЫЛЫМ МИНИСТРЛІГІ

Қ.И. Сәтбаев атындағы
Қазақ ұлттық техникалық университеті

Ж.Ж. Ниеталина

ЭЛЕКТРЛІК БАЙЛАНЫС ТЕОРИЯСЫ СИГНАЛДАРЫН ТАЛДАП ЕСЕПТЕУ

Университеттің Ғылыми-әдістемелік кеңесі
оқу құралы ретінде ұсынған

Алматы 2012

ЖОК 004,7 (075.8)

Н 55

- Н55** Ниеталина Ж.Ж. Электрлік байланыс теориясы сигналдарын талдап есептеу: Оқу құралы. – Алматы: ҚазҰТУ, 2012. – 135 б.
Сурет 59. Кесте 15. Библиогр. – 20 атау.
ISBN 978–601–228–364–8

Оқу құралында байланыс желілеріндегі электрлік байланыс сигналдарын талдап есептеу әдістері, сонымен қатар, электрлік байланыс сигналдарының түрлендіру мен есептеу нәтижесін, электрлік байланыс жүйесінің сапасын бағалау мақсатында қолдану шаралары қарастырылған. Семестрлік жұмысты орындау әдістемелігі, бақылау жұмыстарына тапсырма келтірілген.

Оқу құралы 050719 «Радиотехника, электроника және телекоммуникация» мамандығы бағытында дайындайтын бакалавриат мамандарына арналған.

ЖОК 004,7 (075.8)

Пікір жазғандар:

Шайхин А.К., физ.-мат. ғыл. канд., доцент, Қ.И. Сәтбаев атындағы ҚазҰТУ,

Майлыбаева Л.И., техн. ғыл. канд., доцент, «Ғарыштық техника және технологиялар институты» еншілес ЖШС Ғылыми хатшысы,

Бахтиярова Е.А., техн. ғыл. канд., доцент, М. Тынышбаев атындағы ҚазККА.

Қазақстан Республикасы Білім және ғылым министрлігінің 2012 жылғы жоспары бойынша басылды.

ISBN 978–601–228–364–8

© Ниеталина Ж.Ж., 2012

© ҚазҰТУ, 2012

КІРІСПЕ

«Электрлік байланыс теориясы» хабарлар мен сигналдарды түрлендіріп және салыстырып қарау арқылы электрлік байланыс жүйесі (ЭБЖ) жұмысының сапасын бағалайды. Берілетін хабарлардың қай жерде қолданылатына және олардың физикалық жаратылысына қарамастан, бұл мәселе барлық байланыс саласына бірдей ортақ қойылады.

Электрлік байланыс саласындағы маман сапалы жұмыс істеу үшін алдымен «Электрлік байланыс теориясын» меңгеріп, байланыстың тиімді түрін есептеп, оларды тәжірибелік қолданыста пайдалана білуі керек. Сонымен қатар, кейбір жағдайларда теориялық есептерге қарағанда, эксперимент өткізу ыңғайлырақ болғанның өзінде, олардың нәтижелерін сараптап талдау үшін де электрлік байланыс теориясының атқаратын міндеті зор екені айқын.

Электрлік байланыс теориясы ақпараттың көлемдік сипаттамасын анықтап, ақпарат көздері мен байланыс арналарын келістіріп, қосу жағдайын белгілеп, соған бейімді байланыс арналарының параметрлерін анықтайды. Сонымен бірге, берілетін сигналдың дәлдігін өсіру жолында бөгеулікке қарсылықты арттыру мақсатымен кодтау әдістерін қарастырады.

Электрлік байланыс теориясын оқып үйреніп, меңгеру үшін, алдымен әрбір тақырып бойынша жазылған материалдар жинақталады. Оларға шолу жасалып, мұқият зерттеледі, қажетті тақырыптар жазылып алынған абзал. Содан соң, қойылған мәселелер мен берілген есептер белгіленген нұсқа бойынша орындалады, қорытынды келтіріледі.

1. БАЙЛАНЫС ЖЕЛІСІ. ЭЛЕКТРЛІК БАЙЛАНЫС СИГНАЛДАРЫНЫҢ СИПАТТАМАЛАРЫ

1.1. Сигналдардың жазылу түрлері

Ақпараттық параметрлердің құрылымына тәуелді сигналдар үздіксіз, үзік, үздіксіз-үзік болып бөлінеді. Берілген параметр сигналының мәндері белгілі бір сандармен анықталатын болса, ондай сигналды *үзік сигнал* дейді. Ал, егер ол сигналдың мәндері шексіз көп санның жиынтығынан тұратын болса, онда оны *үздіксіз сигнал* дейді. Егер сигнал бір параметрмен үзік, ал басқа параметрмен үздіксіз болса, ондай сигналды *үздіксіз-үзік* сигнал дейді.

Осыған орай, сигналдың үлгісін математикалық құралмен жазудың үздіксіз аргументті үздіксіз функциясымен жазу, үзік аргументті үздіксіз функциямен жазу (мысалы, функция мәні тек белгіленген уақыттарда ғана беріледі), үздіксіз аргумент үзік функциямен жазу, үзік аргументті үзік функциямен жазу түрлері болады.

Сигналды уақыт бойынша жазғандағы көзделетін мақсат – оның бейнесін сараптау. Күнделікті кездесетін, көбіне күрделі сигналды берілген жүйеден өткендегі өзгеруін зерттеуге ыңғайлы түрде жазу керек. Осы мақсатпен сигналды қаншалықты күрделі болса да, қарапайым жай сигналдардың қосындысы ретінде көрсеткен дұрыс.

Берілген жүйеден өтетін күрделі сигнал $U(t)$ өзінің негізін салмақтап көрсететін функциясының $\varphi_k(t)$ қосындысымен көрсетіледі.

$$U(t) = \sum_k C_k \varphi_k(t), \quad t \in [t_1, t_2], \quad (1.1)$$

мұнда $[t_1, t_2]$ – сигналдың өтетін уақыты; C_k – сигналдың негізін салатын функциялардың коэффициенттері.

Уақыт бойынша шектелген сигналды кез келген уақытта көрсету үшін интеграл түрде жазу қолданылады

$$U(t) = \int_{-\infty}^{\infty} S(\alpha) \varphi(\alpha, t) d\alpha, \quad (1.2)$$

мұнда $\varphi(\alpha, t)$ – үздіксіз өзгеретін параметрлі негізделген функция;
 $S(\alpha)$ – спектрі үздіксіз сигналдың спектрлік тығыздығы.

1.2. Сигналды уақыт бойынша көрсету

Сигналды уақыт бойынша көрсеткенде, оның негізін салатын функция ретінде бірлік импульстік функция алынады. Осы бірлік импульстік функцияны дельта функция деп атайды. Оның математикалық жазуы

$$\delta(t) \begin{cases} \infty, t = 0 & \text{болғанда} \\ 0, t \neq 0 & \text{болмаса} \end{cases}, \quad (1.3)$$
$$\int_{-\infty}^{\infty} \delta(t) dt = 1,$$

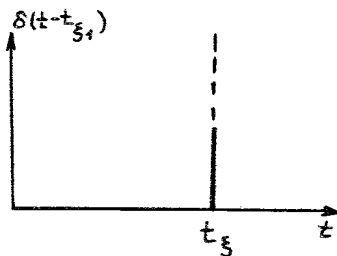
мұнда $\delta(t)$ – дельта функция, оның мәні тек қана $t=0$ болған да ғана нөлге тең емес, ал басқа уақыттарда нөлге тең.

Егер дельта функцияның жалпы түрін алсақ, ол басқа бір ($t=0$ -ден басқа) уақытта да нөлге тең болмауы мүмкін, мысалы $t=t_{\xi}$ (1.1-сурет).

Сонда дельта функция былай жазылады

$$\delta(t - t_{\xi}) = \begin{cases} \infty, t = t_{\xi} \\ 0, t \neq t_{\xi} \end{cases}, \quad (1.4)$$
$$\int_{-\infty}^{\infty} \delta(t - t_{\xi}) dt = 1,$$

мұндай математикалық үлгі шексіз қысқа уақыттағы өте үлкен қиялдағы импульсті көрсетеді.



1.1-сурет. Дара импульс

Оның ақиқат сигналын көрсететін жалғыз параметр – өтетін уақыт. Дегенмен, осы дельта-функцияны пайдаланып белгілі бір уақыттағы сигналдың $U(t)$ математикалық үлгісін жазуға болады

$$U(t_{\xi}) = \int_{-\infty}^{\infty} U(t) \delta(t - t_{\xi}) dt. \quad (1.5)$$

Бұл теңдікті қалаған уақытқа қолдануға болады: $t_{\xi 1}$ -ның орнына t қойып теңдікті t_{ξ} -мен интегралдасак

$$U(t) = \int_{-\infty}^{\infty} U(t_{\xi}) \delta(t_{\xi} - t) dt = \int_{-\infty}^{\infty} U(t_{\xi}) (t - t_{\xi}) dt. \quad (1.6)$$

Сонымен, $U(t)$ функциясы бір-біріне қабысқан өте қысқа мерзімді импульстер жиынтығымен берілген. Дельта функциямен берілген қарапайым кіру сигналының берілген жүйедегі әсеріне қарап, осы жүйеге келетін еркін түрде берілген сигнал әсерін де анықтауға болады.

Дельта функция арқылы деңгейі тұрақты немесе өзгеріп тұратын идеалданған, мерзімділікпен берілетін импульс тізбегін көрсетуге де болады. $U_n(t)$ функциясының $t = k\Delta t$ нүктесінде мәнін нөл деп алсақ:

$$U_n(t) = \sum_{-\infty}^{\infty} U(t) \delta(t - k\Delta t), \quad (1.7)$$

мұнда Δt – импульстер тізбегінің өту мерзімділігі, $t=k \Delta t$ уақытындағы дельта-функцияны $U(t)$ -ға көбейтсе, ол $U_n(k\Delta t)$ -ға тең болып, ол бірқалыпты үзіктеу (дискретизация) функциясының $U(t)$ нәтижесін көрсетеді.

1.3. Сигналды жиілік арқылы көрсету

Уақытқа тәуелді өзгермейтін түзу сызықты жүйелерді зерттегенде, шығатын шешімде комплексті экспоненциалды уақыттық функция болады. Экспоненциалды уақыттық функциямен жазылатын белгілі сигналдар уақытқа тәуелді өзгермейтін түзу сызықты жүйелерден өткенде, өзінің сипаты жағынан өзгермейтін болады. Сондықтан, Эйлер формуласына сәйкес, белгілі сигналдың күрделі түрін гармониялық құрамдардың қосындысы ретінде қарауға болады

$$\frac{e^{j\omega} + e^{-j\omega}}{2} = \cos \omega t, \quad (1.8)$$

мұндағы ω – айналма жиілік болғандықтан, мұндай түрлендіру нәтижесін сигналды жиілік арқылы көрсету деп атауға болады.

Кез келген сигналдың басталатын және аяқталатын уақыты болатындықтан, жаратылысты мерзімділік сигнал болмайды. Бірақ, тұрақтыланған тәртіптегі сигналды сараптағанда, оны ұзақ уақытта болатын сигнал деп алып, оның математикалық үлгісін уақыт бойынша мерзімділік функция деп қарауға болады. $t_1 \leq t \leq t_2$ аралығындағы уақытта Дирихле шартын қанағаттандыратын (берілген уақыттағы сигнал үздіксіз немесе белгілі санға ғана үзілетін) $U(t)$ функциясы $-\infty$ -тен $+\infty$ -ке дейін

$T = \frac{2\pi}{\omega} = t_2 - t_1$ мерзімділігімен қайталанады деп аламыз. Осы

сигналдың негізін салатын экспоненциалды функция деп алсақ, оны былайша жазуға болады:

$$U(t) = \frac{1}{2} \sum_{k=-\infty}^{\infty} A(jk\omega_1) e^{jk\omega_1 t}, \quad (1.9)$$

$$A(jk\omega_1) = \frac{2}{T} \int_{t_1}^{t_2} U(t) e^{-jk\omega_1 t} dt. \quad (1.10)$$

Осы теңдіктердің біріншісі экспоненциалды функциялардан тұратын комплекс түріндегі Фурье қатары да, ал екіншісі мерзімділік сигналдың комплексті спектрі деп аталады. $A(jk\omega_1)$ тек қана бүтін "K" мәндерінде анықталатындықтан, бұл спектр үзік мәндерден (дискретті) тұрады.

Осы комплексті спектрдің $A(j\omega)$ орамы былай жазылады

$$A(jk\omega_1) = \frac{2}{T} \int_{t_1}^{t_2} U(t) e^{-jk\omega_1 t} dt. \quad (1.11)$$

Комплексті спектрді былайша жазуға болады

$$A(jk\omega) = A(k\omega_1) e^{-j\varphi(k\omega_1)}.$$

Комплексті спектр модулін $A(k\omega_1)$ спектр бойлығы деп, ал $\varphi(k\omega_1)$ функциясын *спектр фазасы* деп атайды.

Эйлер формуласын қолданып $e^{-jk\omega t} = \cos k\omega t - j \sin k\omega t$ комплексті спектрдің құрамын табуға болады

$$A(jk\omega_1 t) = \frac{2}{T} \left[\int_{t_1}^{t_2} U(t) \cos k\omega_1 t dt - j \int_{t_1}^{t_2} U(t) \sin k\omega_1 t dt \right] = A_k - jB_k,$$

$$A_k = \frac{2}{T} \int_{t_1}^{t_2} U(t) \cos k\omega_1 t dt,$$

$$B_k = \frac{2}{T} \int_{t_1}^{t_2} U(t) \sin k\omega_1 t dt.$$

Спектр бойлықтары $A(k\omega_1) = \sqrt{A_k^2 + B_k^2}$.

A_k мен B_k -ның жұптығы қарама-қарсы болғандықтан, $\varphi(k\omega_1) = \arctg \frac{B_k}{A_k}$ -ға функция, яғни $\varphi(k\omega_1) = -\varphi(-k\omega_1)$. $K=0$

болғанда осы функцияның тұрақты бөлігін аламыз

$$\frac{A_0}{2} = \frac{1}{T} \int_{t_1}^{t_2} U(t) dt.$$

Егер теріс таңбалы жиіліктері болмайтын бір жақты жиілік спектрін қарасақ, онда (1.10) және (1.11) теңдіктерінен $A_0/2$ бөліп шығарып, одан симметриялы жиілік w және $-w$ құрамдарын қосындылап, келесіні аламыз.

$$U(t) = \frac{A_0}{2} + 0,5 \sum_{k=1}^{\infty} [A(jk\omega_1) e^{jk\omega_1 t} + A(-jk\omega_1) e^{jk\omega_1 t}],$$

$$U(t) = \frac{A_0}{2} + 0,5 \sum_{k=1}^{\infty} A(k\omega_1) e^{-j\varphi(k\omega_1)} e^{jk\omega_1 t} + A(k\omega_1) e^{j\varphi(k\omega_1)} e^{-jk\omega_1 t},$$

$$U(t) = \frac{A_0}{2} + 0,5 \sum_{k=1}^{\infty} \left[A(k\omega_1) \left(\frac{e^{j[k\omega_1 t - \varphi(k\omega_1)]} + e^{-j[k\omega_1 t - \varphi(k\omega_1)]}}{2} \right) \right].$$

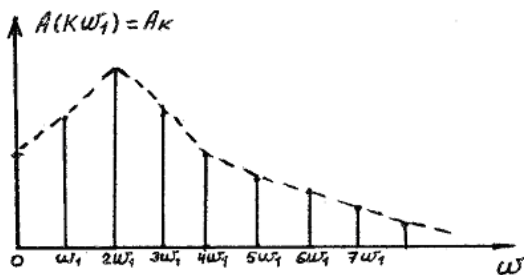
Эйлер формуласын (2.8) қолданып

$$U(t) = \frac{A_0}{2} + \sum_{K=1}^{\infty} A(k\omega_1) \cos(k\omega_1 t - \varphi_k), \quad (1.12)$$

мұнда $\varphi_k = \varphi(k\omega_1)$, $A(k\omega_1) = A_k$.

Спектр мәндері сызықтар жиынтығымен көрсетілетіндіктен, мұндай спектрлерді көбінесе сызықтық спектрлер деп атайды. Сөйтіп, мерзімділікті функция спектрі 1.2-суретте көрсетілгендей, сызықты спектр және ол сызықтар жиіліктері бірдей қашықтықтағы еселік қатынаста орналасқандықтан, гармониялық спектр деп те аталады. Олардың кейбіреулерінің бойлығы нөлге тең болулары да мүмкін, бірақ бәрібір олар *гармониялық спектр* деп аталады.

Периодтық (мерзімділік) сигналды бойлық және фазалық спектрлік диаграмма арқылы көрсету өте ыңғайлы (1.2-сурет). Мұндағы тік сызықтың биіктігі әр гармоника бойлығын, ал оның абсцисса бойымен орналасуы осы гармоника жиілігін көрсетеді.



1.2-сурет. Периодтық сигнал спектрі

Тек қана мерзімділікті функцияның спектрі ғана жеке сызықтық спектр болмайды. Мысалы, еселік қатынаста емес екі жиіліктен тұратын ω_1 және $\sqrt{2}\omega_1$ күрделі, мерзімділік функцияға жатпайтын сигналдың спектрі екі сызықтық спектрден тұрады. Сөйтіп, жеке-жеке сызықтан тұратын спектр мерзімділік функцияны да мерзімділіксіз функцияны да сипаттауы мүмкін. Мерзімділіксіз функцияның спектрі интеграл формуласымен көрсетіледі

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

$$\frac{1}{\pi} S(\omega) e^{j\omega t} d\omega = dA e^{j\omega t}, \quad (1.13)$$

$$S(\omega) = \pi \frac{dA}{d\omega},$$

мұнда $S(\omega)$ – спектр тығыздылығын көрсетеді.

Сөйтіп, гармониялық сызықтық спектр мерзімділікті функцияны сипаттаса, біртұтас спектр мерзімділіксіз функцияны сипаттайды.

1.4. Импульстік сигналдар спектрлері

Еркін формалы жалғыз (дара) импульс мерзімділіксіз функцияға жататындықтан, оның спектрі сызықтық емес

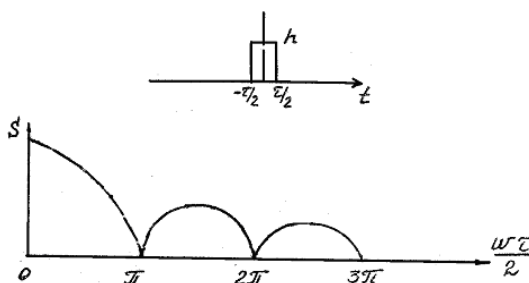
біртұтас спектр болады (1.3-сурет). Алдымен биіктігі (бойлығы) h , ұзақтығы τ импульстің спектрін қарайық.

$$S = h \int_{-\tau/2}^{+\tau/2} e^{-j\omega t} dt = -\frac{h}{j\omega} e^{-j\omega t} \Big|_{-\tau/2}^{+\tau/2} = q \frac{\sin \frac{\tau}{2}}{\omega \frac{\tau}{2}}, \quad (1.14)$$

мұнда $q = h \cdot \tau$ – импульс ауданы

$$\omega \frac{\tau}{2} \ll 1 \text{ болғанда } \sin \omega \frac{\tau}{2} \approx \omega \frac{\tau}{2}, S = q.$$

Биіктігі h , табаны τ үш бұрышты импульс (1.3-сурет).

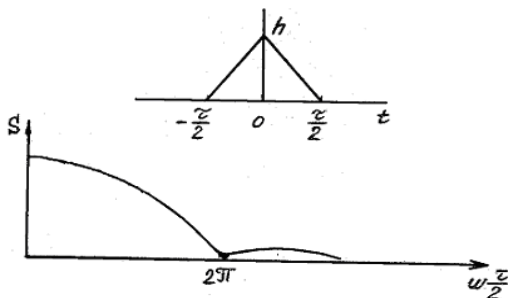


1.3-сурет. Дара импульс спектрі

$$U(t) = \begin{cases} 0 & t < -\frac{\tau}{2} \\ h\left(1 + \frac{2t}{\tau}\right) & -\frac{\tau}{2} < t < 0 \\ h\left(1 - \frac{2t}{\tau}\right) & 0 < t < \frac{\tau}{2} \\ 0 & t > \frac{\tau}{2} \end{cases} \quad (1.15)$$

$$S = h \int_{-\tau/2}^0 \left(1 + \frac{2t}{\tau}\right) e^{-j\omega t} dt + h \int_0^{\tau/2} \left(1 - \frac{2t}{\tau}\right) e^{-j\omega t} dt = q \frac{1 - \cos \omega \frac{\tau}{2}}{\frac{1}{2} \left(\omega \frac{\tau}{2}\right)^2},$$

мұнда $q = \frac{1}{2} h \tau$.

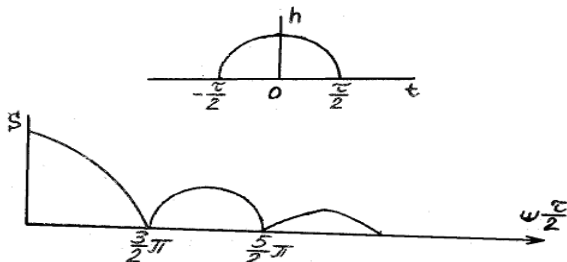


1.4-сурет. Дара үшбұрыш сигналының спектрі

$\omega \frac{\tau}{2}$ нөлге жақындағанда q -дың көбейткіш қатынасы 1-ге жуықтайды. Енді мерзімділігі 2τ -дан тұратын косинусоиданың кесінді импульсін қарайық (1.5-сурет).

$$S = \int_{-\tau/2}^{\tau/2} e^{-j\omega t} \cos \pi \frac{t}{\tau} dt = q \frac{\cos \omega \frac{\tau}{2}}{1 - \left(\frac{2}{\pi} \omega \frac{\tau}{2} \right)}, \quad (1.17)$$

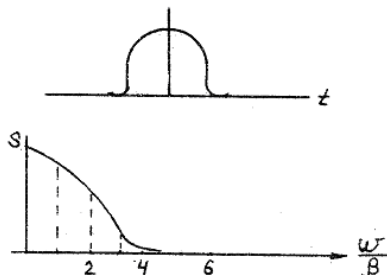
$$q = \frac{2}{\pi} h \tau.$$



1.5-сурет. Косинусоидалық импульс сигналының спектрі

Енді "қоңырау" тәрізді импульсті қарайық (1.6-сурет)

$$U(t) = e^{-\beta^2 t^2}.$$

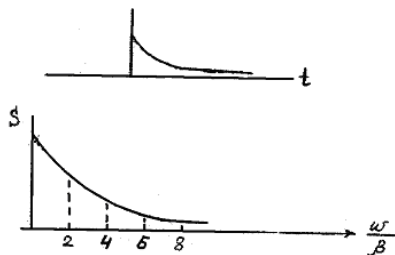


1.6-сурет. “Қоңырау” тәрізді импульс спектрі

$$\begin{aligned} S &= \int_{-\infty}^{\infty} e^{-\beta^2 t^2} e^{-j\omega t} dt = \\ &= e^{-\frac{\omega^2}{4\beta^2}} \int_{-\infty}^{\infty} e^{-(\beta t + j\frac{\omega}{2\beta})^2} dt = \frac{2}{\beta} e^{-\frac{\omega^2}{4\beta^2}} \int_0^{\infty} e^{-\alpha^2} d\alpha = \frac{\sqrt{\pi}}{\beta} e^{-\frac{\omega^2}{4\beta^2}}. \end{aligned} \quad (1.18)$$

Экспоненциалды импульсті қарайық (1.7-сурет) $U(t) = e^{-\beta t} \delta_0(t)$, оның спектрі

$$S = \int_0^{\infty} e^{-(\beta + j\omega)t} dt = \frac{e^{-(\beta + j\omega)t}}{\beta + j\omega} \bigg|_0^{\infty} = \frac{1}{\beta + j\omega}, \quad (1.19)$$



1.7-сурет. Экспоненциалды импульстің спектрі

1.5. Импульстің спектр кеңдігінің оның ұзақтылығына байланыстылығы

Импульс неғұрлым қысқа болса, оның спектр кеңдігі солғұрлым үлкен болады. Мысалы, өте қысқа импульстің спектрі шексіз кең болады.

Уақыт ұзақтылығы мен жиілік кеңдігінің байланыстылығын Фурье теңдіктерін түрлендіріп өзгерту арқылы табуға болады. $U(t)$ функциясының спектрін $S(\omega)$ деп алайық. Егер уақыт масштабын a - рет өзгертсек, онда $a \cdot U(t)$ функциясының спектрін табамыз

$$S_a = a \int_{-\infty}^{\infty} U(at) e^{-j\omega t} dt = S\left(\frac{\omega}{a}\right).$$

Сонда, $U(t)$ функциясының уақыт бойынша ұзақтығы a есе кемісе сонша есе оның спектр кеңдігі ұлғаяды. Мысалға

$$S = q \frac{\sin \omega \frac{\tau}{2}}{\frac{\tau}{2}}. \quad (1.20)$$

Импульс ұзақтылығы Δt бұл жерде τ -ға тең болады. Спектр кеңдігі шексіз деп берілген. Бірақ, жиілік өскен сайын спектр кеми түсетіндіктен, спектрдің жиілік жолағына Δf - нөл мен спектрдің бірінші рет нөлге айналатын жиілігін шартты түрде алуға болады. Сонда, (1.20) формуласынан

$$2\pi\Delta f \frac{\Delta t}{2} = \pi, \text{ немесе } \Delta f \cdot \Delta t = 1.$$

Сонымен, берілген импульстің ұзақтылығы мен спектр кеңдігінің көбейтіндісі 1-ге тең болады. Үш бұрышты импульстің спектрі

$$S = q \frac{1 \cdot \cos \omega t \frac{\tau}{2}}{1 - \left(\frac{2}{\pi} \omega \frac{\tau}{2}\right)^2}. \quad (1.21)$$

Спектрдің бірінші нөлі $\omega \frac{\Delta t}{2} = 2\pi$ болғанда $\Delta f \cdot \Delta t = 2$.

Косинусоидалық импульс үшін $S = q \frac{\cos \omega \frac{\tau}{2}}{1 - \left(\frac{2}{\pi} \omega \frac{\tau}{2} \right)^2}$, $\Delta f \cdot \Delta t = 1,5$.

Осы қаралған мысалдардың барлығында да импульс ұзақтылығының жиілік кеңістігіне көбейтіндісі 1-дің айналасында болады. Бірақ, экспоненциалдық импульс үшін жоғарыдағы анықтама дұрыс болмайды, өйткені спектр 0 мен ∞ аралығында нөлге айналмайды. Сондықтан импульс ұзақтылығы мен жиілік кеңістігін басқаша анықтамамен алады.

Импульс ұзақтылығы деп оның энергиясының негізгі мөлшерінің көбісі топталған уақытын айтады. Оны төмендегідей теңдікпен жазуға болады

$$\int_{t_0 - \frac{\Delta t}{2}}^{t_0 + \frac{\Delta t}{2}} U^2(t) dt = \eta \int_{-\infty}^{\infty} U^2(t) dt = \eta A_t, \quad (1.22)$$

мұнда $A_t = \int_{-\infty}^{\infty} U^2(t) dt$ — импульстің толық энергиясына пропорционалды шама; η — импульстің Δt уақытына келетін энергиясының есесі.

Спектр кеңдігін осылайша анықтағанда

$$\int_0^{\Delta \omega} \Phi^2(\omega) d\omega = \varepsilon \int_0^{\infty} \Phi^2(\omega) d\omega = \varepsilon A \omega.$$

Жұп функциямен берілетін симметриялы импульс үшін $t_0=0$. Ал, егер импульс $t_0=0$ ден басталса, онда (1.23) теңдігін төмендегідей жазады

$$\int_0^{\Delta t} U^2(t) dt = \eta \int_0^{\infty} U^2(t) dt.$$

Егер $\eta=0,9$ деп алып, импульстің ұзақтығы мен спектр кеңдігін есептесек, олардың нәтижелерін төмендегі 1.1-кестеде

гідей беруге болады. Бұл анықтамалар жалпы түрде қолдануға бірдей болмағандықтан, іс жүзінде қолдануға ыңғайлы.

1.1-кесте

Импульстер	Δt	Δf	$\Delta f \cdot \Delta t$
Тік бұрышты	0.90	0.81	0.73
Үш бұрышты	0.541	0.84	0.46
Косинусоидалық	0.596	0.73	0.43
Қонырау тәрізді	0.825	0.26	0.22
Экспоненциалды	1.155	0.98	1.13

1.6. Кездейсоқ процесс сигналдары

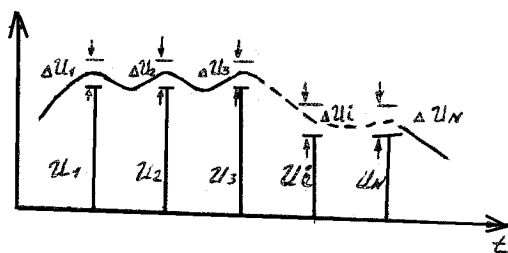
Кездейсоқ процесс деп әр мезгілдегі мәні әр түрлі болатын, уақыт бойынша кездейсоқ функцияны айтады. Берілген бір тәжірибедегі тіркелген кездейсоқ процестің белгілі түрін *кездейсоқ процестің өту түрі* дейді. Келесі тәжірибеде кездейсоқ процестің дәл қандай болатынын айту қиын. Оның тек қана статистикалық мәндерін ғана анықтауға болады. Кездейсоқ процестер кеңістіктегі жағдайына (алатын орнына), уақыттық параметріне және кездейсоқ шамалардың $U(t_i)$ әр түрлі уақыттағы (t_i) шамаларының арақатынасына қарай бөлінеді.

Кеңістіктегі алатын орны деп, кездейсоқ шаманың $U(t_i)$ көптеген ықтимал мәндерін айтады. Кездейсоқ процестің кеңістіктегі алатын көптеген орны тұтасып тұрып, ал ол алатын орны кез келген уақытта өзгеріп тұруы мүмкін болса, онда оны *үздіксіз кездейсоқ процесс* деп атайды. Егер ол алатын орын тек бір шектелген саналы уақыттарда ғана өзгере алатын болса, онда оны *үздіксіз кездейсоқ тізбектер* дейді.

Егер кездейсоқ процестің алатын орны біртұтас емес, шектелген, саналатын және ол ерікті уақыттарда өзгере алатын болса, онда оны *үздікті кездейсоқ процесс* деп атайды. Егер оның алатын орны тек қана берілген, шектелген уақыт мезгілдерінде ғана өзгере алатын болса, онда оны *үздікті кездейсоқ тізбектер* дейді.

Осы келтірілген анықтамаларға сәйкес $U(t)$ кездейсоқ процесті әртүрлі $t_1...t_i...t_N$ уақыттарда алынған N жүйесімен берілген кездейсоқ шамалармен жазуға болады $U_1=U(t_1), ..., U_i=U(t_i), ..., U_N=U(t_N)$.

Егер N -ді шексіз көбейтсе, мұндай қаралып отырған кездейсоқ процеске $U(t)$ балама болады. Мұндай жүйе N -өлшемді ықтималдықтар тығыздығымен $P_N(U_1, ..., U_i, ..., U_N, t_1, ..., t_N)$ сипатталады. Соның көмегімен $t_1, t_2, ..., t_N$ уақыттарында $(U_1, U_1 + \Delta U_1), ..., (U_i, U_i + \Delta U_i), ..., (U_N, U_N + \Delta U_N)$ аралықтарында болатын мәндерінің P_N ықтималдығын есептеп шығаруға болады, мұндағы $U_i (1 \leq i \leq N)$ – алынатын кездейсоқ шаманың мәні (1.8-сурет). Егер ΔU_i мәнін өте кішкентай етіп алса, онда $P_N = (U_1, ..., U_i, ..., U_N; t_1, ..., t_i, ..., t_N) \Delta U_1, ..., \Delta U_i, ..., \Delta U_N$.



1.8-сурет. Кездейсоқ шаманың мәндері

N -өлшемді нәтижені іс жүзінде алу өте қиын болатындықтан, көбінесе бір немесе екі өлшемді ықтималдылық тығыздығымен шектеледі. Мысалы, бір өлшемді ықтималдылық тығыздығы $P_1(U_1; t_1)$ кездейсоқ $U(t)$ процестің бір кездейсоқ мәнінің U_1 ерікті t_1 уақытта алынған мәнінің таралуын сипаттайды. Мұнда кездейсоқ шаманың әр түрлі берілген уақытқа байланыстылығы көрсетіледі. Екі өлшемді ықтималдылық тығыздығы $P_2= P_2(U_1, U_2, t_1, t_2)$ ерікті екі уақыттағы t_1 және t_2 кездейсоқ шаманың кез келген екі мәнінің U_1 және U_2 қосылып істейтін әрекетін анықтайды, яғни процесінің даму

динамикасын көрсетеді. Бір өлшемді ықтималдылық тығыздығын кездейсоқ процестің $U(t)$ екі өлшемдік тығыздығының бір түрі деп қарауға болады

$$P_1(U_1, t_1) = \int_{-\infty}^{\infty} P_2(U_1, U_2, t_1, t_2) dU_2. \quad (1.23)$$

Көбінесе кездейсоқ процесті, оның қарапайым кездейсоқ шамалардың санымен берілетін сипаттамаларымен анықтайды: математикалық мүмкіндік шама, дисперсия және корреляциялық функциялары.

Кездейсоқ процестің $U(t)$ математикалық мүмкіндік шамасы деп кездейсоқ шаманың $U(t_l)$ көптеген ықтималдық мәнінің ішіндегі кез келген t_l уақытындағы орташа мәніне тең кездейсоқ емес уақыттық функцияны $m_u(t_l)$ айтады:

$$m_u(t_1) = M \{U(t_1)\} = \int_{-\infty}^{\infty} U_1 P_1(U_1; t_1) dU_1, \quad (1.24)$$

мұнда $U(t_l)$ -нің кездейсоқ мәндерінің өзінің орташа мәнінен $m_u(t_l)$ әрбір t_l уақытында шашырау дәрежесі дисперсиямен сипатталады $D_u(t_l)$

$$D_U(t_1) = M \{[U(t_1) - m_u(t_1)]^2\} = M \{[U(t_1)]^2\}, \quad (1.25)$$

мұнда $\dot{U}(t_1) - U(t_1) - m_u(t_1)$ – орталықтандырылған кездейсоқ шама. Әрбір берілген t_l уақытта дисперсия $D_U(t_l)$ орташа квадраттық ауытқудың $\sigma_u(t_1)$ квадратына тең

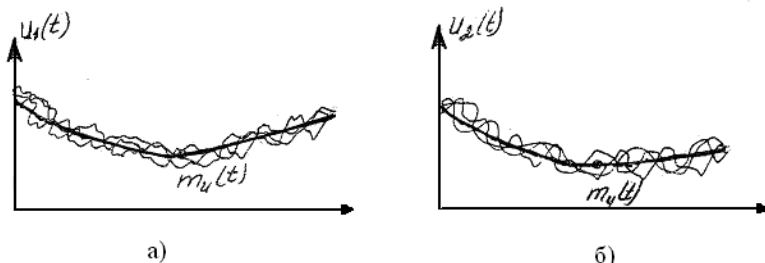
$$D_u(t_1) = \sigma_u^2(t_1). \quad (1.26)$$

Кездейсоқ процестердің математикалық мүмкіндік шамалары мен дисперсиялары бірдей болулары мүмкін (1.9 а,б -сурет), бірақ олардың уақыт бойынша өзгеру жылдамдықтары әртүрлі болады.

Корреляциялық функция $R_U(t_1 t_2)$ ерікті t_1 және t_2 уақыттарындағы $U(t)$ процесінің лездік мәндерінің статистикалық байланыстырын көрсетеді.

Белгілі берілген t_l және t_2 уақытында ол $U(t_1)$ және $U(t_2)$ процестерінің мәндерінің корреляциялық моментіне тең болады.

$$R_U(t_1 t_2) = M \left[\dot{U}(t_1) \dot{U}(t_2) \right]. \quad (1.27)$$



1.9-сурет. Кездейсоқ процестер

Екі өлшемді ықтималдық тығыздығында корреляция формуласы мынадай түрде жазылады

$$R_u(t_1 t_2) = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} [U(t_1) U(t_2)] P_2(U_1, U_2 t_1 t_2) dU_1 dU_2. \quad (1.28)$$

Бұл формула аргументке симметриялы болғандықтан

$$R_u(t_1 t_1) = R_u(t_2 t_1). \quad (1.29)$$

Әр түрлі кездейсоқ процестерді салыстырғанда, корреляциялық функцияның орнына нормаланған автокорреляциялық функция қолданылады.

$$\rho_u = \frac{R_u(t_1 t_2)}{\delta_u(t_1) \delta_u(t_2)} \quad (1.30)$$

болғанда автокорреляциялық функция дисперсияға тең болады

$$R_u(t_1 t_1) = D_u(t_1), \quad (1.31)$$

онда

$$\rho_u = \frac{R_u(t_1 t_1)}{\delta_u(t_1) \delta_u(t_1)} = 1, \quad (1.32)$$

сондықтан дисперсияны автокорреляциялық функцияның бір мәні ретінде қарауға болады. Осылайша, әртүрлі процестердің $U(t)$ және $V(t)$ байланыстылығын өзара корреляция дейді.

1.7. Кездейсоқ сигналдардың жиілік спектрлері

Тұрақтылы кездейсоқ процесс шектелген уақыт аралығында $[-T, T]$ берілген болса, оның корреляциялық функциясын шартты түрде мерзімділікті деп алып $(-T < t_1, t_2 < T, -2T < \tau < 2T)$, оны Фурье қатарымен жазуға болады:

$$R_U(\tau) = \frac{1}{2} \sum_{K=-\infty}^{\infty} D_K e^{j\omega_k \tau} \quad (1.33)$$

мұнда $\omega_k = k\omega_1, \omega_1 = \frac{\pi}{2T}$,

$$D_K = \frac{1}{2T} \int_{-2T}^{2T} R_U(\tau) e^{-j\omega_k \tau} d\tau \quad (k = 0, \pm 1, \pm 2, \dots). \quad (1.34)$$

$R_U(\tau)$ -дың жұп функция екенін ескере отырып

$$D_K = \frac{1}{T} \int_T^{2T} R_U(\tau) e^{-j\omega_k \tau} d\tau. \quad (1.35)$$

Егер $\tau = t_1 - t_2$ болғанда

$$R_U(t_1 - t_2) = \frac{1}{2} \sum_{k=-\infty}^{\infty} D_K e^{j\omega_k t_1} e^{-j\omega_k t_2}. \quad (1.36)$$

Кездейсоқ процестің каноникалық жазылуы

$$\tilde{U}(t) = \frac{1}{2} \sum_{k=-\infty}^{\infty} C_K e^{j\omega_k t}, \quad (1.37)$$

мұнда C_k – кездейсоқ процестің коэффициенті

$$D[C_k] = D_k. \quad (1.38)$$

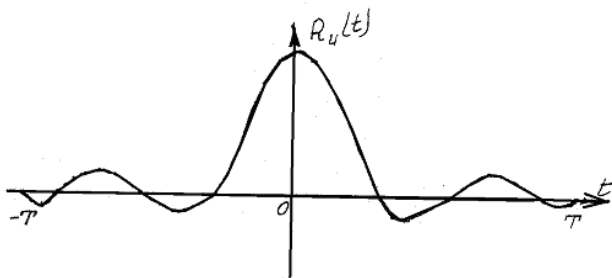
(1.36) формуласы кездейсоқ процестің тұрақты құрамы нөлге тең болғандағысына жазылған. Жалпы түрде жазғанда, ол формуланың оң жағына кездейсоқ процестің математикалық мүмкіндік шамасына тең тұрақты құрамы жазылады. Оң және теріс таңбалы индексті экспоненциалды құрастырушыларды қос-қостан біріктірсе (1.36), каноникалық жазылу тригонометриялық жазылуға айналады.

Шектелген уақыт аралығындағы тұрақтылы кездейсоқ процесті корреляцияланбаған кездейсоқ шама болып саналатын, математикалық мүмкіндік шамалары нөлге тең, әр түрлі амплитудалы, әр түрлі жиілікті гармоникалар жиынтығымен көрсетуге болады:

$$U(t) = m_u + \sum_{k=1}^{\infty} (a_k \cos \omega_k t + B_k \sin k \omega_k t), \quad (1.39)$$

мұнда $\omega_1 = \frac{\pi}{2T}$; $m_u = M[U(t)]$; $M[a_k] = M[B_k] = 0$.

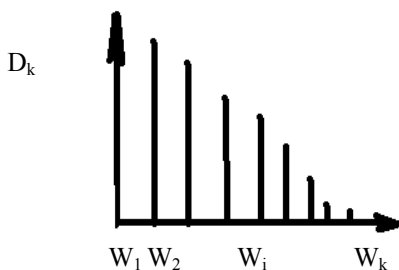
$$M[a_k^2] = M[B_k^2] = D_K.$$



1.10-сурет. Корреляциялық функция

Мұндай процестің спектрлі диаграммасында әрбір гармоникаға ұзындығы дисперсия амплитудасына пропорционал, ал абсцисса осі бойынша гармоника жиілігіне қатынасты тік сызықтар орналасады (1.11-сурет). Егер T -ны өте үлкен, бірақ шектелген деп алсақ, дисперсия таралуының орташа тығыздығы

$$S_{uu}^T(\omega_k) = \frac{D_k}{\Delta \omega} = \frac{2D_k T}{\pi} (K = 0, \pm 1, \pm 2, \dots), \quad (1.40)$$



1.11-сурет. Спектрлік диаграмма

мұнда $S_{uu}^T(\omega_k)$ – ω_k жиілігіне іргелес бөлімдегі дисперсияның таралу тығыздығының орташа мәні.

Енді (1.36) мен (1.40) формулаларын түрлендіріп жазса

$$R_u(\tau) = \frac{1}{2} \sum_{K=-\infty}^{\infty} S_{uu}^T(\omega_k) e^{j\omega_k \tau} \Delta\omega, \quad (1.41)$$

$$S_{uu}^T = \frac{1}{\pi} \int_{-2T}^{2T} R_u(\tau) e^{-j\omega_k \tau} d\tau. \quad (1.42)$$

$T \rightarrow \infty$ -шегіне шаққанда

$$R_u(\tau) = \frac{1}{2} \int_{-\infty}^{\infty} S_{UU}(\omega) e^{j\omega \tau} d\omega, \quad (1.43)$$

$$S_{UU}(\omega) = \frac{1}{\pi} \int_{-\infty}^{\infty} R_U(\tau) e^{-j\omega \tau} d\tau. \quad (1.44)$$

$S_{uu}^T(\omega_k) \Delta\omega$ тек қана $R_u(\tau)$ корреляциялық функцияның таралу коэффициентінің ғана дисперсиясы D_k емес, кездейсоқ процестің $U(t)$ -де таралу коэффициентінің дисперсиясы $D[C_k]$ болғандықтан, $T \rightarrow \infty$ де алынған нәтиже шамасы $S_{uu}(\omega) d\omega$ өте азғантай жиілік аралығындағы тұрақтылы кездейсоқ процестің спектрлік құрастырушысының дисперсиясы болады. Кездейсоқ процестің жиіліктер бойынша дисперсия таралуын сипаттайтын функциясын $S_{uu}(\omega)$ тұрақтылы кездейсоқ процестің $U(t)$ спектрлік тығыздығы дейді.

Корреляциялық функцияның $R_u(\tau)$ интегралдық каноникалық таралуын $\tau = t_1 - t_2$ -ны қойып табады:

$$R_u(t_1 - t_2) = \frac{1}{2} \int_{-\infty}^{\infty} S_{uu}(\omega) e^{j\omega t_1} e^{-j\omega t_2} d\omega, \quad (1.45)$$

$G^T(\omega) = \frac{C_k}{\Delta\omega}$ мен алмастырып, (1.36) да $T \rightarrow \infty$ деп алып

$$U(t) = \int_{-\infty}^{\infty} G(\omega) e^{j\omega t} d\omega. \quad (1.46)$$

Эйлер формуласын қолданып және бір жақты спектрде, тек қана оң таңбалы жиіліктегі спектрге (1.44) формуласын қайта жазуға болады

$$S_{uu}(\omega) = \frac{2}{\pi} \int_0^{\infty} R_u(\tau) \cos \omega \tau d\tau. \quad (1.47)$$

Сөйтіп, $S_{uu}(\omega)$ нағыз заттық және жұп функция болады. Осы сияқты (1.43) формуласынан

$$R_u(\tau) = \int_0^{\infty} S_{uu}(\omega) \cos \omega \tau d\omega. \quad (1.48)$$

Спектр диаграммасындағы $S_{uu}(\omega)$ үздіксіз сызығымен шектелген аудан кездейсоқ процестің $U(t)$ ауданы оның дисперсиясына D_u тең болады. (1.48) формуласында $D_u, \tau = 0$ деп алғанда:

$$R_u(0) = D_u = \int_0^{\infty} S_{uu}(\omega) d\omega. \quad (1.49)$$

Егер кездейсоқ процесті $U(t)$ кернеу деп алса, онда D_u -ды 1Ом-дық кедергіде бөлінетін *орташа қуат* деп айтуға болады $D_u = M[U^2] = P_u$.

Сондықтан $S_{uu}(\omega)$ спектр тығыздылығын *қуаттың спектр тығыздылығы* дейді. Оның өлшемі энергия өлшеміндей болған себепті, оны *тұрақтылы кездейсоқ процестің энергетикалық спектрі* дейді.

2. АҚПАРАТ ДӘЛДІГІН ЖОҒАРЫЛАТУ ӘДІСТЕРІ. СИГНАЛДАРДЫ КОДТАУ

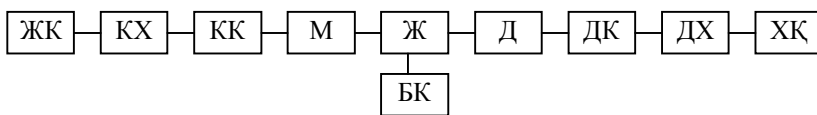
2.1. Хабарларды кодтау туралы жалпы түсінік

Хабарларды кодтауды кең мағынада оларды *арнамен таратудың ең ыңғайлы түріне айналдыру* деуге болады. Оның кері процесін *кодтан шығару* дейді.

Әр түрлі әріптерден құралған хабарды үзік-үзік хабар деп, ал үздіксіз функциядан тұратын хабарды да әрбір уақыт мезетінде алған мәнімен, яғни сандар тізбегімен беріледі десек, онда сол әріптермен сан мәндеріне балама сигналдар тауып, оларды арнамен таратуға болады.

Хабарларды құрайтын әріптерді сигналдарға айналдырғанда екі мақсат көзделеді. Біреуі ақпаратты сигналға айналдыратын кодтар (белгілер) жүйесі қарапайым болып, онда қолданылатын аспап құралдардың, яғни техникалық іске асырылуының ыңғайлылығын және сенімділігін қамтамасыз ету керек. Екіншісі – ол ең тиімді түрі болуы керек. Мұндай талаптар әрбір белгілі символды аспаптар оңай айыратын болуын, хабарды арнамен беру жылдамдығын барынша өсіруін немесе берілетін белгі (символ) санын барынша азайтылуын, бұл жүйедегі арифметикалық және логикалық әрекеттердің оңай орындалуын көздейді. Бірақ мұнда хабарлар мен бөгеуліктердің статистикалық қасиеті, яғни олардың кездесу жиілігінің ықтималдылығы ескерілмеген. Мұнда қарапайым түрдегі кодтауды техникалық іске асыру аналогты-цифрлық түрлендіргіш көмегімен орындайды.

Бөгеулігі жоқ арнада осы әдіспен кодтаудың пайдасы айқын көрінеді. Ал егер арнада бөгеулік бар болса, онда бұл әдіспен кодтау символдардың жақсы реттеліп дайындалуына байланысты, одан әрі түрлендіру жұмыстарын оңайлатады. Арналардағы кодтаушы және кодтан шығарушы құрылғылардың (кодектің) орналасу тәртібін 2.1-суретінен көруге болады.



2.1-сурет. Кодтаушы және кодтан шығарушы құрылғылардың орналасуы

Байланыс теориясы саласындағы белгілі оқымысты Шеннон хабарлар көзінің жаратылысына сәйкес, байланыс арнаның қасиетін үлестіру арқылы кодтау тиімділігін арттыруға болатындығын негіздейтін теория ұсынған.

Соның бірі: егер кодтаушы құрылғы КИ хабар көзінен берілетін басы артық ақпараттан тазартса, онда сол хабарды беруге арналған әрбір әріпке арналған символдардың орташа саны азаяды. Бұл хабар берілетін жүйенің тиімділігін арттырады. Сондықтан осындай кодтауды *тиімді кодтау* деп атайды.

Мұнда ХК – хабар көзі; КХ – хабарды кодтаушы; КК – арнадағы кодтаушы; М – модуляциялаушы, Ж – байланыс жолы, БК – бөгеулік көзі, Д – модуляциядан ажыратушы, ДК – арналық кодтан шығарушы, ДХ – хабарлық кодтан шығарушы, ХҚ – хабарды қабылдаушы.

Екінші кодтаушы құрылғы – арналық кодтаушы қосымша элементтерді пайдаланудың көмегімен берілетін ақпараттың дәлдігін жоғарылату үшін қолданылады. Қосымша элементтер арнадағы бөгеуліктердің пайда болу заңдылығына байланысты қосылып, сол бөгеуліктердің әсерінен пайда болатын қателіктерді жою үшін пайдаланылады. Мұндай кодтар бөгеуліктерге *төзімді немесе түзетуші кодтар* деп аталады.

Сөйтіп, бірінші кодтаушы КХ хабардағы басы артық ақпаратты алып тастап, арнаның өткізу қабілетін сол арқылы тиімділігін арттыру үшін пайдаланылса, екінші кодтаушы біріншіге керісінше басы артық ақпарат қосып, бірақ оны бөгеуліктердің арнадағы пайда болу заңдылығына сүйене отырып, берілетін ақпараттың қателігін азайту үшін пайдаланылады.

Егер арналармен берілетін хабарда басы артығы болмаса және арналарда ешқандай бөгеуліктер болмаса, онда екі кодтаушының да ешқандай қажеті болмаған болар еді. Хабар көзінде басы артық ақпарат біраз болып, ал арналарда ешқандай бөгеуліктер болмаса, онда тек қана хабар кодтаушысы жеткілікті, ал егер бас артық ақпарат болмай, арна бөгеулікті болса, онда тек қана арна кодтаушысы қолданылады. Хабар көзі мен арналардағы бөгеуліктердің статистикалық қасиетіне карамай, жасалатын кодтардың көбісі есептеу жүйелігіне негізделген.

Кез-келген үзік (дискретті) хабарға немесе әріпке белгілі бір сан мәні беріледі. Сөйтіп, хабарды беріп тарату немесе сақтап тұру *белгілі бір санды беріп тарату немесе соны сақтап тұру болып табылады*. Санды белгілі бір есептеу жүйесімен көрсетуге болады. Сөйтіп, белгілі бір есептеу жүйесіне негізделген код алынады.

Жоғарыда логикалық және арифметикалық істерде және хабарды беріп таратудағы ыңғайлы есептеу жүйесі және соған негізделген екілік код деп айтылған болатын. Бірақ та екілік кодты құрылғыларға кіргізгенде немесе одан шығарғанда, онша ыңғайлы емес және оларды қағазға түсіргенде де өте ұзын. Сондықтан екілік кодтан басқа кодтарда қолданылады. Олар 8-дік, 16-лық және екілік-ондық. Мысалы, сегіздік кодтағы жазылатын белгілер аз болғандықтан, олар бағдарламалауда жақсы қолданылады. Сегіздік кодтан екілікке өту үшін әрбір сегіздік санды екілік белгімен жазады. Мысалы, $745=111\ 100\ 101$.

Екілік кодтың жетістігі мен ондық жүйенің ыңғайлылығын пайдалану үшін екілік-ондық код қолданылады. Мұнда әрбір ондық сан төрт орынды екілік кодпен жазылады. Екілік-ондық код көбінесе компьютерлік модельдеуді енгізгенде қолданылады. Ондық кодтан екілік-ондық кодқа, одан екілік кодқа арнаулы бағдарламалар арқылы ауыстырылады.

2.2. Тиімді кодтау

Жоғарыда айтылғандай, хабар көзінің статистикалық қасиетін пайдаланып, хабардағы әрбір әріпке келетін символдардың орташа санының ең азын тауып, арнамен берілетін ақпараттың жылдамдығын арттыруға және кодты сақтау құрылғысының көлемін азайтуға болады. Әріптер алфавитінен құрылған хабарды әрбір әріпке келетін символдардың орташа санын азайтып кодтауға болатынын Шеннон дәлелдеген.

Әр әріпке келетін символдар саны ондағы энтропияға мейлінше жақын, бірақ одан кем болмайды. Яғни, код құрамындағы әрбір символдың беретін ақпараты мейлінше көп болуы керек. Сонда екілік жүйедегі 0 мен 1-дің мәндерінің ықтималдылығы бірдей және олардың мәндері алдындағы символ мәндеріне тәуелсіз болады. Өзара статистикалық байланысы жоқ әріптерден құрылған хабарды тиімді кодтау әдісін, ең бірінші рет Шеннон және Фэнно көрсеткен себепті, мұндай код *Шеннон-Фэнно коды* деп те аталады.

Код былай құрылады: хабар жазылған алфавит әріптері өздерінің сол хабарда пайда болу ықтималдылығының тәртібіне сәйкес алдымен ықтималдығы көбі, содан кейін сол ықтималдылығының кему кезегімен кестеге жазылады. Одан кейін олар екі топқа бөлініп (әр топтағы ықтималдылықтар қосындысы мүмкіндігінше бірдей болатындай етіп), оны жоғарғы тобындағы әріптерге бірінші символды “0” деп, барлық төмендегілерінің бірінші символын “1” деп алады. Содан кейін әр топтағы екі топқа бөлініп, ондағы әріптерге екінші символдар белгіленеді. Сөйтіп, ең соңғы топта бір-бір әріп қалғанша бөлініп, ең соңғы символ беріледі. Сегіз әріпті алфавиттен құрылған хабарды мысал ретінде қарайық. Әдетте, оны кодтау үшін әр әріпке үш символдан беріледі.

Шеннон-Фэнно әдісімен құрылған кодта кейбір жауаптар әр түрлі болуы мүмкін. Өйткені, ықтималдылығы бойынша бөлгенде, ықтималдылығы көбі жоғарғы топқа да, төменгі топқа да түсуі мүмкін. Сол үшін тиімді кодтауды құрғанда Хаффман әдісін пайдалану дұрыс. Ол төмендегідей тәртіппен құрылады.

Алфавиттегі әріптер ықтималдылығы кему кезегімен жазылады. Оны соңғы екі әріпке біріктіріліп, қосалқы әріп жасап, соны ескере отырып, әріптер ықтималдылығы кему кезегімен екінші қатарға қайта жазады. Одан кейін соңғы екеуі тағы қосылып, одан келесі қатарға тағы қайта ықтималдылығы кему кезегімен жазылады. Осылайша қайталай беріп, ең соңында ықтималдылығы 1-ге тең болатын жасанды әріп шығады (2.1-кесте).

Кодтың құрамын жасау үшін код ағашын (кодтық тармақты) құрады. 1 ықтималдылықты нүктеден төмен қарай екі тармақ шығады. Оның бірі – 0,58, ал екіншісі – 0,42. Соның 0,58-не “1” символы 0,42-сіне “0” символы белгіленеді. Сөйтіп, төмен қарай ең соңғы әріпке жеткенше тарқатылады (2.2-сурет). Сондағы әріптердің кодтық құрамы төмендегідей болады:

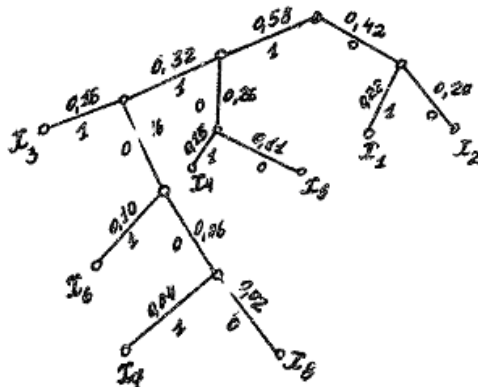
$\begin{matrix} x & x & x & x & x & x & x & x \\ 01 & 00 & 111 & 101 & 100 & 1101 & 1101 & 11000 \end{matrix}$

2.1-кесте

Әріптер	Ықтималдық	1	2	3	4	5	6	7
X	0,22	0,22	0,22	0,26	0,32	0,42	0,58	1,00
X	0,20	0,20	0,20	0,22	0,26	0,32	0,42	
X	0,16	0,16	0,16	0,20	0,22	0,26		
X	0,15	0,15	0,16	0,16	0,20			
X	0,11	0,11	0,15	0,16				
X	0,10	0,10	0,11					
X	0,04	0,06						
X	0,02							

Тиімді кодты құру әдісінен көрінетіні, әріптің пайда болу ықтималдылығы жоғары әріптерге берілетін символ саны аз болғандықтан, кодтаудың тиімділігі артады. Ал, егерде әріптердің символ саны көп болса, оның хабарда кездесу ықтималдылығы аз болады. Сөйтіп, тиімділік әр түрлі ықтималдылықпен кездесетін әріптерге әр түрлі санды символ беру арқылы пайда

болады. Бірақ кейін мұндай кодтардан шығару қиындап кетеді. Сондықтан кодтан шығарғандағы қателікті азайту үшін, ұзынырақ кодтық құрамдары олардан қысқарак кодтық құрамнан басталмайтын болуы керек. Осындай шартты қанағаттандыратын кодты *префиксті кодтар* дейді. Сондықтан префиксті кодтар X(01), X(00), X(111), X(101) кодтан жаңылыссыз шығарылады X(101), X(111), X(00), X(01).



2.2-сурет. Кодтау бұтағы

Жалпы ақпарат беру жылдамдығын жоғарылатқанмен тиімді кодтың кейбір кемшіліктері бар:

1) Кодтық құрамның ұзындығы әр түрлі болуда. Егер хабар көзінен ақпарат шығару уақыты басқарылып, өзгеріліп отырмайтын болса, онда құрамның ұзындығы әр түрлі болады. Ал байланыс жолы онымен берілетін ақпарат жылдамдығы тұрақты болған кезде ғана тиімді пайдаланатындылықтан, кодтаушыдан кейін “іілімелі кідірткіш” құрылғысын қосу керек. Осы құрылғы өзіне келетін ақпараттық символдарды реттеп, өзінен кейін тұрақты жылдамдықпен байланыс жолына шығарады. Осыған сәйкес қабылдау жағында да құрылғының бар болуы керек.

2) Ақпарат берілетін жерде біраз кідірітіліп қалады. Тиімділік кодтаушы топтардың ұзындығына тура байланысты

болады, бірақ оларды жинауға біраз уақыт керек. Сондықтан кодтаушы топтың ұзындығын белгілегенде оны ескеру керек.

3) Мұндай кодтаудың тағы бір ерекшелігі – қабылдау дәлдігіне бөгеуліктердің тигізетін әсерінде. Біртіндеген қателіктер берілетін кодтық құрамды өзгертіп, оларды басқа құрамға ауыстырып жібереді. Соның салдарынан кодтан шығаруда біріне-бірі жалғасқан қателіктерге соқтыруы мүмкін. Сол үшін оған қарсы бірсыпыра шаралар қолданылуы керек.

2.3. Біріншілік кодтар

Жоғарыда айтылғандай, *код* деп әрбір бөлек-бөлек хабарды белгілейтін символдар жүйесін айтады. Код берілген бір алфавиттегі X_i элементтерінен тұрады. Алфавиттегі элементтердің жалпы саны кез келген есептеу жүйесінде b негізімен жазылады.

Біріншілік немесе қарапайым код деп " b " негізімен құралған n -разрядты, барлық b^n құрамы (ең болмағанда b^{n-1} -нен көп құрамы) пайдаланылатын кодты айтады.

Біріншілік кодтың пайда болуы алғашқы қарапайым телеграфтық кодтан басталады. Бірінші телеграфтық код деп XIX ғасырдың ортасында ондық сандарды белгілеуге қолданылған *Морзе кодын* айтуға болады. Морзе кодының кейінгі жетілдірілген түрінде нүктелер мен сызықшалардан тұратын символдар құрамы қолданылады. Мұнда да тиімді кодтағыдай хабардағы жиі кездесетін әріптерге қысқа аз символдар, ал сирек кездесетіндеріне ұзын көп символдар беріледі.

E -[.], I -[..], C -[...], T -[-], H -[-.], M -[- -]...

Ал ондық сандардың әрқайсысының кездесу ықтималдығы бірдей болатындықтан, олар бәрі бірдей ұзындықты нүкте және сызықша символдармен белгіленеді.

1-[.- - - -], 4-[...- -], 0-[- - - -]...

Алты элементтен тұратын ұзын құрамдар тыныс белгілеріне берілген. Мұндай кодтың жетістігі оның қарапайымдылығында, жадыда сақтаудың оңайлығында. Біріншілік кодтардың кемшіліктерін атап өтейік:

1) код ағылшын алфавитіне сәйкес құрылғандықтан, басқа елдермен ақпарат алмасуда шамалы қиындықтар туғызады;

2) кодтан шығару үшін қосымша және күрделірек құрылғы керек.

Құрамы бірдей болғандықтан, Бодо кодының құрылуы ыңғайлылау және оны кодтан шығару оңай болып келеді. Бодо жиірек кездесетін әріптерді алдыңғы жағына қойып, барлық алфавитті төрт топқа I, II, III, IV бөлген. Әр топқа жеті әріптен беріп, оларды үш орынды екілік жүйедегі үш символмен белгілеген. Ал әріптердің қай топта екенін көрсету үшін төрт топтық, әрқайсысын екілік жүйедегі ЕК символымен белгілеген. Сонымен, әр әріпті беру үшін бес орынды символ пайдаланылады.

		1	2	3	4	5	6	7
I	00	001	010	011	100	101	110	111
II	01	⋮	⋮	⋮	⋮	⋮	⋮	⋮
III	10	⋮	⋮	⋮	⋮	⋮	⋮	⋮
IV	11	⋮	⋮	⋮	⋮	⋮	⋮	⋮

2.3-сурет. Бодтық кодтау

Әріптердің қай топта екенін көрсететін екі символ сол кодтың екі саусағы, ал әріптің қай қатарда екенін көрсететін үш символ оң қолдың үш саусағымен басылады. Хабардағы жиірек кездесетін әріптердегі “i” символдары азырақ болады, өйткені жиірек кездесетін әріптерді алдымен жазып, ол “0” символдары көп топқа кіреді.

1931 ж. халықаралық телеграф бойынша кеңесу комитеті (МККТ – международный консультативный комитет по телеграфии) стандартты код қабылдады. Іс жүзінде бұл кодтың Бодо кодынан айырмашылығы жоқ еді. 1932 ж. басушы машинасы бар старт-стоп аппаратына арналған 32 халықаралық стандарт коды (МТК-2 международный телеграфный код) қабылдады.

Онда барлығы 32 әріп және басқа белгілер болды. Осы кодтың орысшаға сәйкес шығарған түрінде “латын әріптері”, “сандар”, “орыс әріптері” деген тіркегіштеріне орналысып, осы МТК-2 кодтары өзгерместен, РТА-50-2,СТИ-2И телеграф аппараттарында қолданылды. Есептеу машиналарының да ең бірінші ұрпағында осы халықаралық МТК-2 қолданылды. Цифрлық есептеу машиналарын пайдалана бастаған кезде, МТК-2 кодының қанағаттандыра алмайтыны біліне бастады.

1964 ж. цифрлық есептеу машинасына арналған жеті разрядты код 10859-64 МемСТ-мен енгізіледі. Кодтық кестенің құрылымы керек болған жағдайда жоғары разрядты оңай алып тастап, төмен разряд құрам алынатындай етіп жасалады (2.2-кесте).

Мұнда үш разрядты екілік құрам қатар санын (0:7) көрсетсе, төрт разрядты екілік құрам жол санын көрсетеді. Егер жетінші разрядты алып тастаса, онда төрт қатарлы 16-шы жолдағы екілік құрамдар саны 64 болады, ал жеті разрядты болғанда 128 әріп таңбалар, белгілер беріледі.

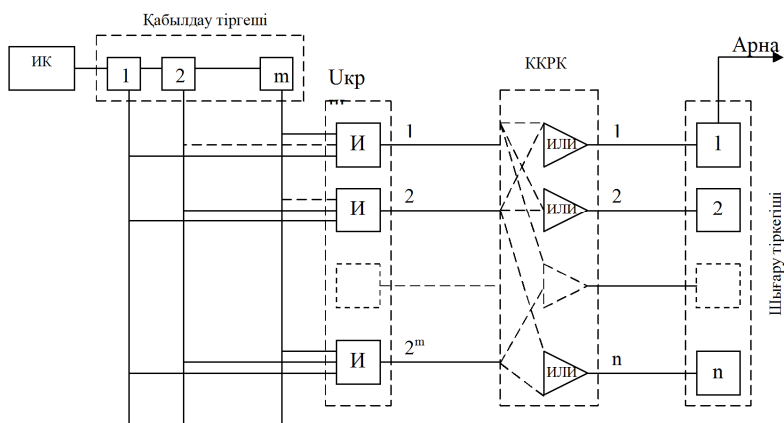
1967 жылы осы кодтың біздің елде қолданылған түрі жасалып шықты. Онда “0” символы мен “латын” тіркегіші, “I” символы мен “орыс” тіркегіші қосылатын болып, жалпы берілетін әріптермен белгілер саны 256-ға дейін өсті. Кейінірек ЕС қатарындағы есептеу машиналарына арналып, сегіз разрядты КОИ-8 коды қабылданды. Бұл код та жеті разрядты код негізінде жасалған, тек орналасу тәртіптерімен кейбір белгілердің міндеттері өзгертілген.

2.2-кесте

				Ә ₄	0	0	0	...	1
				Ә ₆	0	0	1	...	1
				Ә ₅	0	1	0	...	1
		Ә ₄	Ә ₃	Ә ₆	Ә ₁				
0	0	0	0	0	0				
1	0	0	0	0	1				
2	0	0	1	0					
...	...	...	...	...					
16	1	1	1	1					

2.4. Бөгеулікке қарсы кодтау

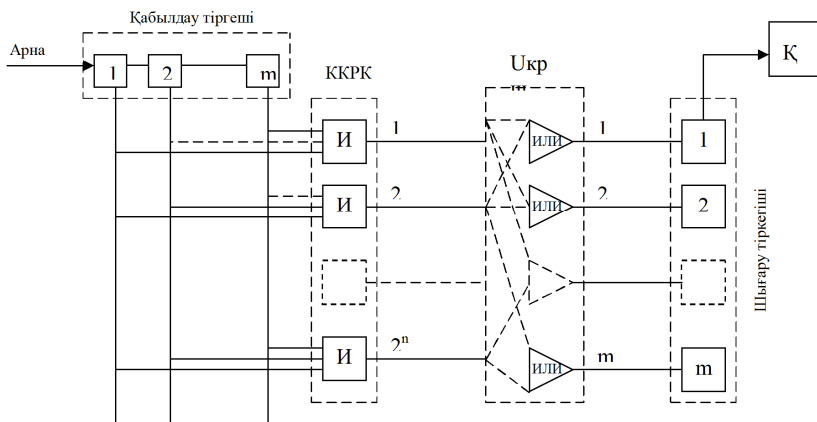
Бөгеулікке қарсы топталған (блокталған) әдіспен кодтаудың және кодтан шығарудың кең таралған, әмбебап түрі – ол матрицалық (төрт бұрышты текшеленген) әдіс. Осы әдіспен бөгеулікке қарсы топталған кодтау әдісінің құрылым сұлбасы 2.3-суретте көрсетілген. Ақпараттық элементтен тұратын ақпараттық комбинация қабылдау тіркегішіне жинақталып, одан $2И$ сұлбасынан құрылған ақпараттық кодтарды реттеп шығарғыш $ИКРШ$ сұлбасына беріледі. Әрбір $И$ -сұлбасының сыртында, тек соған сәйкес ақпараттық комбинация берілгенде ғана сигнал болады. Одан шыққан әрбір сигнал кодтық комбинацияны ретке келтіргіш $ККРК$ -сұлбасында n -элементті кодтық комбинацияға айналдырылып, одан шығару тіркегішінен n -элементті код арнаға бірінен соң бірі тізбектей беріледі. Кодтан шығарғыш құрылғының құрылым сұлбасы 2.4-суретінде көрсетілген.



2.3-сурет. Кодтаушы сұлба

Байланыс арнасымен n -элементті кодтық комбинация тізбегі қабылдау тіркегішінде жинақталып, одан кодтық комбинацияны

реттеп шығарғышқа *ККРШ* беріледі. Реттеп шығарғыштағы әрбір *И*-сұлбасынан өзіне сәйкес комбинацияның сигналы ақпараттық кодты реттеп келтіргішке *ИКРК* беріліп, одан ақпараттық *m*-элементті комбинация шығару тіркегіші арқылы қабылдау орнына *ҚО* беріледі.



2.4-сурет. Кодтан шығару сұлбасы

Егерде құрылғы белгілі бір қателік санын түзетуге арналған болса, онда жоғарыда айтылғандай, осы түзетуге болатын қателердің сандарынан шығатын тыйым салынған комбинациялар әр түрлі болып, олардың әрқайсысын белгілі бір рұқсат етілген комбинацияға телуге болады. Ондай тыйым салынған комбинациялар $2^n - 2^m$ реттегіш біріктіріліп, одан шығатын комбинация рұқсат етілген комбинация болуы керек.

Егерде құрылғы қателікті түзетуге емес, тек қана табуға арналған болса, кодтық комбинациядан реттеп шығарғыштың көлемі азайып, одан шығатын 2^n емес 2^m болады. Тыйым салынған комбинация шығу тіркегішіне жазылмай, арнаулы сұлба арқылы қателікті білдіретін сигнал беріледі.

2.5. Жүйеленген кодтар

Бұрын айтылғандай жүйеленген кодтарға n орынды топталған кодтар жатады. Олардың кез келген екі комбинациясын “екілік модуль” әдісімен қосса, осы кодтарға кіретін үшінші комбинация шығады. N -орынды кодтың m орнын *ақпарат беруге* арналған символдар алады да, ал $n-m=k$ орнын *тексеруге* арналған символдар алады. Ақпараттық m -символдар мен тексеруші k -символдар өздеріне белгіленген орындарға орналасады.

Жүйеленген код өндіруші және тексеруші матрицалармен беріледі. Өндіруші матрицадан “екілік модуль” әдісімен қосу арқылы барлық мәліметтерді беруге арналған 2^m комбинация алуға болады. Өндіруші матрицадан тексеруші матрица құрылып, ол кодтаушы және кодтан шығарушы құрылғыларды жасау үшін қолданылады.

Өндіруші матрицаны құру үшін m орынды бірлік квадрат матрица жазылып, оның оң жағына k — бағаналы қосымша матрица жазылады.

$$A = \left(\begin{array}{c|c} \overbrace{10\dots 00}^m & \overbrace{\beta_1 \beta_2 \dots \beta_k}^{k=n-m} \\ 01\dots 00 & \beta_{21} \beta_{22} \dots \beta_{2k} \\ \hline \dots & \dots \\ 00\dots 01 & \beta_{m1} \beta_{m2} \dots \beta_{mk} \end{array} \right) \quad (2.1)$$

Қосымша матрицаның әрбір жолын k -орынды комбинацияның әр түрлі орналасуын карап, әр жолда $d-1$ бірліктер болатындай етіп және кез-келген екі жолды “екілік модульмен” қосқанда $d-2$ бірлік саны болатындай етіп алады. Себебі, бірлік матрицаның әр жолына біреуден бірлік саны бар да, ал екі жолын қосқанда екі бірлік сан болады. Сондықтан комбинациялардың кодтық ара қашықтықтарын сақтау үшін осындай шарт қойылады.

Тексеруші матрицаны құрғанда k -жолды бірлік квадрат матрицаның сол жағынан m -бағаналы k -жолды матрица

жазылады. Бұл k -жолды бағаналы матрица, өндіруші матрицаға жазылған қосымша матрицаның әрбір бағанасын соған сәйкес жол етіп алу арқылы құрылады.

$$H \left\| \begin{array}{c} \overbrace{\beta_{11}\beta_{21}\dots\beta_{m1}}^m \\ \beta_{12}\beta_{21}\dots\beta_{m2} \\ \text{---} \\ \beta_{12}\beta_{2\chi}\dots\beta_{mk} \end{array} \quad \begin{array}{c} \overbrace{10\dots 0}^k \\ 01\dots 0 \\ \text{---} \\ 00\dots 1 \end{array} \right\| \quad (2.2)$$

Тексеруші матрица жүйеленген код пен кодтау және кодтан шығару тәртібін көрсетеді. Оның әрбір жолдарындағы бірлік символдың саны жұп болып, олардың “екілік модуль” мен қосқан қосындысы нөлге тең болды.

Тексеруге арналған k -орынның саны рұқсат етілген комбинациядағы қанша қателікті t_{myz} түзету керек екендігіне байланысты

$$2^k \geq 1 + \sum_{t=1}^{t_{myz}} C_n^t, \quad (2.3)$$

мұнда $C_n^t - n$ – орынды комбинацияда t еселі қателік болу

мүмкіндігі; $\sum_{t=1}^{t_{myz}} C_n^t$ – әрбір рұқсат етілген комбинация t қателіктің салдарынан тыйым салынған комбинацияның өзін қосқандағы саны 2^k -ден көп болмауы керек. Осы жоғарғы шекті Варшамовтың бағалауы деп атайды.

Енді 7-орынды кодтық комбинациямен берілетін мәлімет-тегі бір қателікті түзетуге мүмкіндігі бар жүйеленген кодты құру мысалын қарайық.

$$d = 2t_{myz} + 1 = 2 \cdot 1 + 1 = 3,$$

$$2^k \geq 1 + \sum_{t=1}^1 C_7^t = 1 + \frac{n!}{1!(n-1)!} = 1 + n = 8,$$

одан $k=3$, $m=7-3=4$. Осыған қарап өндіруші матрицаны құрайық.

$$A = \begin{pmatrix} 1000 & 011 \\ 0100 & 101 \\ 0010 & 110 \\ 0001 & 111 \end{pmatrix}$$

одан тексеруші матрица

$$H = \begin{pmatrix} a_1 & a_2 & a_3 & a_4 & a_5 & a_6 & a_7 \\ 0111 & 100 \\ 1011 & 010 \\ 1101 & 001 \end{pmatrix}$$

болады. Тексеруші орындардың кодтық сандарын тексеру теңдігінен алынады:

$$a_2 + a_3 + a_4 = a_5,$$

$$a_1 + a_3 + a_4 = a_6,$$

$$a_1 + a_2 + a_4 = a_7.$$

$$\text{Сонда } a_2 + a_3 + a_4 + a_5 = 0,$$

$$a_1 + a_3 + a_4 + a_6 = 0,$$

$$a_1 + a_2 + a_4 + a_7 = 0.$$

Осы теңдіктерге қарағанда a_1 екінші және үшінші теңдікке, a_2 бірінші мен үшінші теңдікке, a_3 бірінші мен екінші теңдікке, ал a_4 болса, барлық теңдікке де кіреді. a_5, a_6, a_7 тек бір-бір теңдікке ғана кіреді. Сондықтан қай теңдіктің бұзылғанына қарап, қай орында қателік бар екенін анықтауға болады.

Мысалы, төрт орынды a_1, a_2, a_3, a_4 -1100 код берілуі керек. Кодтаушы құрылғыдан кодаланған $a_1, a_2, a_3, a_4, a_5, a_6, a_7$ -1100110 беріледі. Байланыс арнасымен берілген осы комбинация қабылдау орнындағы кодтан шығарғышқа келеді. Егер ақпараттық комбинацияның біреуі a_4 – бұзылса, онда қабылданған комбинация 1101110 болады. Оны кодтан шығарғанда

$$r_1 = a_2 + a_3 + a_4 + a_5 = 1,$$

$$r_2 = a_1 + a_3 + a_4 + a_6 = 1,$$

$$r_3 = a_1 + a_2 + a_4 + a_7 = 1.$$

яғни, үш теңдіктің үшеуін де кіретін a_4 бұзылған болады. Соның мәнін өзгерткенде қателік түзетіледі.

Осы әдіспен құрылған сұлбада қателікті танушы қателіктің бар екенін білдіреді де, одан кейін оның қай орында екенін анықтап түзету қажеттілігін білдіреді. Қателікті танушыны қателіктің бар екенін тек қана білдіріп қана қоймай, оның қай орында екендігін бірден көрсететіндей етіп жасауға болады.

Мысалы, кодтан шығарғыш сұлбадағы $r_1, r_2 \dots r_k$ нәтижесі бірден бұзылған символдың реттік нөмірін көрсететін болады. Сонда кодтан шығарғыштың қателікті түзету жұмысы жеңілденеді. Ол үшін бірінші тексеруде ең кіші орында тұратын сан 2^0 , екінші тексеруде одан келесі орында тұратын сан 2^1 , т.с.с. шығулары керек. Сонымен тексерудің нәтижесінде екілік кодпен берілген бұзылған орынның нөмірі көрсетіледі. Мұндай кодтаудың түрін *Хэмминг коды* деп атайды. Хэмминг кодын құрғанда барлық орындарының нөмірлерін екілік кодпен жазады. Мысалы, $a_1=a_{00001}$, $a_2=a_{00010}$, $a_3=a_{00011}$, т.с.с.

Бірінші тексеруші теңдік барлық ең кіші орында 2^0 бірлік символдары бар нөмірлерін “екілік модульмен” қосындылайды $r_1=a_1+a_3+a_5+a_7+a_9$.

Екінші тексеруші теңдікте барлық екінші (кішіден жоғарғы) орында бірлік символдары бар нөмірлер қосындыланады $r_2=a_2+a_3+a_6+a_7$.

Үшінші тексеруші теңдікте 2^2 орындағы бірлік символдары бар нөмірлер қосындыланады $r_3=a_4+a_5+a_6+a_7$. Сол сияқты $r_4=a_8+a_9$.

Қателік болмаған уақытта тексеруші теңдіктің барлығы да нөлге тең деп алып, тексеруші орындардағы символдарды анықтауға болады

$$\begin{aligned}a_1 &= a_3 + a_5 + a_7 + a_9, \\a_2 &= a_3 + a_6 + a_7, \\a_4 &= a_5 + a_6 + a_7, \\a_8 &= a_9.\end{aligned}$$

Тексеруші кодтар кодтау комбинацияның ішінде ақпараттық кодтармен аралас өздерінің нөмірлеріне сәйкес орналасады. Мысалы, жоғарыда келтірілген 1100 ақпараттық тізбекті кодтау керек дейік. Мұнда $m=4$, $n=7$ $k=n-m=3$. Хэмминг кодында

тексеруші кодтар бірінші a_1 , екінші a_2 және төртінші a_4 орындарға орналасады. Сонда кодтық комбинация былайша жазылуы керек $a_1, a_2, 1, a_4, 1, 0, 0$.

Тексеруші кодтардың мәндері

$$a_2 = a_3 + a_6 + a_7 = 1 + 0 + 0 = 1,$$

$$a_4 = a_5 + a_6 + a_7 = 1 + 0 + 0 = 1,$$

$$a_1 = a_3 + a_5 + a_7 = 1 + 1 + 0 = 0 \quad \text{болады.}$$

Сөйтіп, арнаға 0111100 комбинациясы берілуі керек. Егер арнамен берілген осы комбинацияның біреуінде қателік болып, 0111110 қабылданса, онда қабылдау орнындағы қателікті танушы сұлба мынадай нәтиже береді

$$r_1 = a_1 + a_3 + a_5 + a_7 = 0 + 1 + 1 + 0 = 0,$$

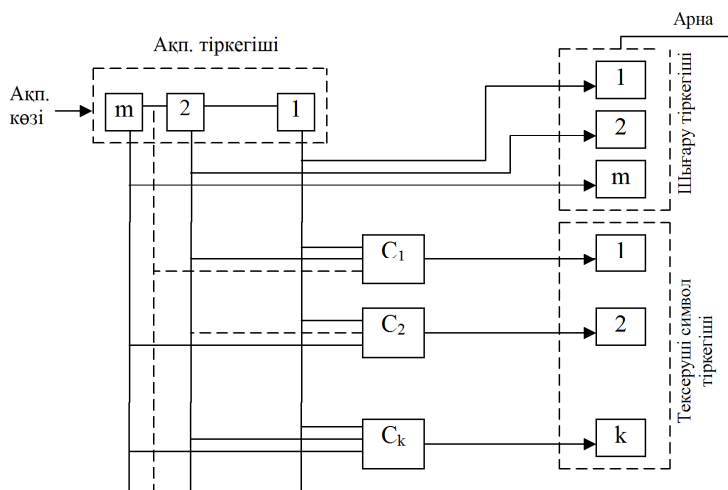
$$r_2 = a_2 + a_3 + a_6 + a_7 = 1 + 1 + 1 + 0 = 1,$$

$$r_3 = a_4 + a_5 + a_6 + a_7 = 1 + 1 + 1 + 0 = 1.$$

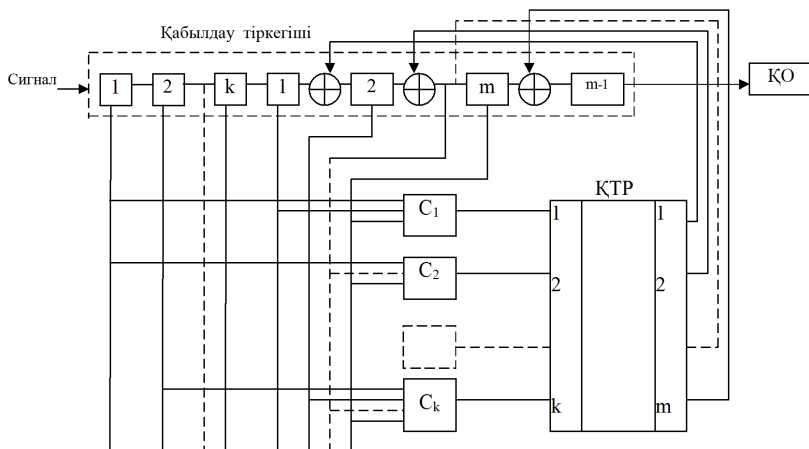
Сонда $0 \cdot 2^0 + 1 \cdot 2^1 + 1 \cdot 2^2 = 6$, яғни алтыншы орында қателік бар, ондағы бірлік символды нөлдік символға ауыстырып жазу керек.

Жүйеленген кодпен кодтаушы құрылғының атқаратын қызметін 2.5-суреттегі сұлбамен түсіндіруге болады. Ақпарат көзінен келген ақпараттық символдар кіру тіркегішінде жинақталып, одан шығу тіркегішіне беріледі. Кіру тіркегішіне матрицалы сұлбамен байланысқан қосындылағыштардың әрқайсысы бір тексеруші кодты жасап, оны тексеруші символдар тіркегішіне береді. Одан кейін арнаға алдымен шығу тіркегішіндегі ақпараттық кодтар, одан кейін тексеруші тіркегіштегі тексеруші кодтар беріледі.

Хэмминг кодымен кодтаушы сұлбада осындай тек ондағы қосындылағышқа қосылатын және одан шығатын сұлбалардың қосылу тәртіптері өзгеріп және кодтанған символдардың арналарға берілу тәртіптері өзгереді.



2.5-сурет. Жүйелі кодтаушы



2.6-сурет. Жүйелі кодтан шығарушы

Қателікті түзетуге арналған кодтан шығарушы сұлба 2.6-суретінде келтірілген. Кодтан шығарушы құрылғы $n+1$ -ұяшықты қабылдау тіркегішінен, қосындылағыштан және қателікті тауып реттегіштен (*ҚТП*) тұрады.

Арнадан келетін ақпарат қабылдау тіркегішінің $n=k+m$ ұяшығында жинақталады. *K*-қосындылағыштың әрқайсысы тексеруге арналған теңдік бойынша символдар комбинациясы “екілік модульмен” қосындылап, оның нәтижесін қателік табу реттегішіне береді. Егерде ешқандай қателік болмаса, ол қосындылағыштардан шығатын символдардың бәрі де “нөл”-дік символдар болып қателік тауып, реттегіштен берілетін символдарда “нөл”-дік болады. Қабылдау тіркегішінің 1-ден m -ұяшықтарына орналасқан мәліметтер бір орын алға (оңға) ығыстырылып, одан қабылдау орнына беріледі.

Егерде қабылданған кодтарда қателік болса, онда соған сәйкес қосындылағышта “бір” символ шығады. Қателікті тауып реттегіш қателіктің қай орындағы кодта екенін анықтап, сол орыннан кейін тұрған қабылдау тіркегішіндегі қосындылағышқа “бір” символын береді. 1-ден m -ұяшықтарына дейінгі мәліметтер бір орын оңға ығыстырылған уақытта қосындылағышына бір символы берілген код түзетіліп, одан осы түзетілген кодтар (m) комбинациясы қабылдау орнына беріледі. Хэмминг кодын кодтан шығару реті де тап осындай болады.

Егерде кодтан шығару құрылғысы қателікті түзетуге арналмаған, тек қана табуға арналған болса, онда кодтан шығару құрылғысы жеңілдетіліп, қосындылағыштардың шығу ұштарына “бір” символының бар екендігін білдіретін сұлба (*ИЛИ*) қойса жеткілікті (2.7-сурет).

2.6. Циклді кодтар

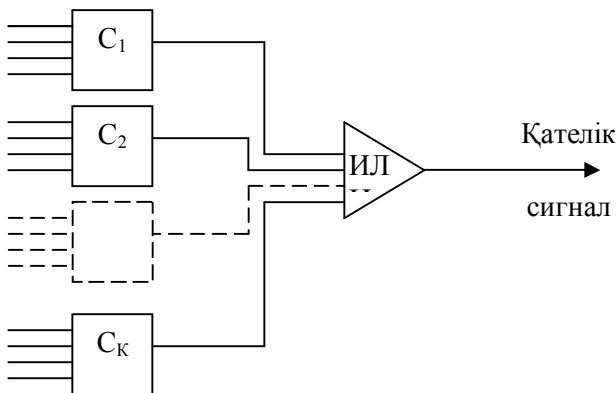
Кез келген екілік жүйедегі топталған кодтарды әр түрлі m -жолдан тұратын n -бағаналы матрицамен жазуға болады немесе оған керісінше кез-келген n -орынды кодтық комбинаниядан тұратын m -жолдың жиынтығын топталған кодтарды құрушы матрица деп қарауға болады. Осындай көптеген жүйеленген

кодтардың ішінен қосымша циклдік қасиеті бар матрица құратын жолдарды бөліп шығаруға болады. Мұндай матрицаның барлық жолдарын осы кодтың құрушы деп аталатын бір комбинациясын циклдік ығыстыру арқылы алуға болады. Осындай шартты қанағаттандыратын кодтарды циклдік кодтар деп атайды. Ығыстыру оңнан солға қарай жүргізіледі. Мысалы, 0100010, 10001000, 0001001, 00100100, т.с.с. Топталған әр түрлі (n, m) кодтардың ішіндегі циклдігіе жататындары көп болмайды. Сондықтан, олармен берілетін мәліметтер көлемі жалпы топталған кодтармен берілетін мәліметтер көлемінен аз болады.

Циклді кодтарды жазғанда оларды $n-1$ дәрежедегі көп мүшелікті теңдеумен жазу ыңғайлы болады. Мұнда жазған айнымалының орнына X -ті алып, оның дәрежесі комбинациядағы орнын, ал коэффициенті “0” немесе “1” -ді көрсетеді.

Мысалы, 10101-ді жазсақ

$$G(\chi) = 1 \cdot \chi^4 + 0 \cdot \chi^3 + 1 \cdot \chi^2 + 0 \cdot \chi^1 + 1 \cdot \chi^0 = \chi^4 + \chi^2 + 1$$



2.7-сурет. Қателікті табу сұлбасы

Егер ең үлкен дәрежелі мүшенің коэффициенті бірге тең болса, онда ондай көп мүшелік нормаланған деп аталады. Сонымен, кодтық комбинациямен жасалатын жұмыс көп мүшелікпен жасалатын жұмысқа саяды. Кодтық комбинацияны

құрушы көп мүшелікті ығыстырудың орнына оны X -ке көбейтеді. Мысалы, 0001101----0011010 орнына $(X^3+X^2+I) X = X^4+X^3+X$. Осы екі комбинацияны “екілік модульмен” қосқандағы алынатын комбинацияны X^3+X^2+I көп мүшелігін $(X+I)$ -ге көбейтіп алуға болады. Мысалы,

$$\begin{array}{r}
 0001101 \\
 + 0011010 \\
 \hline
 0010111
 \end{array}
 + \frac{\begin{array}{r} \chi^3 + \chi^2 + 0 + 1 \\ \chi + 1 \\ \hline \chi^3 + \chi^2 + 0 + 1 \end{array}}{\begin{array}{r} \chi^4 + \chi^3 + 0 + \chi \\ \chi^4 + 0 + \chi^2 + \chi + 1 \end{array}}$$

Сонымен, код құрушы көп мүшелікті белгілеп алғаннан кейін, циклді кодтың кез келген рұқсат етілген комбинациясын құрушы көп мүшелікті, басқа бір көпмүшелікке көбейту арқылы алуға болады. Басқаша айтқанда, циклді кодтың кез келген көп мүшелігі құрушы көпмүшелікке қалдықсыз бөлінуі керек. Тыйым салынған кодтық комбинацияға сәйкес көпмүшеліктің ешқайсысы құрушы көп мүшелікке қалдықсыз бөлінбейді. Циклді кодтың осы қасиетін қателікті табуға, ал қалдықтың түріне қарап оның (қателіктің) орнын тауып түзетуге болады.

Көпмүшеліктерді көбейту мен бөлу кері байланысты ығыстырушы тіркегіштерде оңай орындалатын болғандықтан, циклді кодтарды қолдану өте кең тараған.

Циклді код өзінің туғызушы немесе өндіруші деп аталатын мүшелігімен беріледі. Барлық мәлімет таратуға арналған көп мүшеліктер осы өндіруші немесе туғызушы көп мүшелікке қалдықсыз бөліну керек.

Енді осындай қасиеті бар циклді кодты туғызатын көп мүшелікті қалай құруға болатынын қарайық. Циклді кодты былайша құруға болады: қарапайым m -орынды ақпараттық кодтық комбинацияны $G(x)$ бөгеулікке қарсылықты кодқа ауыстыру үшін, алдымен оны X^k -ға көбейтіп, k -орынға көбейтемін (k – тексеруші кодтар саны). Содан кейін $G(x) \cdot \chi^k$ - ны алғашқы (құрушы) көп мүшелікке $P(x)$ бөледі. Құрушы көп мүшелік $P(x)$ кодтық комбинацияның ұзындығына сәйкес және

$$\begin{Bmatrix} 0001011 \\ 0010110 \\ 0101100 \\ 1011000 \end{Bmatrix}$$

Осы өндіруші матрицаның кез келген жолы құрушы көп мүшелікке нөлдерді қосып алынатын болғандықтан, олар құрушы көп мүшелікке қалдықсыз бөлінеді. Әр түрлі жолдарды қосу арқылы өндіруші матрицаның каноникалық түрі деп аталатын түрін алуға болады. Ол үшін $(m \times m)$, бірлік квадраттық матрица құрылып, оның әрбір жолының оң жағына сол бірлік матрицаның жолын полиноммен жазып, оны X^k -ға көбейтіп, оның көбейтіндісін құрушы полиномға бөліп, одан бөлінбей алған қалдығын жазады.

Мысалы,

$$m \begin{Bmatrix} \overbrace{100\dots 0}^m & \overbrace{g_{11}g_{12}\dots g_{1k}}^k \\ 010\dots 0 & g_{21}g_{22}\dots g_{2k} \\ \text{-----} & \text{-----} \\ 000\dots 1 & g_{m1}g_{m2}\dots g_{mk} \end{Bmatrix}$$

Егер $n=7, m=4, \kappa=3, P(X)=X^3+X+I$ болса,

$$\begin{Bmatrix} 1000 & 101 \\ 0100 & 111 \\ 0010 & 110 \\ 0001 & 011 \end{Bmatrix} \begin{matrix} g_{1i}(\chi) = ocm \cdot om \chi^3 \cdot \chi^3 \cdot \chi^3 + \chi + 1 (\chi^2 + 1) = 101 \\ g_{2i}(\chi) = \chi^2 + \chi + 1; om \chi^2 \cdot \chi^3 \cdot \chi^3 + \chi + 1 \\ g_{3i}(\chi) = \chi + 1; om1 \cdot \chi^3 \cdot \chi^3 + \chi + 1 \end{matrix}$$

Циклді кодтың тексеруші матрицасы өндіруші матрицадан құрылады. Тексеруші матрицаны $I+X^n$ көпмүшелігін құрушы көп мүшелікке бөліп алуға да болады

$$h(\chi) = \frac{\chi^n + 1}{p(\chi)} = h_m \chi^m + h_{m-1} \chi^{m-1} + \dots + h_1 \chi + h_0$$

$$k \left\{ \begin{array}{l} \overbrace{00 \dots 0 h_m h_{m-1} \dots h_1 h_0}^n \\ 00 \dots h_m h_{m-1} \dots h_1 h_0 0 \\ \hline h_m h_{m-1} \dots h_0 0 \dots 0 \end{array} \right.$$

Егер $n=7, m=4, k=3$, $P(X)=X^3+X+I$ болса, $h(x)=x^4+x^2+x+I$.

Сонда тексеруші матрица

$$H = \begin{bmatrix} 0010111 \\ 0101110 \\ 1011100 \end{bmatrix}$$

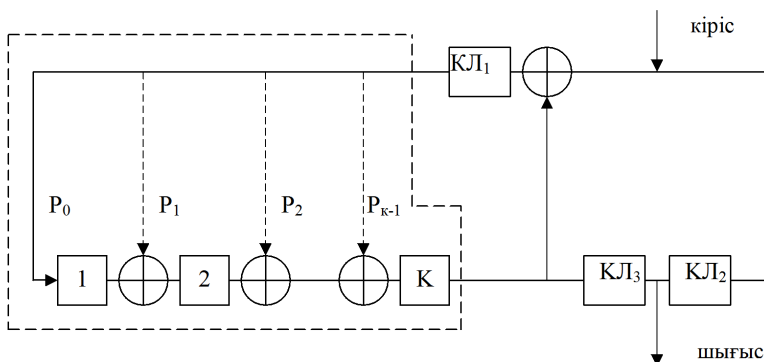
Тексеруші матрицаның бірінші жолы $H(X)$, оның алдына 11 санына жеткенше нөлдер жазылады. Келесі жолдар бір орынға ығыстыру арқылы алынады. Сөйтіп, циклді кодтың тексеруші матрицасының ерекшелігі – барлық тексеруде де қосылатын элементтер бірдей, тек бір орынға ығыстырылған болады.

Кодтаушы және кодтан шығарушы құрылғылар тексеруші полиномды $H(X)$ “екілік модульмен” тексеруге немесе кодтанған комбинацияны құрушы полиномға $P(x)$ бөлуге негізделген.

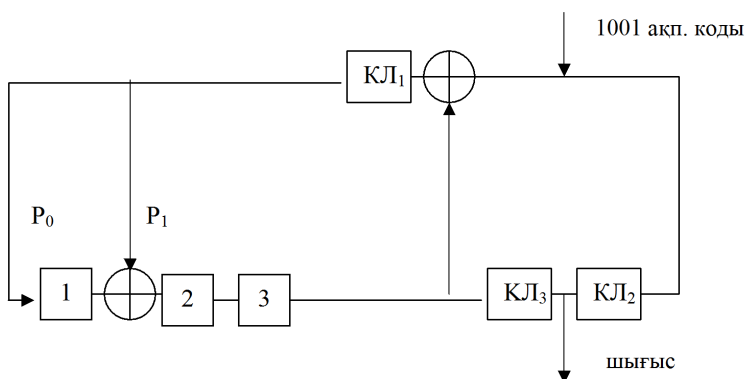
Қарапайым m орынды ақпараттық кодты X^* -ға көбейтіп, оны құрушы полиномға $P(X)$ бөлуге негізделген кодтаушы құрылғы 2.8-суретте келтірілген. Құрылғы k -разрядты ығыстырушы тіркегіштен кірістегі қосындылағыштан және ажыратып қосатын үш кілттен тұрады. K -разрядтың араларындағы қосындылағыштардың саны мен орындары $P(X)$ полиномындағы “1”-символдарының саны мен орындарына сәйкес келеді.

Кодтағыш құрылғы жұмысы былайша істеледі: алдымен K_{11} мен K_{12} ашылып, K_{n3} жабық болады. Кодтаушының кірісіне берілген ақпараттық кодтар ашық K_{n2} -деп өтіп, кодтаушының шығысына беріледі. Сонымен қатар, сол ақпараттық кодтар ашық K_{n1} арқылы ығыстырушы k -разрядты тіркегішке беріледі. Ол тіркегіште m ақпараттық кодтар етіп болғанша k -разрядты, $P(X)$ -қа бөлгеннен қалған қалдыққа сәйкес кодтар жинақталады.

Содан кейін $КЛ_1$ және $КЛ_2$ кілттері жабылып, $КЛ_3$ кілті ашылып, k -разрядты ығыстырушы тіркегіштегі кодтар тексеруші кодтардың орнына кодтауының шығысына беріледі. Сөйтіп, кодтаушыға кіретін m -разрядты, ақпараттық кодтан $m+k=n$ разрядты қателік түзетуге арналған кодтық комбинация алынады. Бұл комбинация құрушы көп мүшелікке $P(X)$ қалдықсыз бөлінеді.



2.8-сурет. Циклдік кодтаушы

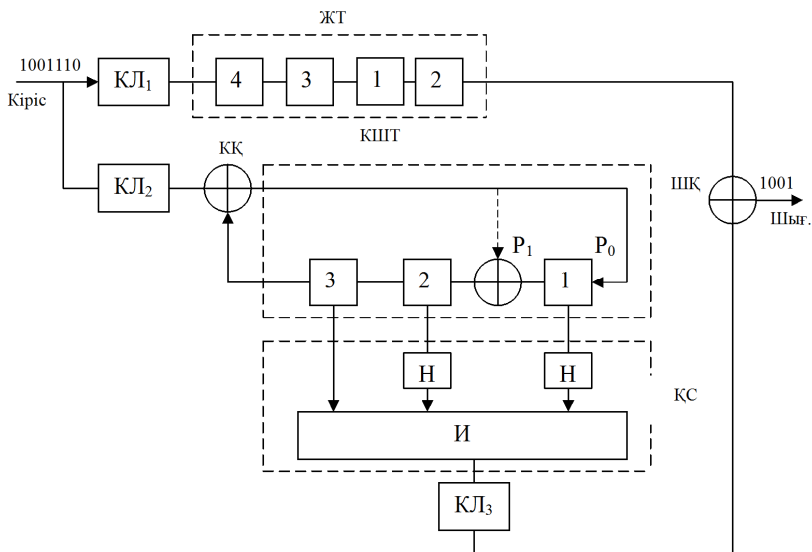


2.9-сурет. Циклдік кодтағыш мысалы

Жоғарыда келтірілген мысалға арналған кодтаушы құрылғы 2.9-суретте келтірілген. Ақпараттық m код өту барысында ығыстырушы тіркегіштің $k=3$ ұяшықтарындағы кодтар былайша жинақталады

m	1	2	3
1)	1	1	1
2)	0	0	1
3)	0	1	1
4)	1	0	1

Сөйтіп, кодтаушының шығысына ақпараттық 1001 комбинациясынан кейін KL арқылы алдымен үшінші ұяшықтағы, одан екінші, ең соңында бірінші ұяшықтағы кодтар шығады 1001-110. Бұлардың алдыңғы төртеуі ақпараттық, ал соңғы үшеуі тексеруші разрядтар. Олар құрушы полиномға $P(X)$ қалдықсыз бөлінеді. Қабылдау орнындағы кодталған комбинацияның қателігі, оны құрушы полиномға бөлу арқылы тексеріледі. Егер ол қалдықсыз бөлінсе, онда қателіксіз болғаны, ал егер қалдық қалса, онда қателік болғаны. Осыған негізделген кодтан шығарушы құрылғы 2.10-суретінде келтірілген. Құрылғы үш ажыратып, қосатын кілттен KL_1 , KL_2 , KL_3 ; жанастырғыш тіркегіштен $ЖТ$; кодтан шығарушы тіркегіштен $КШТ$; қателіктерді сараптағыштан $ҚС$; кіріс қосындылағышы $КҚ$ және шығыс қосындылағышынан $ШҚ$ -тұрады. Құрылғы былайша жұмыс істейді: кодтанған комбинация сұлбасының кіру ұшынан жанастырғыш тіркегішке және кодтан шығарушы тіркегішке беріледі. Бұл уақытта KL_2 және KL_1 кілттері ашық, ал KL_3 кілті жабық болады. Кодтан шығарушы тіркегіш k -разрядтарының аралықтарындағы қосындылағыштар құрушы полиномның “бірлік” символдарына сәйкес келіп, осы тіркегіштегі мәліметтер кезекті кодтық символ келуіне сәйкес оңнан солға қарай бір орынға (ұяшыққа) ығыстырылып отырылады. Бірінші m -ақпараттық кодтарды қабылдағаннан кейін KL_1 кілті жабылып, жанастырғыш тіркегіш ұяшықтарына тек ақпараттық кодтар ғана жазылады. Тексеруші кодтар ашық KL_2 кілті арқылы кодтан шығарушы тіркегішке кіре береді. Тексеруші кодтар беріліп болғаннан кейін KL_2 кілті де жабылып, KL_3 кілті



2.11-сурет. Циклдік кодтан шығару мысалы

Жоғарыда айтылғандай, 4 ақпараттық код жинастырғыш тіркегішінің ұяшықтарын өздерінің кезегімен толтырып болғаннан кейін KL_1 кілті жабылып, кодтан шығарушы тіркегішке тағы үш тексеруші кодтар қабылданғаннан кейін KL_2 кілті жабылады. Кодтан шығарушы тіркегіш ұяшықтарындағы мәліметтер төмендегі кестеге сәйкес жинақталады. Яғни, кодтық комбинация қателіксіз қабылданғанда кодтан шығарғыш тіркегішінің ұяшықтарында жинақталған символдар нөлдер болып, қателік сараптағыш ақпараттық кодтарға ешқандай түзету енгізбейді.

2.3-кесте

Рет саны	Кодтық комбинация	КШТ		
		3	2	1
1	1	0	1	1
2	0	1	1	0
3	0	1	1	1
4	1	1	1	0
5	1	1	0	0
6	1	0	0	0
7	0	0	0	0

Енді үшінші ақпараттық код қате қабылданды деп алайық. Сонда қабылданатын комбинация 1011110 болып, оның алдыңғы төртеуі 1011 жанастырғыш тіркегішіне жиналып, одан қателік сараптағыштан берілетін символдармен бірге шығыс қосындылағышында “екілік модульмен” қосындыланып шығу ұшына беріледі. Кодтан шығарғыш тіркегішінің ұяшықтарындағы мәліметтер төмендегі кестеге сәйкес жинақталады.

2.4-кесте

Рет саны	Кодтық комбинация	КШТ		
		3	2	1
1	1	0	1	1
2	0	1	1	0
3	1	1	0	0
4	1	0	1	1
5	1	0	1	1
6	1	1	0	1
7	0	0	0	1

Кодтан шығарғыш ұяшықтарында 001 жинақталған. Демек, кодтық комбинация қате қабылданған. Оның қай орында кеткендігі қателік сараптағышта анықталып, келесі m такталық

импульс берілгенде, сол қателік орнына сәйкес шығыс қосындылағышына “1” символы беріліп, қателік түзетіледі. Ол төмендегі кестеге сәйкес жасалады. Сөйтіп, үшінші ақпараттық код шығыс қателік сараптағыштан келетін “1” символымен кері мағынасына өзгертіліп, қателік түзетіледі.

2.5-кесте

Рет саны	КШТ	И- сұлба	Шығыс
0	001	000	0
1	010	010	0
2	100	001	0
3	011	111	1
4	110	000	0

2.7. Үзіліссіз кодтар

Мәліметтерді таратып жеткізу техникасында қаралған топталған кодтардан басқа үзіліссіз кодтарда көп қолданылады. Олардың топталған кодтардан айырмашылығы – үзіліссіз кодтардағы кодтау және кодтан шығару ісі үзіліссіз беріліп жатқан символдар тізбегімен жүргізіледі.

Үзіліссіз кодтардағы тексеруші символдар да бұдан бұрынғы қаралған кодтардағыдай ақпараттық символдары тікелей байланысты түрлендіру арқылы алынады. Бірақ үзіліссіз кодтардағы тексеруші символдар, сол тізбектер беріліп жатқан ақпараттық символдардың араларына орналасады. Сонда, әрбір берілген n символдың m символы ақпараттық болып, ал қалғандары – тексеруші болады. Мұндай кодтар көбінесе m/n қатынасымен сиппаталады. Барлық тексеруші разрядтар бірдей ережемен құрылады. Үзіліссіз кодтар қателіктің пакеттелген түрлерін анықтап түзете алады. Барлық үзіліссіз кодтардың ішіндегі ең қарапайымы $m/n=1/2$ болатын тізбектелген код болады.

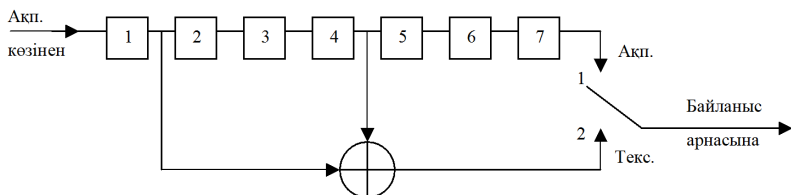
Осындай кодтың ұзындығы ℓ_1 элементтен тұратын пакеттелген қателіктерді түзетуге болады. Бірақ, ол үшін қателік пакеттелген арақашықтығы $n_{кор}$ элементтен артық болуы керек – оны *қорғаныстық аралық* деп атайды.

Түзетуге болатын пакеттің ұзындығы әрқашанда екіге қалдықсыз бөлінетіндей болуы керек. Мысалы, ұзындығы 6 элементке дейін болатын қателік пакетін түзете алатын $m/n=1/2$ болатын тізбектелген кодты қарайық. Оның сұлбасы 2.12-суретте келтірілген. Суретте көрсетілгендей, кодтаушының құрылғысы $\ell_1 + I = 7$ ұяшықты тіркегіштен, бір қосындылағышпен бір алмастыру қосқыштан тұрады. Әрбір ақпараттық разряд тексеруші разрядты алу үшін қосындылауға екі рет қатысады (біріншіден және төртінші ұяшықтан кейін). Мысалы, X_k ақпараттық разряд бірінші ұяшықтан өткендегі тексеруші разряд $Y_k = X_k + X_{k-3}$ болады, ал X_k төртінші ұяшықтан өткендегі тексеруші разряд $Y_{k+3} = X_{k+3} + X_k$ болады.

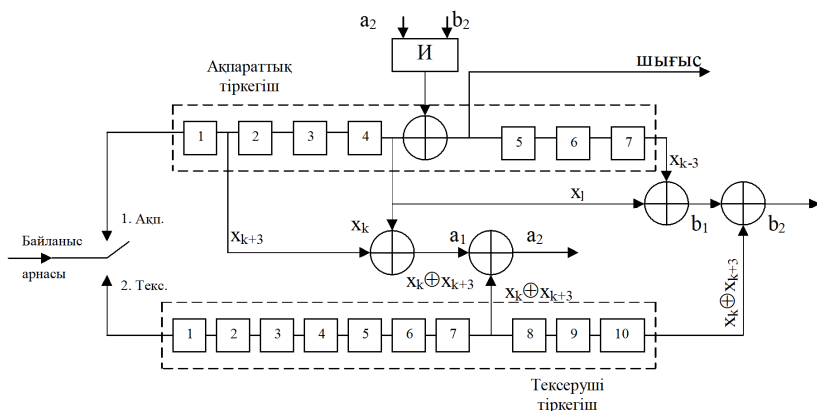
Бұл сұлбадағы ақпараттық разрядтар байланыс жолына тіркегіштен өткеннен кейін беріледі. Сонда байланыс арнасындағы үзіліссіз тізбектің түрі $X_1 Y_1 X_2 Y_2 X_3 Y_3 \dots X_I Y_I$ болады. Мұндағы X_I – ақпараттық символ да, ал $Y_I = X_{I+3} + X_{I+6}$ тексеруші символ болады.

Кодтан шығарушы құрылғысы 2.13-суретіндегі сұлба бойынша құрылады. Ақпараттық тіркегішті AT төртінші ұяшығындағы ақпараттық элементті X_k деп белгілесек, онда X_{k+3} болады да, 7-ші ұяшығындағы элемент X_{k-3} болады. Сондықтан a_I қосындылағыштан шығатын элемент $X_{k+3} + X_k$, ал b_I қосындылағышынан шығатын элемент $X_k + X_{k-3}$.

Элементтердің тізбектілігі байланыс арнасында бұзылмайтындықтан, тап осы мезеттегі тексеруші тіркегіштің TT жетінші ұяшығындағы элемент $X_{k+3} + X_k$, ал оныншы ұяшығындағы элемент $X_k + X_{k-3}$ болады.



2.12-сурет. Үзіліссіз кодтағыш



2.13-сурет. Үзіліссіз кодтан шығарғыш

Егер кодтанған тізбек байланыс арнасында бұзылмаған болса, онда a_2 мен b_2 қосындылағыштарына берілетін разрядтар бірдей болып, олардан шығатын сигналдар нөлге тең болады. a_2 мен b_2 -ларға берілетін сигналдар тек қана X_k бұзылып, бірақ $X_{k+3}, X_{k-3}, X_{k+3} + X_k, X_k + X_{k-3}$ элементтер бұзылмаса да бірдей болып, X_k қателігі түзетілмей қалуы мүмкін.

Сол сияқты, екі тексеруші және X_{k-3}, X_{k+3} разрядтары бірдей бұзылғанда да a_2 мен b_2 -ларда берілетін сигналдар бірдей болады. Енді қабылданған тізбекте ұзындығы $\ell_1 = 6$ пакет қателігі (үшеуі ақпараттық үшін тексеруші) болғандағысын қарайық.

Бірінші бұзылған разряд AT -тің 1-ұяшығына келгенде, қалған ұяшықтардағы разрядтар әлі бұзылмаған делік. Мысалы, бірінші бұзылған тексеруші разряд тексеруші тіркегіштің 7-ші ұяшығына жеті тактіден кейін ғана жетеді. Бірінші үш тактіде “Г” символы тек қана a_2 -да ғана болады (b_2 -да болмайды, өйткені бұзылған разряд әлі оларға жеткен жоқ).

Бұзылған разряд AT -ің 4 ұяшығына жеткенде қателік туралы сигнал a_2 -да, b_2 -да болады. Ол екеуі A сұлбасына беріліп, одан шыққан сигнал AT -ің 4-ұяшығынан шыққан сигналды түзетуші болады. Сонда AT -ің 5-ұяшығына баратын символ түзетілген болады. Осындай түзетуге 2-ші және 3-ші бұзылған разрядтар 5-ші және 6-шы тактілерде жолығады. Сөйтіп, бұзылған тексеруші разряд TT -ің 7-ұяшығына жеткенше ақпараттық бұзылған разрядтар түзетіліп болады. Келесі 7-12 тактілерде a_2 мен b_2 қосындылағыштарынан шығатын сигналдар кезекпе-кезек үш-үштен пайда болғанымен A -сұлбасынан түзетуші сигнал берілмейді. Тіркегіштер бұзылған разрядтардан тек 13-ші тактіде ғана толық тазартылады. Қосындылағыштар мен A -сұлбасынан шығатын сигналдар 2.6-кестеде көрсетілген.

2.6-кесте

тактілер шығатын сигналдар	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
a_2	0	1	1	1	1	1	1	1	1	0	0	0
b_2	0	0	0	1	1	1	0	0	0	1	1	1
A	0	0	0	1	1	1	0	0	0	0	0	0

Сонымен, пакеттелген қателік тек қана 13-ші тактіге келгенде ғана түзетіледі. Одан ерте келсе, алдыңғы пакет қателігімен араласып кетеді немесе келесі бұзылған разрядқа дейін 25 импульстен кем болмаулары керек. Пакеттің өзінің ұзындығы $\ell_1 = b$ элемент болғандықтан, олардың арасындағы қорғану-шылық арақашықтығы $n_{\text{қор}} = 25 - 6 = 19$ басқаша $n_{\text{қор}} \geq 3\ell_1 + 1$.

Осы негізде үзіліссіз кодтың қатынасындағы басы артықтықты (тексеруші разрядтар сандарының) $1/2$ қатынасынан басқаша (яғни, кемірек) алып, кодтаушы және кодтан шығарушы құрылғыларды құруға болады. Бірақ, олардың құрылыстары күрделі және қорғанушылық арақашықтық үлкен болады.

3. БАЙЛАНЫС АРНАСЫМЕН ТАРАТЫЛҒАН СИГНАЛДАРДЫ ТҮРЛЕНДІРУ

3.1. Байланыс арналары

Байланыс арнасы деп бір хабардың жіберушіден қабылдаушыға дейінгі жолын айтады. Ол көптеген аппаратура, аспап құралдардың жиынтығынан тұрады. Ақпаратты таратып жеткізетін байланыс жолының түріне қарай арналар радиобайланыс арнасы, сымды байланыс арнасы болып бөлінеді. Соңғысы ауадағы байланыс сымды жол, кабельді байланыс жолы, толқын таратушы, жарық таратушы, т.б. арналарға бөлінеді.

Қандай хабар таратуға байланысты арналар, телеграф, фототелеграф, телефон, дыбыстық хабар тарату, бейнетелефон, теледидар, басқару сигналдарын тарату, қашықтан өлшеу арналарына бөлінеді. Осы арнамен берілетін әр түрлі сигналдардың динамикалық ауқымы, қуаты мен деңгейі және өте маңыздысы олардың жиіліктік спектрі болады.

Телеграфтық арна үздік сигналдарды өткізуге арналған, жиіліктік спектр кеңдігі 100 Гц. Оны екі есе кемітіп немесе екі есе кеңейтіп 50 Гц немесе 200 Гц етіп алуға болады. Телефондық арнаның жиіліктік спектр кеңдігі, 300-ден 3400 Гц-ке дейін, 3100 Гц.

Бір телефон арнасымен 24 телеграф арнасын ұйымдастыруға болады.

Фототелеграф арнасына қажет жиіліктік спектр, кеңдігі 2000 Гц.

Дыбыс таратуға арналған арнаның жиіліктік спектр кеңдігі 2-3 телефон арнасының кеңдігіндей $8\sqrt{12}$ кГц.

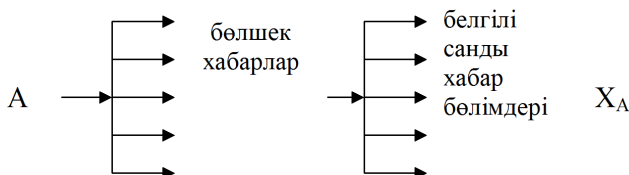
Көріп сөйлесуге арналған телефон арнаның жиіліктік спектр кеңдігі 1,3 МГц.

Теледидарға арналған арнаның жиіліктік спектр кеңдігі 8,5 МГц.

Бір байланыс жолымен бірнеше (ондаған, жүздеген, мыңдаған) арналар ұйымдастыруға болады. Ол үшін арналардың жиіліктік спектрде алатын орнын ауыстырады. Жиіліктік спектрдегі орнын модуляциялау арқылы ауыстырады.

3.2. Хабарларды алғашқы және арналық сигналдарға айналдыру принципі

Байланыс арнасымен таратылатын сигналдың түрі хабарларды шығаратын жер мен оларды қабылдайтын аралықтағы орталықтың физикалық ерекшеліктеріне байланысты болады. Электрлік байланыс арналарындағы сигнал сыммен өтетін ток немесе электр өрісінің кернеулігі болады. Электрлік байланыс арналарынан басқаша арналарға сигналдар басқаша болулары мүмкін. Сигналдарды жалпы түрде қарап, кейбір функцияның $S(t)$ жиынтығын S деп алайық. Әдетте оның аргументі t ретінде уақытты алады. Сонда осы жиынтықтың әрбір сигналы t аргументінің шексіз уақыт ұзақтығымен анықталады. Хабарларды сигнал арқылы жеткізу үшін A жиынтығына кіретін әрбір хабарға сәйкес сигнал белгіленеді.



3.1-сурет. Хабарлар жиынтығы

Сонымен, хабарды сигналға және оған керісінше сигналды хабарға айналдыру үшін сөздік – кесте жасалынуы керек.

Егер хабарлардың жиынтығы A белгілі бір хабарлар, бөлімінің тізбегінен тұрса (мысалы, әріптер) онда олардың саны белгілі болады (мысалы, 42).

Ал егер хабарлар жиынтығы сандық есеппен берілетін болса, онда олардың саны есептеу жүйесіне қарай белгіленеді (мысалы, 0-ден 9-ға дейін).

Бірақ та мұндай бөлшектенген хабар саны да аз емес. Мысалы, қазақ тілінде жазылған сөздерден тұратын хабарды беру үшін 42 түрлі сигнал белгіленуі керек. Әрине, ол өте көп.

Мысалы қазақ тілінің сөз байлығын қамтитын хабар жиынтығының A әрбір сөзін “а” беру үшін

$$a = (x^{(1)}, x^{(2)}, \dots, x^{(i)}).$$

Осы сөздің ұзындығына байланысты “ ℓ ” әріпті беру керек. Ал әрбір $X^{(Cy)}$ әріпті қазақша $x^{(i)}$ әріптің бірі, (L) бірі болады. Әр әріпке бір сигналдан белгілегенде $(S^{(1)}(t), S^{(2)}(t), \dots, S^{(\ell)}(t) = a)$ жалпы саны 42 сигнал керек болады. Осы сигналдардың санын азайту үшін X алфавитінен тағы басқа алфавитке көшеді. Мысалы $V = \{y_1, y_2, \dots, y_m\}$ мұндағы m саны L санынан кем болуы керек. Екінші алфавитті U әдетте код деп атайды. Осы кодтағы m оның негізі деп аталады. Мысалы, екілік кодтағы $V = \{0, 1\}^m$ тек қана екіге тең болып, оны беретін сигнал екі түрлі $(S_0'(t), S_1(t))$ болады.

Кодтық символдар тізбегін сигналдар тізбегіне айналдыруды байланыс теориясында модуляциялау дейді. Қабылдау пунктінде алдымен сигналдар тізбегі кодтық символдар тізбегіне айналдырылып (модуляциядан шығарылып), одан ол символдар алфавиттерге айналдырылып (кодтан шығару), одан хабар алынады.

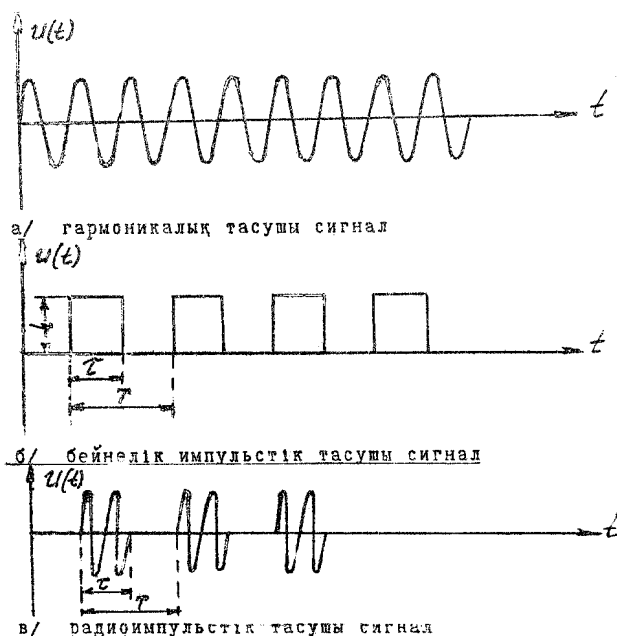
3.3. Модуляция түрлері

Электр байланысының хабар жіберетін құрылғысында алдымен алғашқы электр сигналы $B(t)$ жасалады. Егер осы сигнал, хабарды жіберетін құрылғыны хабар қабылдайтын құрылғымен қосатын арна арқылы таратылатындай болса, онда мұндай сигналдың өзі хабар тасушы сигнал болып саналып, оны одан әрі түрлендірмейді. Бірақ алғашқы сигналдың арнамен таратылу мүмкіндігі аз. Оған қоса байланыс жолымен тек бір ғана сигнал емес бірнеше сигналдарды бірден беру қажет болады. Ол үшін алғашқы сигналдардың орындарын жиіліктік диапазонда немесе уақыт бойынша ығыстырып береді. Хабарды тасушы алғашқы сигналдың өзі болатұғын болса, ығыстырылған сигнал алғашқы сигналды тасушы болады. Яғни, байланыс

арнасын тиімді қолдануға арналған және сол арнамен таратылуға ыңғайлы сигнал алғашқы сигналды тасушы болады. Тасушы сигнал ретінде көбінесе гармоникалық сигналды $U(t) = U_0 \cos(\omega_0 t + \varphi_0)$ қолданады. Тасушы сигнал ретінде гармоникалық сигналдан басқа бейнелік импульстер немесе радиоимпульстер тізбектерінде қолдануға болады.

3.2-суретінде гармоникалық және импульстік тасушы сигналдар көрсетілген.

Алғашқы сигналды тасушыны пайдаланудың негізі мынада: арнамен таратылуға ыңғайлы сигналдың (тасушының) бір параметрі, уақыт бойынша алғашқы сигналдың өзгеру заңдылығына бағынады. Яғни, алғашқы сигнал уақыт бойынша қандай заңдылықпен өзгерсе, тасушы сигналдың бір параметрі де заңдылықпен өзгереді.



3.2-сурет. Тасымалдаушы сигналдар

Сигналды осылай түрлендіру модуляция деп, оны түрлендіруші құрылғы модуляциялаушы, ал алғашқы сигнал модуляциялаушы сигнал деп аталынады.

Тасушы сигналды модуляциялаушы сигнал мен түрлендіріп алынған сигнал модуляцияланған арна мен берілетін сигнал $S(t)$ болады.

Қабылдау орнында модуляцияланған сигналдан алғашқы сигналды алу үшін модуляциядан шығарушы құрылғы керек. Мұндай құрылғыны демодуляциялаушы немесе детекторлаушы деп атайды.

Гармоникалық тасушы сигналды $U(t) = U_0 \cos(\omega_0 t + \varphi_0)$ модуляциялаудың түрлеріне қарай модуляция болмай тұрған кезде гармоникалық тасушы сигнал өзінің тұрақты үш параметрімен сипатталады. Олар: U_0 – амплитуда (бойлық); ω_0 – лездік жиілік; φ_0 – алғашқы фаза. Осы параметрлердің кез келгенін модуляциялаушы сигналдың өзгеру заңдылығымен өзгертуге болады. Сондықтан гармоникалық тасушы сигналды модуляциялаудың үш түрі болады. Олар: амплитудалық модуляция АМ; жиіліктік модуляция ЖМ; фазалық модуляция ФМ. Олардың әрқайсысындағы өзіне сәйкес параметрдің өзгеруі модуляциялаушы сигналдың $\vartheta(t)$ өзгеруіне тікелей қатынасты болса, онда модуляцияланған сигнал бұзылмаған деп саналады. Сонда

$$\begin{aligned} \text{АМ-} U(t) &= U_0 + \Delta U x(t), \\ \text{ЖМ-} \omega(t) &= \omega_0 + \Delta \omega x(t), \\ \text{ФМ-} \varphi(t) &= \varphi_0 + \Delta \varphi x(t), \end{aligned} \quad (3.1)$$

мұнда $x(t) = \frac{\vartheta(t)}{|\vartheta(t)|_{\max}}$ – ормаланған модуляциялаушы сигнал

$$\Delta U = k_{\vartheta} |\vartheta(t)|_{\max}; \quad \Delta \omega = k_{\omega} |\vartheta(t)|_{\max}; \quad \Delta \varphi = k_{\varphi} |\vartheta(t)|_{\max}.$$

k_{ϑ} , k_{ω} , k_{φ} – бойлық, жиілік және фазалық

модуляциялаушылар сипаттамасының тіктік коэффициенттері.

Сонда АМ-мен модуляцияланған сигнал теңдігі:

$$S_{\text{БМ}}(t) = U_0 \left[1 + \frac{\Delta U}{U_0} x(t) \right] \cos(\omega_0 t + \varphi_0). \quad (3.2)$$

Әдетте, бойлық модуляцияда $U_0 \left[1 + \frac{\Delta U}{U_0} x(t) \right]$ теріс

таңбалы болмауы керек, әйтпесе модуляциялау әрекетінің артық болып кеткендігінен модуляциядан шығарылған алғашқы сигнал түлғасы бұзылады.

$(X(t)) \leq 1$ болғандықтан, $\Delta U, \Delta \omega, \Delta \varphi$ (3.2) формуласында бойлықтың, жиіліктің және фазаның ең көп өзгерген мәнін көрсетеді. Бойлық модуляцияда артық модуляциялауды болдырмау үшін $\frac{\Delta U}{U_0}$ амплитуданың салыстырмалы өзгеруі

төмендегі теңдікті қанағаттандыруы керек.

$$\frac{\Delta U}{U_0} = m = \frac{k_B |\vartheta(t)|_{\max}}{U_0} \leq 1, \quad (3.3)$$

мұндағы m – параметрді модуляциялау коэффициенті деп атайды. Модуляциялау коэффициентінің проценттік көрсеткіші, яғни, $m \cdot 100\%$ модуляциялау тереңдігі деп аталынады.

Фазалық модуляцияда ФМ модуляцияланған толқын төмендегідей болып жазылады.

$$S_{\text{ФМ}}(t) = U_0 \cos [\omega_0 t + \Delta \varphi x(t) + \varphi_0]. \quad (3.4)$$

Мұның бойлық модуляциялау теңдеуінен айырмашылығы мұнда модуляциялаушы $X(t)$ көбейткіш ретінде қатыспайды. Ол косинус аргументіне кіреді. Сөйтіп, модуляцияланған сигналдың фазасы модуляциялаушы сигналдың өзгеру заңдылығына байланысты болады.

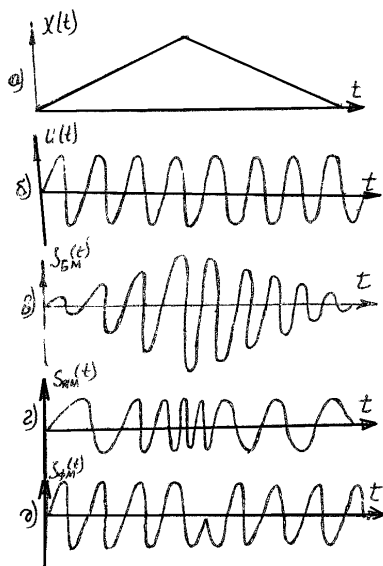
Жиіліктік модуляция мен модуляцияланған сигналдың формуласын жазу үшін алдымен толқындардың лездік фазасы $\varphi(t)$ лездік жиілікпен $\omega(t)$ интегралдық қатынаста болатынын ескереміз, яғни

$$\varphi(t) = \int \omega(t) dt. \quad (3.5)$$

Сонда жиіліктігі модуляцияланған сигналдың формуласы

$$S_{\Phi M}(t) = U_0 \cos \left[\omega_0 t + \Delta \omega \int_0^t x(t) dt + \varphi_0 \right]. \quad (3.6)$$

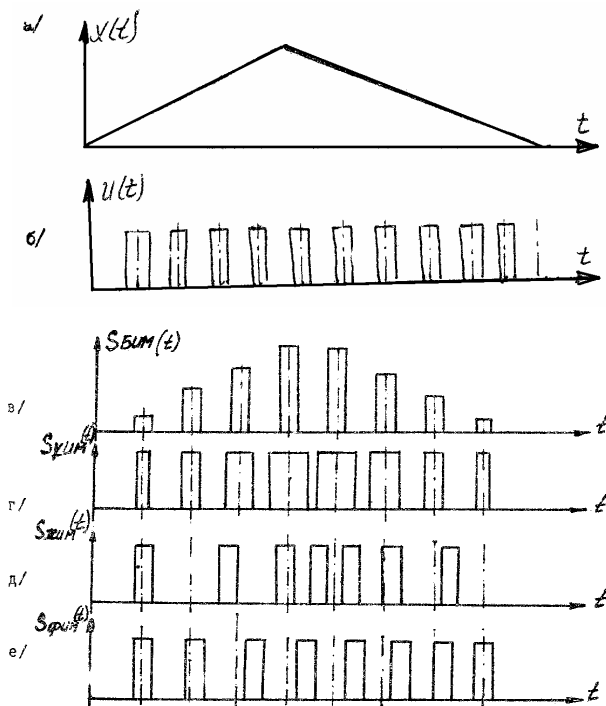
Жиіліктік модуляциямен фазалық модуляцияны салыстырып қарағанда, олардың бірі-біріне ұқсас екендігі байқалады. Жиіліктік модуляция сигналдың фазасын өзгертеді, ал фазалық модуляция оның жиілігін өзгертеді. Сондықтан осы екеуін қосып, бұрыштық модуляция, яғни сигналдың айналма бұрышын өзгертетін модуляция деп атайды. 3.3-суретінде гармоникалық тасушы сигналдың әр түрлі модуляциямен модуляцияланған түрлері көрсетілген.



3.3-сурет. Модуляцияланған сигналдар:

- а) модуляциялаушы сигнал $X(t)$;
- б) тасушы сигнал $U(t)$; в) бойлық модуляция $S_{\delta m}(t)$;
- г) жиіліктік модуляция $S_{\text{жм}}(t)$; д) фазалық модуляция

Тасушы сигналға мерзімділіктен қайталанатын импульстер тізбегін алғанда оның сипатталушы параметрлеріне: а) биіктігі (немесе бойлығы) h ; б) ұзақтығы τ_u ; в) мерзімділігі T_u немесе қайталану жиілігі F_u ; г) импульстің уақыт бойынша алатын орны немесе фазасы жатады. Осылардың әрқайсысын модуляция-лаушы сигналдың заңдылығымен өзгертіп (3.4-сурет):



3.4-сурет. Модуляция түрлері:

- а) модуляциялаушы сигнал $x(t)$; б) тасушы импульстік сигнал $U(t)$;
- в) амплитудалық импульстік модуляция $S_{БИМ}(t)$;
- г) ұзақтық импульстік модуляция $S_{УИМ}(t)$; д) жиіліктік импульстік модуляция $S_{ЖИМ}(t)$; е) фазалық импульстік модуляция $S_{ФИМ}(t)$

- а) амплитудалық импульстік модуляция АИМ;
- б) ұзақтық импульстік модуляция ҰИМ;
- в) жиіліктік импульстік модуляция ЖИМ;
- г) фазалық импульстік модуляция ФИМ алуға болады.

Осы модуляцияларды қарағанда байқайтынымыз: амплитудалық модуляциямен модуляцияланған сигналдағы импульстердің биіктігі модуляциялаушы сигналдың өзгеру заңдылығына байланысты өзгереді, ал олардың ұзақтығы немесе қайталану жиілігі мен мерзімділігі өзгермейді.

Ұзақтық модуляцияда тасушы импульстердің ұзақтығы модуляциялаушы сигналдың өзгеру заңдылығына байланысты болады, ал олардың биіктігі, қайталану жиілігі мен мерзімділігі өзгермейді.

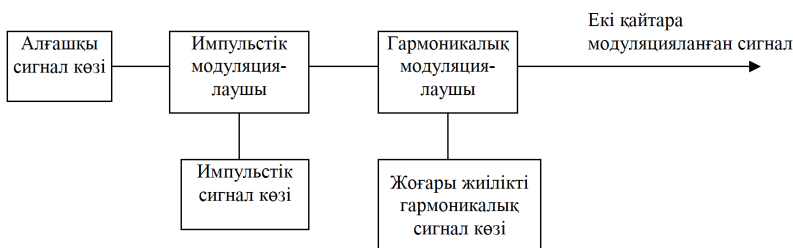
Жиіліктік модуляцияда тасушы сигналдың биіктігі мен ұзақтығы өзгермейді, ал қайталану жиілігі мен импульстердің пайда болу мезгілі (үзік сызықтармен көрсетілген уақыттар) өзгереді.

Фазалық модуляцияда тасушы сигналдың тек пайда болуы (үзік сызықтармен көрсетілген) ғана модуляциялаушы сигналдың өзгеру заңдылығына байланысты болады.

Импульстік сигналдың қайталану жиілігі онша жоғары болмайды. Мысалы, Котельников теоремасымен анықтағанда, телефон қолданылатын импульстік сигналдың қайталану жиілігі $2F_c$ яғни 8кГц болады. Осы импульстермен модуляцияланған сигналдың жиіліктік спектрі де жоғары болмайды.

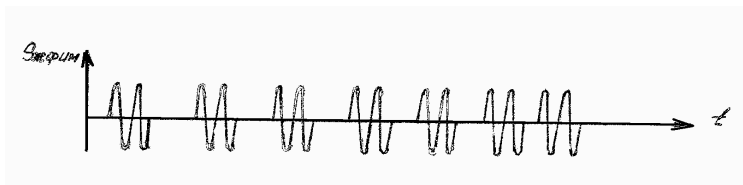
Сондықтан, мұндай модуляцияланған сигналды жоғары жиілікті арналармен тарату үшін, оны жоғары жиіліктегі сигналға ығыстыруға тура келеді. Ол үшін импульстік тасушы мен модуляцияланған сигналдың өзін модуляциялаушы деп алып, онымен жоғары жиілікті гармоникалық, сигналды модуляциялайды.

Осындай екі қайтара модуляциялаушының құрылым сұлбасы 3.5-суретте көрсетілген. Онда алғашқы сигнал импульстік модуляциялаушы да импульстік тасушыны модуляциялап, одан шыққан модуляцияланған сигнал екінші модуляциялаушы да гармоникалық сигналды модуляциялайды.



3.5-сурет. Екі қайтара модуляциялау

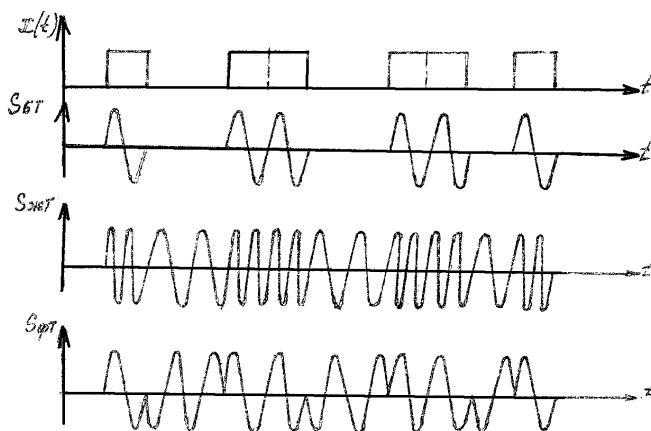
Осылайша екі қайтара модуляциялау арқылы сигналды қалаған жиіліктегі спектрге түрлендіруге болады. Екі қайтара модуляцияланған сигнал 3.6-суретте көрсетілген.



3.6-сурет. Екі қайтара модуляцияланған сигнал

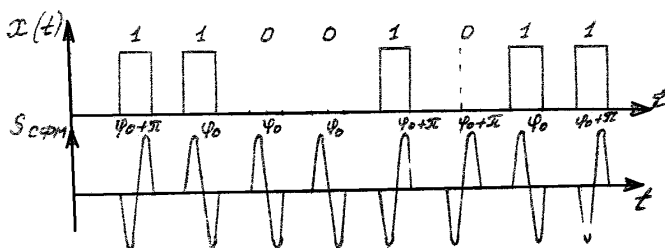
Бұл суретте $X(t)$ модуляциялаушы алғашқы сигнал: $S_{БИМ}$ – АМ – бойлық импульстік модуляция және бойлық модуляция: $S_{жсжим}$ – жоғары жиілікті импульстік модуляция: $S_{жсфим}$ – жоғары жиілікті фазалық импульстік модуляция.

Модуляцияның келесі түрі гармоникалық үздіксіз сигналды үзіктенген (дискреттенген) сигналмен модуляциялау. Мұнда гармоникалық тасушы сигнал үзіктенген (дискреттенген) алғашқы сигнал мен модуляцияланатындықтан, көбінесе оны модуляциялау емес, манипуляциялау дейді. Алғашқы сигналға екілік жүйесінде берілген импульстік сигналмен модуляцияланған (дұрысы манипуляцияланған) сигнал 3.7-суретте бар.



3.7-сурет. Манипуляцияланған сигнал

Модуляциялаудың және бір түрі – салыстырмалы фазалық модуляция. Салыстырмалы фазалық модуляцияда арналық сигналдың фазасы, екілік жүйеде берілген алғашқы сигналдың импульстік тізбегіне байланысты, өзгереді. Мысалы, кезекті модуляциялаушы сигнал "1" символы болса, арналық сигнал фазасы 180° -қа өзгереді де, ал егер "0" символы болса, онда өзгермейді. Салыстырмалы фазалық модуляция мен модуляцияланған сигнал 3.8-суретте көрсетілген.



3.8-сурет. Салыстырмалы фазалық модуляция

Сөйтіп, салыстырмалы фазалық модуляцияда ақпараттық импульс берілгенге дейінгі уақытта алғашқы фазасы φ_0 тіректі радио импульсі беріледі де, ақпараттық импульс “1” символын көрсетсе, онда радио импульстің алғашқы фазасы алдыңғысына қарағанда 180° -қа өзгеріп, ал егер “0” символы болса, онда алғашқы фаза сол одан алдыңғы импульстің фазасындай болып қалады.

3.4. Амплитудалық модуляция

Модуляцияланған сигнал мен модуляциялаушы сигналдардың жиіліктік спектрлерінің байланыстылығын білудің маңызы үлкен. Модуляциялаушы сигнал бірдей болғанмен модуляциялау түріне байланысты модуляцияланған сигналдың жиіліктік спектрі, оның алатын орны, кеңдігі және энергиясының бөлінуі әр түрлі болады. Сондықтан әр түрлі әдіспен модуляцияланған сигналдың жиіліктік спектрінің кеңдігі мен олардағы энергияның бөлінуін салыстырып қарау үшін, алдымен гармоникалы тасушы сигналды модуляциялағандағы спектр құрылымын анықтайық.

Бірінші рет есепті оңайлату үшін модуляциялаушы сигналды да қарапайым синусоидалы сигнал деп алайық. Сонда синусоидалы тасушы сигнал

$$U_T(t) = U_0 \cos(\omega_0 t + \varphi_0). \quad (3.7)$$

Синусоидалы модуляциялаушы сигнал

$$U_C(t) = U_m \cos(\Omega t + \varphi). \quad (3.8)$$

Амплитудалық модуляциямен модуляцияланған сигнал

$$S_{AM}(t) = [U_0 + A_m U_C(t)] \cos(\omega_0 t + \varphi_0), \quad (3.9)$$

мұнда A_m – модуляциялаушы құрылғының сезімталдығын сипаттаушы коэффициент.

Егер

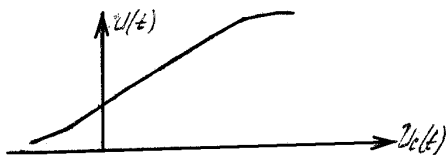
$$U_C(t) = U_m \cos(\Omega t + \varphi) = U_{max} x(t). \quad (3.10)$$

Сонда модуляцияланған сигналдың амплитудасы

$$U(t) = U_0 + A_m x(t) = U_0 \left[1 + \frac{A_m U_{max}}{U_0} x(t) \right]. \quad (3.11)$$

Модуляцияланған сигналдың бойлығының модуляциялаушы сигналға $U_c(t)$ байланыстылығы $U=f(U_c)$ модуляциялаушы сипаттамасы деп аталады (3.9-сурет).

$\frac{A_m U_{max}}{U_0} = m_B$ деп белгілеп, оны бойлық модуляция коэффициенті деп атасак



3.9-сурет. Модуляциялық сипаттама

$$U(t) = U_0 [1 + m_B \cos(\Omega t + \varphi)]. \quad (3.12)$$

Одан

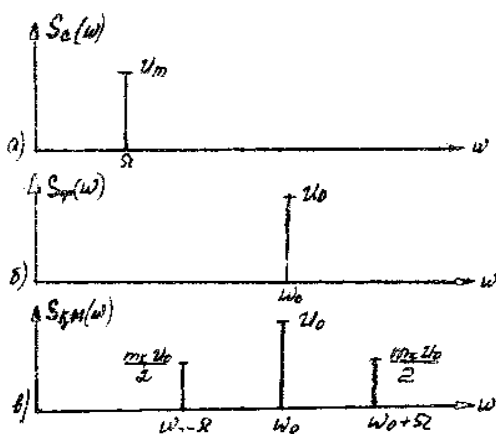
$$S_{AM}(t) = U_0 [1 + m_B \cos(\Omega t + \varphi)] \cos[\omega_0 t + \varphi_0]. \quad (3.13)$$

Модуляцияланған сигналдың жиіліктік спектрін білу үшін (3.13) формуласындағы жақшаны ашып, түрлендіріп жіктейміз

$$S_{BM}(t) = U_0 \cos(\omega_0 t + \varphi) + m_B U_0 \cos(\Omega t + \varphi) \cos(\omega_0 t + \varphi_0) = U_0 \cos(\omega_0 t + \varphi) + \frac{m_B U_0}{2} \cos[(\omega_0 + \Omega)t + \varphi_0 + \varphi]. \quad (3.14)$$

Бұдан көрінетіні синусоидалық сигнал мен бойлық модуляциямен модуляцияланған сигнал үш сигналдық құрамнан тұрады. Олар: амплитудасы U_0 тасушы сигналдың жиілігіндегі және жиіліктері $(\omega_0 - \Omega)$ және $(\omega_0 + \Omega)$ болатын екі жанама

сигнал. Олардың бойлық ауқымдары $\frac{m_B U_0}{2}$ болады. Олардың жиіліктік спектрлері 3.10-суретте көрсетілген.



3.10-сурет. Жиіліктік спектрлер:

- а) $S_c(\omega)$ модуляциялаушы сигналдың жиіліктік спектрі;
 б) $S_1(\omega)$ тасушы сигналдың жиіліктік спектрі;
 в) $S_{KM}(\omega)$ модуляцияланған сигналдың жиіліктік спектрі

Негізінен хабарды алып жүруші жанама сигналдардың бойлық шамаларының биіктіктері модуляциялау тереңдігіне немесе модуляциялау коэффициентіне m_B тікелей қатынасты болады. Модуляциялау коэффициенті модуляциялану тереңдігіне байланысты 0 ден 1-ге дейін, яғни $0 \leq m_k \leq 1$ болады.

Бойлық модуляция мен модуляцияланған сигналдың орташа қуаты

$$P = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^T U^2(t) dt, \quad (3.15)$$

мұнда $U(t)$ – тербелістің лездік мәні (3.15) формуласын T шексіздікке ұмтылмағанда да қолдануға болады. Ол үшін төмендегі шарт орындалуы керек

$$T \cdot \Delta f \gg 1, \quad (3.16)$$

мұнда Δf – тербелістер спектрінің кеңдігі (4.15) формуласын қолданып

$$P_{KM} = \frac{U_C^2}{2} + \left(\frac{m_K U_0}{2} \right)^2 = \frac{U_C^2}{2} \left(1 + \frac{m_K^2}{2} \right) \quad (3.17)$$

немесе

$$P_{KM} = P_0 + 2P_{Ж}, \quad (3.18)$$

мұнда P_0 – тасушының қуаты, $P_{Ж}$ – жанамааның қуаты.

Сөйтіп, тасушы сигналдың үлесіне $\frac{U_0^2}{2}$ – қатынасты қуат

келсе, жанама сигналдың әрқайсысының үлесіне $\frac{m_K^2 U_0^2}{8}$ -ге қатынасты қуат келеді. Яғни,

$$P_{Ж} = m_0^2 \frac{P}{4}, \quad (3.19)$$

$m^2 \leq 1$ болатындықтан, $P_{Ж} \leq 0,25 P_0$ болады да, ал

$$P_{БМ} \leq 1,5 P_0, \quad (3.20)$$

Сондықтан, бойлық модуляция мен модуляцияланған сигналдың қуаты бір жарым есеге дейін өседі. Ол өсім жанама сигналдардың үлесіне тиесілі. Модуляциялаушы сигнал қарапайым синусоидалы сигнал болмай, тәжірибеде кездесетін жалпы сигнал деп алсақ, онда

$$U_C(t) = \sum_{k=0}^{\infty} U_{CK} \cos(\omega_0 t + \varphi_0). \quad (3.21)$$

Бойлық модуляция мен модуляцияланған сигналдың құрамы төмендегідей болады

$$\begin{aligned} S_{БМ}(t) &= U_0 \frac{[1 + K_E U(t)]}{U_0} \cos(\omega_0 t + \varphi) = U_0 \cos(\omega_0 t + \varphi_0) = \\ &U_0 \cos(\omega_0 t + \varphi_0) + \frac{k_E}{2} \sum_{k=0}^{\infty} U_{ck} \cos[(\omega_0 + k\Omega)t + \varphi_0 + \varphi_K] + \\ &+ \frac{K_E}{2} \sum_{K=0}^{\infty} U_{ci} \cos[(\omega_0 - k\Omega)t + \varphi_0 - \varphi_K]. \end{aligned} \quad (3.22)$$

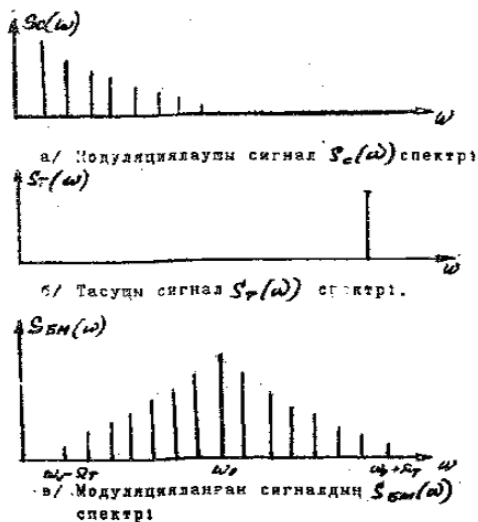
Сөйтіп, модуляцияланған сигналдың құрамына тасушы сигналдан ω_0 басқа $\omega_0 \pm \kappa\Omega$ – қосынды жиіліктерден құралған тербелістер кіреді. Олар жоғары $(\omega_0 + \kappa\Omega)$ және төменгі $(\omega_0 - \kappa\Omega)$ жанама жолақтары деп аталады. Осындай модуляцияланған сигнал спектрі 3.11-суретінде көрсетілген.

Суреттен көрінетіні жоғары және төменгі жанама жолақтарындағы сигналдың жиіліктік спектрі модуляциялаушы сигналдың тасушы сигнал жиілігіне жылжытылған және оның төменгі жағына симметриялы орналасқан сигналдар жиіліктері болады. Ешқандай бұзылу болмаса жанама жолақтардың түрі модуляциялаушы сигналдың түріндей болады.

Модуляцияланған сигналдың жиіліктік спектрінің кеңдігі модуляциялаушы сигналдың жиіліктік спектріне тікелей қатынасты болады.

$$F_{\text{КЖМ}} = 2F_c, \quad (3.23)$$

мұнда F_c – модуляцияланған тербелістердің жиіліктік спектрінің кеңдігі, F_c – модуляциялау сигналдағы ең жоғарғы жиілік.



3.11-сурет. Модуляцияланған сигнал спектрі

Модуляциялаушы сигналдың түрін модуляцияланған сигналдағы жанама жолақ айнытпай қайталайтын болғандықтан, қабылдау орнына тек қана екі жанама жолақты (тасушы ω_0 сигналсыз), тіпті екі жанама жолақтың біреуін жеткізсе де болады. Сөйтіп, хабарды алып жүрген пайдалы сигналды тек бір жанама жолақтың өзінен ала алатын болсақ, модуляцияланған сигналдың жиіліктік спектрінің кеңдігін азайтып, арнамен берілетін энергия шамасын кемітіп үнемдеуге болады.

3.5. Амплитудалық модуляциялағыштар

Амплитудалық модуляция мен модуляцияланған сигналды сипаттамасы қисық сызықты тізбектің көмегімен алады. Мұндай қисық сызықты сипаттамалы тізбектің математикалық жазылуы жалпы түрде алғанда n мүшелі полиноммен беріледі $I = a_0 + a_1 U + a_2 U^2 + a_3 U^3 + \dots + a_n U^n$.

Сигналдарды модуляциялау үшін қисық сызықты сипаттамалы тізбекте бірінші үш мүшесі болса да жеткілікті $i = a_0 + a_1 U + a_2 U^2$.

Мұндай сипаттаманы квадраттық сипаттама дейді.

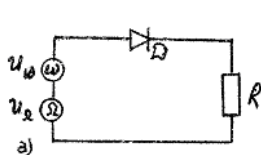
Сөйтіп, вольт-амперлі сипаттамасы n дәрежедегі полином мен анықталатын тізбекке косинусойдалы тасушы сигнал $U_m \cos \omega t$ мен косинусойдалы модуляциялаушы сигнал $U_c \cos \Omega t$ берілсе, (3.24) формуласындағы $U = U_m \cos \omega t + U_c \cos \Omega t$ кернеуді орнына қойып, одан ары түрлендірсе, ол $P\omega \pm q\Omega$ жиіліктерінің жиынтығынан тұратын күрделі сигнал болады. Мұндағы P мен $q=0,1,2,\dots$ бүтін – сандар. 3.12-суретте қисық сызық сипаттамалы тізбекке берілген косинусойдалық сигналдар мен және одан шығатын комбинациялық сигналдардың бейнесі көрсетілген.

Есептеуді жеңілдету үшін (3.23) теңдігінің алдыңғы төрт мүшесін алып, олардағы U -дың орнына $U_m \cos \omega t + U_c \cos \Omega t$ – қойып шығарсақ

$$i = a_0 + a_1 U + a_2 U^2 + a_3 U^3 = a_0 + a_1 (U_m \cos \omega t + U_c \cos \Omega t) + a_2 (U_m \cos \omega t + U_c \cos \Omega t)^2 + a_3 (U_m \cos \omega t + U_c \cos \Omega t)^3 =$$

$$a_0 + a_1 U_m \cos \omega t + a_1 U_c \cos \Omega t + a_2 U_m^2 \cos^2 \omega t + a_2 U_c^2 \cos^2 \Omega t + 2a_2 U_m U_c \cos \omega t \cos \Omega t +$$

$$a_3 U_m^3 \cos^3 \omega t + a_3 U_c^3 \cos^3 \Omega t + 3a_3 U_m^2 U_c \cos^2 \omega t \cos \Omega t + 3a_3 U_m U_c^2 \cos \omega t \cos^2 \Omega t.$$

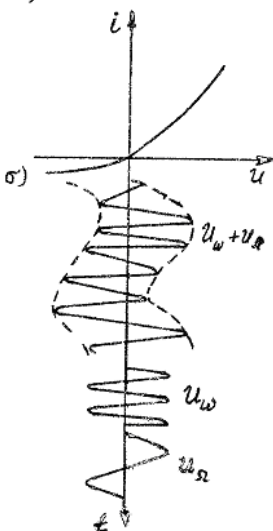


$$\cos x \cos y = \frac{1}{2} \cos(x+y) + \frac{1}{2} \cos(x-y)$$

$$\cos^2 x = \frac{1 + \cos 2x}{2}$$

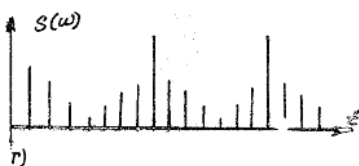
$$\cos^3 x = \frac{\cos 3x + 3 \cos x}{4}$$

а/ қысық сызық сипаттамашы схема



б/ вольт-амперлік сипаттама

в/ модуляциялаушыдан шығатын сигнал



г/ модуляциялаушыдан шығатын сигналдың жиіліктер комбинациясы.

3.12-сурет. Амплитудалық модуляциялау

Осы теңдіктегі тригонометриялық формулалардың төмендегілердей мәндерін қолдансақ:

- а) қысық сызық сипаттамалы сұлба;
- б) вольт-амперлік сипаттама;

в) модуляциялаушыдан шығатын сигнал;

г) модуляциялаушыдан шығатын сигналдың жиіліктер комбинациясы.

$$\begin{aligned}\cos^2 x \cos y &= \frac{1}{2}(1 + \cos 2x) \cos y = \frac{1}{2} \cos y + \frac{1}{2} \cos 2x \cos y = \\ &= \frac{1}{2} \cos y + \frac{1}{4} \cos(2x + y) + \frac{1}{4} \cos(2x - y).\end{aligned}$$

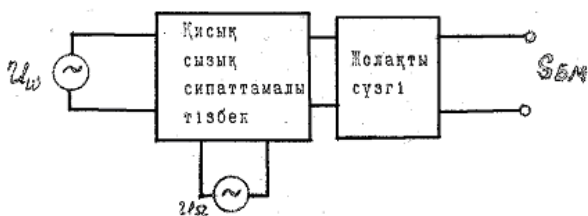
Осыларды орындарына қойғаннан кейін

$$\begin{aligned}i &= a_0 + a_1 U_C \cos \Omega t + a_1 U_m \cos \omega t + \frac{a_2 U_C^2}{2} + \frac{a_2 U_c^2}{2} \cos 2\Omega t + \\ &+ \frac{a_2 U_m^2}{2} + \frac{a_2 U_m^2}{2} \cos 2\omega t + a_2 U_m U_c \cos(\omega - \Omega)t + \\ &+ a_2 U_m U_C \cos(\omega + \Omega)t + \frac{a_3 U_C^3}{4} \cos 3\Omega t + \frac{3a_3 U_c^3}{4} \cos \Omega t + \\ &+ \frac{3a_3 U_m U_c^2}{2} \cos \omega t + \frac{3a_3 U_m^2 U_c}{4} \cos(\omega - 2\Omega)t + \\ &+ \frac{3a_3 U_m^2 U_c}{4} \cos(\omega + 2\Omega)t.\end{aligned}\quad (3.25)$$

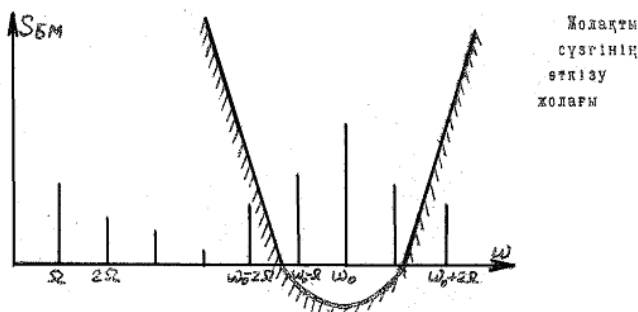
Осы теңдікті талдап қарасақ, токтың құрамы тұрақты ток, Ω және ω жиіліктеріндегі токтар, 2Ω , 2ω , 3Ω , 3ω жиіліктеріндегі токтар, $\omega \pm \Omega$, $\omega \pm 2\Omega$ жиіліктеріндегі токтардан тұрады. Олардың ішіндегі таратылатын хабарға тікелей қатысы бар пайдалысы $\omega - \Omega$ - мен 2Ω жиілігіндегі токтар. Екінші жағынан бойлық модуляциямен модуляцияланған сигнал (3.14) теңдігінде көрсетілгендей, ω , $\omega - \Omega$ және $\omega + \Omega$ жиіліктерінен тұрады. Сондықтан, қисық сызықты сипаттамалы тізбектегі пайда болатын барлық $p\omega \pm q\Omega$ жиіліктерінен тек қана $\omega - \Omega$, ω , $\omega + \Omega$ жиіліктерін сүзіп шығарса, бойлық модуляция алынады. Байланыс арнасымен таратылатын энергия қуатын шектеу мақсатымен, кейде $\omega + \Omega$ және $\omega - \Omega$ жиіліктері ғана (тасушы ω жиіліксіз) беріліп, тасушы жиілік ω қабылдау орындарында қосылады. Кейде тек қана $\omega + \Omega$ немесе $\omega - \Omega$

беріліп, қалғандары қабылдау орнында қосылады $\omega + \Omega$ және $\omega - \Omega$ жиіліктері тасушы жиіліктің ω екі жанында орналасатын болғандықтан, оларды жанама жиіліктер – $(\omega + \Omega)$ жоғарғы жанама жиілік, $\omega - \Omega$ төменгі жанама жиілік деп атайды. Ал егер модуляциялаушы сигнал тек қана бір жиілікті болмай, $\kappa\Omega$ жиіліктер жолағынан тұратын болса, онда жанама жолақтары – $(\omega \pm \kappa\Omega)$ жоғарғы жанама жиіліктер жолағы, $\omega - \kappa\Omega$ төменгі жиіліктер жолағы деп аталады.

Сонымен, амплитудалық модуляцияланған сигналды алу үшін тасушы сигнал $U_\omega = U_m \cos \omega t$ мен модуляциялаушы сигналды $U_\Omega = U_c \cos \Omega t$ (немесе $\kappa\Omega$ жиіліктер жолағынан тұратын жолақты) қисық сызықты сипаттамалы тізбекке беріп, одан әр түрлі $p\omega \pm q\Omega$ жиіліктердің қосындысынан тұратын күрделі сигнал алды. Осы күрделі сигналдың ішінде бойлық модуляциямен модуляцияланған үш жиілікті ($\omega, \omega - \Omega, \omega + \Omega$) сигнал құрамдары бар. Осы үш жиілікті құрамды жолақтық сүзгіден өткізіп, бөліп шығаруға болады. Амплитудалық модуляциялаушының құрылым сұлбасы 3.13-суретте, ал жиіліктік спектрден жолақты сүзгімен бөлініп шығарылуы 3.14-суретте көрсетілген.



3.13-сурет. Амплитудалық модуляциялаушының құрылымдық сұлбасы



3.14-сурет. Жолақты сүзгімен бөліп шығару

3.6. Фазалық модуляция

Бұдан бұрын (3.4) формуласында көрсетілгендей, фазалық модуляцияда тербеліс бойлығы өзгермей тұрақты болады да, ал оның фазасы модуляциялаушы сигналдың өзгеру заңдылығымен өзгереді.

$$\varphi(t) = \varphi_0 + \Delta\varphi x(t).$$

Фазалық модуляциямен модуляцияланған сигналды талдау, бойлық модуляциямен модуляцияланған сигналды талдаудан күрделірек.

Тасушы сигналды синусоидалы сигнал, оны модуляциялаушы сигналды да қарапайым синусоидалы сигнал деп, олардың алғашқы фазаларын нөлге тең деп алайық, сонда фазалық модуляциямен модуляцияланған сигнал

$$S_{\Phi M}(f) = U_m \cos[\omega_0 t + \beta_\phi \sin \Omega t], \quad (3.26)$$

мұндағы β_ϕ – базалық модуляцияның индексі деп аталады. Ол сигнал базасының өзгеру шеңберін көрсетеді.

(3.25) формуласындағы тригонометриялық шаманы түрлендірсек, егер $\beta_\phi \ll 1$ деп алсақ, онда

$$S_{\Phi M}(t) = U_m \cos \omega_0 t \cos(\beta_\phi \sin \Omega t) - U_m \sin \omega_0 t \sin(\beta_\phi \sin \Omega t), \quad (3.27)$$

сонда

$$S_{\phi M}(t) = U_m \cos \omega_0 t + \beta_\phi \frac{U_m}{2} \cos(\omega_0 + \Omega)t - \beta_\phi \frac{U_m}{2} \cos(\omega_0 - \Omega)t. \quad (3.28)$$

Осы формулаға қарасақ, модуляциялау коэффициентінің шамасы өте аз болғанда, фазалық модуляциямен модуляцияланған сигналдың бойлық спектрі бойлық модуляция мен модуляцияланған сигналдың спектріндей тасушы сигнал және екі жанама (төменгі және жоғарғы) сигналдан тұрады.

Егер β_ϕ -ны жалпылап алғанда (3.26) формуласындағы $\cos(\beta_\phi \sin \Omega t)$ мен $\sin(\beta_m \sin \Omega t)$ функцияларын Бессел функцияларымен анықталатын Фурье қатарымен жазу керек. Сонда

$$\cos(\beta_\phi \sin \Omega t) = J_0(\beta_\phi) + 2 \sum_{k=1}^{\infty} J_{2k}(\beta_\phi) \cos(k\Omega t), \quad (3.29)$$

$$\sin(\beta_\phi \sin \Omega t) = 2 \sum_{k=1}^{\infty} J_{2k+1}(\beta_\phi) \sin((2k+1)\Omega t),$$

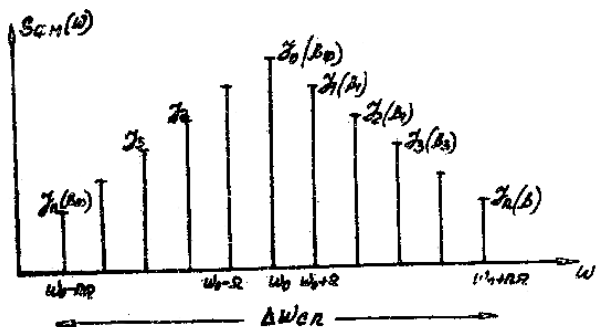
мұнда 0-ші және К-ші қатардағы Бессел функциялары. Осыларды (3.27) формуладағы орындарына қойып, оны одан әрі түрлендірсек, төмендегі формуланы аламыз

$$\begin{aligned} S_{\phi M}(t) &= U_m J_0(\beta_\phi) \cos \omega_0 t + \\ &+ U_m \sum_{k=1}^{\infty} J_k(\beta_\phi) \cos(\omega_0 + k\Omega)t + \\ &+ U_m \sum_{k=1}^{\infty} (-1)^k J_k(\beta_\phi) \cos(\omega_0 - k\Omega)t, \end{aligned} \quad (3.30)$$

(3.30) формуласынан фазалық модуляциямен модуляцияланған сигналдың спектрі модуляциялаушы сигнал тек бір синусоидалы тербелістен тұрғанның өзінде шексіз көп жоғарғы және төменгі жанама жолақ спектрлерін құрайтын жиіліктерден тұратынын көреміз. Жоғарғы және төменгі жанама жолақтарды құрайтын жиіліктер тасушы сигнал жиілігінің екі жанына бірдей (симметриялы) орналасқан. Олардың бойлары да бірдей. Жүп

құрастырушылардың фазалары бірдей, ал тактарының фазалары қарама-қарсы болады.

Фазалық модуляциямен модуляцияланған синусоидалы сигналдың спектрі 3.15-суретінде көрсетілген.



3.15-сурет. ФМ сигналының спектрі

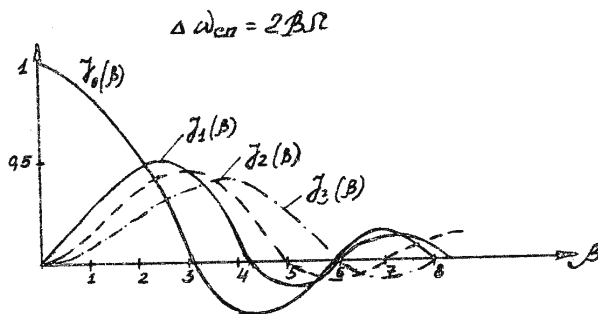
Модуляцияланған тербелістегі тасушы жиілікті құрамының бойы $J_0(\beta_{fm})$ -мен анықталып, фазалық модуляция индексіне β_{fm} байланысты болады. Жанама жолақтағы құрастырушыларының бойлары $J_k(\beta_{fm})$ -ға байланысты болып, оларда модуляция индексіне (β_{fm}) байланысты болады. Фазалық модуляциямен модуляцияланған сигналдың спектрі шексіз деп есептелінгенмен, іс жүзінде жоғарғы нөмірлі $J_k(\beta)$ Бессел функциясының коэффициенттері тез азайып, олардың шамалары бөгеуліктердің шамасымен қарайлас болатын α_{min} - нен артық болмай қалады (3.16-сурет). Әдетте, $\alpha_{min} \approx 0,01U_m$ деп алсақ, яғни, кезекті құраушы шамасы модуляцияланбаған сигналдың бойлығының 1 % -нан артық болмаса, онда

$$\Delta\omega_{cl} = 2k\Omega, \quad (3.31)$$

мұндағы k – жанама жолақтағы жиіліктер саны, ал $J_k(\beta_{fm}) \geq 0,01J_0(\phi)$ – шартынан алынады. $\beta_{fm} \gg 1$ болғанда

$k = \beta_\Phi$ деп алуға болады. Сонда модуляцияланған сигналдың спектрлік жиілігінің кеңдігі

$$\Delta \omega_{\text{сн}} = 2k\Omega. \quad (3.32)$$

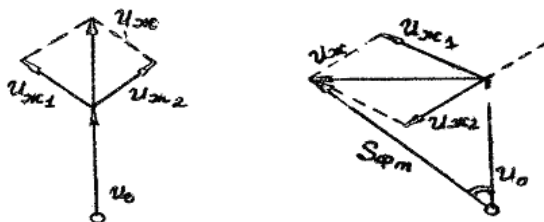


3.16-сурет. Бессель функциясының спектрі

Яғни, $\beta_\Phi \gg 1$ болғанда $\Delta F_{\text{Фм}} \approx 2\beta F_c$ болып, жиілік жолағы модуляциялаушы сигналға байланысты модуляциялау индексі β мен модуляциялаушы сигналдың жиілігіне F_c тікелей тәуелді болады.

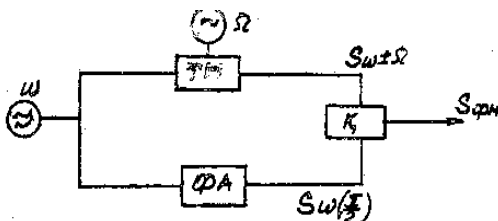
Екі векторлық диаграммалардың айырмашылығы – тек тасушы сигнал мен жанама жолақтағы сигналдың арасындағы бұрышында. Бойлық модуляциямен модуляцияланған сигналдағы тасушы сигналды 90° -қа бұрса, ол фазалық модуляцияның диаграммасын көрсетеді. Сондықтан $\beta \ll 1$ болғанда, фазалық модуляцияны бойлық модуляциядан алуға болады. Ол үшін тасушы сигналдың фазасын 90° -қа өзгерту керек.

Фазалық модуляцияның индексі $\beta \ll 1$ болғанда, оның векторлық диаграммасы бойлық модуляциямен модуляцияланған сигналдың векторлық диаграммасына ұқсас екенін 3.17-суретінен көруге болады.



3.17-сурет. Векторлық диаграмма:
а) бойлық модуляция; б) фазалық модуляция

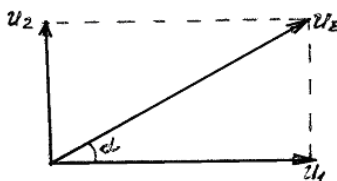
Яғни, екі тактілі немесе тепе-теңдікті схемамен модуляцияланған бойлық модуляцияға фазасы 90° -қа өзгертілген тасушы сигналды қосады. Оның схемасы 3.18-суретте көрсетілген.



3.18-сурет. Фазалық модуляциялаушы

Мұнда тепе-теңдік сұлба (ТМ) мен модуляцияланған сигнал тек екі жанама сигналдан (тасушысыз) тұрады. Оған фаза айналдырғышта (ФА) 90° -қа бұрылған тасушы сигналды қосса, фаза модуляцияланған сигнал алынады.

Фазалық модуляцияны алудың екінші жолын 3.19-суретімен түсіндіруге болады. Мұнда қосынды кернеудің фазасы мен бойлығы қатынасына байланысты болады. Осы екі кернеудің арақатынасын модуляциялаушы сигналдың өзгеру заңымен өзгертсек, сонда фаза модуляцияланған сигналды алуға болады. Осындай фаза модуляцияланған сигналды алу схемасы 3.19-суретте келтірілген.



3.19-сурет. Сигналдық фаза айырғышы

T_1 және T_2 транзисторларының базаларына бірінен бірі 90° -қа фазалары жылжытылған тасушы сигнал беріледі. Осы схемадан шығатын кернеудің фазасы U_1 мен U_2 кернеулерінің арақатынасына байланыста болады. U_1 мен U_2 кернеулерінің шамалары U_Ω кернеуінің өзгеруіне байланысты болады. Бір транзистордың коллекторындағы кернеу өссе, екінші транзистордың коллекторындағы кернеу кемиді.

Сөйтіп, егер сұлба бірдей болса, модуляцияланған сигнал фазасының өзгеруі, модуляциялаушы кернеудің шамасының өзгеруіне тікелей байланысты болады.

3.7. Жиіліктік модуляция

Жиіліктік модуляциямен модуляцияланған сигналдың тербеліс бойлығы фазалық модуляциядағыдай өзгермей тұрақты болады да, ал жиілігі модуляциялаушы сигналдың өзгеру заңдылығымен өзгереді.

$$\omega(t) = 2\pi[f_0 + \varphi_{жм} U_c(t)], \quad (3.33)$$

мұнда $\varphi_{жм}$ – жиіліктік модулятордың қасиетіне байланысты коэффициент. Ол модуляциялаушы сигнал 1Вольтқа өзгергенде, жиіліктің қандай шамаға өзгертетінін көрсетеді.

Бұдан бұрынғы белгіленген шамаларды қолдансақ

$$\omega(t) = 2\pi[f_0 + f_{жм} U_{max} x(t)], \quad (3.34)$$

мұнда $f_{жм} U_{max} = \Delta f_m$ деп белгілейміз.

Δf_m – модуляциялаудағы жиіліктің ең көп өзгерген шамасы, оны жиілік девиациясы (ауытқуы) деп атайды. Сонда

$$\omega(t) = 2\pi[f_0 + \Delta f_m U_{max}x(t)]. \quad (3.35)$$

Фаза мен жиіліктің қатынасын ескеріп

$$S_{жсм} = U_m \cos \left[\omega_0 t + \Delta \omega_m \int_0^t x(t) dt \right], \quad (3.36)$$

$$S_{жсм} = U_m \cos [\omega_0 t + \beta_{жс} \sin \Omega t],$$

мұндағы $B_{жс} = \frac{\Delta \omega}{\Omega}$ жиіліктік модуляцияның индексі.

Сонымен, жиіліктік модуляцияны талдау да фазалық модуляцияны талдау сияқты болады. Олардың айырмашылықтары – модуляциялау индексінде ғана.

3.8. Импульстік модуляция спектрі

Бұдан бұрын айтылғандай, тасушы сигнал ретінде мерзімділікпен қайталанатын импульстер тізбегін пайдаланғанда, тасушы сигналдың формуласы

$$U_n(t) = \frac{1}{2} \sum_{k=-\infty}^{\infty} A_k \ell^{ik\Omega u t} \quad (3.37)$$

немесе

$$U_n(t) = \frac{I}{2} \sum_{k=-\infty}^{\infty} A' k \ell^{ik\Omega u t} \quad (3.38)$$

Егер модуляция бойлық импульстік модуляция болса, онда амплитудасы төмендегідей заңдылықпен өзгереді

$$U(t) = U_0 + A_{\delta m} U_c(t). \quad (3.39)$$

Сонда бойлық импульстік модуляция

$$S_{\delta см} = \frac{I}{2} [U_0 + U_c(t)] \sum_{k=-\infty}^{\infty} A' k \ell^{ik\Omega u t} \quad (3.40)$$

Егер модуляциялаушы сигналды жай гармоникалық сигнал деп алсақ

$$U_c(t) = U_m \cos(\Omega_c t + \Theta) \quad (3.41)$$

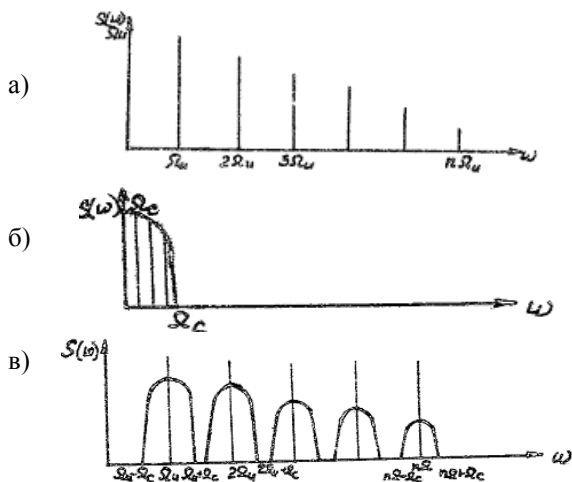
немесе Эйлер формуласын қолданып

$$U_c(t) = \frac{1}{2} U_m [\ell^{i(\Omega_c t + \Theta)} + \ell^{-i(\Omega_c t + \Theta)}]. \quad (3.42)$$

Осыны орнына қойсақ

$$S_{\text{сум}} = \frac{1}{2} U_0 \sum_{K=-\infty}^{\infty} A' k \ell^{ik \Omega_u t} + \\ + \frac{1}{4} U_m \sum_{k=-\infty}^{\infty} A' k \ell^{i(k \Omega_u + \Omega_c)t + \Theta} + \frac{1}{4} U_m \sum_{k=-\infty}^{\infty} A' k \ell^{i(k \Omega_u - \Omega_c)t - \Theta}. \quad (3.43)$$

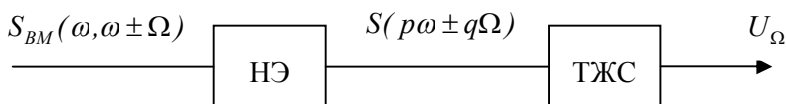
Мұндай тасушыны еселеніп келетін көп тасушының жиынтығы деп қарауға болады. Олардың әрқайсысының жоғарғы және төменгі жандарында модуляциялаушы сигналдың өзгеру заңдылығына бағынатын жанама жолақтар орналасады. Осылардың жиіліктік спектрі 3.20-суретінде көрсетіледі.



3.20-сурет. Импульстік тасымалдаушымен модуляцияланған сигнал спектрі

3.9. Модуляциядан шығару (демодуляция) туралы жалпы түсінік

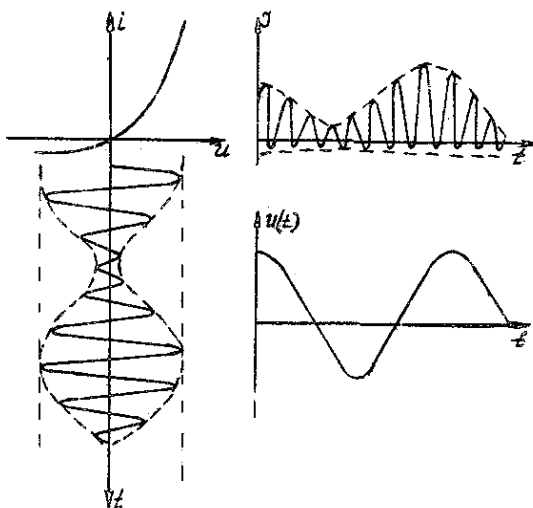
Модуляцияланған сигналдан алғашқы, яғни модуляциялаушы сигналды қайтадан қалпына келтіруді модуляциядан шығару немесе демодуляциялау дейді. Ол үшін алдымен модуляцияланған сигналды түрлендіріп, оның ішінен модуляциялаушы сигналды табады да, одан кейін электр сүзгінің көмегімен оны басқа сигналдар құрамынан бөліп шығарады. Модуляцияланған сигналды түрлендіріп, оның ішінен модуляциялаушы сигналды тану үшін оны алдымен қисық сызықты сипаттамалы құрылғыға (НЭ) беріп, одан шыққан сигналдан модуляциялаушы сигналды бөліп шығару үшін оны төменгі жиілік электр сүзгісінен өткізеді (3.21-сурет).



3.21-сурет. Демодулятор сұлбасы

3.22-суретте қисық сызықты сипаттамалы құрылғыға берілген бойлық модуляциямен модуляцияланған сигнал (а), шыққан сигнал (б) және төменгі жиілікті сүзгіден шыққан сигналдардың бейнелері көрсетілген.

Қисық сызықты сипаттамалы құрылғыдан кейінгі сигналдың ең біріншісінен ($P=0$, $q=1$) басқасының барлығының жиіліктері біріншінің жиілігінен жоғары болады. Сондықтан да бірінші сигнал төменгі жиілікті сүзгімен бөлініп шығарылады.

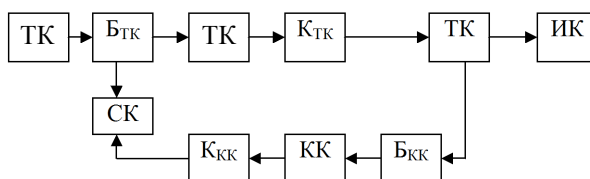


3.22-сурет. Демодуляциялаушыдағы сигналдар

4. КЕРІ БАЙЛАНЫСТЫ ХАБАР ТАРАТУ ЖҮЙЕСІ

4.1. Кері байланысты жүйе туралы жалпы түсінік

Байланыс каналымен берілетін мәліметтің дәлдігін арттыру үшін, түзетуші кодтарды қолданудан басқа мәліметтерді, кейін қарай беруге арналған қосымша канал қолданылуы мүмкін. Яғни, берілген мәліметтің дұрыстығын тексеру үшін қосымша канал пайдаланылады. Оны пайдалану принципі 4.1-суретте көрсетілген.

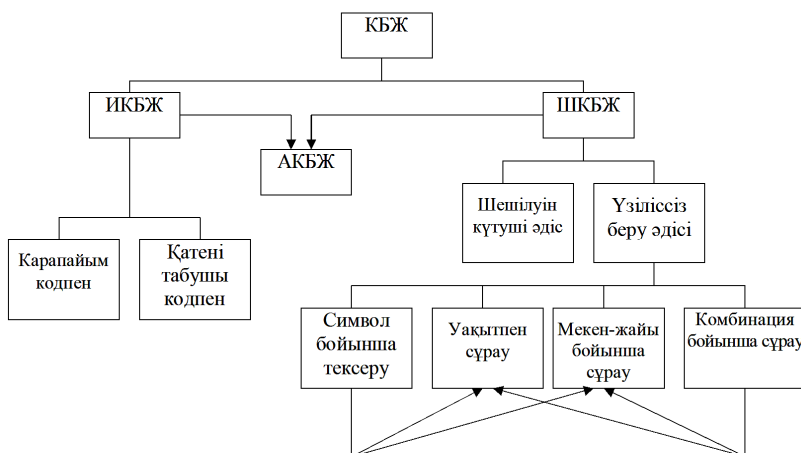


4.1-сурет. Кері байланыс принципі

Ақпарат көзінен АҚ мәлімет тіке каналмен ТК хабар беруші Б_{ТК} құрылғыдан қабылдау орнына, тіке каналдағы қабылдаушыға жетеді. Қабылдау орнында алынған мәліметті кері каналға КК беруші Б_{КК} жөнелтіп, одан мәлімет кері каналға қабылдаушы К_{КК} арқылы салыстырушы құрылғыда СК берілген мәліметпен салыстырылып, егер оның дұрыстығы анықталса, онда келесі хабар беріледі де, ал егер дұрыс болмаса, онда алдыңғы берген хабар қайтадан беріледі. Қабылдау орны қабылданған мәліметтің дұрыстығын тексеруші құрылғыда ТҚ тексеріп, оның дұрыстығы анықталмағанда ғана кері каналды пайдалануы мүмкін.

Кері байланысты пайдалану арқылы каналдардың сипаттамалары талданып, қай каналдың қандай байланысқа пайдалылығы бағаланып, бөгеуліктердің сипаттамаларына байланысты берілетін артық мәліметтер мөлшері реттеледі.

Берілген мәліметтердің дұрыстығын қай жерде тексеретіндігіне байланысты және тексерудің әр түрлі әдістерін қолдануға байланысты кері байланысты жүйе бірнеше түрге бөлінеді (4.2-сурет). Ақпараттық кері байланыс жүйесінде АҚБЖ берілген мәліметтер дұрыстығы хабарды беруші орнында текеріледі. Тіке және кері каналдардың пайдалануының тиімділігіне байланысты қарапайым код немесе қателік түзетуші берілуі мүмкін.



4.2-сурет. Кері байланыс жүйе түрлері

Шешуші кері байланысты жүйеде ШКБЖ берілген мәліметтер дұрыстығы қабылдау орнында тексеріліп, егер дұрыс шешілсе, келесі хабарды қабылдап, ал егер дұрыс емес деп шешілсе, онда хабар беруші орнынан қайталауды талап етеді. Мұнда берілген мәліметтердің дұрыстығын тексеріп шешкенше күте тұрып, немесе үзіліссіз бере беруі мүмкін. Тексеру әдістері әрбір символ бойынша немесе комбинация бойынша болуы мүмкін. Қате берілген мәліметтерді қайталауды немесе белгілі кезектегі мәліметтердің мекен-жайын көрсетіп сұрауы мүмкін.

Аралас кері байланысты жүйе АҚБЖ ақпараттық және шешуші кері байланысты жүйелердің ең қолайлы деген әдістерін аралас пайдаланады.

Кері байланысты жүйенің қателікті түзетуші кодтан артықшылығы – кодтық комбинациядағы қателіктің саны өскен сайын қателікті түзетуші құрылғының өте күрделіленіп кетуінде.

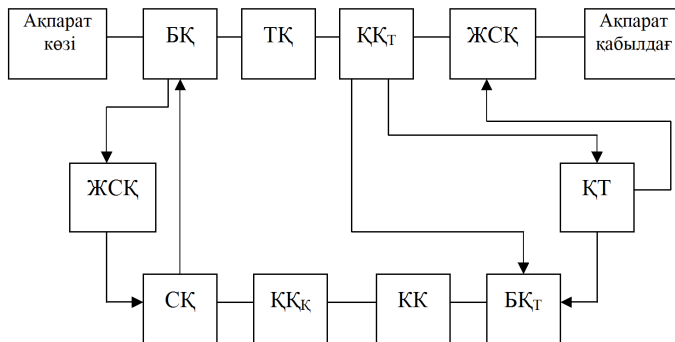
4.2. Ақпараттық кері байланыс жүйесі

Бұрын айтылғандай ақпараттық кері байланыс жүйесінде тіке каналмен ақпараттық кодтық комбинация беріліп, оның көшірмесі беруші құрылғының жанында сақталады. Қабылдау орнында қабылданған ақпараттық комбинация түгелдей немесе белгілі бір заңдылықпен оның қысқартып алынған түрі кері каналмен қайта беріледі. Беруші орнында берілген ақпараттық комбинация және кері каналмен қайтарылған ақпараттық комбинация салыстырылып, дұрыстығы тексеріледі. Егер кері каналмен қабылданған ақпараттық комбинация берілгенімен бірдей болса, онда тіке каналмен келесі ақпараттық комбинация беріліп, ал егер бірдей болмаса, онда алдыңғы берілген кодтық комбинация қайта беріледі.

Егер кері каналдағы бөгеуліктің деңгейі төмен болып, кері каналды қолданатын басқа жүйелерге қарағанда қарапайым болса, онда ақпараттық кері байланыс жүйесі берілетін мәлімет дәлдігін жоғары көтеруге тиімді жүйе болып есептеледі.

Ақпараттық кері байланыс жүйесінің жұмысын 4.3-суретте көрсетілген схемамен түсіндіруге болады. Ақпарат көзінен берілетін ақпарат беру құрылғысында БҚ түрлендіріліп, кодтанып, күшейтіліп, каналмен ТК беріледі.

Тіке каналмен берілген кодтық комбинация жадыда сақтау құрылғысында ЖСҚ жазылып сақталады. Тіке каналдағы қабылдау құрылғысы берілген ақпараттық комбинацияны қабылдап, оны жадыда сақтау құрылғысына ЖСҚ жазып және қателік табу ҚТ құрылғысына немесе тікелей кері каналға беру құрылғысына БҚ_к береді.



4.3-сурет. Ақпараттық кері байланыс

Кері канал КК мен келген сигналды кері каналдағы қабылдау құрылғысы ҚҚ_к қабылдап, одан салыстыру құрылғысына СК беріледі. Салыстыру құрылғысында қабылданған кодтық комбинациямен жадыда сақтау құрылғысында сақталған кодтық комбинация салыстырылады. Егер екеуі бірдей болса, онда "дұрыс"-деген команда, ал бірдей болмаса "қате" деген команда сигналы жасалады. "Дұрыс" командасы болса, беру құрылғысынан келесі кодтық комбинация беріледі. "Қате" командасына сәйкес сигнал болса, онда ақпарат көзінен келетін кодтық комбинация тоқтатылып, тіке каналмен "Өшіру" командасына сәйкес сигнал беріледі. Қабылдау орындары жадыда сақтау құрылғысында жазылған кодтық комбинация өшіріліп, қате деп танылған кодтық комбинацияның қайта берілуін күтеді.

Ақпарат кері байланыс жүйесіндегі түзетілмейтін қателік берілетін кодтық комбинациялардың өзара бірдей жағдайда ауысып кетуінен және кодтық комбинацияның өшіру комбинациясына немесе керісінше ауысуынан болады. Ол қателікті азайту үшін қабылдау орнында қателікті табу құрылғысы қолданылады. Бірақ онда жадыда сақтау құрылғысының сақтау келемі өседі және ақпарат беру жылдамдығы төмендейді.

4.3. Шешуші кері байланыс жүйесі

Шешуші кері байланыс жүйесінде берілген хабардың дұрыстығы қабылдау орнында белгілі бір қабылданған ережемен тексеріліп, соның нәтижесінде дұрыс немесе қате деген шешім шығарылады. Дұрыс болса, кері каналмен растаушы, ал қате болса, қайта сұраушы команда жіберіледі.

Қабылдау орнындағы тексеру әдісіне байланысты шешуі кері байланыс жүйесі әр символды жеке тексеретін немесе комбинацияны түгелдей тексеретін болып бөлінеді.

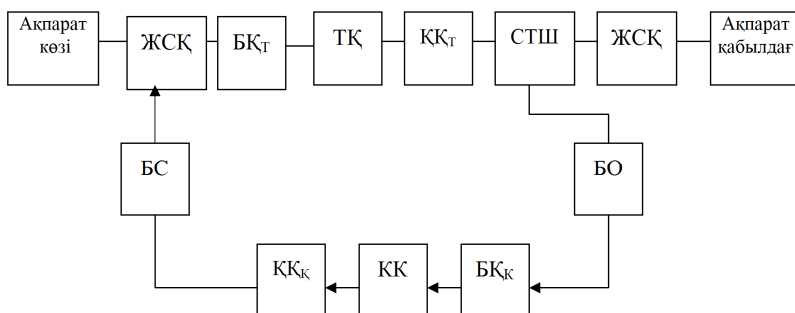
Символ бойынша тексеретін әдісте әр символдың шекті мәндеріне сәйкес келмегендері өшіріліп, беруші орынға өшірілген жоқ деген команда беріледі. Мысалы, қабылданған символдың мәні жоғарғы болса “1” деп алынып, ал төменгі шектен төмен болса “0” деп, егер екі ортасында болса, онда өшіріледі.

Осы әдіспен істейтін жүйенің жұмысын 4.4-суретіндегі сұлбасымен түсіндіруге болады.

Ақпарат көзінен екілік символмен берілген ақпарат жадыда сақтау құрылғысында ЖСҚ жазылып, одан беруші құрылғыда БҚ түрлендіріліп тіке каналға беріледі. Қабылдау орнында қабылдаушы құрылғыда ҚҚ_т қабылданған сигнал символ бойынша тексеріп шешуші құрылғыға СТШ беріледі. Одан шыққан символ өшірілмейтін болса, жадыда сақтау құрылғысына жазылып, егер өшірілетін болса, басқару сигналын шығаратын құрылғы БС кері каналдағы беруші құрылғы БҚ_к арқылы өшірілген символды қайталап беруін сұрайды.

Беруші орнындағы кері каналдың қабылдау құрылғысы ҚҚ_к сигналды қабылдап, одан осы жердегі басқару сигналы БС құрылғысы арқылы өшірілген символ қайтадан беріледі.

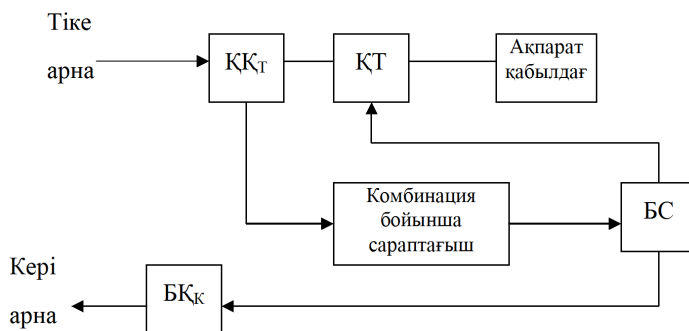
Бұл әдіс кері арна ақаусыз немесе жақсы болған жағдайда қолданылады.



4.4-сурет. Шешуші кері байланыс

4.4. Комбинация бойынша тексеру жүйесі

Комбинация бойынша тексеру жүйесінің жұмысын 4.5-суреттегі сұлбамен түсіндіруге болады.



4.5-сурет. Комбинация бойынша тексеру

Беру тоқталып, қате табылған мәліметтерден бастап осы уақытқа дейін берілген мәліметтер өшіріледі. Берілу орнында сол қате табылған мәліметтен бастап, барлық мәліметтер

қайтадан беріледі. Уақыт бойынша қайталанатын жүйенің жұмысын 4.6-суретте көрсетілген сұлбамен түсіндіруге болады.

Кері каналмен келген сигнал, беріліп жатқан сигнал тізбегінің қай жерінен бастап қате кеткенін көрсетеді. Осындай сигнал кері каналдағы қабылдау құрылғысында $ҚҚ_k$ қабылданып, одан қайталану сигналы сараптағышқа ҚС беріліп, ол басқару сигналын БС шығаратын құрылғыдан тіке каналдағы беру құрылғысымен БҚ_т беріліп жатқан мәліметтерді тоқтатып, жадыда сақтау құрылғысына ЖСҚ жазылған мәліметтерді сол қате табылған жерінен бастап қайта беру туралы сигнал береді.

Бұл жүйедегі мәліметтер беру жылдамдығы, негізінен қателіктің табылу ықтималдығы $P_{кт}$ мен бұрынғы берілген мәліметтерді қайталау үшін каналдың тоқтатылатын уақытына байланысты болады. Қателік табылу ықтималдығы каналдың сапасына байланысты болады.

Ақпараттық кері байланысты жүйеден айырмашылығы, бұл жүйеде пайдалы мәліметтерді тарату үшін тіке каналмен қатар кері канал пайдаланылады.

Кейде уақыт бойынша қайталанылатын шешуші кері байланысты жүйеде түзетуші кодты тек қана қателікті табу ғана емес, оны түзету үшін де пайдаланады. Мұндай уақытта қайталауды сұрайтын сигнал тек қана түзелмейтін қателік кездескенде ғана беріледі. Сонда мәліметтер тарату жылдамдығы біраз өседі, бірақ шешуші аппарат құрылысы күрделірек болады. Уақыт бойынша қайталанатын жүйенің кемшілігі – қайталанып, берілетін ақпараттың көлемінің үлкендігінде. Оның көлемі мәліметтер тарату жылдамдығы өскен сайын өсе түседі.

Мекенжайы бойынша қайталанатын жүйеде берілетін хабардың едәуір бөлігі бірден беріледі. Қабылдау орнында жадыда сақтайтын құрылғы солардың барлығын, әрбір кодтық комбинацияларды дербес тіркегішке жазып алады. Содан кейін барлық кодтық комбинациялар тексеріліп, қатесіз қабылданған кодтық комбинациялар өздеріне белгіленген тіркегіштерді толтырып, ал қате қабылданған кодтық комбинациялар өшіріліп, оларға тиіс тіркегіштер толтырылмай қалады. Содан кейін кері каналмен қате қабылданған кодтық комбинациялардың

мекенжайлары беріледі. Беруші станциядан кодтық комбинацияның мекенжайымен жадыда сақтау құрылғысынан қате қабылданған кодтық комбинация қайталанып беріледі. Сөйтіп, барлық кодтық комбинациялардың барлығы да қатесіз қабылданып болғаннан кейін тіркегіштердің барлығы да толтырылып, содан кейін түгелдей қабылданған хабардың бөлігі ақпарат қабылдаушыға беріледі.

Берілетін хабардағы ақпараттық кодтық комбинациялар жадыда сақтау құрылғысында ЖСҚ жазылып, одан түзетуші кодтық құрылғыда бөгеулікке қарсы қолданылып, берілу құрылғысы БҚ_т арқылы тіке каналмен қабылдау орнындағы құрылғыда ҚҚ_т қабылданып, одан кодтан шығарушы құрылғыда КШҚ дұрыстығы тексеріліп, кодтан шығарылып, жадыда сақтау құрылғысында ЖСҚ қатесіз қабылданған кодтық комбинациялар жазылады, ал қате қабылданған кодтық комбинациялардың мекенжайлары мекенжай шешу құрылғысы АШ_к арқылы анықталып, одан кодтық құрылғыда КҚ кодтанып, кері каналдың беру құрылғысы БҚ_к қабылданған сигнал кодтан шығарғыш құрылғыдан өтіп, қате қабылданған комбинация мекенжайы жадыда сақтау құрылғысына және басқару сигналын шығарушыға беріледі. Содан кейін қате қабылданған комбинациялар қайтадан беріледі. Қабылдау орнында барлық комбинациялар қателіксіз қабылданып, жадыда сақтау құрылғысының барлық тіркегіштері толтырылып болғасын, басқарушы сигнал қабылданған кодтық комбинацияны ақпарат қабылдаушыға беруге команда береді.

Мекенжайы бойынша қайталау жүйесінің жетістігі – қайталауға кететін уақыттың аздығы және ол уақыттың байланыс жолының ұзындығына байланысты еместігінде. Байланыс жолындағы ақпараттың жүріп өту уақыты көбейген сайын, жүйенің жетістігі айқындала түседі.

Мекенжайы бойынша қайталау жүйесінің кемістігі – құрылғы көлемінің өсуінде нақтылы уақыт бойынша жұмыс істемейтінінде және кодтық комбинация мекенжайы дұрыс қабылданған жағдайдағы қателіктің ерекшелігінде.

Мекенжайы бойынша қайталанатын жүйе өте ұзын байланыс жолдарында және ақпаратты қабылдау ықтималдығы төмен болған жағдайда қолданылады.

Аралас кері байланысты жүйе.

Аралас кері байланыс жүйесі – ақпараттық кері байланыс жүйесі мен шешуші кері байланыс жүйесінің жетістіктері толық пайдалануға бағытталған жүйе. Мысалы, аралас кері байланыс жүйесін қолданғанда ақпараттық кері байланыс жүйесіндегідей кері байланыс каналында кодтық комбинацияның бұзылу себебіне байланысты ақпаратты қайталап беруге болмайды. Аралас кері байланыс жүйесін пайдаланудың аркасында, шешуші кері байланыс жүйесіндегі кері байланыс жолымен берілетін қайталауды сұрайтын сигналдың бұзылуынан кететін қателіктен құрылады. Кері каналдағы кодтық комбинацияның және қайталауды сұрайтын сигналдың бұзылу ықтималдығы өте аз болады.

Аралас кері байланыс жүйесінде шешім қабылдау процедурасын (сәмбесін) тиімді түрде өзгертіп отырудың ақпарат беру жағдайының өзгеруіне байланысты каналдағы барлық мәліметтерді пайдаланады. Осы жүйеде кодтан шығарудың ықтималдық әдісі өте кең қолданылады.

Кодтан шығарудағы ықтималдылық әдістің әр түрлі дәрежедегі күрделілігін пайдаланылатын каналдың сапалылығына және берілетін ақпараттың дәлдігіне қойылатын талаптарға байланысты болады. Егер қабылдау орнында символдардың ықтималдылық сипатын анықтауға арналған жадыда сақтаушы құрылғы болса, онда әрбір кодтық комбинацияны кодтан шығару сәмбесін ұтымды түрде өзгертіп тұруға болады. Мұндай жағдайда кері байланыс каналын кодтау сәмбесін белгілі мақсатпен өзгертіп отыруға, сөйтіп кодтаудың икемділігін арттырып, басы артық ақпаратты реттеп, ақпарат тарату жылдамдығын арттыруға болады.

4.5. Ақпарат дәлдігін жоғарылату әдістерін таңдау реттері

Кері байланысты жүйелерде бір (тіке) каналдың бөгеулікке қарсылығы және ақпарат өткізу қабілеті, екінші (кері) каналдың жағдайына байланысты болады. Кейде кері каналды пайдаланғанда тіке каналдың сипаттамасы жақсармай қайта төмендеп кетуі де мүмкін. Кері каналды пайдаланғанда, бір жағынан тіке каналмен берілетін ақпараттың дәлдігі жоғарыласа, екінші жағынан кері каналмен берілетін сигналдың дұрыс құрылмауынан және кері каналдағы сигналдың бұзылмауынан болатын қателіктер ақпарат дәлдігін төмендетеді. Сондықтан, тіке каналмен кері каналдың жұмыс істеу жағдайлары мен сипаттамалары әр түрлі болса, олардың бірінің екіншісіне тигізетін әсерін азайту үшін жүйенің атқару тәртібін күрделендіреді. Сол себепті, мәлімет тарату аппаратының қайталауды сұрайтын сигналдың қателікті табу ісіне әсері әр түрлі болады.

Мәлімет тарату жүйесін таңдап жобалағанда қай әдісті қалау керек екендігі төмендегі жағдайлармен анықталады:

- а) Қолда бар байланыс каналы және оның сипаттамасы;
- б) Ақпарат таратып берудегі керекті дәлдік;
- в) Экономикалық мүмкіндік.

Егер кері канал болмаған жағдайда, онда қателікті түзетуші кодты қолданып немесе бірнеше рет қайталап беру әдісін қолданады.

Мысалы, каналдағы қателіктер біріне-бірі байланысты болмаса, онда көп қателікті кодтар ықтималдығы аз қателіктілердікінен анағұрлым аз болады. Мұндай жағдайларда қателікті түзетуші кодтарды қолдану ыңғайлы болады.

Егер де каналдағы қателіктер біріне-бірі байланысты болып топталып кездесетін болса, онда ақпаратты бірнеше рет қайталап беру әдісін қолдану ыңғайлы болады.

Екі канал да (тура және кері) бірдей болса, онда шешуші кері байланысты және ақпараттық кері байланысты жүйелердің берілетін нәтижелері қарайлас болады. Ақпараттық кері

байланысты жүйеде кері каналдың жұмысы көп, ал шешуші кері байланысты жүйеде тіке каналдың жұмысы көп болады. Екі каналдың да жұмыс істеу жағдайы қанағаттанарлық болса, кері байланысты жүйені қолдану тиімді болады. Бірақ сигнал мен бөгеуліктің қатынасы төмендеп кеткен жағдайда, кері байланысты жүйенің тиімділігі кері байланыссыз жүйеден төмен болады.

Екі каналдың да жұмыс істеу жағдайы жақсы болса, онда шешуші кері байланысты жүйені, ал егер екі каналдың біреуі нашар болса, онда кері байланыссыз жүйені қолданған жөн.

Егер де хабар тарату жүйесі бірнеше буыннан тұрса, онда олардың кейбір буындары кері байланысты, ал енді біреулері кері байланыссыз болулары мүмкін.

Бақылау сұрақтары:

1. Кері байланыс дегеніміз не, оның қандай түрлері болады?
2. Кері байланысты пайдалану принципі қандай?
3. Кері байланысты жүйелердің сипаттамалары қандай?
4. Ақпараттық кері байланыс жүйесі деп қандай жүйені айтады? Оның негізгі құрылу принципі қандай?
5. Ақпараттық кері байланысты жүйенің жұмыс істеу принципі.
6. Ақпараттық кері байланысты жүйедегі ақпарат тарату жылдамдығы неге байланысты?
7. Шешуші кері байланысты жүйе дегеніміз не?
8. Шешуші кері байланысты жүйенің қандай түрлері болады?
9. Символ бойынша тексеретін шешуші кері байланысты жүйенің жұмыс істеу сұлбасы.
10. Комбинация бойынша тексеретін кері байланысты жүйенің жұмыс істеу сұлбасы.
11. Комбинация бойынша тексеретін әдіспен символ бойынша тексеретін әдістердің салыстырмалы сипаттамалары, олардың жетістіктері мен кемшіліктері.

12. Шешуші сигналды күтетін шешуші кері байланысты жүйенің жұмыс істеу принципі, оның күту уақыты.
13. Уақыт бойынша қайталанылатын шешуші кері байланысты жүйенің жұмыс істеу принципі қандай?
14. Уақыт бойынша қайталанылатын жүйедегі ақпарат тарату жиілігі неге байланысты?
15. Мекенжайы бойынша қайталанылатын шешуші кері байланысты жүйенің жұмыс істеу принципі қандай?
16. Уақыт бойынша қайталанылатын және мекенжайы бойынша қайталанылатын әдістердің салыстырмалы сипаттамалары, олардың жетістіктері және кемшіліктері.
17. Аралас кері байланысты жүйе дегеніміз не?
18. Аралас кері байланысты жүйені басқалармен салыстырғандағы жетістігі мен кемшілігі.
19. Ақпарат дәлдігін жоғарылату әдісін таңдап жобалау принципі.
20. Екі каналдың жағдайы бірдей болғанда немесе екеуі екі түрлі болғанда қандай әдістерді қолдану тиімді болады?

5. ҮЗІЛІСТІ СИГНАЛДАРДЫ ДИСКРЕТТЕУ. В.А. КОТЕЛЬНИКОВ ТЕОРЕМАСЫ.

5.1. Негізгі мәліметтер

Үзіліссіз сигналды үзілісті сигналға айналдыру әдісі және қайта қалпына келтіруде кездесетін қиындықтар мен қателіктерді сараптап талдау қарастырылады. Есептеуді дұрыс жасау үшін алдымен көрсетілген әдебиеттердегі тарауларды оқып, тапсырманы алу керек. Содан кейін, тапсырмада берілген сигнал түрлері мен оның параметрлеріне сәйкес шешімдерін есептеп, есептеулерді кестеге түсіріп, сигналдың графиктерін тұрғызу қажет. Ең аз болғанда бір нүктедегі шаманы есептеу толық көрсетілуі керек. Зерттеуге үзіліссіз гармоникалық сигнал берілген, осы сигнал параметрлері 5.1-кестеде көрсетіледі.

$$S(t) = (q \cdot \sin \omega t) e^{-at}, \quad (5.1)$$

мұнда q – коэффициент (нақтылы сан); ω – ағымдағы сигналдың айналма жиілігі ($\omega = 2\pi f_m$); T – сигнал ұзақтылығы; $f_m - f_{ac}$ – сигнал берілетін ең төменгі және ең жоғарғы жиіліктер; a – берілетін өшулік коэффициенті; t_x – қателік есептелетін нүкте; N – есептеу нүктелерінің саны (дискреттеу нүктелерінің санына сәйкес); Δt – үзілістеу (дискреттеу) қадамы.

5.2. Жалпы нұсқалары

Зерттеуге берілген сигнал 5.1-кестеде берілген параметрлермен сипатталады. Студенттер нұсқаларды өздерінің сынақ кітапшасындағы шифрдың соңғы екі нөміріне сәйкес алады немесе нұсқа оқытушының тапсырмасына сәйкес келісіп белгіленеді. Қателік есептелінетін t_x нүктесін оқытушы тұрғызылған график бойынша белгілейді.

5.3. Есептеулер өткізу тәртібі

Котельников теоремасы бойынша есептеу қадамын анықтау.

Берілген (5.1) формуласымен анықталатын үзіліссіз сигналдың үзілістеу (дискреттеу) қадамын анықтаймыз, мұндағы ең жоғарғы жиілік $f_{жс}$ мәнін 5.1-кестеден табамыз

$$\Delta t = \frac{1}{2f_{жс}}, [c], \quad (5.2)$$

мұнда $2f_{жс}$ – Котельников (Найквист) жиілігі $[Гц]$.

Есептеу нүктелерінің жалпы санын (дискреттеу нүктелеріне сәйкес) сигналдың T -ұзақтылығына тәуелді табады (5.1-кестеде)

$$N = \frac{T}{\Delta t}. \quad (5.3)$$

5.1-кесте

Нұсқа	q	a	$f_m(Гц)$	$f_{жс}(Гц)$	$T(c)$	$t_x(c)$
1	2	4	3	5	6	7
01(31)	1	2	3	16	0.8	
02(32)	2	5	6	17	0.7	
03(33)	1	6	7	18	0.7	
04(34)	1	4	9	20	0.6	
05(35)	2	3	10	20	0.6	
06(36)	1	2	11	22	0.6	
07(37)	1	4	13	25	0.5	
08(38)	1	6	15	30	0.4	
09(39)	1	4	17	35	0.3	
10(40)	1	2	19	40	0.2	
11(41)	1	4	21	45	0.2	
12(42)	1	6	23	50	0.18	
13(43)	1	4	25	55	0.16	
14(44)	1	2	27	60	0.15	
15(45)	1	4	29	65	0.14	
16(46)	2	3	26	55	0.15	
17(47)	1	2	25	55	0.15	
18(48)	2	3	24	50	0.16	

5.1-кестенің жалғасы

Нұсқа	q	a	f _т (Гц)	f _ж (Гц)	T(с)	tx(с)
1	2	4	3	5	6	7
19(49)	1	2	21	40	0.18	
20(50)	2	3	20	35	0.18	
21(51)	1	4	19	35	0.2	
22(52)	2	5	18	30	0.2	
23(53)	1	6	17	30	0.25	
24(54)	2	5	16	28	0.25	
25(55)	1	4	15	28	0.3	
26(56)	2	3	14	26	0.3	
27(57)	1	2	13	26	0.4	
28(58)	2	3	12	25	0.4	
29(59)	1	4	11	25	0.5	
30(60)	2	5	10	22	0.5	

Сигнал шамаларын есептеу, график тұрғызу.

Үзілістеу (Δt) қадамдастығы мен сигналдың берілген уақыт ұзақтылығындағы (T) есептеу нүктелерін белгілейтін уақыт-тарды $t_i = k\Delta t$ анықтап, осы нүктелердегі $S(t)$ шама есептеулерін 5.2-кестеге түсіреді, мұнда k – есептеу реті.

Бір-екі нүктедегі есеп жүрісін толық көрсетіп, қалған нүктелердің кестелік мәні беріледі. Есептелінген $S(t)$ сигнал шамалары мен T уақытына график тұрғызылады.

5.2-кесте

k	$t_i = k\Delta t$	$\sin\omega t_i$	$q \cdot \sin\omega t_i$	$\exp(-at_i)$	$S(t) = (q \cdot \sin\omega t_i) e^{-at_i}$
1	2	3	4	5	6
1					
...					
N					

Қателікті есептеу тәртібі.

Қателік шамасы оның есептелетін нүктесіне тәуелді болатындықтан, қателік есептелінетін t_x нүктесін тұрғызылған

график бойынша белгілейді. Одан кейін (5.1) формуласымен t_x нүктесіндегі сигнал шамасы есептелінеді: мұндағы $S(t_x)$ t_x – нүктесіндегі үзіліссіз сигналдың нақтылы мәні. Қателікті табу үшін $S_y(t_x)$ – сигналдың t_x нүктесіндегі Котельников теоремасы бойынша анықталатын жуықтама мәнін 5.3-кесте нәтижелерінен аламыз. Бір-екі нүктеде есеп жүргізу тәртібі толық көрсетіліп, 5.3-кестедегі соңғы бағаналықтағы жалпы мәндердің алгебралық қосындысын $S_y(t_x)$ шамасы ретінде қабылдаймыз. Уақыт бойынша Котельников теоремасы арқылы үзілістеу қателігі (5.27) формуласымен анықталады.

5.3-кесте

N	$t_l = k\Delta t$	$S(t_l)$	t_x	$\omega_{\text{жс}}(t_x - k\Delta t)$	$\sin \omega_{\text{жс}}(t_x - k\Delta t)$	$\frac{\sin \omega_{\text{жс}}(t_x - k\Delta t)}{\omega_{\text{жс}}(t_x - k\Delta t)}$	$S(t_l) * \frac{\sin \omega_{\text{жс}}(t_x - k\Delta t)}{\omega_{\text{жс}}(t_x - k\Delta t)}$
1	2	3	4	5	6	7	8

Қателіктің пайда болу себебін түсіндіру.

Осы оқулық нұсқауында берілген үзілістеу теориясын және көрсетілген әдебиеттерді оқып, қателік пайда болу себебін түсіндіру керек.

5.4. Сигналдарды дискреттеу теориясы

5.4.1. Үзіліссіз сигналдарды үзілісті сигналдарға айналдыру түрлері

Көбінесе сигнал үзіліссіз өзгеріп тұратын ток немесе кернеу күйінде кездеседі, кейде сигнал импульс түрінде де болуы мүмкін. Аппараттық жүйелердің қазіргі даму кезеңіне

қарай, көбінесе импульс түрінде қолданылуы қолайлырақ болғандықтан, үзіліссіз сигналдарды үзік (дискретті) сигналдарға ауыстырады. Яғни, үзіліссіз сигналдың орнына оның бөлек-бөлек уақыттағы немесе сигнал деңгейінің әрбір деңгейлік дәрежедегі мәндерін алады. Соған орай сигналды *уақыт бойынша үзілістеу* (дискреттеу) немесе *деңгейлік дәрежесіне қарай үзілістеу* дейді. Сигналдардың үзілістеуі бірқалыпты өзгеруіне орай оны *кванттау* деп те атайды. Сөйтіп, үзіліссіз сигналды үзілісті сигналдарға айналдырғанда, олар уақыт бойынша, үзілістеу (кванттау) деңгейіне қарай үзілістеу және әрі уақыт бойынша әрі деңгейіне қарай үзілістеу болып бөлінеді.

5.4.2. Сигналдарды уақыт бойынша үзілістеу. Котельников теоремасы

Үзіліссіз сигналды үзілісті сигналға айналдырғанда үзіліссіз сигналдың мәнін тек берілген бөлек-бөлек уақыттарда ғана есептейді. Соның нәтижесінде t аргумент бойынша үздіксіз функцияны $S(t)$ өзінің алғашқы үзіліссіз мәніне берілген дәлдікпен қайтадан қалпына келтіруге болады. Қайтадан қалпына келтіруші функцияны $Y(t)$ деп белгілеп, оны кейбір функциялар $f(t-t_k)$ қатарының қосындысы деп қарауға болады:

$$Y(t) = \sum_{l=0}^{\infty} a_l [S(tk) \dots S(tk-l)] f(t-tk), \quad (5.5)$$

мұнда a_l – коэффициенттері есептеу мүшелеріне $S(t_k)$, $S(t_k-l)$ тәуелді болады.

Сигналды үзілістегенде үзілістеу жиілігін анықтаудың, яғни үзілістеу қадамының ұзындығын белгілеудің мәні зор. Егер үзіліссіз сигналдың мәнін k және $k-l$ уақыттарында жинаса үзілістеу қадамы:

$$\Delta t = t_k - t_{k-l}. \quad (5.6)$$

Егер Δt үзілістеу қадамын өте қысқа қылып алса, онда есептелінетін сан жинағы көп болып, оны қайта қалпына келтіру дәлдігі жоғары болады. Егерде Δt ұзақ болса, онда есептелетін сан жинақтары аз болып, оны қайта қалпына келтіру дәлдігі

төмендейді. Әдетте, алдымен рұқсат етілетін қателік беріліп, соған орай басқа амалдар анықталады. Мұндағы мақсат – ең тиімді рұқсат етілген қателіктен аспай есептелетін сан жинақтарын мейлінше азайту. Осылай болғанда барлық есепке алынатын мәндер, сигналды қайта қалпына келтіруде белгілі үлес қосады. Ал, егер үзілістеудің тиімді түрін алмаса, онда маңызды мәндерден басқа басы артық мәндер де болады. Басы артық мәндерді беру үшін арналарға қосымша уақыт немесе қосымша жылдамдық керек болады.

Әрине, жай тұрғыдан қарағанда $\Delta t \rightarrow 0$ болған сайын үзіліссіз функцияны қайта қалпына келтіру дәлдігі арта түседі. Бірақ та, жеткілікті дәлдікті кванттау қадамы нөлге тең болмай-ақ алуға болады. Мұндай жағдай жиілік спектрі шектелген сигналдарда болады. Сигналдар әр кезде уақыт бойынша шектеледі. Өйткені, сигнал шексіз уақытта мәнгі болуы мүмкін емес: оның басталатын және аяқталатын уақыты болады. Ал уақыт бойынша шектелген сигнал жиілік бойынша шектелмейді. Егер сигнал белгілі уақытта басталып, белгілі уақытта бітсе, оның жиілік спектрі шексіз болады. Бірақ та, барлық тәжірибеде кездесетін үзіліссіз сигналдар қуатының негізгі бөлігі (мысалы, 99 %) орналасқан жиілік спектрімен шектеледі. Жиілік спектрінің осындай бөлігінде сигналға айналдырылған хабар туралы мәліметтердің негізгі ақпараты болады деп есептейді. Егер сигналдың спектрінің одан қалған бөлігін бермесе де, ол сигналды қайта қалпына келтіру дәлдігіне көрнекті әсер етпейді. Жиілігі шектелген мұндай сигнал, шындығын айтқанда, уақыт бойынша шектелмеген сигнал болады, бірақ берілген T ұзақтығынан тысқары оның мәнін ескеруге алынбайтындай аз деп алуға болады.

Айтылғанға қарай, іс жүзінде кездесетін үздіксіз хабарлар мен сигналдарды жиілік спектрі шектелген функция ретінде қарауға болады. Инженерлік тәжірибеде сигналдарды спектрі шектелген функция деп қарап, соған орай жобаланатын аспап құралдардың өткізу жолағын анықтайды. Мысалы, телеграфтың арналық жиілік спектрінің кеңдігі, одан өтетін сигнал жылдамдығына байланысты бірнеше жүздеген мөлшер болады:

телефон арнасы немесе тональдық жиіліктер арнасы – 3,4 кГц, хабар тарату арнасы- 8-10 кГц, теледидар арнасы – 6-10 мГц, т.с.с.

Осы айтқандарға сүйене отырып, байланыс техникасында 1938 жылы академик В.А. Котельников тұжырымдаған теореманы пайдалануға болады.

Котельников теоремасы. Егер $S(t)$ үзіліссіз функциясы Дирихле шартын қанағаттандыратын (шектелген, бөлек-бөлек үздіксіз, шындық мәндерінің саны белгілі) болса және оның спектрі берілген ω жиілікпен шектелген болса, онда есептеу мәндерінің ең ұзын t аралығы аныкталады, және осы аралықпен үзілістелген функцияны қатесіз қайтадан қалпына келтіруге болады. Осы ең ұзақ аралықтың шамасы

$$\Delta t = \frac{1}{2F}, \quad (5.7)$$

мұнда F – ең жоғары жиілік шегі (егер сигнал спектрі нөлден басталса), ал $2F$ – Котельников (Найквист) жиілігі.

Осы теореманы дәлелдеу үшін үзіліссіз функцияның $S(t)$ тура және кері Фурье түрлендірулерін қарайық:

$$S(j\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} S(t)e^{-j\omega t} dt, \quad (5.8)$$

$$S(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S(j\omega)e^{j\omega t} d\omega. \quad (5.9)$$

Функция спектрі ω жиілігімен шектелген дейік

$$\begin{aligned} S(j\omega) &\neq 0, \quad -\omega_F \leq \omega \leq \omega_F; \\ S(j\omega) &= 0, \quad |\omega| > \omega_F. \end{aligned} \quad (5.10)$$

Сонда (4.9) теңдігіндегі интегралдау шегін $-\omega_F$ және ω_F деп алса

$$S(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\omega_F}^{\omega_F} S(j\omega)e^{j\omega t} d\omega, \quad (5.11)$$

мұны комплексті Фурье қатарымен жазса

$$S(j\omega) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} A_k e^{j k \omega / \omega_F} \quad (5.12)$$

$$\text{мұнда} \quad Ak = \frac{1}{2\omega F} \int_{-\omega F}^{\omega F} S(j\omega) e^{-j\pi(k\omega / \omega F)} d\omega. \quad (5.13)$$

(5.11) мен (5.13) формулаларын салыстырғанда, егер $t = -k\Delta t$ деп алынса, олар тұрақты көбейткіш $\Delta t = \pi/\omega$ дәлдігімен бірдей болады. Сондықтан осы теңдікті (5.12) формуласына қойса

$$S(j\omega) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} (\pi/\omega F) S(-k\Delta t) e^{j\pi k\omega/\omega F} \quad (5.14)$$

ал (5.14) формуласын (5.11) формуласына қойса, қосындылау он және теріс таңбалы k арқылы болатындықтан, k -ның таңбасын өзгертіп және интеграл мен қатардың қасиеттерін ескере отырып, интегралдау мен қосындылау тәртібін ауыстырып жазамыз

$$\begin{aligned} S(t) &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\omega F}^{\omega F} e^{j\omega t} d\omega \sum_{k=-\infty}^{\infty} (\pi/\omega F) S(-k\Delta t) e^{j\pi k\omega/\omega F} = \\ &= \frac{1}{2\pi\omega} \sum_{k=-\infty}^{\infty} S(k\Delta t) \int_{-\omega F}^{\omega F} e^{j\omega(t-k\Delta t)} d\omega, \end{aligned} \quad (5.15)$$

осыны интегралдағаннан кейін

$$\int_{-\omega F}^{\omega F} e^{j\omega(t-k\Delta t)} d\omega = \frac{1}{j(t-k\Delta t)} e^{j\omega(t-k\Delta t)} \int_{-\omega F}^{\omega F} = -\frac{2 \sin \omega F(t-k\Delta t)}{\omega F(t-k\Delta t)},$$

(5.15) теңдігіне қойып

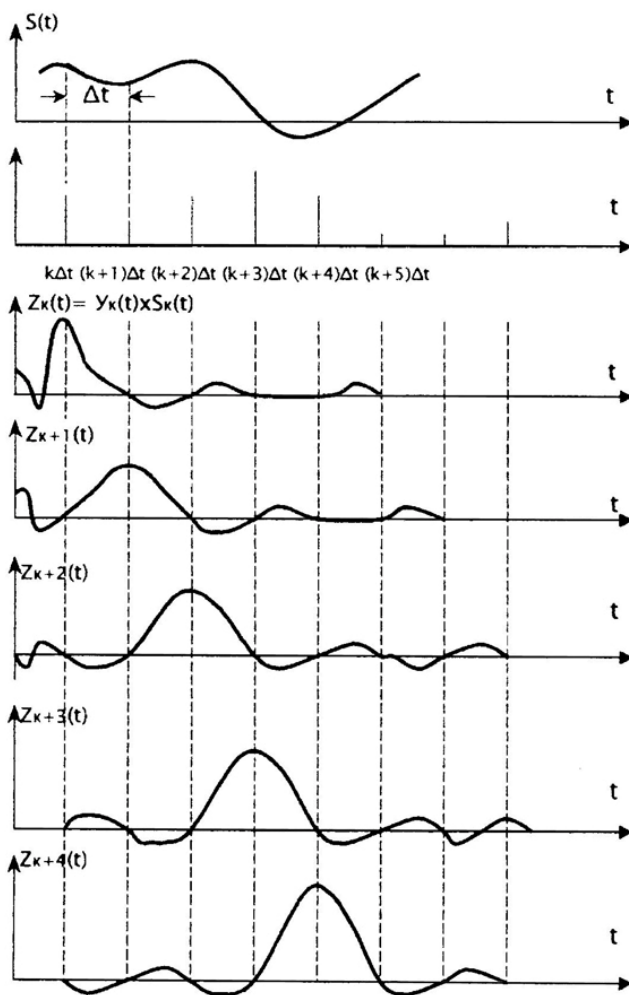
$$S(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} S(k\Delta t) \frac{\sin \omega F(t-k\Delta t)}{\omega F(t-k\Delta t)} \text{ аламыз,}$$

мұнда $S(k\Delta t)$ – үздіксіз функцияның әрбір жеке нүктелік орындарындағы $t = k\Delta t$ есептелінетін мәні.

Сөйтіп, үздіксіз функция өзінің есептік функция деп алынатын мәндерінің қатарына таралып жазылады:

$$Y_k(t) = \frac{\sin \omega F(t-k\Delta t)}{\omega F(t-k\Delta t)}. \quad (5.17)$$

Котельников теоремасының графикалық бейнесі 5.1-суретте берілген.



5.1-сурет

Бұл суретте көрсетілген үзіліссіз $S(t)$ функциясы өзінің есептелінетін $k\Delta t$ - нүктелерінде тек қана бір құрастырушыдан құралып, ал басқа нүктелердегі есептелінетін функциялар тап

осы жерде нөлге тең болады. Есептелінетін нүктелердің аралықтарындағы барлық функцияларда үлес қосады. Есептік функцияның мынадай қасиеттері бар:

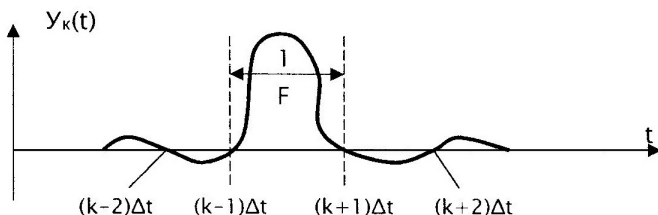
1) $t = k\Delta t$ уақытында есептік $Y(t)$ функциясы өзінің ең жоғарғы мәнінде 1-ге жетеді (5.2-сурет);

2) $\Delta t = t_{(k \pm 1)}$ уақыттарында (1-бүтін сан) есептік функция нөлге айналады;

3) есептік функция өте ұзақ уақыт аралығында ортогональды болады.

Сонымен, кірісіне импульстік функция берілген ешқандай кемістігі жоқ төменгі жиіліктегі электр сүзгі шығысындағы функцияны осы есептеу функциясы көрсетеді. Сөйтіп, үзіліссіз $S(t)$ функция өзінің $k\Delta t$ уақыттарындағы есептелетін мәндерімен берілуі мүмкін. Оны қайтадан қалпына келтіру үшін өткізу жолағының жоғарғы жиілігі ω_c электр сүзгісінің кірісіне өте жіңішке, ал амплитудасы (бойлығы) үздіксіз функцияның бойлығына тең, бірінен-бірі Δt аралығында қайталанатын импульс беріледі. Сүзгінің әсер ету уақыты шектелген жиіліктегі функция өзінің тіктілігіне тәуелді өседі. Ешқандай кемістігі жоқ электр сүзгісі үшін сигналдың кесілу тіктілігі үлкен болғандықтан, оның әсерінің кешіктірілуі де үлкен болады.

Котельников теоремасының ерекше мәні – оның үздіксіз хабарды зерттеудің орнына үзік-үзік хабарларды ғана зерттеумен алмастырып есепті жеңілдетуінде.



5.2-сурет

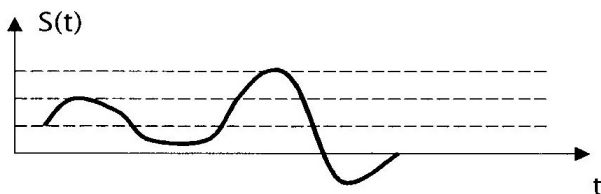
5.4.3. Сигналдарды деңгейі бойынша үзілістеу

Деңгейі бойынша үзілістегенде сигналдың барлық деңгейлік ауқымы (a, b) n - бөлікке бөлінеді

$$\Delta S_i = S_i - S_{i-1}, \quad i=1, 2, \dots, n; \quad S_0 = a, \quad S_n = b.$$

Кез келген (S_{i-1}, S_i) аралығында кез келген S_i мәні S_i мәніне жақындатып ағынады: $S_i = i \Delta S$, S_i мәндері *кванттау деңгейлері* деп аталады ($i = 1, 2, \dots, n$).

Сөйтіп, деңгейі бойынша квантталғанда $S(t)$ функциясының үзіліссіз мәні деңгейлерінің айырмашылығы ΔS үзік мәндерімен ауыстырылады. Есептеу мәндері сигнал келесі ΔS деңгейіне өзгерген уақыттарында алынады.



5.3-сурет

Сондықтан, импульс амплитудалары (бойлықтары) ΔS -пен еселеніп саналады да, ал олардың жалпы саны $S(t)$ функциясының өзгеруінің тіктігіне және кванттау қадамына ΔS тәуелді болады (5.3-сурет).

Кванттау қадамы сигнал түрлендіргіштің талдағыштық қабілетін анықтайды. Кванттау қадамы азайған сайын талдағыштық қабілеті жоғарылай түседі. Егер деңгей бойынша кванттау нәтижесі екілік кодпен берілетін болса, және оның ең кіші разряды кванттау қадамына тең болса, онда мұндай түрлендіргіштің екілік разрядының саны былай есептелген болар еді:

$$n = \log_2 N, \quad (5.18)$$

мұнда N – үзіктеу аралығындағы кванттау қадамының саны.

Егер n берілген болса, онда кванттау қадамын табуға болады

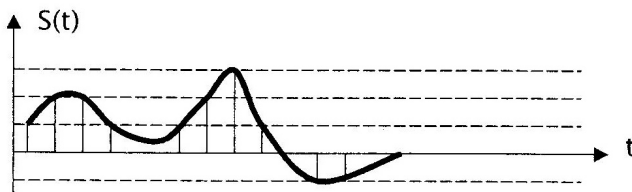
$$S = \frac{[S(t)]_{max} - [S(t)]_{min}}{2^n - 1}. \quad (5.19)$$

Әрине, кванттау қадамының шамасы шуыл деңгейінен кем болмауы керек.

5.4.4. Сигналдарды әрі уақыт бойынша, әрі деңгейі бойынша үзілістеу

Әрі уақыт бойынша, әрі деңгейі бойынша үзілістегенде алдымен уақыт бойынша бірі-бірінен Δt аралығында орналасқан нүктелерді белгілеп, одан кейін осы уақыттағы функция мәнінің ΔS қадамына жақын тұрған деңгейін алады (5.4-сурет).

Икемді үзілістеу (адаптивная дискретизация).



5.4-сурет

Осыған дейінгі қаралған әдістер сигналдардың мүмкін болатын барлық түрлеріне қарастырылды, сондықтан оның динамикалық сипаттамасының ең шеткі мәндерін алған болса, үзілістеудің икемделген әдісінде динамикалық сипаттаманың тек кездесетін түрлерін ғана ескеріп, қайтадан қалпына келтіруге болатын мәндерінің санын азайтуға болады. Икемді үзілістеудің негізінде, қателіктің шамасына қарай, сигнал мәнін есептеу нүктелерін белгілеу алынған.

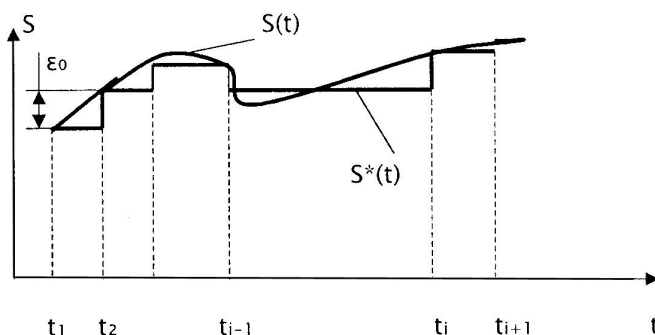
Кең таралған әдістің бірі – үзіктеу тәртібін аппроксимациялау аралығының ұзақтығын икемдеу арқылы белгілеу. Есептелінетін мәнді сигналдың мәнімен аппроксимациялауды

бірінің соңынан бірін жүргізгенде, сигналды $S(t)$ есепке алынатын мәнмен $S^*(t)$ салыстырып, екеуінің айырмашылығы жіберілуге болатын қателіктен (ε_0) артық болмауы қарастырылады (5.5-сурет).

Сигналды қайтадан қалпына келтіру үшін, есепке алу мәндерін таңдағанда, көбінесе алгебралық полином пайдаланылады

$$S^*(t) = \sum_{i=0}^N a_i t^i \quad (5.20)$$

мұнда a_i – коэффициенттер



5.5-сурет

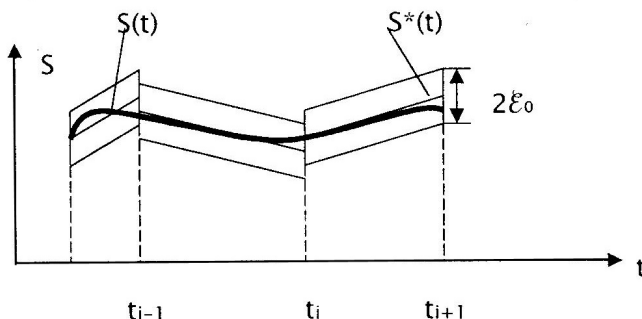
Осы көпмүшеліктің нөлдік немесе бірінші дәрежедегі шамалары пайдаланылады. Икемді үзілістеу мысалын қарайық: алдымен нөлдік дәрежедегі мәндерін қарастырсақ, t_i -уақытындағы $S^*(t)$ -мәнін $S(t)$ -ға тең деп алады да, одан кейін $\Delta S(t) = S(t) - S^*(t)$ айырмашылығын ε_0 -мен салыстырады. Сөйтіп, $\Delta S(t) = \varepsilon_0$, t_{i+1} уақытында келесі есептелетін уақытқа сәйкес болады. Егер көпмүшеліктердің бірінші дәрежелерін пайдаланса, онда аппроксимациялау аралығының бастапқы нүктесінде t_i

$$S^*(t) = S(t_i) + S'(t_i) t, \quad (5.21)$$

мұнда $S'(t_i)$ – сигналдың t_i – уақытындағы туындысы. Келесі есептелетін уақытта

$$\Delta S(t) = S(t) - S(t_i) - S'(t_i)t = \varepsilon_0. \quad (5.22)$$

Берілген ε_0 шамасымен келесі есептелетін уақыт белгіленеді.



5.6-сурет

5.5. Сигналдарды үзілістеу және қайта қалпына келтірудегі қателіктер

Сигналдарды түрлендіріп талдау мәселелерін шешудегі цифрлық сигналдардың және цифрлық сигналға айналдырудағы Котельников теоремасы маңызының құндылығымен қатар, оның кемшіліктері де бар. Хабарлардың баламасы ретінде қаралатын сигналдарды Котельников теоремасы толық қанағаттандырмайды, өйткені іс жүзінде кездесетін хабарлардың баламасы ретінде қаралатын нақты сигналдардың басталатын және аяқталатын уақыты бар. Сондықтан мұндай сигналдарды уақыт бойынша шексіз деп алуға болмайды.

Ал екінші жағынан уақыты шектеулі сигналдарда, жиіліктік спектрінің шексіз болатыны белгілі. Сондықтан, уақыты шектелетін сигналдарға Котельников теоремасын қолдануға болмайды деуге болады. Дұрысында да Котельников теоремасын қолданудағы кемшіліктер бар екені рас. Біріншіден, үзіліссіз функцияны әр жердегі (уақыт бойынша) мәнімен үзіп-үзіп бергенде сигналдың уақыт бойынша өзгеруі ескерілмейді.

Мысалы, T -уақыт аралығындағы үзіліссіз сигнал өзінің $N=2f_0 \cdot T$ нүктесіндегі мәнімен қайта қалпына келтіріледі делік (5.7-сурет). Егер осы T -уақыттан тыс бір қосымша мен алынатын болса, онда үзіліссіз сигналды қайта қалпына келтіргенде үзіліссіз сигналдың мәні тек қана соңғы нүктеде емес, бүкіл алдындағы уақыттың ұзына бойы өзгереді (тек қана есептеу нүктелерінде өзгермейді). Сөйтіп, қосымша дерек үзіліссіз сигналдың алдыңғы уақыттарындағы мәндеріне де әсер етеді.

Үзіліссіз сигналды қайта қалпына келтіру үшін көбіне төменгі жиіліктер сүзгісі пайдаланылады. Сүзгі сипаттамасы неғұрлым теориялық мүлтіксіз сипаттамаға жақын болса, үзіліссіз сигнал қайта қалпына соғұрлым дәлірек келтіріледі. Бірақ сүзгі сипаттамасы неғұрлым тік болса, оның сигнал кідіртуі соғұрлым көп болып, сигналды қайта қалпына келтіруі көбірек кешігеді.

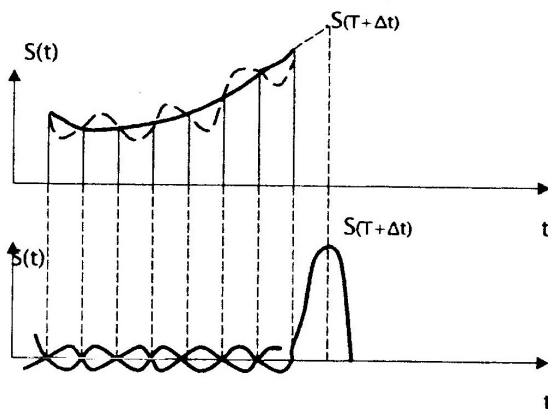
Екіншіден, іс жүзіндегі кездесетін сигналдардағы f_0 – белгісіз параметр. Оны қанша, қалай таңдап алу керек екені дәл анықталмаған; оны қалай таңдау туралы тұжырымдама ереже жоқ. Сондықтан, Котельников теоремасы бойынша үзілістелген сигналды қайтадан үзіліссіз сигналға дәл келтіру қиын болады. Бірақ, іс жүзінде үзіліссіз сигналды бұрынғы қалпына мүлтіксіз дәл келтірудің қажеті шамалы. Барлық уақытта сигналдарға белгілі мөлшерде ауытқу шамасы рұқсат етіледі. Жоғарғы жиілік шегін қалағанда, Котельников теоремасы қолдағандағы қателік шамасы рұқсат етілген мөлшерден аспаса болады.

Электрлік байланыс теориясы әдебиеттерінде Котельников теоремасы бойынша үзілістелген сигналды қайта қалпына келтірудегі қателіктерді есептеу әдістері берілген. Олардың бірі Дирихле шартын қанағаттандыратын және шексіз спектр жиіліктерінен тұратын үзіліссіз сигналды үш бөліктен құралады деп қарауға болады

$$S(t) = S1(t) + S2(t) + S3(t), \quad (5.23)$$

мұнда

$$S_1(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} S(k\Delta t) \frac{\sin[2\pi f_0(t-k\Delta t)]}{2\pi f_0(t-k\Delta t)} \quad (5.24)$$



5.7-сурет

Жоғарғы жиілік f_0 еркін түрде алынып, одан үзілістік қадамы $\Delta t = 1/2f_0$ есептелініп анықталады. $S_1(t)$ жиілігі f_0 -дан аспайды деп, $S_2(t)$, $S_3(t)$ жиілігі f_0 – дан жоғары, шексіз деп алынады. Егер f_0 мөлшерін қарағанда, одан жоғары жиіліктегі $S_2(t)$ мен $S_3(t)$ шамалары $S_1(t)$ шамасына қарағанда өте аз болса, онда

$$S(t) = S_1(t). \quad (5.25)$$

Сонда $S_1(t)$ -ның $S(t)$ -дан айырмашылығы мынадай теңсіздікпен анықталады

$$\mathcal{E}_v \leq \int_{-\infty}^{\infty} [S(t) - S_1(t)] dt \leq (3+q) \mathcal{E}_v, \quad (5.26)$$

мұнда $\mathcal{E}_v$ – сигналдың f_0 -дан жоғары жиіліктерінің энергиясы; q – коэффициент, жоғары жиілік спектріндегі спектрлік функция модулінің азаюы тез болса, онда q аз болады да, қателікті көрсететін энергия $\mathcal{E}_v$ мен $3\mathcal{E}_v$ аралығында болады.

Жиілігі шексіз, үзілісті сигналды Котельников теоремасы бойынша қарағандағы қателік, салыстырмалы орта квадрат қателігімен анықталады

$$\sqrt{\mathcal{E}/\mathcal{E}} \leq \frac{\sqrt{\int_{-\infty}^{\infty} [S(t) - St(t)]^2 dt}}{\sqrt{\int_{-\infty}^{\infty} S^2(t) dt}} \leq 1.73 \sqrt{\mathcal{E}/\mathcal{E}}, \quad (5.27)$$

мұнда $\mathcal{E}$ – үзіліссіз сигналдың толық энергиясы.

Үзілістеу қателігін болдырмау үшін Котельников теоремасындағы импульстер өте жіңішке, олардың арасы өте жақын, деңгейлері шектелмеген және төменгі жиілік сүзгісі мүлтіксіз теориялық сипаттамада болулары керек. Іс жүзінде байланыс жүйесінде мұндай шарттың орындалуы қиын болады. Сондықтан қателіктерден құтылу қиынға түседі.

Басқа қателіктерді (кванттау деңгейінен және сүзгі кемістігінен) есептемегенде, уақыт бойынша Котельников теоремасы бойынша үзілістеу қателігі

$$\varepsilon_y(t_x) = \frac{S(t_x) - S_y(t_x)}{S(t_x)} \quad (5.28)$$

мұнда $S(t_x)$ – сигналдың t_x нүктесіндегі нақты мәні; $S_y(t_x)$ – сигналдың t_x нүктесіндегі Котельников қатары бойынша анықталған мәні.

Бақылау сұрақтары:

1. Үзіліссіз сигналды үзілісті сигналға айналдыру қажеттілігі.
2. Үзілісті (дискретті) сигналдың үзіліссіз сигналға қарағандағы жетістігі.
3. Үзіліссіз сигналды үзілістеу (дискреттеу) қандай кезеңдерден тұрады?
4. Үзіліссіз сигналды үзілістеудің түрлері.

5. Котельников теоремасының тұжырымдамасы қандай?
6. Уақыт бойынша үзілістеу қадамына не әсер етеді?
7. Котельников теоремасын пайдаланудағы кемшіліктері қандай?
8. Үзілістенген сигналды үзіліссіз сигнал қалпына қалай айналдырады?
9. Деңгейлігі бойынша үзілістеудің кемшілігі мен артықшылығы қандай?
10. Икемді үзілістеу дегеніміз не?
11. Сигналды үзілістеудегі қателіктер.
12. Сигналды қайта қалпына келтірудегі қателіктер.
13. Толық қателік қандай жағдайда нөлге тең болады?
14. Үзілістелген сигналдарды цифрлық сигналдарға аудару әдісі қандай?

6. ДИСКРЕТТІК ХАБАРЛАРДЫҢ АҚПАРАТТЫҚ СИПАТТАМАЛАРЫ

6.1. Ақпарат көлемін анықтау. Дискретті хабар көзінің шығыны және энтропия

$\{a_i\}$ -ансамблімен берілген a_i символындағы ($i=1,2,3,\dots, N$, мұнда N – алфавит көлемі) ақпарат саны деп $I(a_i)$ оның ықтималдығы бірге тең болғандағы $P(a_i)=1$ ақпарат санын айтады

$$I(a_i)=-\log_2 P(a_i). \quad (6.1)$$

Логарифмнің негізі басқаша да болуы мүмкін: ол ақпарат санының өлшем бірлігіне байланысты. Ақпарат екілік санмен өлшенеді (бит). Информацияның екілік өлшемінің біреуі – тең ықтималды екі символдың біреуін таңдағандағы ақпарат санына тең. Бір-біріне тәуелсіз N -алфавит көлемінен тұратын дискреттік хабар көзінің бір символына келетін орташа ақпарат санын $H(A)$ дискретті кездейсоқ шаманың математикалық күтілімі ретінде табуға болады. Ол кездейсоқ шама таңдалған бір a_i символдағы $I(a_i)$ ақпарат санымен анықталады

$$H(A) = M[I(a_i)] = \sum_{i=1}^N P(a_i) \log_2 P(a_i). \quad (6.2)$$

Осы шаманы тәуелсіз хабарлар көзінің *энтропиясы* деп атайды.

Дискретті хабар көздерінің ақпараттық сипаттамаларының біреуі – ондағы ақпараттың басы артықтығы.

$$P_a = 1 - \frac{H(A)}{H_{\max}(A)} = 1 - \frac{H(A)}{\log_2 N}. \quad (6.3)$$

Ақпарат көзіндегі басы артықтық біртіндеп таңдалатын символдардың араларындағы статистикалық байланыстың ұзақтығына және кейбір символдардың тең ықтималды еместік дәрежесіне тәуелді болады. Егер ақпарат көзі жадысыз, яғни тізбектей берілетін символдар бірі-біріне тәуелсіз болса, онда барлық символдар теңықтималды болады $P(a_i)=1/N$, сонда $H(A)=H_{\max}(A)$, ал басы артықтық $P_a=0$ болады. Егер де ақпарат

көзі бір уақыт бірлігінде орташа есеппен V_u символ берсе (V_u – ақпарат көзінің сигнал беру жылдамдағы), онда ақпарат көзінің бір уақыт бірлігінде шығаратын орташа ақпарат саны

$$H'(A) = V_u H(A) = \frac{1}{T_{op}} H(A), \quad (6.4)$$

мұнда T_{op} – бір символдың орташа ұзақтылығы.

$H'(A)$ сипаттамасын дискретті ақпарат көзінің *шығымдылығы* деп атайды. Егер ақпарат көзінің жазылуы теңқтималдықты болса, онда мұндай ақпарат көзін *тұрақтылықты* дейді.

Бақылау жұмысына тапсырма:

1) $\{a_{ij}\} (i=1,2,3,...,N)$ ансамбліндегі хабар көзінен берілетін символдардың ықтималдығы 6.1-кестеде көрсетілген. Символдардың әрқайсысының өзара тәуелсіз болған жағдайындағы ақпарат санын табу керек. А- және Ә-қосымшаларында берілгендерді қолданып, энтропия мен артықтылық сипаттамаларын есептеу керек.

6.1-кесте

Ықтимал- дық параметрі	Нұсқалар									
	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
$P(a_1)$	0.2	0.3	0.25	0.15	0.1	0.2	0.45	0.15	0.2	0.05
$P(a_2)$	0.3	0.2	0.35	0.2	0.45	0.25	0.15	0.4	0.1	0.45
$P(a_3)$	0.25	0.15	0.1	0.3	0.25	0.35	0.2	0.1	0.45	0.25
$P(a_4)$	0.45	0.1	0.1	0.15	0.1	0.05	0.15	0.15	0.05	0.15
$P(a_5)$	0.1	0.25	0.2	0.2	0.1	0.15	0.05	0.2	0.3	0.1

2) Алфавит көлемі бірдей K болғандағы, энтропияның $H(A)$ ықтималдықтары бірдей символдардың ең көп $H_{max}(A) = \log_2 K$ болуын көрсету керек.

3) Дискретті арналар мен сигналдардың физикалық сипаттамаларын жазып, дискретті хабарлардың сигналға айналдыруын көрсету керек.

6.2. Хэмминг кодын анықтау

Артықтылықты кодтауды бөгеулігі бар іс жүзінде қолданылатын байланыс жүйелеріндегі ақпараттың дәлдігін көбейту үшін пайдаланады. Оларды *түзетуші кодтар* деп айтады. Ақпаратты беруге арналған комбинацияларды *рұқсат етілген комбинациялар* деп атайды. Ақпаратты беруге пайдаланылмайтын комбинацияларды *рұқсат етілмеген комбинациялар* деп атайды. Ең аз кодтық комбинациялар үшін айырмашылықтары – екі разрядта болуында. Түзетуші кодтардың рұқсат етілген комбинацияларындағы бір разрядының бұзылуы, оны рұқсат етілмеген комбинацияға айналдырады.

Кез келген түзетуші кодта n -разряд болады: m – ақпараттық, k – тексеруші. Сонда $n = m + k$.

Хэмминг коды блокты, бөлінетін, жүйелі кодқа жатады. Оның тексеруші разрядтары екілік модуль бойынша қосындылау арқылы құрылады; k -ақпараттық разрядтары берілген Хэмминг кодының ұзындығын анықтауға болады

$$2^k \leq \frac{2^n}{n+1}. \quad (6.5)$$

Бақылау жұмысына тапсырма:

1. Студенттің сынақ кітапшасындағы шифрдің соңғы екі санын екілік түрге келтіріп, Хэмминг кодтық комбинациясын құру керек. Хэмминг кодымен қабылданған сигналдың қателігін есептеп, табылмайтын қателіктің пайда болу ықтималдығын анықтау қажет.

2. Түзетуші кодтарды жіктеу мен сипаттау негізін келтіру қажет.

3. Қателіктерді табу және түзету кодтарын құру принциптерін келтіру қажет (итеративті, циклді, Хэмминг).

4. Хэмминг кодының кодтаушы құрылғысының сұлбасын келтіру қажет.

Мысал. Студенттің сынақ кітапшасындағы шифрі «07» болса, оның соңғы саны тек бір ондық болғандықтан оған «1»

мен «0» қосылады. Сонда кодтауға алынған сан «107» болады. Осы санды (**107**) екілік код түріне айналдыру үшін келесі әрекеттер беріледі:

$$\frac{107}{2} = 53 + \frac{1}{2}; \frac{53}{2} = 26 + \frac{1}{2}; \frac{26}{2} = 13 + \frac{0}{2};$$

$$\frac{13}{2} = 6 + \frac{1}{2}; \frac{6}{2} = 3 + \frac{0}{2}; \frac{3}{2} = 1 + \frac{1}{2}; \frac{1}{2} = 0 + \frac{1}{2}.$$

Сонымен, **107** санының екілік түрі **1101011** болады. Кодтық комбинация жеті ($k=7$) разрядтан тұрады. Тексеруші разрядтардың санын есептеу үшін (6.5) теңсіздігін қолданамыз

$$2^7 \leq \frac{2^n}{n+1}.$$

Бұл теңсіздіктен $n=11$, $k=n-m=11-7=4$ болады. Сонымен, кодтық комбинация он бір разрядтан тұрады: оның жетісі – ақпараттық, ал төртеуі – тексеруші разряд болды. Кодтық комбинациядағы тексеруші разрядтарының орындарын анықтау керек. Ол үшін кодтаушы комбинациядағы разрядтардың нөмірлерін 6.2-кестенің бірінші бағанасына, ал солардың кодтық комбинациясы келесі бағаналарға жазылады.

Кодтық комбинация разрядтарының бүкіл тақ нөмірлерінің бірінші разрядтары бірге тең, сондықтан екілік код бойынша бірінші тексеру кодтық комбинацияның барлық тақ нөмірлерін қамтиды

$$S_1 = a_1 \oplus a_3 \oplus a_5 \oplus a_7 \oplus a_9 \oplus a_{11},$$

мұнда a_1 – тексеруші разряд $a_1 = a_3 \oplus a_5 \oplus a_7 \oplus a_9 \oplus a_{11}$

Екінші тексеруді кестедегі екінші разрядпен жасайды, ол үшін екінші разрядтағы «1»-лері бар разрядтарды қосындылайды

$$S_2 = a_2 \oplus a_3 \oplus a_6 \oplus a_7 \oplus a_{10} \oplus a_{11},$$

мұнда тексеруші болып саналатын $a_2 = a_3 \oplus a_6 \oplus a_7 \oplus a_{10} \oplus a_{11}$.

Комбинациядағы орын нөмірлері	Екілік код			
1				1
2			1	0
3			1	1
4		1	0	0
5		1	0	1
6		1	1	0
7		1	1	1
8	1	0	0	0
9	1	0	0	1
10	1	0	1	0
11	1	0	1	1

Солар сияқты келесі тексеруші разрядтарды анықтайды

$$S_3 = a_4 \oplus a_5 \oplus a_6 \oplus a_7, \quad a_4 = a_5 \oplus a_6 \oplus a_7,$$

$$S_4 = a_8 \oplus a_9 \oplus a_{10} \oplus a_{11}, \quad a_8 = a_9 \oplus a_{10} \oplus a_{11}.$$

Сонымен, тексеруші разрядтар 1-ші, 2-ші, 4-ші, 8-ші орындарда орналасқан, ал қалғандарында ақпараттық разрядтар орналасады

$$a_3=1, a_5=1, a_6=0, a_7=1, a_9=0, a_{10}=1, a_{11}=1.$$

Осылардан тексеруші разрядтардың мәнін табады

$$a_1 = 1 \oplus 1 \oplus 1 \oplus 0 \oplus 1 = 0, \quad a_4 = 1 \oplus 0 \oplus 1 = 0,$$

$$a_2 = 1 \oplus 0 \oplus 1 \oplus 1 \oplus 1 = 0, \quad a_8 = 0 \oplus 1 \oplus 1 = 0.$$

Нәтижесінде байланыс арнасына берілетін кодалық комбинация: 00101010011. Қарастырылған мысалға Хэмминг кодының кодтаушы құрылғысы жасалынады, сұлбаның жұмысын түсіндіру қажет.

6.3. Сигналдың және байланыс арнасының физикалық көлемін есептеу

Сигналдың *физикалық көлемі* V_c деп, оның үш физикалық сипаттамаларының көбейтіндісін айтады: олар сигнал ұзақтылығы – T_c , спектрлік ауқымы – F_c , деңгейлік динамикалық ауқымы – D_c

$$V_c = T_c F_c D_c; \quad D_c = 10 \lg \frac{P_{max}}{P_{min}},$$

мұнда P_{max} – сигнал қуатының ең үлкен (шындық) мәні; P_{min} – сигнал қуатының ең төменгі мәні.

Көбінесе V_c берілген жүйедегі пайдаланылатын сигналдың бүкіл ансамблін сипаттайды. Басқаша айтқанда, бұл сипаттама сигналды кездейсоқ процесс ретінде көрсетеді, мұнда T_c – сигналдың орташа кеңдігі, F_c – сигналдың энергетикалық спектрінің кеңдігі, P_{max} пен P_{min} – қуат деңгейлері. Сигналдың физикалық көлемі сигнал берудің қиындығын бағалайтын маңызды сипаттама. Арналарда шуыл болған жағдайда, қуаттың төменгі деңгейінде шуылдың орташа қуатын алады, сонда

$$D_c = 10 \lg \frac{P_{max}}{P_{ш}}.$$

Сигналдың жоғарғы қуатының P_{max} орнына кейде ұзақ уақыттағы сигналдың орташа мәнін P_c алады

$$D_c = 10 \lg \frac{\Pi^2 P_c}{P_{ш}},$$

мұнда $\Pi^2 = \frac{P_{max}}{P_{min}}$ – сигналдың қуат бойынша пикфакторы, оның шамасы сигналдың статистикасына тәуелді болады. Сигналдың орташа қуатының шуыл қуатына қатынасын көбінесе *сигнал/шуыл* деп атайды.

Сигналдың физикалық сипаттамаларына сәйкес арнаның физикалық көлемі болады

$$V_a = T_a F_a D_a,$$

мұнда T_a – арнаны пайдалану уақытының ұзақтылығы; F_a – арнаның сигналды өткізу жолағы; D_a – арнаның берілген қателік шамасындағы сигнал деңгейінің ауқымы.

Сигналды берілген сапамен V_c өткізу үшін мынадай теңсіздік орындалуы керек $V_c \leq V_a$. Сонымен қатар, мұндай теңсіздік басқа параметрлеріне де орындалуы $T_c \leq T_a$, $F_c \leq F_a$, $D_c \leq D_a$, сигналдың сапасы қанағаттанарлық болуы үшін қажет. Сигнал көлемі арна көлемінің «ішіне» сыйып кетуі керек, яғни сигнал беру уақыты, жиіліктік ауқымы және сигналдың деңгейі арна параметрлерімен келістірілген болады.

Электр байланысына қойылатын талапты ең кең мағынада былайша қоюға болады: берілген хабарды алушыға жеткізіп берудің ең жақсы әдісін табу. Мұндай мәселені дұрыс шешу үшін, берілетін хабардың жаратылысы мен құрылымы, оны түрлендіріп өзгерту әдістері, оның жүріп өтетін жолының сипаттамасы және ондағы бөгеуліктерді, келген сигналды қабылдағышта қабылдаудың тиімді шешімдерін табу әдістерін білу керек. Оған қоса сигналдың қуатына қойылатын шек, оның спектр кеңдігі, аппаратуралардың күрделілігі, сигналдың жылдамдығы, т.б. қасиеттерін білу керек.

Сөйтіп, электр байланысына қойылатын талапты жалпы түрде тұжырымдағанда – берілген хабарды белгілі жерге жеткізгендегі қателігі ең аз болатын байланыс жүйесінің мүмкіндігіне қарай тиімді түрін таңдап алу болады. Бұл талапты орындау жолында байланыс каналының көрсеткіштеріне қойылатын жеке-жеке талаптарды сараптап көрейік.

Байланыс арнасына қойылатын жалпы талаптың бірі – арнаның көлемі сигналдың көлемінен кем болмауы керек

$$V_k \geq V_c.$$

Арналармен сигналдардың көлемдері жиілік спектрінің кеңдігіне, сигнал өтетін уақыт ұзақтығына және сигнал ауқымына байланысты болады

$$V_c = \Delta T_c \Delta D_c \Delta F_c,$$

$$V_k = \Delta T_k \Delta D_k \Delta F_k,$$

ΔT_c – сигнал ұзақтығы;

ΔF_c – сигнал спектрінің кеңдігі;

ΔD_c – сигналдық бөгеулікпен салыстырғандағы деңгейлік ауқымы.

$$\Delta D_c = \log \frac{P_c}{P_n},$$

мұнда P_c – сигнал қуаты, P_n – бөгеулік қуаты.

Сигналдың каналда бұзылмай өтуі үшін төмендегі шартты қанағаттандыруы керек

$$\Delta T_c \leq \Delta T_k,$$

$$\Delta D_c \leq \Delta D_k,$$

$$\Delta F_c \leq \Delta F_k.$$

Іс жүзінде сигналдың физикалық қасиеттерін көрсететін көрсеткіштері өзгеруі мүмкін. Бірақ олардың бірінің өзгеруінің әсерінен басқасы да өзгеріп тұрады. Мысалы, өте төменгі жылдамдықпен жазылып алынған сигналды жоғарғы жылдамдықпен қайта жазғанда, оның ұзақтығы қысқарады, бірақ жиілік спектрінің кеңдігі өседі

$$\Delta T \downarrow; \Delta F \uparrow.$$

Байланыс жүйесінің маңызы үлкен көрсеткіштеріне жататындар – олардың өткізу қабілеті мен жеткізу дәлдігі.

Өткізу қабілеті деп берілген өлшем бірлігі уақытындағы өтетін хабар санын айтады. Арнаның өткізу қабілеті немесе өтетін сигналдың жылдамдығы сол арнаның жиіліктік спектрінің кеңдігіне, сигналды түрлендіру әдісіне және бөгеулік шамасына байланысты болады. Жиіліктік спектрінің кеңдігі сигналдың ауысу процесінің ұзақтығына әсер етеді

$$t_n \approx \frac{1}{2\Delta F}.$$

Сигналды түрлендіру жылдамдығын ең жоғары деп алсақ, онда ең қарапайым сигнал импульсінің ұзақтығы $\tau_{0 \approx t_n}$. Сонда хабар таратып беру жылдамдығы

$$B = \frac{1}{\tau_0} = 2\Delta F [\text{Бод}],$$

мұнда жылдамдық өлшемі Бод секундына берілетін ең қарапайым (қысқа) импульс санына тең. Егер каналмен таратылатын хабар екілік импульспен берілетін болса (бар немесе жоқ), онда осындай арналы екілік канал деп, оның өткізу қабілеттігін төмендігін есептейді

$$C_{max} = B_{max} = 2\Delta F \left[\frac{\text{бит}}{\text{сек}} \right],$$

мұнда бит екілік ақпарат өлшемі. Екілік ақпарат тарату каналында бір бит/сек бір Бод-қа тең.

Екілік байланыс жүйесіндегі пайдалы өткізу қабілеті

$$C_{най\delta} = \frac{n_{най\delta}}{T_{ж}},$$

мұнда $\Pi_{пайд}$ – берілген пайдалы импульс саны, $T_{ж}$ – жалпы хабар таратылған уақыт ұзақтығы. Мысалы жүріп тұру (стартстопный) аппаратының жұмысының 20 мсек; 20-30 мсек әрбір қайталануы 150 мсек болса, оның ақпарат өткізу жылдамдығы, оның пайдалы өткізу қабілеті

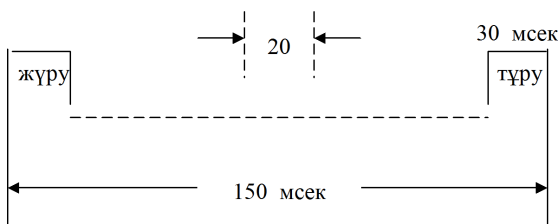
$$B = \frac{1}{0.02} = 50 \text{ бод},$$

оның

$$C_{най\delta} = \frac{5}{150 \cdot 10^{-3}} = 33,3 \text{ бит / сек}.$$

Каналдағы бөгеуліктер оның өткізу қабілетін төмендетеді

$$C_{max} = \Delta F \cdot \varphi \left(\frac{P_c}{P_n} \right); \varphi \left(\frac{P_c}{P_n} \right) = \log_2 \left(1 + \frac{P_c}{P_n} \right).$$



6.1-сурет. Аппараттың жұмыс істеу уақыты

Ақпаратты жеткізу дәлдігі деп қате қабылданған сигналдың барлық берілген сигнал санына қатынасын айтады

$$H_{\kappa} = \frac{n_{\kappa}}{n_{\text{ж.б}}}.$$

Ақпарат дәлдігі белгілі бір берілген уақытта анықталады. Қателік ықтималдығы

$$P = \lim_{n_{\text{ж.б}} \rightarrow \infty} \frac{n_{\kappa}}{n_{\text{ж.б}}}.$$

Егер тізбектей қосылған N санды жүйені қарасақ:

$$P_{\text{қосын}} = \sum_{i=1}^N P_i.$$

Хабар тарату техникасының алдындағы негізгі мәселелерге жататындары өткізу қабілетін және хабар жеткізу дәлдігін жоғарылату болады. Бірақ бұл екі көрсеткіш біріне-бірі қарама қайшы өзгерулері мүмкін, яғни $C \uparrow \rightarrow P \uparrow$ немесе оған керісінше болулары мүмкін.

Байланыс жүйесінің сапалылығы мен тиімділігін анықтайтын көрсеткіштерге сенімділік және экономикалық тиімділік жатады.

Сенімділік – электр байланыс жүйесінің жұмыс істеу қабілеттілігін қамтамасыз ету. Экономикалық тиімділік әр түрлі тұрғыдан қаралып бағаланады:

а) қуат мөлшеріне қарап, қанша қуат (күш – энергия) жұмсалғанын есептеу арқылы;

б) жиіліктік кеңістігін қарап, арнаның жиіліктік жолағын салыстыру арқылы;

в) бір ақпараттық мәліметке, жұмсалатын меншікті шығынды есептеу арқылы;

г) меншікті жиілікті жолаққа жұмсалатын меншікті шығынды есептеу арқылы.

Мәлімет таратудың осы көрсеткіштеріне қарап, ең ыңғайлы байланыс жүйесін құру күрделі мәселе болып саналады. Байланыс жүйесінің ыңғайлы түрін бірден толығымен шешу мүмкіндігі болмағандықтан, осы мәселені бөлшектеп әр түрлі

тұрғыдан бөлек-бөлек қарайды. Мысалы, басқа көрсеткіштері беріліп, тек қана жылдамдықты немесе дәлдікті арттыру. Немесе мәліметтерді таратып берілу тәртібі түгелімен беріліп, тек қана қабылдаудың ыңғайлы түрін табу сияқты.

Сайып келгенде, мәліметтер теориясымен сигналдар таратуда алға қойылатын негізгі мақсат – мәліметтер тарату техникасын статистикалық сараптап өткізіп, есептеп және ыңғайластырудың әдістерімен жалпы теориялық принциптерді құру болып саналады. Сараптау мәселесіне жататындары – мәлімет таратудың сипаттамалары мен сапалылығына мәліметтер сигналдары және бөгеуліктерді түрлендіріп өзгерту параметрлері мен құрылғыларының әсерін анықтау.

Есептеп шығару (синтез) мәселесі – сигналдарды түрлендіріп өзгертудің мәліметтер таратудағы сапалылықты қамтамасыз ететін құрылымы мен оның параметрлерін табу болып саналады.

Сонымен сараптау, есептеп шығару, ыңғайлы түрін анықтау мәселелері сигналдарды өзгертіп түрлендірудің құрылым сұлбасын сараптау, оны есептеп шығарып, ыңғайлы түрін табуға келіп саяды.

Бақылау жұмысына тапсырма:

1. F_a жиіліктік ауқымды T_a уақыт ұзақтығында пайдаланады. Арнадағы шуыл қуатының спектрлік тығыздығы $G_{ш}$ [мВт/Гц] белгілі. Егер де арнаның физикалық көлемі V_a болса, арнамен берілетін сигналдың қуатының жоғарғы мәні қандай болады?

2. Ақпаратты беру жүйесінің құрылымдық сұлбасын келтіру қажет.

3. Байланыс арнасында болатын бөгеуліктердің жіктеуін келтіру қажет.

Шифр нөмірінің соңғыдан алдыңғы санына сәйкес нұсқа бойынша берілген мәндері 6.3-кестеде келтірілген.

Параметр	Нұсқалар									
	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
$Fa, \kappa\Gamma\varphi$	10	10	20	10	1	10	5	7	10	5
Ta, c	10	5	10	1	10	5	2	7	10	1
$Gm, мВТ/\Gamma\varphi$	10^{-4}	10^{-4}	10^{-3}	10^{-4}	10^{-3}	10^{-3}	10^{-5}	10^{-4}	10^{-5}	10^{-3}
Va	10^6	10^6	10^7	10^5	10^6	10^5	10^6	10^5	10^4	10^5

БИБЛИОГРАФИЯЛЫҚ ТІЗІМ

1. *Баскаков С.И.* Радиотехнические цепи и сигналы. – М.: Высш. шк., 1988.
2. *Белецкий А.Ф.* Основы теории линейных электрических цепей. – М.: Радио и связь, 1997.
3. *Бокер П.* Передача данных. – М.: Радио и связь, 1991.
4. *Гойхман Э.Ш., Лосев Ю.И.* Передача информации в АСУ. – М.: Радио и связь, 1996.
5. *Гуров В.А.* Метод. руководство к курсовой работе по “Теоретическим основам транспортной связи”. – Алматы: АЭИ, 1991.
6. *Давыдов Г.Б., Рогинский В.И., Толчан А.Я.* Сети электросвязи. – М.: Радио и связь, 1977.
7. *Емельянов Г.А., Шварцман В.О.* Передача дискретной информации. – М.: Радио и связь, 1982.
8. *Зюко А.Г., Кловский Д.Д., Назаров М.В., Финк Л.М.* Теория передачи сигналов. – М.: Радио и связь, 1980.
9. *Шинаков Ю.С.* Теория передачи сигналов в электросвязи. – М.: Радио и связь, 1989.
10. *Зюко А.Г., Кловский Д.Д., Назаров М.В., Финк Л.М.* Теория передачи сигналов. – М.: Связь, 1981.
11. *Кловский Д.Д., Шилкин В.А.* Теория электрической связи. – М.: Радио и связь, 1990.
12. *Кунегин С.В.* Системы передачи информации. Курс лекций. – М.: в/ч 33965, 1997.
13. *Ниеталин Ж.Н.* Электрлік байланыс теориясы. Оқу құралы. – Алматы: РБК, 1994.
14. *Ниеталина Ж.Ж.* Теория электрической связи. – Алматы: РБК, 2000.
15. Сети ЭВМ. Под.ред. *Глушкова В.М.* – М.: Радио и связь, 1977.
16. *Темников Ф.Е., Аронин В. А., Дмитриев В.И.* Теоретические основы информационной техники. – М.: Связь, 1979.

17. *Темников Ф.Е. и др.* Теоретические основы информационной техники. – М.: Энергия, 1981.

18. *Финк Л.М.* Теория передачи дискретных сообщений. – М.: Советское радио, 1970.

19. *Скляр Б.* Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение / Пер. с англ. – 2-е изд. испр. – М.: Издательский дом «Вильямс», 2003.

20. *Пенин П. И., Филлипов А.И.* Радиотехнические системы передачи информации. – М.: Радио и связь, 1984.

МАЗМҰНЫ

	Кіріспе.....	3
1.	Байланыс желісі. Электрлік байланыс сигналдарының сипаттамалары.....	4
1.1.	Сигналдардың жазылу түрлері.....	4
1.2.	Сигналды уақыт бойынша көрсету.....	5
1.3.	Сигналды жиілік арқылы көрсету.....	7
1.4.	Импульстік сигналдар спектрлері.....	10
1.5.	Импульстің спектр кеңдігінің оның ұзақтылығына байланыстылығы.....	14
1.6.	Кездейсоқ процесс сигналдары.....	16
1.7.	Кездейсоқ сигналдардың жиілік спектрлері.....	20
2.	Ақпарат дәлдігін жоғарылату әдістері. Сигналдарды кодтау.....	24
2.1.	Хабарларды кодтау туралы жалпы түсінік.....	24
2.2.	Тиімді кодтау.....	27
2.3.	Біріншілік кодтар.....	30
2.4.	Бөгеулікке қарсы кодтау.....	33
2.5.	Жүйеленген кодтар.....	35
2.6.	Циклды кодтар.....	41
2.7.	Үзіліссіз кодтар.....	52
3.	Байланыс арнасымен таратылған сигналдарды түрлендіру.....	57
3.1.	Байланыс арналары.....	57
3.2.	Хабарларды алғашқы және сигналдарға айналдыру принципі.....	58
3.3.	Модуляция түрлері.....	59
3.4.	Амплитудалық модуляция.....	68
3.5.	Амплитудалық модуляциялағыштар.....	73
3.6.	Фазалық модуляция.....	77
3.7.	Жиіліктік модуляция.....	82
3.8.	Импульстік модуляция спектрі.....	83
3.9.	Модуляциядан шығару (демодуляция) туралы жалпы түсінік.....	85

4.	Кері байланысты хабар тарату жүйесі.....	87
4.1.	Кері байланысты жүйе туралы жалпы түсінік.....	87
4.2.	Ақпараттық кері байланыс жүйесі	89
4.3.	Шешуші кері байланыс жүйесі	91
4.4.	Комбинация бойынша тексеру жүйесі	92
4.5.	Ақпарат дәлдігін жоғарылату әдістерін таңдау реттері.....	96
5.	Үзілісті сигналдарды дискреттеу. В.А. Котельников теоремасы.....	99
5.1.	Негізгі мәліметтер.....	99
5.2.	Жалпы нұсқалары.....	99
5.3.	Есептеулер өткізу тәртібі.....	100
5.4.	Сигналдарды дискреттеу теориясы.....	102
5.4.1.	Үзіліссіз сигналдарды үзілісті сигналдарға айналдыру түрлері.....	102
5.4.2.	Сигналдарды уақыт бойынша үзілістеу. Котельников теоремасы.....	103
5.4.3.	Сигналдарды деңгейі бойынша үзілістеу.....	109
5.4.4.	Сигналдарды әрі уақыт бойынша, әрі деңгейі бойынша үзілістеу.....	110
5.5.	Сигналдарды үзілістеу және қайта қалпына келтірудегі қателіктер.....	112
6.	Дискреттік хабарлардың ақпараттық сипаттамалары.....	117
6.1.	Ақпарат көлемін анықтау. Дискретті хабар көзінің шығыны және энтропия.....	117
6.2.	Хэмминг кодын анықтау.....	119
6.3.	Сигналдың және байланыс арнасының физикалық көлемін есептеу.....	122
	Библиографиялық тізім.....	129
	Қосымшалар.....	

А -қосымшасы

Бүтін сандарды құрайтын екілік логарифмдер

x	$\log_2 x$	x	$\log_2 x$	x	$\log_2 x$
1	0	128	7	16384	14
2	1	256	8	32768	15
4	2	512	9	65536	16
8	3	1024	10	131072	17
16	4	2048	11	262144	18
32	5	4096	12	524288	19
64	6	8192	13	1048576	20

$P(x_i)$	$-\log_2 P(x_i)$	$P(x_i)$	$-\log_2 P(x_i)$	$P(x_i)$	$-\log_2 P(x_i)$
0.01	6.643	0.34	1.556	0.67	0.578
0.02	5.644	0.35	1.514	0.68	0.556
0.03	5.059	0.36	1.474	0.69	0.535
0.04	4.644	0.37	1.434	0.70	0.514
0.05	4.322	0.38	1.396	0.71	0.494
0.06	4.059	0.39	1.358	0.72	0.474
0.07	3.936	0.40	1.322	0.73	0.451
0.08	3.644	0.41	1.286	0.74	0.434
0.09	3.474	0.42	1.252	0.75	0.415
0.10	3.322	0.43	1.217	0.76	0.396
0.11	3.184	0.44	1.184	0.77	0.377
0.12	3.059	0.45	1.152	0.78	0.358
0.13	2.913	0.46	1.120	0.79	0.340
0.14	2.836	0.47	1.089	0.80	0.322
0.15	2.737	0.48	1.059	0.81	0.304
0.16	2.644	0.49	1.029	0.82	0.286
0.17	2.556	0.50	1.000	0.83	0.269
0.18	2.474	0.51	0.971	0.84	0.252
0.19	2.396	0.52	0.943	0.85	0.234
0.20	2.322	0.53	0.916	0.86	0.217
0.21	2.252	0.54	0.889	0.87	0.201
0.22	2.184	0.55	0.862	0.88	0.184
0.23	2.120	0.56	0.836	0.89	0.168
0.24	2.059	0.57	0.811	0.90	0.152
0.25	2.000	0.58	0.786	0.91	0.136
0.26	1.943	0.59	0.761	0.92	0.100
0.27	1.889	0.60	0.737	0.93	0.903
0.28	1.836	0.61	0.713	0.94	0.089
0.29	1.786	0.62	0.690	0.95	0.074
0.30	1.737	0.63	0.667	0.96	0.059
0.31	1.690	0.64	0.644	0.97	0.044
0.32	1.644	0.65	0.621	0.98	0.029
0.33	1.599	0.66	0.599	0.99	0.014

Оқулық басылым

Жаннат Жақсылыққызы Ниеталина

ЭЛЕКТРЛІК БАЙЛАНЫС ТЕОРИЯСЫ СИГНАЛДАРЫН ТАЛДАП ЕСЕПТЕУ

Оқу құралы

РБ бастығы	<i>З. Ғұбайдулина</i>
Редакторы	<i>Т. Жақсыбаева</i>
Компьютерде беттеген	<i>Л. Өмірбекова</i>

Басуға қол қойылды 08.10.2012 ж.
Таралымы 300 дана. Пішімі 60x84 1/16. №1 баспаханалық қағаз.
Көлемі 8,4 есепті баспа табақ. Шартты баспа табақ 7,8.
Тапсырыс № 614. Бағасы келісімді.

Қ.И. Сәтбаев атындағы
Қазақ ұлттық техникалық университетінің басылымы
Ақпараттық-баспа орталығы, Алматы қ., Сәтбаев көшесі, 22

ISBN 978-601-228-364-8

