

Галина Чернева

**СИНТЕЗ И ИЗСЛЕДВАНЕ НА СИГНАЛИ,
НЕПРЕДИЗВИКВАЩИ ПРЕХОДНИ ПРОЦЕСИ В
КАНАЛА ЗА ВРЪЗКА**

София

2014

В този труд се разглежда и анализира една от причините за намаляване на пропускателната способност и спектралната ефективност при предаване на дискретни сигнали в комуникационни канали – възникването на преходен процес на изхода на канала. На база на направения анализ на процесите във времевата област са дефинирани условията, при които на изхода на линеен канал, с известни времеви характеристики, не се наблюдава преходен процес. Въз основа на получените аналитични зависимости е решена задачата за синтез на сигнали, непредизвикващи преходен процес, при предаване през конкретен реален канал и е изследвана тяхната ефективност.

Рецензенти: проф. д-р инж. Георги Димитров Ненов

проф. д-р инж. Антони Стефанов Щерев

©Автор:

Доц. д-р инж. Галина Петкова Чернева

Използвани означения

АЧХ	- амплитудно-честотна характеристика
ВФ	- възстановяващ филтър
Г	- генератор
ДС	- дискретно съобщение
ИС	- източник на съобщение
М	- модулатор
НЧФ	- нискочестотен филтър
П	- получател на съобщение
Пр	- приемник
РКС	. радиокомуникационна система
СФ	- съгласуван филтър
ФЧХ	- фазочестотна характеристика
ФФ	- формиращ филтър

ВЪВЕДЕНИЕ В ПРОБЛЕМА

Съвременните радиокомуникационни системи (РКС) функционират в сложна сигнално-шумова обстановка за всички използвани честотни обхвати. Съществен проблем е и сериозният дефицит на честотен ресурс. Това определя два важни аспекта в развитието на съвременната теория и техника за предаване на информация: проектиране и внедряване на ефективни и високоскоростни цифрови системи и повишаване на устойчивостта срещу смущения в тях.

Един от факторите, които намаляват скоростта на предаване и оказват влияние върху достоверността на предаваната информация, е изкривяването на формата на сигнала, вследствие препокриване на предавания символ със закъснели копия на предходни символи.

Това явление, известно като междусимволни смущения [3], е особено силно изразено при многоканалните системи. Там се наблюдава не само взаимно влияние между елементите на един сигнал, но и между елементите на сигналите от съседни канали.

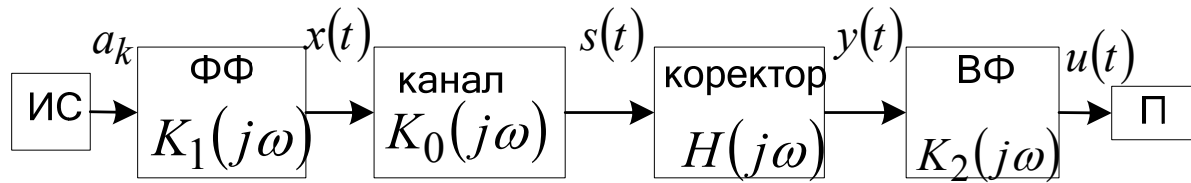
Следователно, както в едноканалните, така и в многоканалните РКС, смущенията, възникващи от изкривяване формата на сигнала, определят в голяма степен тяхната шумоустойчивост.

За повишаване ефективността и шумоустойчивостта на РКС се използват различни методи [2,3, 6,11]. Най-общо те могат да се разделят на два вида:

1) методи, свързани с оптимизация на обработката на сигналите при приемане [2, 6, 20, 21];

2) методи за оптимизиране формата на сигнала в предавателя [17, 23, 25].

Прегледът на литературните източници показва [2,6,9,12,20, 21], че усилията за решаване на проблема с междусимволните смущения, основно е свързан с оптимизация на приемането на сигнали. Разработвани са методи, свързани преди всичко с използване на различни коректори [2,10]. Те, обаче, водят до усложняване структурата на приемника.



Фиг. В.1

Така например, в структурната схема на РКС, показана на фиг.В.1, е включен коректор с предавателна функция $H(j\omega)$. Източникът на съобщение ИС формира съобщение $a_k(t)$, което чрез формиращ филтър ФФ в предавателя, с предавателна функция $K_1(j\omega)$, се предава като сигнал

$$x(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} a(kT)h_1(t - kT), \quad (\text{В.1})$$

където $h_1(t)$ е импулсната характеристика на ФФ,

T е тактов интервал от време.

Този сигнал преминава през канал с предавателна функция $K_0(j\omega)$ и постъпва в приемника. Там се обработва от коректор с предавателна функция $H(j\omega)$ и възстановяващ филтър ВФ с предавателна функция $K_2(j\omega)$.

Еквивалентната предавателна функция на РКС е

$$K(j\omega) = K_1(j\omega)K_0(j\omega)H(j\omega)K_2(j\omega) \quad . \quad (\text{В.2})$$

Като се приложи към $K(j\omega)$ обратното преобразуване на Фурие, се получава еквивалентната импулсна характеристика. За да няма междусимволни смущения, тя трябва да е от вида:

$$h(kT + t_0) = \begin{cases} c = \text{const}, k = 0 \\ 0, k = \pm 1, \pm 2, \dots \end{cases}, \quad (\text{В.3})$$

където t_0 е началният момент на отчитане, а c е някаква постоянна величина .

Условие (В.3) е известно като първи критерий на Найкуист [23]. Записано в честотната област, то има вида [23]:

$$\sum_{m=-\infty}^{\infty} K(j\omega - jm\omega_q) e^{jt_0(\omega - m\omega_q)} = Tc, \omega_q T = 2\pi. \quad (\text{B.4})$$

За да няма междусимволни смущения, при интегрален прием, трябва да е изпълнено:

$$s(kT + t_0) = \begin{cases} c = \text{const}, k = 0 \\ 0, k = \pm 1, \pm 2, \dots \end{cases}, \quad (\text{B.5})$$

при

$$s(t) = \int_M y(t) u(\tau - t) d\tau,$$

където $y(t)$ - сигнал на входа на корелатора или съгласувания филтър, $u(t)$ - опорен сигнал, дефиниран в област M .

Условие (B.3), записано в честотната област, има вида [23]:

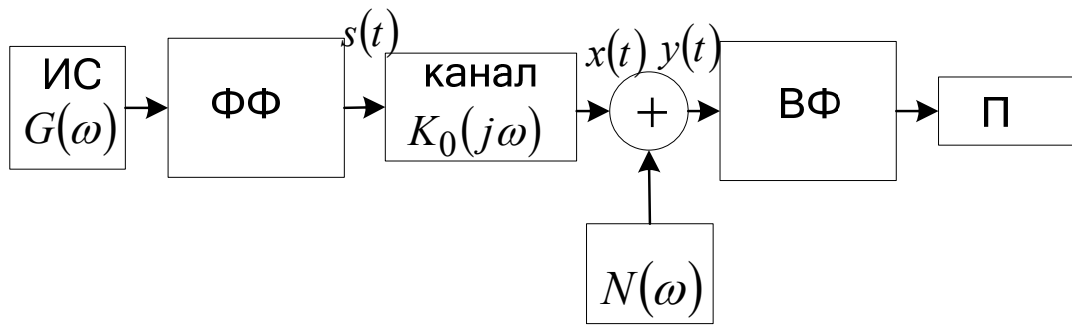
$$\sum_{m=-\infty}^{\infty} K(j\omega - jm\omega_q) U(j\omega - jm\omega_q) e^{jt_0(\omega - m\omega_q)} = Tc, \quad (\text{B.6})$$

където $U(j\omega)$ е спектър на опорния сигнал.

Вторият вид методи за защита от междусимволни изкривявания, свързани с оптималното формиране на сигнали в предавателя, са сравнително по-слабо отразени в литературата [17, 23, 25].

Както бе показано, Найкуист [23] предлага сигнали, чрез които се отстраняват напълно междусимволните смущения. Но те са физически нереализуеми, тъй като се описват с времева функция, представляваща импулсна характеристика на идеален нискочестотен филтър, която е определена в безкраен интервал от време. Съществуват публикации [19], в които се разглеждат и финитни сигнали, притежаващи качествата на тези на Найкуист. Оказва се, че те представляват едно безкрайно множество, поради което при избора им е необходим определен качествен критерий.

Друг възможен подход е формиране на подходящ сигнал чрез формиращ филтър в предавателя [4,6]. Структурната схема на такава РКС е показана на фиг.В.2. В нея са включени линейни филтри - формиращ филтър (ФФ) в предавателя и възстановяващ филтър (ВФ) в приемника.



Фиг. В.2

От източника на сигнал ИС постъпва сигнал, съответстващ на предаваното съобщение, с енергиен спектър $G(\omega)$. В канала за връзка, с предавателна функция $K_0(j\omega)$, има наличие на адитивен бял шум с енергиен спектър $N(\omega)$. Сигналът, респ. съответстващият му енергиен спектър, се изкривява през ФФ и се възстановява през ВФ в приемника. Чрез тази операция може да се постигне висока скорост, близка до пропускателната способност на канала.

Максималната скорост, съгласно Шенън [1,9,11], се определя като

$$R = \frac{1}{2\pi} \int_{\omega_1}^{\omega_2} \ln \frac{G(\omega) + N(\omega)}{N(\omega)} d\omega, \quad (\text{В.7})$$

където ω_1 и ω_2 са съответно граничните честоти на ефективната честотна лента на канала и $\Delta\omega = \omega_2 - \omega_1$.

Сигналът $s(t)$ е със средна мощност

$$P_s = \frac{1}{2\pi} \int_{\omega_1}^{\omega_2} G(\omega) d\omega. \quad (\text{В.8})$$

Зависимост (В.7) може да се представи във вида

$$R = \frac{1}{2\pi} \int_{\omega_1}^{\omega_2} \ln \left[\frac{G(\omega)K_0^2(\omega)}{N(\omega)} + 1 \right] d\omega. \quad (\text{В.9})$$

Тогава, задачата за оптимизация на сигнала се поставя по следния начин:

Да се определи оптималният енергиен спектър $G_{opt}(\omega)$ на сигнала $s(t)$, със средна мощност (В.8) така, че скоростта на предаване (В.9) да бъде максимална.

Това е вариационна задача, която се решава чрез метода на неопределените множители на Лагранж [5]. Съгласно него се съставя функционала

$$J = \frac{1}{2\pi} \int_{\omega_1}^{\omega_2} \left\{ \ln \left[\frac{G(\omega)K_0^2(\omega)}{N(\omega)} + 1 \right] + \lambda G \right\} d\omega, \quad (\text{B.10})$$

където множителят λ , при фиксирана мощност P_s , е

$$\lambda = - \frac{\Delta\omega}{P_s + \int_{\omega_1}^{\omega_2} \frac{N(\omega)}{K_0^2(\omega)} d\omega} = - \frac{1}{\mu}. \quad (\text{B.11})$$

Уравнението на Ойлер, записано за (B.11), е

$$\begin{aligned} \frac{\partial}{\partial G} \left\{ \ln \left[\frac{G(\omega)K_0^2(\omega)}{N(\omega)} + 1 \right] + \lambda G \right\} &= \\ &= \frac{K^2(\omega)}{N(\omega) \left[\frac{G(\omega)K_0^2(\omega)}{N(\omega)} + 1 \right]} + \lambda = 0. \end{aligned} \quad (\text{B.12})$$

Тогава оптималният енергиен спектър на сигнала $x(t)$, съответстващ на максимална скорост на предаване, при фиксирана мощност P_s , се изразява като:

$$G_{opt}(\omega) = - \left[\frac{1}{\lambda} + \frac{N(\omega)}{K_0^2(\omega)} \right]. \quad (\text{B.13})$$

След заместване на (B.11) в (B.13), оптималният енергиен спектър на сигнала се получава във вида:

$$G_{opt}(\omega) = \mu - \frac{N(\omega)}{K_0^2(\omega)}, G_{opt}(\omega) \geq 0. \quad (\text{B.14})$$

От израз (B.14) следва, че оптималният енергиен спектър на сигнала допълва отношението $\frac{N(\omega)}{K_0^2(\omega)}$ до някаква постоянна величина μ , определена с (B.11).

Енергийният спектър на сигнала $y(t)$, постъпващ на входа на приемника е:

$$G_y(\omega) = G_x(\omega) + N(\omega) = G_{opt}(\omega)K_0^2(\omega) + N(\omega). \quad (\text{B.15})$$

Следователно ВФ трябва да бъде съгласуван с нормирания, относно енергийния спектър на шума, сигнал.

Така, чрез решаване на вариационната задача за оптимално линейно предизкривяване и възстановяване на сигнали, осигуряващи максимална пропускателна способност в гаусови канали с постоянни параметри, е показано, че енергийният спектър на оптималния сигнал допълва отношението на спектъра на шума към квадрата на предавателната функция на канала до някаква постоянна величина.

В съвременните модеми се прилага и амплитудно-фазова предкорекция [3, 11,13] на сигнала в предавателя, като предизкривяването се реализира чрез цифров филтър. В този случай усложнението е вследствие необходимостта от тестов сигнал, чрез който се прави предварителна оценка на канала за връзка.

Интерес представляват и т.нар. адаптивни модеми [13,22] с широк спектър на възможности, позволяващи управление на характеристиките на предавателния тракт в зависимост от изменящата се активност на канала.

Ефективно средство в борбата с междусимволните изкривявания е използването на OFDM (Orthogonal Frequency-Division Multiplexing) сигнали, при които е предвиден защитен интервал във времевата област.

От направения преглед на разработваните методи за борба с междусимволните смущения следва, че *съвременните подходи и средства не отчитат достатъчно пълно възможностите за максимално използване на пропускателната способност на канала за връзка чрез съгласуване на предаваните сигнали с характеристиките на канала.*

В тази насока представлява интерес търсенето на *подход за формиране на сигнали в предавателя, при предаването на които, се ограничават причините, пораждащи междусимволни смущения.*

Както е показано по-нататък, една от причините за съществуване на междусимволни смущения е ***преходният процес, който възниква на изхода на канала за връзка.***

Това определя **целта на настоящото изследване:** *при известни времеви и честотни характеристики на канала за връзка, да се синтезират сигнали,*

непредизвикващи преходен процес на изхода му, които да максимизират определен качествен критерий.

За постигане на поставената цел са решени следните **задачи**:

- за линеен канал и произволен входен сигнал е получено уравнението на изходния сигнал и е установена връзка между структурата на преходния процес и характеристиките на канала;

- изведено е уравнението на свободната съставка на преходния процес на изхода на линеен канал със случайни параметри;

- изведени са необходимите и достатъчни условия, изключващи възникването на преходен процес на изхода на канала при предаване на различни сигнали;

- синтезирани са сигнали, съгласувани с канала за връзка, които не предизвикват преходен процес (свободно колебание) на изхода на канала чрез решение на вариационни задачи;

- оценена е ефективността при предаване на синтезираните сигнали.

Поставените задачи са решени основно с **методите на функционалния анализ**. Използвани са теорията за оптимално приемане на сигнали, методите за оценка на устойчивост срещу смущения, както и математично и компютърно моделиране.

Глава 1

СЪЩНОСТ И ПРИЧИНИ ЗА ВЪЗНИКВАНЕ НА ПРЕХОДЕН ПРОЦЕС НА ИЗХОДА НА КАНАЛА ЗА ВРЪЗКА

1.1. Причини за възникване и следствия от наличието на преходен процес на изхода на канала за връзка

Важни показатели за технико-икономическата ефективност на РКС, които обективно характеризират основните й свойства и параметри, са:

А.) *Коефициент на използване на канала по пропускателна способност* [11].

Той характеризира информационната ефективност на системата.

Както е известно [11], за гаусов непрекъснат канал с честотна лента B_C , максималната пропускателна способност е определена от Шенън чрез основната теорема в теория на информацията:

$$C = B_C \log_2 \left(1 + \frac{P_s}{P_N} \right), \quad (1.1)$$

където $\frac{P_s}{P_N}$ е отношение на мощностите на сигнала и шума.

Реалната скорост на предаване на информация $V, \text{bit/s}$, обаче, е по-ниска от C и отношението:

$$\zeta = \frac{V}{C} < 1 \quad (1.2)$$

е коефициентът на използване на канала по пропускателна способност.

Б.) *Коефициент на използване на канала по енергия* [2]. Той характеризира енергийната ефективност и се определя чрез отношението на енергиите на изходния $x(t)$ и входния $s(t)$ сигнали:

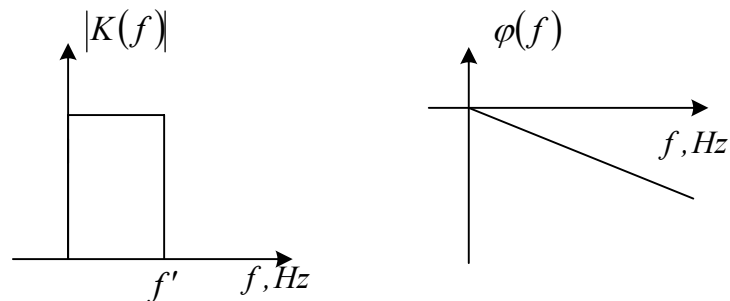
$$\eta^2 = \frac{E_x}{E_s}; \quad (1.3)$$

В.) Коефициент на използване на канала по честота (спектрална ефективност) [2,11,22]. Той представлява отношение на скоростта на предаване към ефективната честотна лента на канала B_{Cef} :

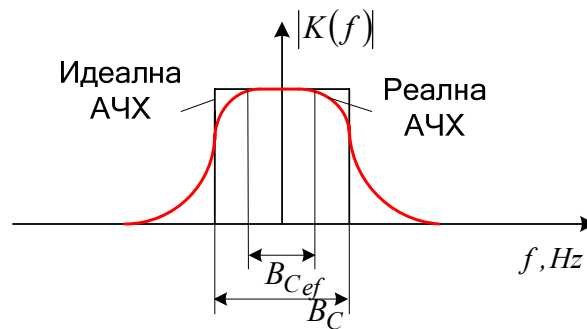
$$\xi = \frac{V}{B_{Cef}}. \quad (1.4,a)$$

Ако каналът е с идеални честотни характеристики (фиг.1.1, а), стойността на този коефициент, съгласно (1.1), е:

$$\xi_{max} = \frac{C}{B_C} = \log_2 \left(1 + \frac{P_s}{P_N} \right). \quad (1.4,b)$$



а)

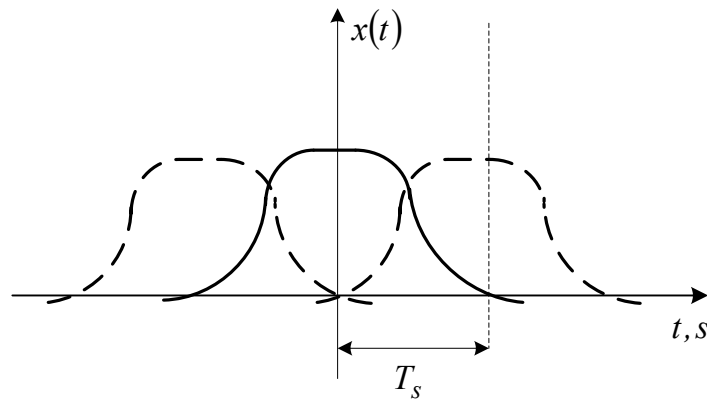


б)

Фиг.1.1

Тогава, според Найкуист [26], при подаване на кратки импулси с честота на следване $f_s = 1/T_s$ (T_s - продължителност на импулса) в идеален канал с честота на срязване $f_0 = f_s/2$, реакциите на канала са независими. Както е показано на

фиг.1.2, при изпълнение на тези условия, в момента, когато реакцията на канала на даден импулс е максимална, реакциите на другите импулси са нула.. Това твърдение е известно в литературата като първа теорема на Найкуист [26].



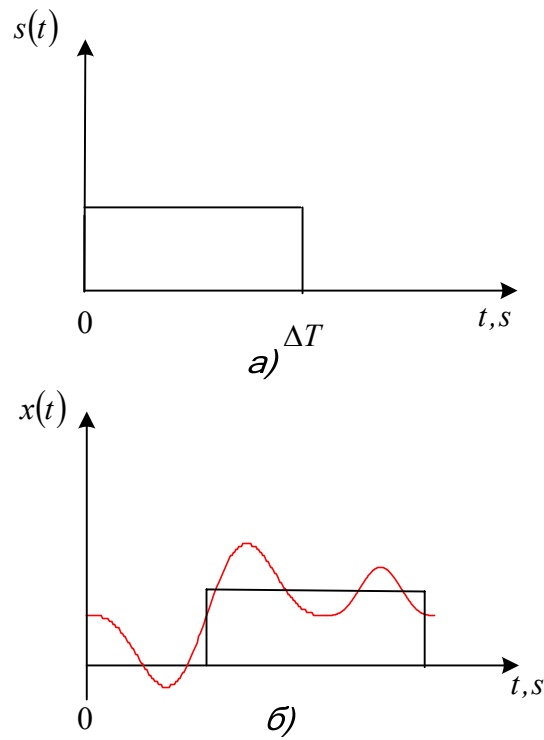
Фиг.1.2

Отново според Найкуист [26], аналогична реакция на канала може да се наблюдава и, когато каналът има АЧХ, симетрична относно честотата на срязване. Това твърдение е втора теорема на Найкуист [26].

Но идеален филтър практически не е реализуем. Реалната АЧХ (фиг.1.1, б) е неравномерна, което води до стесняване на B_C до $B_{Cef} < B_C$ и намаляване на спектралната ефективност. Вследствие неравномерността на АЧХ спектралната ефективност се определя със зависимост (1.4,а).

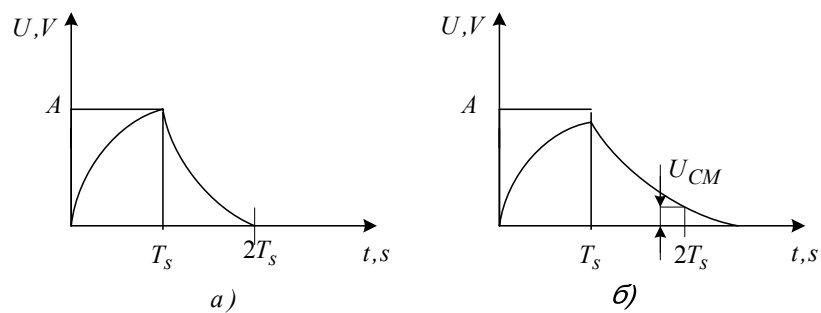
Поради неравномерната АЧХ различните спектрални съставящи на сигнала променят амплитудите си, което води до изкривяване формата на сигнала. Тогава, при предаване на сигнала $s(t)$, показан на фиг.1.3,а, изходният сигнал $x(t)$ достига до установената си стойност след известни колебания, както е показано на фиг.1.3,б.

Така при подаване на поредния импулс не е завършил преходният процес от предходния.



Фиг.1.3

Следствие наличието на преходен процес, на изхода на канала се наблюдават едновременно реакции на входен сигнал, отнасящи се за значително отдалечени моменти от време. Това е илюстрирано на фиг.1.4, където е показана реакцията на канала при предаване на единичен правоъгълен импулс в два различни случая.



Фиг.1.4

Вижда се, че на фиг.1.4,а в момента на започване на втория импулс ($t = 2T_s$), преходният процес вече е завършил, докато на фиг.1.4,б предният фронт на втория

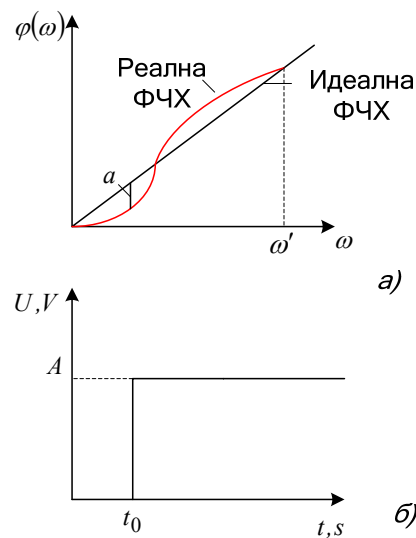
импулс застъпва задния фронт на предишния. Това води до наличие на остатъчно напрежение U_{CM} , което може да се разглежда като поява на допълнително смущение в канала.

Изкривяването на формата на сигнала се засилва от нелинейността на реалната фазочестотна характеристика (ФЧХ), фиг.1.5,а.

Реалната ФЧХ на фиг.1.5,а се дава с уравнението:

$$\varphi(\omega) = \omega t_0 - a \sin \frac{n\pi\omega}{\omega'}, \quad (1.5,а)$$

където a е максималното отклонение на ФЧХ от идеалния ѝ вид (линейната зависимост), n е брой на полупериодите на ФЧХ в областта на пропускане на канала.



Фиг.1.5

При подаване в момент t_0 на входа на канал с ФЧХ (1.5,а) на единичен елемент на сигнал от вида на фиг.1.5,б, напрежението на изхода на канала може да се изрази във вида:

$$u_{изх}(t) = A \left[\frac{K(\omega)}{2} + \frac{1}{\pi} \int_0^{\infty} \frac{K(\omega)}{\omega} \sin \omega(t-t_0) d\omega \right] + a \frac{A}{2} \left\{ \frac{K(\omega)}{2} + \frac{1}{\pi} \int_0^{\infty} \frac{K(\omega)}{\omega} \sin \left[\omega(t-t_0) - n\pi \frac{\omega}{\omega'} \right] d\omega \right\}. \quad (1.5,б)$$

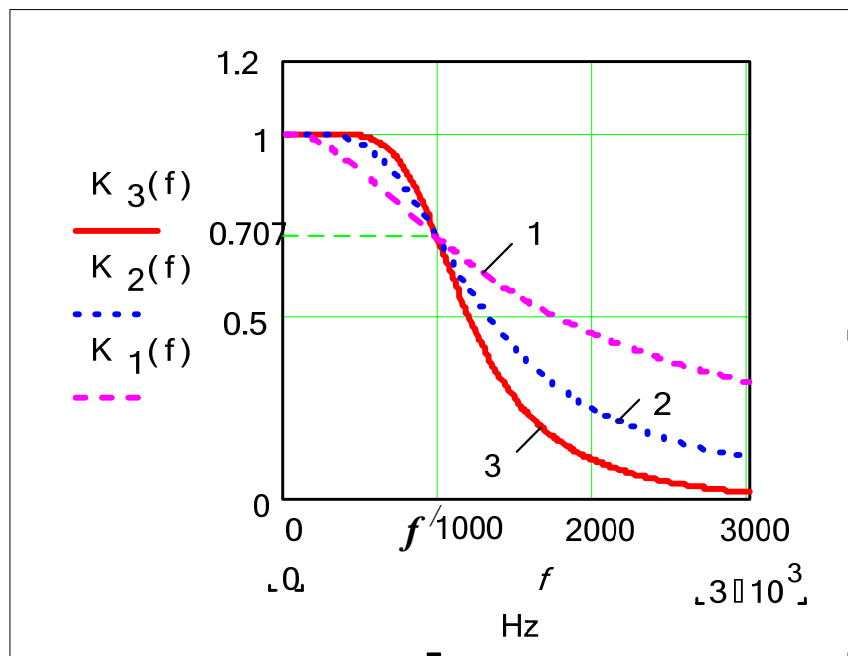
Вижда се, че второто събираемо в израз (1.5,б) е напрежение със същата форма, но с друга амплитуда и дефазирано спрямо първото, което е основният сигнал.

Вследствие на преходните процеси и породените смущения, пропускателната способност на канала намалява.

Реалната АЧХ на канала е нормираната характеристика от вида [2]:

$$K'(\omega) = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{\omega}{\omega'}\right)^{2p}}}, \quad (1.6)$$

където ω' е честота на срязване на ниво 0,707, при която затихването на сигнала е 3 dB, а p е ред на филтъра.



Фиг.1.6

Видът на реалната характеристика (1.6) за НЧФ при $p=2$ (крива 1), $p=4$ (крива 2) и $p=8$ (крива 3) е получен на фиг. 1.6.

Мощността на полезния сигнал в честотната лента B_{Cef} , вследствие неравномерността на АЧХ, е:

$$P_s' = P_s \int_0^{B_{Cef}} [K'(\omega)]^2 df, \quad (1.7)$$

която е по-малка от P_s .

Мощността на шума е:

$$P'_N = P_N \int_0^{\infty} [K'(\omega)]^2 df ; \quad (1.8)$$

Допълнителните смущения, вследствие преходния процес, са:

$$P''_s = P_s \int_{B_{Cef}}^{\infty} [K'(\omega)]^2 df . \quad (1.9)$$

Смущения (1.9) се наслагват и при по-голям брой канали резултатното смущение, вследствие преходния процес в канала, е близко до гаусов флукуационен шум.

За това при определяне на реалната пропускателна способност на канала за връзка, освен адитивните смущения, трябва да се отчитат и тези, причинени от преходния процес:

$$C' = B_{Cef} \log_2 \left[1 + \frac{P'_s}{P'_N + P''_s} \right], \quad (1.10)$$

Вижда се, че реалната пропускателна способност е обратно пропорционална на смущенията, предизвикани от преходния процес и е по-малка от тази, определена с (1.1)

От (1.10) може да се изрази:

$$\frac{C'}{B_{Cef}} = \log_2 \left[1 + \frac{h^2}{1 + \varepsilon h^2} \right], \quad (1.11)$$

където

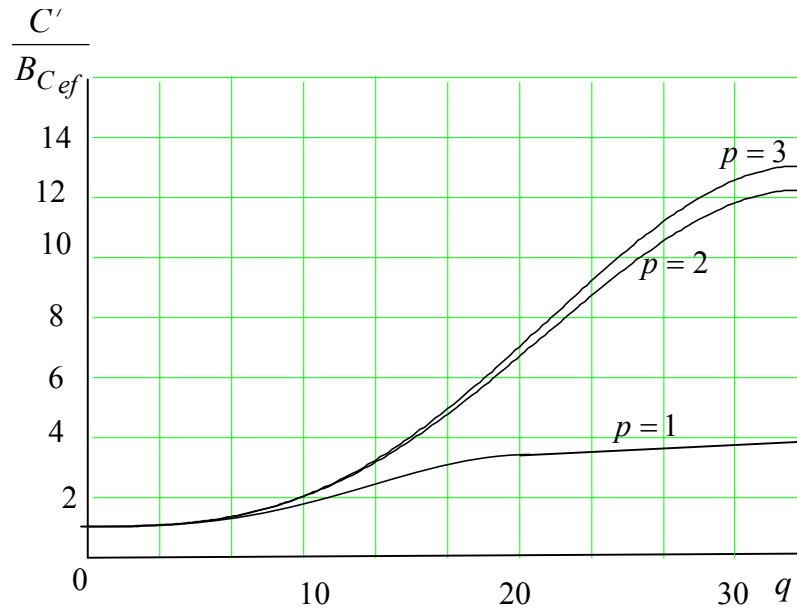
$$h^2 = \frac{E_s}{N_0} \quad (1.12)$$

е отношението на енергията на сигнала към спектралната плътност на мощността на белия шум.

В (1.11) е въведен параметър ε , чрез който се отчита неравномерността на реалната АЧХ на канала.

Вижда се, че при $\varepsilon \rightarrow 0$, $\frac{C'}{B_{Cef}}$ се стреми към максималната спектрална ефективност (1.4,б).

От анализа на горните зависимости следва, че РКС с реален канал за връзка има определена стойност на отношението сигнал/шум q , над която спектралната ефективност не може да расте повече (фиг.1.7). Това се обуславя от значителното увеличаване на смущенията от преходния процес (1.9).



Фиг.1.7

Тази стойност, означена като гранична, може да се определи като:

$$q_{gp} = \arg \min \left[\frac{\partial^2 \left(\frac{C'}{B_{Cef}} \right)}{(\partial h^2)^2} \right]. \quad (1.13)$$

1.2. Резултати и изводи

- На база анализа на физическата същност на изкривяванията на формата на сигнала при предаването му през линеен канал, е обоснована причинно-следствената им връзка с преходния процес на изхода на канала.
- Оценено е изменението на характерни качествени показатели на РКС вследствие наличието на преходен процес в канала за връзка (зависимости (1.10), (1.11)).
- Изразено е отношението сигнал/шум на РКС с отчитане на смущенията от преходни процеси и е определена неговата гранична стойност (1.13), относно изменението на спектралната ефективност на РКС.
- От направения анализ следва, че по-високият ред на филтъра не е достатъчен за подобряване на спектралната ефективност на канала.

Глава 2

УСЛОВИЯ ЗА ОГРАНИЧАВАНЕ НА ПРЕХОДНИТЕ ПРОЦЕСИ НА ИЗХОДА НА ЛИНЕЕН КАНАЛ ПРИ ПРЕДАВАНЕ НА ДИСКРЕТНИ СИГНАЛИ

За изследване на сигналите, предавани по комуникационни канали, е необходим адекватен математичен модел на канала за връзка, който да отчита най-важните му закономерности и характеристики. В общ случай многообразието на реалните канали и отчитането на различни фактори, влияещи върху сигнала, води до голямо разнообразие на математичните модели на преносвателния тракт.

За описването на канала трябва да се зададе допустимата област на функционалното пространство, към която принадлежат входните и изходните за канала сигнали и операторът на системата, чрез който се осъществява преобразуването им. Така че моделът на канала се свежда до аналитична зависимост между изходния и входния сигнал, в която влизат въздействащите величини.

Методът на моделиране на канала за връзка зависи от начина на представяне на входните въздействия. Входният сигнал и смущенията могат да се представят чрез:

- носещата – тогава се работи с моментните стойности на сигналите и смущенията;
- комплексната обвивка – входните въздействия се представят в комплексна форма;
- статистически методи – когато се работи с математичното очакване и дисперсията на сигнала и смущенията;
- информационен параметър.

За модел на канала за връзка може да се използва различен математичен апарат:

- диференциални уравнения;
- спектрален и операторен методи на база на преобразуването на Фурие;

- интеграл на Дюамел и времеви характеристики на канала.

В литературата съществуват голям брой публикации, в които се описват модели на аналогови и дискретни канали за връзка [13]. В математичен аспект каналът може да бъде детерминиран или стохастичен, стационарен или нестационарен, линеен или нелинеен, инерционен или безинерционен.

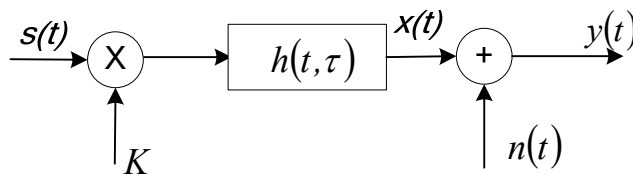
Реалните канали, в една или друга степен, са нелинейни, но могат достатъчно точно да се опишат с линеен модел. Връзката между изходните и входните сигнали за линеен канал най-общо се дава с интегрално уравнение “вход-изход”, или с неговата диференциална форма, от вида :

$$\varphi[s_i(t), x_j^{(-k)}(t), \dots, x_j^{(l)}(t)] = 0, \quad (2.1)$$

където $s(t)$ е входен сигнал,

k и l са ред на производните на изходния сигнал $x(t)$.

Адекватен модел, достатъчно точно отразяващ реални радиоканали, като тропосферни, акустични и др., съществуващи в условия на случайни изменения и многолъчево разпространение на сигнала, се представя с линеен филтър, чиято импулсна характеристика е функция на времето и случайното закъснение на сигнала. Тогава каналът за връзка се представя като канал със случайни параметри, фиг.2.1.



Фиг.2.1

Математичното описание на този канал е:

$$y(t) = K \int_{t_H}^{t_K} h(t, \tau) s(t - \tau) d\tau + n(t), \quad (2.2)$$

където:

K е коефициент на предаване на канала, който се изменя във времето в резултат на мултипликативните смущения,

$n(t)$ са адитивни смущения.

Входният сигнал $s(t)$ с продължителност $\Delta T = t_K - t_H$. Най общо това е сигнал, получен чрез някой от методите на дискретна модулация.

Линейното преобразуване на сигнала е отразено чрез линеен филтър с импулсна характеристика $h(t, \tau)$.

Диференциалното уравнение, описващо канала, е от n -ти ред с постоянни коефициенти a_k, b_k ($k = 0 \dots n$):

$$a_n \frac{d^n x(t)}{dt^n} + \dots + a_0 x(t) = b_n \frac{d^n s(t)}{dt^n} + \dots + b_0 s(t), \quad (2.3)$$

при известни n на брой начални условия.

Както е известно [16], в зависимост от вида на корените на характеристичното уравнение на (2.3), има три случая.

Първи случай - n на брой различни реални отрицателни корени ρ_k (апериодичен преходен процес).

Тогава импулсната характеристика на канала, описан с уравнение (2.3), се изразява във вида:

$$h(t) = \sum_{k=1}^n A_k e^{\rho_k t}, \quad t \geq 0, \quad (2.4, a)$$

където A_k са интеграционните константи, определени от n на брой начални условия;

Втори случай – реални отрицателни корени, като k -тият корен е с кратност m_k (критично- апериодичен преходен процес).

Импулсната характеристика е:

$$h(t) = \sum_k A_{m_k-1}(t) e^{\rho_k t}, \quad t \geq 0, \quad (2.4, б)$$

където

$$A_{m_k-1}(t) = \sum_{q=0}^{m_k-1} A_{kq} t^q$$

са интеграционните константи;

Трети случай - $n/2$ (n - четно число) на брой комплексно-спрегнати корени

от вида:

$-\rho_k \pm j\beta_k, k = 1, 2, \dots, n/2$ - псевдопериодичен преходен процес.

Импулсната характеристика е от вида:

$$h(t) = \sum_{k=1}^{n/2} e^{-\rho_k t} (A_k \cos \beta_k t + B_k \sin \beta_k t), \quad (2.4, \text{в})$$

където A_k, B_k са интеграционните константи, определени от n на брой начални условия.

2.1. Определяне на свободните колебания на изхода на канала

Общото решение на уравнение (2.3), т.е. реакцията на канала на входно въздействие $s(t)$, е от вида [16]:

$$x(t) = x_{np}(t) - x_{ce}(t),$$

където $x_{np}(t)$ е частното решение (принудената съставка) – решение на нехомогенното уравнение (2.3), а $x_{ce}(t)$ е свободната съставка (решението на хомогенното уравнение (2.3)).

Отчитайки факта, че входният сигнал $s(t)$ е зададен в краен интервал ΔT , решението на (2.3) е добре да се доведе до вида

$$x(t)|_{t \geq 0} = x_{np}(t)|_{0 \leq t \leq \Delta T} - [x_{ce1}(t)|_{t \geq 0} - x_{ce2}(t)|_{t > \Delta T}], \quad (2.5)$$

където $x_{ce1}(t)$ (за $t \geq 0$) е свободната съставка на решението при начални условия, възникващи в канала за връзка в момент $t = 0$, т.е. това са свободните колебания на изхода на канала, създадени от предния фронт на сигнала $s(t)$;

$x_{c\phi_2}(t)$ (за $t > \Delta T$) е свободната съставка на решението при начални условия, възникващи в канала в момент $t = \Delta T$, т.е. това са свободните колебания на изхода на канала, създадени от задния фронт на сигнала $s(t)$.

Нека входният сигнал е зададен чрез обратното преобразуване на Фурие:

$$s(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S(j\omega) e^{j\omega t} d\omega, \quad 0 \leq t \leq \Delta T, \quad (2.6)$$

където $S(j\omega)$ е спектралната му плътност.

Тогава изходният сигнал, определен чрез интеграла на Дюамел [16], е:

$$\begin{aligned} x(t) &= \int_0^t h(\tau) s(t-\tau) d\tau \Big|_{0 \leq t \leq \Delta T} + \int_{t-\Delta T}^t h(\tau) s(t-\tau) d\tau \Big|_{t > \Delta T} = \\ &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S(j\omega) e^{j\omega t} \times \\ &\times \left(\int_0^t h(\tau) e^{-j\omega\tau} d\tau \Big|_{0 \leq t \leq \Delta T} + \int_{t-\Delta T}^t h(\tau) e^{-j\omega\tau} d\tau \Big|_{t > \Delta T} \right) d\omega. \end{aligned} \quad (2.7)$$

Като се има предвид връзката между импулсната характеристика и комплексния коефициент на предаване [1] на линейния канал, уравнение (2.7) може да се запише във вида:

$$\begin{aligned} x(t) &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S(j\omega) K(j\omega) e^{j\omega t} d\omega - \\ &- \left[\frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S(j\omega) K_t(j\omega) e^{j\omega t} d\omega \right. \\ &\left. - \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S(j\omega) K_{t-\Delta T}(j\omega) e^{j\omega t} d\omega \right] \end{aligned} \quad (2.8)$$

където K_t и $K_{t-\Delta T}$ са текущите комплексни коефициенти на предаване съответно за периоди $t \geq 0$ и $t > \Delta T$.

Като сравним уравнения (2.5) и (2.8) следва, че

$$x_{np}(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S(j\omega) K(j\omega) e^{j\omega t} d\omega; \quad (2.9)$$

$$x_{c\theta_1}(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S(j\omega) K_{t \geq 0}(j\omega) e^{j\omega t} d\omega; \quad (2.10)$$

$$x_{c\theta_2}(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S(j\omega) K_{t > \Delta T}(j\omega) e^{j\omega t} d\omega. \quad (2.11)$$

Като се има предвид [1], че

$$\begin{aligned} K(j\omega) &= \int_0^{\infty} h(\tau) e^{-j\omega\tau} d\tau = \\ &= \int_0^{\infty} h(\tau) \cos \omega\tau d\tau - j \int_0^{\infty} h(\tau) \sin \omega\tau d\tau = a(\omega) - jb(\omega) = \\ &= |K(j\omega)| e^{-j\varphi(\omega)}, \end{aligned} \quad (2.12)$$

където $|K(j\omega)| = K(\omega)$ е АЧХ;

$\varphi(\omega) = \arg K(j\omega)$ е ФЧХ,

при импулсна характеристика (2.4,a), от (2.10) и (2.11) се получават следните уравнения:

$$x_{c\theta_1}(t) = \sum_{k=1}^n A_k \frac{1}{\pi} \int_0^{\infty} \frac{a(\omega)\rho_k - b(\omega)\omega}{\rho_k^2 + \omega^2} d\omega e^{-\rho_k t}, \quad (2.13)$$

$$\begin{aligned} x_{c\theta_2}(t) &= \sum_{k=1}^n A_k \frac{1}{\pi} \times \\ &\times \left\{ \int_0^{\infty} \frac{[a(\omega)\cos \omega\Delta T + b(\omega)\sin \omega\Delta T]\rho_k}{\rho_k^2 + \omega^2} d\omega e^{-\rho_k(t-\Delta T)} + \right. \\ &\left. + \int_0^{\infty} \frac{[a(\omega)\sin \omega\Delta T - b(\omega)\cos \omega\Delta T]\omega}{\rho_k^2 + \omega^2} d\omega e^{-\rho_k(t-\Delta T)} \right\}. \end{aligned} \quad (2.14)$$

2.2. Условия за ограничаване на преходните процеси на изхода на канала

За да няма преходен процес на изхода на канала трябва свободната съставка на решението да е нула, т.е. да бъде изпълнено:

$$x_{c\theta_1}(t) = 0 \quad \text{за } t \geq 0;$$

$$x_{ce2}(t)=0 \text{ за } t > \Delta T. \quad (2.15)$$

Условия (2.15) ще се удовлетворят от тези сигнали $s(t)$ на входа на канала, които в моменти $t=0$ и $t=\Delta T$ създават такива начални условия, че интеграционните константи в общото решение на диференциалното уравнение са равни на нула. Затова по диференциалното уравнение (2.3) трябва да се установят в явен вид функционални зависимости между началните условия и характеристиките на канала и сигналите.

От изрази (2.13) - (2.15) следва, че преходен процес на изхода на канала няма да се наблюдава, ако е изпълнено:

$$\frac{1}{\pi} \int_0^{\infty} \frac{a(\omega)\rho_k - b(\omega)\omega}{\rho_k^2 + \omega^2} d\omega = 0; \quad (2.16)$$

$$\begin{aligned} & \frac{1}{\pi} \left[\int_0^{\infty} \frac{[a(\omega)\cos \omega\Delta T + b(\omega)\sin \omega\Delta T]\rho_k}{\rho_k^2 + \omega^2} d\omega \right] + \\ & + \frac{1}{\pi} \left[\int_0^{\infty} \frac{[a(\omega)\sin \omega\Delta T - b(\omega)\cos \omega\Delta T]\omega}{\rho_k^2 + \omega^2} d\omega \right] = 0 \end{aligned} \quad (2.17)$$

$$k = 1 \dots n.$$

Като се използва, че

$$a(\omega) = \frac{S(-j\omega) + S(j\omega)}{2}; \quad (2.18,а)$$

$$b(\omega) = -j \frac{S(-j\omega) - S(j\omega)}{2}; \quad (2.18,б)$$

$$\cos \omega\Delta T = \frac{e^{j\omega\Delta T} + e^{-j\omega\Delta T}}{2}; \quad (2.18,в)$$

$$\sin \omega\Delta T = \frac{e^{j\omega\Delta T} - e^{-j\omega\Delta T}}{2j}, \quad (2.18,г)$$

зависимости (2.16) и (2.17) добиват вида:

$$\frac{1}{2\pi} \int_0^{\infty} \left[\frac{S(j\omega)}{\rho_k + j\omega} + \frac{S(-j\omega)}{\rho_k - j\omega} \right] d\omega = 0, \quad (2.19)$$

$$\frac{1}{2\pi} \int_0^{\infty} \left[\frac{S(j\omega)e^{j\omega\Delta T}}{\rho_k + j\omega} + \frac{S(-j\omega)e^{-j\omega\Delta T}}{\rho_k - j\omega} \right] d\omega = 0. \quad (2.20)$$

Като се има предвид, че

$$\frac{1}{\rho_k - j\omega} = \int_0^{\infty} e^{-(\rho_k - j\omega)t} dt, \\ \frac{1}{\rho_k + j\omega} = \int_0^{\infty} e^{-(\rho_k + j\omega)t} dt,$$

равенства (2.19) и (2.20) се преобразуват във вида:

$$\int_0^{\infty} e^{-\rho_k t} s(-t) dt = 0, \quad (2.21)$$

$$\int_0^{\infty} e^{-\rho_k t} s(\Delta T - t) dt = 0, \quad k = 1 \dots n. \quad (2.22)$$

Съгласно израза за импулсната характеристика на канала (2.4,a), зависимости (2.21) и (2.22) могат да се представят като:

$$\int_0^{\infty} h(t) s(-t) dt = 0, \quad (2.23)$$

$$\int_0^{\infty} h(t) s(\Delta T - t) dt = 0. \quad (2.24)$$

Следователно, при изпълнение на условия (2.23) и (2.24), на изхода на канала не се образува преходен процес.

Интеграционните константи в общото решение на уравнение (2.3) се определят от система от n на брой линейни уравнения за началните условия от вида:

$$\left. \frac{d^k x(t)}{dt^k} \right|_{t=0} = \left. \frac{d^k x_{np}(t)}{dt^k} \right|_{t=0} - \left. \frac{d^k x_{c\delta}(t)}{dt^k} \right|_{t=0}, \quad (2.25)$$

$$k = 0, (n-1).$$

Като се използва интеграла на Дюамел, зависимост (2.25) добива вида:

$$\frac{d^k}{dt^k} \left\{ \int_0^t s(\tau)h(t-\tau)d\tau \right\}_{t=0} = \frac{d^k}{dt^k} \left\{ \int_{-\infty}^t s(\tau)h(t-\tau)d\tau \right\}_{t=0} - \frac{d^k x_{c\theta_1}(t)}{dt^k} \Big|_{t=0}. \quad (2.26)$$

Система уравнения (2.26) задава функционалната зависимост на интеграционните константи в колебание $x_{c\theta_1}(t)$ от импулсната характеристика на канала и входния сигнал. Тази система може да се представи във вида:

$$\int_{-\infty}^0 s(\tau) \frac{d^k h(t-\tau)}{dt^k} d\tau \Big|_{t=0} - \frac{d^k x_{c\theta_1}(t)}{dt^k} \Big|_{t=0} = 0, \quad (2.27)$$

$$k = 0, (n-1).$$

По аналогичен начин се определят интеграционните константи в колебание $x_{c\theta_2}(t)$:

$$\int_{-\infty}^0 s(\tau + \Delta T) \frac{d^k h(t-\tau)}{dt^k} d\tau \Big|_{t=0} - \frac{d^k x_{c\theta_2}(t)}{dt^k} \Big|_{t=\Delta T} = 0, \quad (2.28)$$

$$k = 0, (n-1).$$

Зависимости (2.27) и (2.28) дават връзка между свободните колебания на изхода на канала, импулсната му характеристика и входния сигнал.

Аналогични зависимости могат да се изведат и за импулсна характеристика на канала, определена с израз (2.4,б).

Така, след заместване на (2.4,б) в изрази (2.13) и (2.14), се получават следните уравнения:

$$x_{c\theta_1}(t) = \frac{1}{\pi} \sum_k \sum_{q=0}^{m_k-1} \int_0^{\infty} \frac{1}{\left(\sqrt{\rho_k^2 + \omega^2}\right)^{q+1}} \left[a(\omega) \cos(q+1) \operatorname{arctg} \frac{\omega}{\rho_k} - \right. \\ \left. - b(\omega) \sin(q+1) \operatorname{arctg} \frac{\omega}{\rho_k} \right] d\omega \frac{d^q A_{m_k-1}(t)}{dt^q} e^{-\rho_k t}. \quad (2.29,a)$$

$$\begin{aligned}
x_{c\delta_2}(t) = & \frac{1}{\pi} \sum_k \sum_{q=0}^{m_k-1} \int_0^{\infty} \frac{1}{(\sqrt{\rho_k^2 + \omega^2})^{q+1}} \left\{ [a(\omega)\cos \omega\Delta T + b(\omega)\sin \omega\Delta T] \times \right. \\
& \times \cos(q+1)\arctg \frac{\omega}{\rho_k} + [a(\omega)\sin \omega\Delta T + b(\omega)\cos \omega\Delta T] \times \\
& \left. \times \sin(q+1)\arctg \frac{\omega}{\rho_k} \right\} d\omega \frac{d^q A_{m_k-1}(t-\Delta T)}{dt^q} e^{-\rho_k(t-\Delta T)}. \quad (2.29,б)
\end{aligned}$$

Свободните колебания (2.29,а) и (2.29,б) няма да се наблюдават на изхода на канала, при изпълнени:

$$\frac{1}{2\pi} \int_0^{\infty} \left[\frac{S(j\omega)}{(\rho_k + j\omega)^{q+1}} + \frac{S(-j\omega)}{(\rho_k - j\omega)^{q+1}} \right] d\omega = 0, \quad (2.30)$$

$$\frac{1}{2\pi} \int_0^{\infty} \left[\frac{S(j\omega)e^{j\omega\Delta T}}{(\rho_k + j\omega)^{q+1}} + \frac{S(-j\omega)e^{-j\omega\Delta T}}{(\rho_k - j\omega)^{q+1}} \right] d\omega = 0, \quad (2.31)$$

$$k = 1, 2, \dots, \quad q = 0, 1, \dots, m_k - 1.$$

Зависимости (2.30) и (2.31) са получени от (1.29,а) и (2.29,б), като в тях са заместени изрази (2.18,а)- (2.18,г).

Като се има предвид, че

$$\frac{1}{(\rho_k + j\omega)^{q+1}} = \frac{1}{\Gamma(q+1)} \int_0^{\infty} t^q e^{-(\rho_k + j\omega)t} dt; \quad (2.32,а)$$

$$\frac{1}{(\rho_k - j\omega)^{q+1}} = \frac{1}{\Gamma(q+1)} \int_0^{\infty} t^q e^{-(\rho_k - j\omega)t} dt \quad (2.32,б)$$

уравнения (2.30) и (2.31) добиват вида:

$$\frac{1}{\Gamma(q+1)} \int_0^{\infty} t^q e^{-\rho_k t} s(-t) dt = 0; \quad (2.33)$$

$$\frac{1}{\Gamma(q+1)} \int_0^{\infty} t^q e^{-\rho_k t} s(\Delta T - t) dt = 0, \quad (2.34)$$

$$k = 1, 2, \dots, \quad q = 0, 1, \dots, m_k - 1.$$

От левите части на (2.33) и (2.34) се образуват сумите

$$\begin{aligned} & \frac{1}{\pi} \sum_k \sum_{q=0}^{m_k-1} \frac{1}{\Gamma(q+1)} \int_0^{\infty} t^q e^{-\rho_k t} s(-t) dt = \\ & = \int_0^{\infty} \sum_k \left(\sum_{q=0}^{m_k-1} A_{kq} t^q \right) e^{-\rho_k t} s(-t) dt = 0 \quad , \end{aligned} \quad (2.35, a)$$

$$\begin{aligned} & \frac{1}{\pi} \sum_k \sum_{q=0}^{m_k-1} \frac{1}{\Gamma(q+1)} \int_0^{\infty} t^q e^{-\rho_k t} s(\Delta T - t) dt = \\ & = \int_0^{\infty} \sum_k \left(\sum_{q=0}^{m_k-1} A_{kq} t^q \right) e^{-\rho_k t} s(\Delta T - t) dt = 0 \quad , \end{aligned} \quad (2.35, б)$$

които, с оглед израз (2.4,б), са еквивалентни на:

$$\int_0^{\infty} h(t) s(-t) dt = 0 \quad , \quad (2.36)$$

$$\int_0^{\infty} h(t) s(\Delta T - t) dt = 0 \quad . \quad (2.37)$$

Така се потвърждават изведените вече условия (уравнения (2.23) и (2.24)), при изпълнение на които, на изхода на канала не се наблюдава преходен процес.

На база на зависимости (2.4,а), (2.4,б) и (2.4,в) за импулсната характеристика на канал, описан с уравнение (2.3), тя може да се изрази в общ вид като:

$$h(t) = \sum_k \sum_{q=0}^{m_k-1} \left[A_{kq} h_{kq_1}(t) + B_{kq} h_{kq_2}(t) \right] \quad , \quad (2.38)$$

където A_{kq}, B_{kq} са интеграционните константи, определени от n на брой начални условия;

$$h_{kq_1}(t) = t^q e^{-\rho_k t} \cos \beta_k t ;$$

$$h_{kq_2}(t) = t^q e^{-\rho_k t} \sin \beta_k t \quad , t \geq 0 \quad , k = 0, 1, 2, \dots ; q = \overline{0, (m_k - 1)} .$$

Така импулсни характеристики (2.4,а), (2.4,б) и (2.4,в) се получават като частни случаи на израз (2.38) съответно при $\beta_k = 0$ и/или $m_k = 1$.

Тогава условия (2.23), (2.24), (2.36) и (2.37) могат да се обобщят във вида:

$$\int_0^{\infty} h_{kq1}(t)s(-t)dt = 0, \int_0^{\infty} h_{kq1}(t)s(\Delta T - t)dt = 0; \quad (2.39,a)$$

$$\int_0^{\infty} h_{kq2}(t)s(-t)dt = 0, \int_0^{\infty} h_{kq2}(t)s(\Delta T - t)dt = 0, \quad (2.39,b)$$

които са необходимите и достатъчни условия на изхода на канал със случайни параметри да не се наблюдава преходен процес.

Като се използва спектралната плътност на сигнала и комплексния коефициент на предаване, условия (2.39, а) и (2.39,б) се изразяват във вида:

$$\int_{-\infty}^{\infty} S(j\omega)K_{kq1}(j\omega)d\omega = 0, \int_{-\infty}^{\infty} S(j\omega)K_{kq1}(j\omega)e^{j\omega\Delta T}d\omega = 0; \quad (2.40,a)$$

$$\int_{-\infty}^{\infty} S(j\omega)K_{kq2}(j\omega)d\omega = 0, \int_{-\infty}^{\infty} S(j\omega)K_{kq2}(j\omega)e^{j\omega\Delta T}d\omega = 0. \quad (2.40,b)$$

Следователно, за да не се наблюдава преходен процес при предаване на сигнал от вида (2.6) през канал, описан с диференциално уравнение (2.3), трябва да са изпълнени условия (2.39, а) и (2.39,б), респ. (2.40,а) и (2.40,б).

2.3. Резултати и изводи

- В настоящата глава са изведени аналитични изрази за принудената (2.9) и свободната съставлящи (2.13), (2.14) на преходния процес на изхода на линеен канал със случайни параметри, във функция от параметрите на канала и входния сигнал.
- Чрез изразите за свободното колебание са получени необходимите и достатъчни условия, при които на изхода на канала не се наблюдава преходен процес (2.23), (2.24).
- Резултатите са обобщени за различните случаи на решението на диференциалното уравнение, описващо линейния канал, в зависимост от корените на характеристичното му уравнение (2.39,а), (2.39,б), (2.40,а) и (2.40,б).

Глава 3

СИНТЕЗ НА СИГНАЛИ, НЕПРЕДИЗВИКВАЩИ ПРЕХОДЕН ПРОЦЕС НА ИЗХОДА НА КАНАЛ СЪС СЛУЧАЙНИ ПАРАМЕТРИ

3.1. Дефиниране на задачата за синтез

Задачата за синтез на сигнали, непредизвикващи преходен процес на изхода на канала за връзка, е вариационна задача и се решава с методите на функционалния анализ [6,7,17].

Основа на вариационната задача е в построяването на някаква система за количествени характеристики на качеството на функциониране. Това е функционал, дефиниран в определено функционално пространство, с който се определя закона на съответствие между зададена функция и елемент от пространството. Функционалът описва качествените критерии и показателите, по които се синтезират търсените сигнали.

Най-общо функционалът е функция на безкраен брой променливи – стойности на тези функции в различни точки на функционалното пространство. Функционалът, описващ качеството на системата за връзка, зависи от оптимизируемите функции (в случая входен сигнал за канала на връзка) и техните производни.

Вариационната задача се състои в определянето на онези функции, респ. сигнали, от зададен клас, при които функционалът има екстремум, при зададени гранични условия.

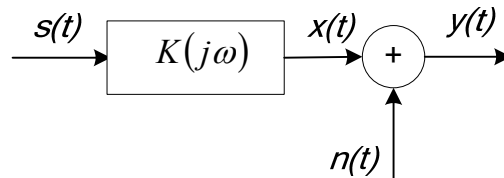
В случая дефинираме *вариационната задача* по следния начин.

На входа на канал с комплексен коефициент на предаване $K(j\omega) = K(\omega)e^{-j\varphi(\omega)}$, фиг.3.1, описан с диференциално уравнение от вида (2.3), действа сигнал $s(t)$, от вида (2.6), $0 \leq t \leq \Delta T$, с енергия:

$$E_s = \int_0^{\Delta T} s^2(t)dt = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S^2(\omega)d\omega = const . \quad (3.1)$$

В канала въздейства адитивно смущение $n(t)$ във вид на стационарен случаен процес с енергиен спектър $G_n(\omega)$ и мощност

$$P_N = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} G_n(\omega) K^2(\omega) d\omega. \quad (3.2)$$



Фиг.3.1

Иска се: да се определи така формата на входния сигнал $s(t)$ със спектрална плътност $S(\omega)$, че при предаването му, да не възниква преходен процес на изхода на канала.

Като се има предвид, че сред най-важните характеристики на РКС са енергията и мощността на сигнала и смущенията, както и отношението сигнал/шум, поставената задача се решава в две направления.

1. Оптимизиране на сигнала в енергийно отношение.

Известно е [1], че отношението сигнал/шум на изхода на канала зависи от енергията на сигнала. За да се предава входния сигнал с минимална загуба на енергия, следва, че енергията на изходния сигнал E_x трябва да е максимална:

$$E_x \rightarrow \max_{S(\omega)} \{E_x\}. \quad (3.3)$$

Изходният сигнал се определя със зависимостта:

$$x(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S(j\omega) K(j\omega) e^{j\omega t} d\omega. \quad (3.4)$$

Неговата енергия е:

$$E_x = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S^2(\omega) K^2(\omega) d\omega, \quad (3.5,a)$$

която може да се представи във вида:

$$E_x = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} [\alpha^2(\omega) + \beta^2(\omega)] K^2(\omega) d\omega. \quad (3.5,6)$$

За да се постигне (3.3), се образува функционал

$$J = \lambda E_x^2 = \lambda \left[\frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S^2(\omega) K^2(\omega) d\omega \right]^2, \quad (3.6)$$

където λ е положителна величина, отчитаща ограничената енергия на входния сигнал.

Поставя се вариационната задача: при каква спектрална плътност на входния сигнал, функционалът (3.6) има максимум.

Съгласно неравенството на Шварц-Буняковски от теорията на функционалния анализ [5,15], може да се запише:

$$\left[\int_{-\infty}^{\infty} \frac{S^2(\omega)}{2\pi} \lambda K^2(\omega) d\omega \right]^2 \leq \int_{-\infty}^{\infty} [\lambda K^2(\omega)]^2 d\omega \int_{-\infty}^{\infty} \left[\frac{S^2(\omega)}{2\pi} \right]^2 d\omega. \quad (3.7)$$

Както се вижда, равенство между лявата и дясната част на израз (3.7) се получава, ако

$$\lambda K^2(\omega) = \frac{S^2(\omega)}{2\pi}, \quad (3.8)$$

откъдето следва, че

$$\lambda = \frac{E_s}{\int_{-\infty}^{\infty} K^2(\omega) d\omega}. \quad (3.9)$$

От уравнения (3.8) и (3.9) се получава:

$$S(\omega) = K(\omega) \sqrt{\frac{2\pi E_s}{\int_{-\infty}^{\infty} K^2(\omega) d\omega}}. \quad (3.10)$$

Следователно сигнал $s(t)$, $0 \leq t \leq \Delta T$, със спектралната плътност (3.10) осигурява максимална енергия на изходния сигнал, определена, в съответствие със зависимост (3.5,а), като:

$$\max_{S(\omega)} \{E_x\} = \frac{E_s}{\int_{-\infty}^{\infty} K^2(\omega) d\omega} \int_{-\infty}^{\infty} K^4(\omega) d\omega, \quad (3.11)$$

където $K(\omega)$ е амплитудно-честотната характеристика на канала за връзка.

Използвайки израз (3.10), зависимости (2.40,а) и (2.40,б) могат да се изразят като:

$$\int_{-\infty}^{\infty} K(\omega) K_{kq_1}(j\omega) e^{-j\psi(\omega)} d\omega = 0; \quad \int_{-\infty}^{\infty} K(\omega) K_{kq_1}(j\omega) e^{j(\omega\Delta T - \psi(\omega))} d\omega = 0; \quad (3.12,а)$$

$$\int_{-\infty}^{\infty} K(\omega) K_{kq_2}(j\omega) e^{-j\psi(\omega)} d\omega = 0, \quad \int_{-\infty}^{\infty} K(\omega) K_{kq_2}(j\omega) e^{j(\omega\Delta T - \psi(\omega))} d\omega = 0, \quad (3.12,б)$$

където $\psi(\omega)$ е фазовият спектър на входния сигнал.

Така сигнал $s(t)$, $0 \leq t \leq \Delta T$, със спектрална плътност $S(j\omega) = S(\omega) e^{-j\psi(\omega)}$, не предизвиква преходен процес при преминаване през линеен канал с известни времеви и честотни характеристики, ако са изпълнени условия (3.12,а) и (3.12,б). Той е оптимален в енергийно отношение, когато $S(\omega)$ е определена с (3.10).

Отношението на енергиите на оптималните изходен и входен сигнал, което представлява коефициента на използване на канала по енергия (1.3) в този случай, е:

$$\eta^2 = \frac{\int_{-\infty}^{\infty} K^4(\omega) d\omega}{\int_{-\infty}^{\infty} K^2(\omega) d\omega}. \quad (3.13)$$

2. Оптимизиране на входния сигнал с цел получаване максимално отношение сигнал/шум на изхода на канала.

Тази задача може да се трансформира в определяне формата на входния сигнал така, че да се получи максимална реакция на канала в интервала $(0, \Delta T)$.

Нека, с цел опростяване на изчисленията, се постави условието изходният сигнал да е максимален в момента $t = \Delta T/2$:

$$\max_{s(t)} \left\{ x\left(\frac{\Delta T}{2}\right) \right\} = \max_{S(j\omega)} \left\{ \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S(j\omega) K(j\omega) e^{j\omega \frac{\Delta T}{2}} d\omega \right\}. \quad (3.14)$$

За да има максимум функцията $x(t)$, трябва да е изпълнено:

$$\left. \frac{d^k x(t)}{dt^k} \right|_{t=\Delta T} = 0, \quad k = \overline{0, (n-1)}. \quad (3.15)$$

Условие (3.15) се свежда до следните зависимости:

$$\int_{-\infty}^{\infty} (j\omega)^k S(j\omega) K(j\omega) df = 0, \quad (3.16, a)$$

$$\int_{-\infty}^{\infty} (j\omega)^k S(j\omega) K(j\omega) e^{j\omega \Delta T} df = 0, \quad k = \overline{0, (n-1)}. \quad (3.16, б)$$

За решаване на вариационната задача се съставя функционал във вида:

$$\begin{aligned} J_1 = & \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S(j\omega) K(j\omega) e^{j\omega \frac{\Delta T}{2}} d\omega - \\ & - \left\{ \sum_{k=0}^{n-1} \mu_k \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} (j\omega)^k S(j\omega) K(j\omega) d\omega + \right. \\ & \left. + \sum_{k=0}^{n-1} \nu_k \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} (j\omega)^k S(j\omega) K(j\omega) e^{j\omega \Delta T} d\omega \right\}, \end{aligned} \quad (3.17)$$

където μ_k и ν_k са множители на Лагранж [5,15].

За да има функционал (3.17) максимум, съгласно неравенството на Шварц-Буняковски [5,15], трябва да е изпълнено следното условие:

$$S(j\omega) = \lambda K(-j\omega) \left[e^{-j\omega \frac{\Delta T}{2}} - \sum_{k=0}^{n-1} (-j\omega)^k (\mu_k + \nu_k e^{-j\omega \Delta T}) \right]. \quad (3.18)$$

Константата λ в (3.18) се определя от ограничението на енергията на входния сигнал (3.1), а μ_k и ν_k се определят от допълнителните условия (3.16).

Тогава спектърът на изходния сигнал е

$$\begin{aligned}
S_x(j\omega) &= S(j\omega)K(j\omega) = \\
&= \lambda K^2(\omega) \left[e^{-j\omega \frac{\Delta T}{2}} - \sum_{k=0}^{n-1} (-j\omega)^k (\mu_k + \nu_k e^{-j\omega \Delta T}) \right] = \\
&= \lambda K^2(\omega) e^{-j\omega \frac{\Delta T}{2}} \left[1 - \sum_{k=0}^{n-1} (-j\omega)^k \left(\mu_k e^{j\omega \frac{\Delta T}{2}} + \nu_k e^{-j\omega \frac{\Delta T}{2}} \right) \right]. \tag{3.19}
\end{aligned}$$

Нека, с цел опростяване, функцията $x(t)$ да е четна относно $t = \Delta T/2$. Тогава $\nu_k = (-1)^k \mu_k$, а израз (3.18) се преобразува във вида:

$$\begin{aligned}
S(j\omega) &= \lambda K(-j\omega) \left[e^{-j\omega \frac{\Delta T}{2}} - \sum_{k=0}^{n-1} \mu_k (-j\omega)^k (1 + (-1)^k e^{-j\omega \Delta T}) \right] = \\
&= \lambda K(-j\omega) e^{-j\omega \frac{\Delta T}{2}} \left\{ 1 - \sum_{k=0}^{n-1} \mu_k \left[(-j\omega)^k e^{-j\omega \frac{\Delta T}{2}} + (j\omega)^k e^{-j\omega \frac{\Delta T}{2}} \right] \right\} = \\
&= \lambda K(-j\omega) e^{-j\omega \frac{\Delta T}{2}} \left[1 - 2 \sum_{k=0}^{n-1} \mu_k \omega^k \cos\left(\omega \frac{\Delta T}{2} - k \frac{\pi}{2}\right) \right] = \\
&= \lambda K(-j\omega) \Psi(j\omega, \Delta T). \tag{3.20,a}
\end{aligned}$$

По аналогичен начин се преобразува и израз (3.19), като се довежда до:

$$\begin{aligned}
S_x(j\omega) &= \lambda K^2(\omega) e^{-j\omega \frac{\Delta T}{2}} \left[1 - 2 \sum_{k=0}^{n-1} \mu_k \omega^k \cos\left(\omega \frac{\Delta T}{2} - k \frac{\pi}{2}\right) \right] = \\
&= \lambda K^2(\omega) \Psi(j\omega, \Delta T). \tag{3.20,b}
\end{aligned}$$

В изрази (3.20,a) и (3.20,b) е означена функцията

$$\Psi(j\omega, \Delta T) = e^{-j\omega \frac{\Delta T}{2}} \left[1 - 2 \sum_{k=0}^{n-1} \mu_k \omega^k \cos\left(\omega \frac{\Delta T}{2} - k \frac{\pi}{2}\right) \right]. \tag{3.21}$$

По съотношенията за честотния спектър (3.20,a) и (3.20,b) се извежда уравнението за формата на входния:

$$s(t) = \lambda \left\{ h\left(\frac{\Delta T}{2} - t\right) - \sum_{k=0}^{n-1} \mu_k \left[\frac{d^k h(\Delta T - t)}{dt^k} + (-1)^k \frac{d^k h(-t)}{dt^k} \right] \right\}, \quad (3.22)$$

респ. на изходния сигнал:

$$x(t) = \lambda \left\{ H\left(\frac{\Delta T}{2} - t\right) - \sum_{k=0}^{n-1} \mu_k \left[\frac{d^k H(\Delta T - t)}{dt^k} + (-1)^k \frac{d^k h(-t)}{dt^k} \right] \right\}, \quad (3.23)$$

където е въведена функцията:

$$H(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} K^2(\omega) e^{j\omega t} d\omega = \int_0^{\infty} h(\tau) h(|t| + \tau) d\tau. \quad (3.24)$$

Ако в израза за функционал (3.17) се замести изведената зависимост (3.20) за $S(j\omega)$, след известни преобразувания, се получава:

$$J_1 = \frac{1}{\lambda} \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S^2(\omega) d\omega = \frac{E_s}{\lambda}. \quad (3.25)$$

От друга страна максимумът на функционал (3.17) се отнася за максималната стойност на изходния сигнал в момента $t = \Delta T/2$, т.е.

$$\max\{J_1\} = \max_{S(j\omega)} \left\{ \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S(j\omega) K(j\omega) e^{j\omega \frac{\Delta T}{2}} d\omega \right\} = x\left(\frac{\Delta T}{2}\right). \quad (3.26)$$

Като се сравнят изрази (3.25) и (3.26), следва, че

$$x\left(\frac{\Delta T}{2}\right) = \frac{E_s}{\lambda}. \quad (3.27)$$

Частен случай на полученото решение (3.22) е сигнал, който не предизвиква преходен процес на изхода на канала за време $t \geq \Delta T$, т.е. след прекратяване на входното въздействие. Той ще се получи при изпълнение само на условие (3.16,б). За целта в израз (3.18) се полага $\mu_k = 0$, от където следва:

$$\begin{aligned} S(j\omega) &= \lambda K(-j\omega) \left[e^{-j\omega \frac{\Delta T}{2}} - \sum_{k=0}^{n-1} (-j\omega)^k \nu_k e^{-j\omega \Delta T} \right] = \\ &= \lambda K(-j\omega) \Psi_1(j\omega, \Delta T) \end{aligned} \quad (3.28)$$

Тогава спектърът на изходния сигнал е:

$$\begin{aligned}
S_x(j\omega) &= S(j\omega)K(j\omega) = \\
&= \lambda K^2(\omega) e^{-j\omega \frac{\Delta T}{2}} \left[1 - \sum_{k=0}^{n-1} (-j\omega)^k v_k e^{-j\omega \frac{\Delta T}{2}} \right] = \\
&= \lambda K^2(\omega) \left[e^{-j\omega \frac{\Delta T}{2}} - \sum_{k=0}^{n-1} (-j\omega)^k v_k e^{-j\omega \Delta T} \right] = \lambda K^2(\omega) \Psi_1(j\omega, \Delta T). \quad (3.29)
\end{aligned}$$

В зависимости (3.28) и (3.29) е въведена функцията:

$$\Psi_1(j\omega, \Delta T) = e^{-j\omega \frac{\Delta T}{2}} - \sum_{k=0}^{n-1} (-j\omega)^k v_k e^{-j\omega \Delta T}. \quad (3.30)$$

На спектри (3.28) и (3.29) съответстват сигнали:

$$s(t) = \lambda \left\{ h\left(\frac{\Delta T}{2} - t\right) - \sum_{k=0}^{n-1} v_k \frac{d^k h(\Delta T - t)}{dt^k} \right\}, \quad -\infty < t \leq \Delta T, \quad (3.31, a)$$

$$x(t) = \lambda \left\{ H\left(\frac{\Delta T}{2} - t\right) - \sum_{k=0}^{n-1} v_k \frac{d^k H(\Delta T - t)}{dt^k} \right\}, \quad -\infty < t < \infty, \quad (3.31, б)$$

където функцията $H(\cdot)$ е определена с (2.24).

Получените зависимости са приложени за оптимизация формата на сигнал, предаван по телефонен канал за връзка с гранична честота 3400 Hz, апроксимиран с нискочестотен филтър (НЧФ) на Бътървурт от четвърти ред.

Импулсната характеристика е от вида (2.4,в), чийто параметри за НЧФ от четвърти ред се определят съгласно табл.1.

Табл.1

k	$\varphi_k = \frac{(2k-1)\pi}{2n}$	$\rho_k = 2\pi f' \sin \varphi_k$	$\beta_k = 2\pi f' \cos \varphi_k$	A_k	B_k
1	$\frac{\pi}{8}$	$2\pi 3400 \sin \frac{\pi}{8}$	$2\pi 3400 \cos \frac{\pi}{8}$	$\frac{2\pi f' (\sin^2 \varphi_1 - 0,25)}{2(\sin \varphi_1 - \sin \varphi_2)}$	$A_1 \operatorname{tg} 3\varphi_1$
2	$\frac{3\pi}{8}$	$2\pi 3400 \sin \frac{3\pi}{8}$	$2\pi 3400 \cos \frac{3\pi}{8}$	$\frac{2\pi f' (\sin^2 \varphi_2 - 0,25)}{2(\sin \varphi_2 - \sin \varphi_1)}$	$A_2 \operatorname{tg} 3\varphi_2$

Една възможна схемна реализация на филтъра е дадена на фиг.3.2,а, а амплитудно-честотната му характеристика - на фиг. 3.2,б.

Входният сигнал, съгласно (3.31,а) е:

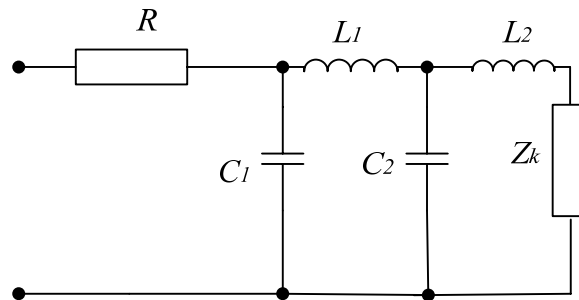
$$s(t) = \lambda \left\{ h \left(\frac{\Delta T}{2} - t \right) - \sum_{k=0}^3 \mu_k \left[h^{(k)}(\Delta T - t) + (-1)^k h^{(k)}(-t) \right] \right\},$$

а изходният, в съответствие с (3.31,б), е:

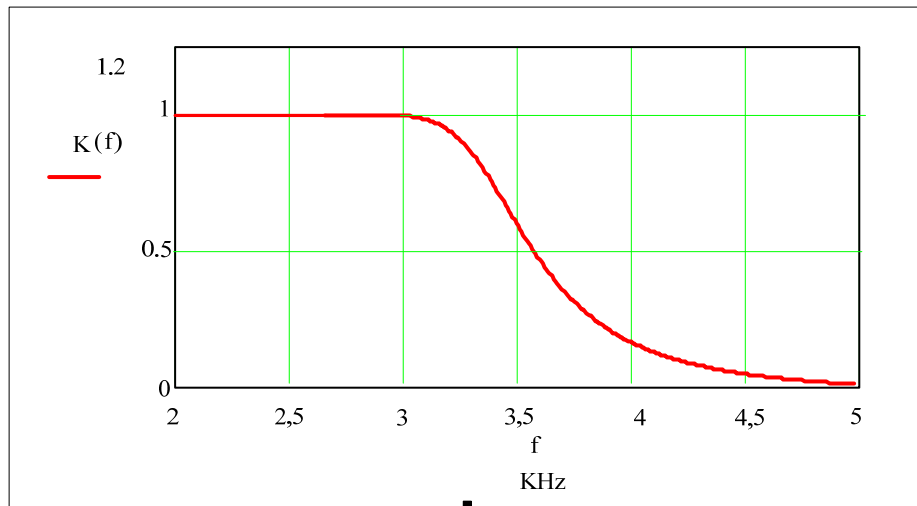
$$x(t) = \lambda \left\{ H \left(\frac{\Delta T}{2} - t \right) - \sum_{k=0}^3 \mu_k \left[H^{(k)}(\Delta T - t) + (-1)^k H^{(k)}(-t) \right] \right\},$$

където:

$$H(t) = \frac{2\pi f'}{16} \sum_{k=1}^4 e^{-\rho_k |t|} \sin(\varphi_k + \beta_k |t|).$$



а)



б)

Фиг.3.2

3.2. Изследване на оптимизирани сигнали, непредизвикващи преходен процес на изхода на реален линеен канал

За много реални канали съществува локална стационарност, когато измененията на характеристиките на канала могат да се пренебрегнат [11] и той да се разглежда с постоянни параметри.

Адекватен модел на теснолентов радиоканал е линеен четириполусник с експоненциална импулсна характеристика от вида:

$$h(t) = \alpha \cdot e^{-\alpha \cdot t} \cos \omega_0 t, \quad (3.32)$$

с обвивка :

$$h_0(t) = \alpha \cdot e^{-\alpha \cdot t}, \quad (3.33)$$

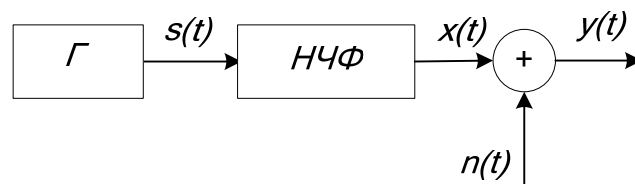
където α е случайна величина, характеризираща затихването в канала.

Канал с импулсна характеристика (3.33) е тип нискочестотен филтър (НЧФ) от първи ред.

Структурната схема на комуникационната система е дадена на фиг.3.3. Генераторът (Γ) формира сигнал $s(t)$ с честотна лента B_s и енергиен спектър G_s , който постъпва на входа на канала, представен като НЧФ от първи ред.

Неговият коефициент на предаване е:

$$K(j\omega) = \frac{\alpha}{\alpha + j\omega}, \quad (3.34)$$



Фиг.3.3

с АЧХ, съгласно (1.6), при $p=1$:

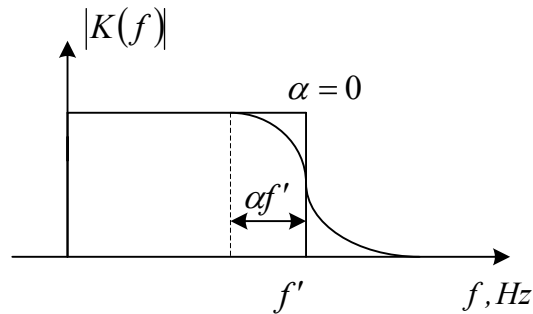
$$K(\omega) = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{\omega}{\omega'}\right)^2}} = \frac{\alpha}{\sqrt{\alpha^2 + \omega^2}} \quad (3.35,a)$$

и ФЧХ:

$$\varphi(\omega) = -\operatorname{arctg} \frac{\omega}{\alpha}, \quad (3.35, \text{б})$$

където показателят на затихване е

$$\alpha = 2\pi f', \quad (\text{фиг.3.4}) \quad (3.36)$$



Фиг.3.4

Изходният сигнал $x(t) + n(t)$ е сума от полезния сигнал и бял гаусов шум $n(t)$, чийто мощности са съответно:

$$P_s = G_s B_s;$$

$$P_N = G_n B_c.$$

Нека входният сигнал е:

$$s(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S(j\omega) e^{j\omega t} d\omega, \quad 0 \leq t \leq \Delta T, \quad (3.37, \text{a})$$

където

$$S(j\omega) = a(\omega) - jb(\omega) = S(\omega) e^{-j\psi(\omega)}. \quad (3.37, \text{б})$$

Енергията на този сигнал в интервала $0 \leq t \leq \Delta T$ е фиксирана и ограничена:

$$E_s = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S^2(\omega) d\omega = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} [a^2(\omega) + b^2(\omega)] d\omega = \text{const}. \quad (3.38)$$

Израз (3.38) може да се преобразува във вида:

$$\frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} [a^2(\omega) + b^2(\omega)] d\omega \frac{\int_{-\infty}^{\infty} K^2(\omega) d\omega}{\int_{-\infty}^{\infty} K^2(\omega) d\omega} = E_{s0} \int_{-\infty}^{\infty} K^2(\omega) d\omega,$$

където

$$E_{s0} = \frac{E_s}{\int_{-\infty}^{\infty} K^2(\omega) d\omega} \quad (3.39)$$

е нормираната енергия на входния сигнал.

Ако функциите $a(\omega)$ и $b(\omega)$, $\omega \in (-\infty, \infty)$, се дискретизират по Котелников с интервал на дискретизация

$$\Delta\omega = \frac{\pi}{\Delta T},$$

то те могат да се представят във вида:

$$a(\omega) = \sum_{\lambda=-\infty}^{\infty} a(\lambda\Delta\omega) \frac{\sin[(\omega - \lambda\Delta\omega)\Delta T]}{(\omega - \lambda\Delta\omega)\Delta T}, \quad (3.40)$$

$$b(\omega) = \sum_{\lambda=-\infty}^{\infty} b(\lambda\Delta\omega) \frac{\sin[(\omega - \lambda\Delta\omega)\Delta T]}{(\omega - \lambda\Delta\omega)\Delta T}. \quad (3.41)$$

Условия (3.12,а), (3.12,б), при които на изхода на канала няма да има преходен процес, записани за разглеждания канал и входен сигнал, и преобразувани на база на зависимости (2.39,а), (2.39,б), (3.9), (3.10), се свеждат до:

$$\left| \begin{array}{l} \frac{\alpha a(\lambda\Delta\omega) - (\lambda\Delta\omega)b(\lambda\Delta\omega)}{\alpha^2 + (\lambda\Delta\omega)^2} = 0 \\ \frac{1}{2\Delta T} [a^2(\lambda\Delta\omega) + b^2(\lambda\Delta\omega)] = \frac{E_s}{\sum_{\lambda=-\infty}^{\infty} K^2(\lambda\Delta\omega)} \frac{\alpha^2}{\alpha^2 + (\lambda\Delta\omega)^2} \end{array} \right. \quad (3.42)$$

Функциите $a(\lambda\Delta\omega)$ и $b(\lambda\Delta\omega)$ се извеждат от система (3.42):

$$a(\lambda\Delta\omega) = \begin{cases} \sqrt{2E_{s0}'\Delta T} \frac{\alpha(\lambda\Delta\omega)}{\alpha^2 + (\lambda\Delta\omega)^2}, & \lambda \geq 0 \\ -\sqrt{2E_{s0}'\Delta T} \frac{\alpha(\lambda\Delta\omega)}{\alpha^2 + (\lambda\Delta\omega)^2}, & \lambda < 0 \end{cases}, \quad (3.43,а)$$

$$b(\lambda\Delta\omega) = \begin{cases} \sqrt{2E'_{s0}\Delta T} \frac{\alpha^2}{\alpha^2 + (\lambda\Delta\omega)^2}, & \lambda \geq 0 \\ -\sqrt{2E'_{s0}\Delta T} \frac{\alpha^2}{\alpha^2 + (\lambda\Delta\omega)^2}, & \lambda < 0 \end{cases}, \quad (3.43,б)$$

където, по аналогия с (3.39),

$$E'_{s0} = \frac{E_s}{\sum_{\lambda=-\infty}^{\infty} K^2(\lambda\Delta\omega)}$$

е нормираната енергия на входния сигнал.

Получените изрази (3.43,а) и (3.43,б) се заместват в (3.40) и (3.41) и се изразяват $a(\omega)$ и $b(\omega)$.

Те се заместват в (3.37,б) и (3.37,а), при което се получава формата на търсения сигнал във вида:

$$s(t) = \sqrt{\frac{2E'_{s0}}{\Delta T}} \sum_{\lambda=-\infty}^{\infty} \left[\frac{\alpha(\lambda\Delta\omega)}{\alpha^2 + (\lambda\Delta\omega)^2} \cos(\lambda\Delta\omega)t + \frac{\alpha^2}{\alpha^2 + (\lambda\Delta\omega)^2} \sin(\lambda\Delta\omega)t \right] \quad (3.44)$$

Енергийната ефективност от използване на получения сигнал за изследвания канал е оценена чрез коефициента (1.3), който е представен във вида:

$$\eta^2 = \frac{\sum_{\lambda=0}^{\infty} K^4(\lambda\Delta\omega)}{\sum_{\lambda=0}^{\infty} K^2(\lambda\Delta\omega)} = \frac{\sum_{\lambda=0}^{\infty} \left[\frac{\alpha^2}{\alpha^2 + (\lambda\Delta\omega)^2} \right]^2}{\sum_{\lambda=0}^{\infty} \frac{\alpha^2}{\alpha^2 + (\lambda\Delta\omega)^2}}. \quad (3.45)$$

Вижда се, че коефициентът η е функция на $\Delta\omega$, т.е. зависи от продължителността ΔT на сигнала, респ. от скоростта на предаване V .

Израз (3.45) може да се преобразува като се използват съотношенията:

$$\Delta\omega = \frac{\pi}{\Delta T},$$

$$V = 1/\Delta T$$

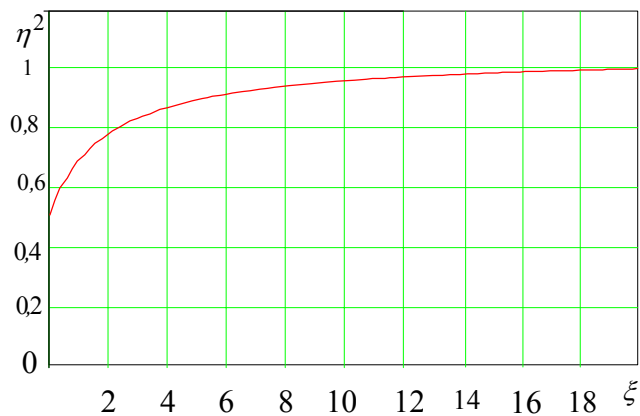
и $B_{sef} = \alpha/4$ (за разглеждания линеен канал [1]).

Така той се представя във вида:

$$\eta^2 = \frac{\sum_{\lambda=0}^{\infty} \frac{1}{\left[1 + \left(\frac{\lambda\pi V}{4 B_{sef}}\right)^2\right]^2}}{\sum_{\lambda=0}^{\infty} \frac{1}{1 + \left(\frac{\lambda\pi V}{4 B_{sef}}\right)^2}} = \frac{\sum_{\lambda=0}^{\infty} \frac{1}{\left[1 + \left(\frac{\lambda\pi \xi}{4}\right)^2\right]^2}}{\sum_{\lambda=0}^{\infty} \frac{1}{1 + \left(\frac{\lambda\pi \xi}{4}\right)^2}}, \quad (3.46)$$

където ξ е дефинираният с (1.4,а) коефициент на използване на канала по честота.

Изследвана е зависимостта $\eta^2 = f(\xi)$. Нейният графичен вид е даден на фиг.3.5.



Фиг.3.5

Вижда се, че граничните стойности на $\eta^2 = f(\xi)$ са $\eta^2 = 0,5$ и $\eta^2 = 1$.

Действително, при $\xi \rightarrow 0$, т.е. $\frac{V}{B_{sef}} \rightarrow 0$, или $\Delta\omega \rightarrow 0$, може да се изчисли

$$\eta^2 = \lim_{\Delta\omega \rightarrow 0} \frac{\sum_{\lambda=0}^{\infty} K^4(\lambda\Delta\omega)}{\sum_{\lambda=0}^{\infty} K^2(\lambda\Delta\omega)} = \frac{\int_0^{\infty} K^4(\omega)d\omega}{\int_0^{\infty} K^2(\omega)d\omega} =$$

$$\begin{aligned}
& \int_0^{\infty} \frac{\alpha^4(\omega)}{(\alpha^2 + \omega^2)^2} d\omega \\
&= \frac{\int_0^{\infty} \frac{\alpha^2(\omega)}{\alpha^2 + \omega^2} d\omega}{2} = \frac{1}{2}.
\end{aligned} \tag{3.47}$$

При $\xi \rightarrow \infty$ е изпълнено $\eta^2 \rightarrow 1$, което може да се обясни по следния начин. С увеличаване на $\frac{V}{B_{sef}}$ расте $\Delta\omega = \frac{\pi}{\Delta T}$, с което се увеличава и ширината на спектъра на входния сигнал. С това, обаче, енергията на сигнала се съсредоточава в областта на ниските честоти, където $K(j\omega) \rightarrow 1$. Така при $\frac{V}{B_{sef}} \rightarrow \infty$ $\eta^2 \rightarrow 1$.

Ако се изрази мощността на входния сигнал като

$$P_s = \frac{E_{s0}'}{\Delta T}$$

и се въведе $t' = \alpha t$, така че $0 \leq t' \leq \alpha\Delta T$,

$$\alpha\Delta T = \frac{4B_{sef}}{V},$$

входният сигнал (2.37) се преобразува във вида:

$$\begin{aligned}
s(t') &= \sqrt{2P_s} \frac{1}{\sqrt{\sum_{\lambda=-\infty}^{\infty} \frac{1}{1 + \left(\xi \frac{\lambda\pi}{4}\right)^2}}} \times \\
&\times \sum_{\lambda=-\infty}^{\infty} \frac{\cos\left(\xi \frac{\lambda\pi}{4} t' - \operatorname{arctg} \frac{1}{\xi \frac{\lambda\pi}{4}}\right)}{\sqrt{1 + \left(\xi \frac{\lambda\pi}{4}\right)^2}}.
\end{aligned} \tag{3.48}$$

Полученият израз (3.48) показва, че формата на сигнала, непредизвикващ преходен процес и оптимален по енергиен критерий, зависи пряко от коефициента на използване на канала по честота.

Мощността на белия шум, съгласно (3.2), е

$$P_N = N_0 \int_0^{\infty} \frac{1}{1 + \left(\frac{f}{f'}\right)^2} df = N_0 f' \frac{\pi/2}{\sin \pi/2}. \quad (3.49)$$

Формата на оптималния входен сигнал, който определя максимална реакция на канала в момента $t = \Delta T/2$, съгласно (3.22) и (3.33), е:

$$s(t) = \lambda \alpha \left[e^{-\alpha(\Delta T/2 - t)} - \mu_0 (e^{\alpha t} + e^{-\alpha(\Delta T - t)}) \right], \quad 0 \leq t \leq \Delta T, \quad (3.50)$$

със спектър

$$S(j\omega) = \lambda \frac{\Psi'(j\omega, \Delta T)}{1 - \frac{j\omega}{\alpha}}, \quad (3.51)$$

където, съобразно (3.21), функцията приема вида:

$$\Psi'(j\omega, \Delta T) = e^{-j\omega \Delta T/2} \left(1 - 2\mu_0 \cos \omega \frac{\Delta T}{2} \right). \quad (3.52)$$

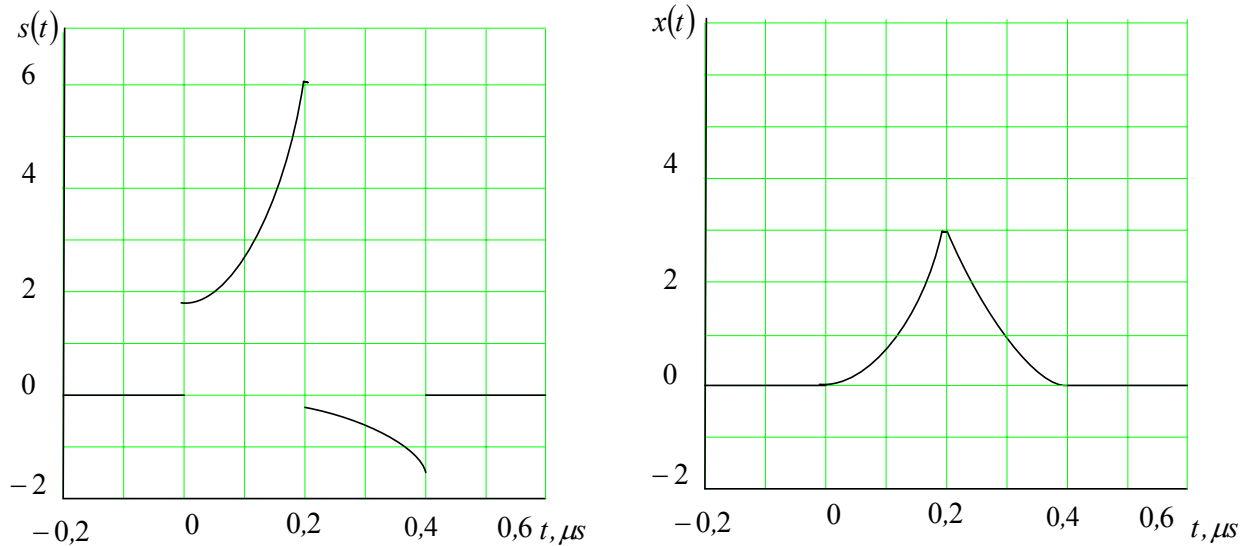
Спектърът на изходния сигнал се получава съответно:

$$S_x(j\omega) = \lambda \frac{\Psi'(j\omega, \Delta T)}{1 + \left(\frac{\omega}{\alpha}\right)^2}, \quad (3.53, a)$$

а самият сигнал е

$$x(t) = \lambda \frac{\alpha}{2} \left[e^{-\alpha|\Delta T/2 - t|} - \mu_0 (e^{\alpha|t|} + e^{-\alpha|\Delta T - t|}) \right], \quad 0 \leq t \leq \Delta T. \quad (3.53, б)$$

На фиг. 3.6 са получени сигнали (3.50) и (3.53,б) за $\Delta T = 4\mu s$.



Фиг. 3.6

Неопределеният множител на Лагранж в (3.50) и (3.53,б) е:

$$\mu_0 = \frac{1}{e^{\alpha\Delta T/2} + e^{-\alpha\Delta T/2}} = \frac{1}{2ch\alpha \frac{\Delta T}{2}}. \quad (3.54)$$

Отношението сигнал/шум в момента $t = \Delta T/2$, се получава:

$$q_{in}^2 = \frac{2E_s}{N_0} \frac{1 - e^{-\alpha\Delta T/2}}{1 + e^{-\alpha\Delta T/2}} = \frac{2E_s}{N_0} \frac{sh\alpha \frac{\Delta T}{2}}{ch\alpha \frac{\Delta T}{2}} = \frac{2E_s}{N_0} th\alpha \frac{\Delta T}{2}, \quad (3.55)$$

където енергията на входния сигнал е

$$\begin{aligned} E_s &= \lambda x\left(\frac{\Delta T}{2}\right) = \lambda^2 \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} K^2(\omega) \Psi'^2(\omega, \Delta T) d\omega = \\ &= \lambda^2 \frac{\alpha}{2} \left(\frac{1 - e^{-\alpha\Delta T}}{1 + e^{-\alpha\Delta T}} \right). \end{aligned} \quad (3.56)$$

Коефициентът на използване на канала по енергия се получава:

$$\eta^2 = \frac{E_x}{E_s} = \frac{\frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S_x^2(\omega) d\omega}{\frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S^2(\omega) d\omega} =$$

$$\begin{aligned}
& \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{\alpha^4}{(\alpha^2 + \omega^2)^2} \left(1 - \frac{\cos \omega \frac{\Delta T}{2}}{\operatorname{ch} \alpha \frac{\Delta T}{2}} \right)^2 d\omega \\
&= \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{\alpha^2}{(\alpha^2 + \omega^2)} \left(1 - \frac{\cos \omega \frac{\Delta T}{2}}{\operatorname{ch} \alpha \frac{\Delta T}{2}} \right)^2 d\omega \\
&= \frac{\alpha^2 \frac{\pi}{2\alpha^3 (1 + e^{-\alpha \Delta T})^2} (1 - 2\alpha \Delta T e^{-\alpha \Delta T} - e^{-2\alpha \Delta T})}{\frac{\pi (1 - e^{-\alpha \Delta T})}{\alpha (1 + e^{-\alpha \Delta T})}},
\end{aligned}$$

което след редица преобразувания се довежда до вида:

$$\eta^2 = \frac{1 - \frac{\alpha \Delta T}{\operatorname{sh} \alpha \Delta T}}{2}. \quad (3.57)$$

Израз (3.57) потвърждава, че при зададен канал за връзка, коефициентът η^2 зависи само от продължителността на оптималния сигнал ΔT .

Направено е сравнение относно енергийната ефективност на синтезирания сигнал (3.50) и на класически правоъгълен импулс със същата продължителност ΔT , зададен във вида:

$$u(t) = \begin{cases} U, & 0 \leq t \leq \Delta T \\ 0, & t < 0; t > \Delta T \end{cases}. \quad (3.58)$$

Изходният за разглеждания канал сигнал, при подаване на (3.58), се определя като:

$$z(t) = \int_0^t u(\tau) h_0(t - \tau) d\tau = \begin{cases} U(1 - e^{-\alpha t}), & t \in (0, \Delta T) \\ U(e^{\alpha \Delta T} - 1)e^{-\alpha t}, & t > \Delta T \end{cases}. \quad (3.59)$$

Спектрите на сигнали (3.58) и (3.59) са съответно:

$$S_u(j\omega) = U\Delta T \frac{\sin 0,5\omega\Delta T}{0,5\omega\Delta T}, \quad (3.60,a)$$

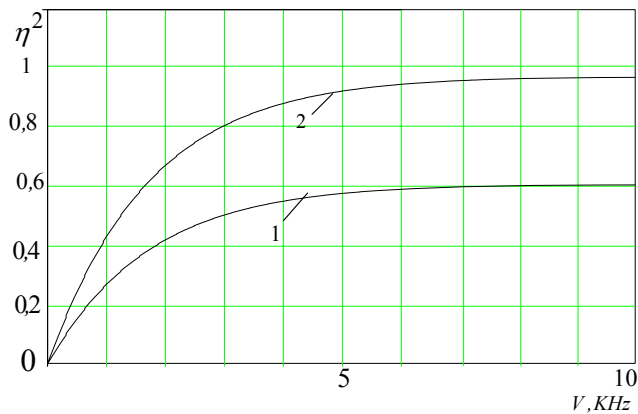
$$S_z(j\omega) = U\Delta T \frac{\sin 0,5\omega\Delta T}{0,5\omega\Delta T \left(1 + j \frac{\omega}{\alpha} \right)}. \quad (3.60,b)$$

Построена е зависимостта на коефициента на използване на канала по енергия при предаване на правоъгълния импулс, изчислен по

$$\eta^2 = \frac{\int_0^{\infty} S_z^2(\omega) d\omega}{\int_0^{\infty} S_u^2(\omega) d\omega}$$

от скоростта на предаване $V = 1/\Delta T$ - фиг.3.7, крива 1.

На същата графика е построена и зависимостта на коефициента (3.57) от V – крива 2.



Фиг.3.7

От сравнението на графиките от фиг. 3.7, се вижда, че при предаване на оптимизирания сигнал (3.50) се постига по-по-добро използване на канала по енергия.

3.3. Резултати и изводи

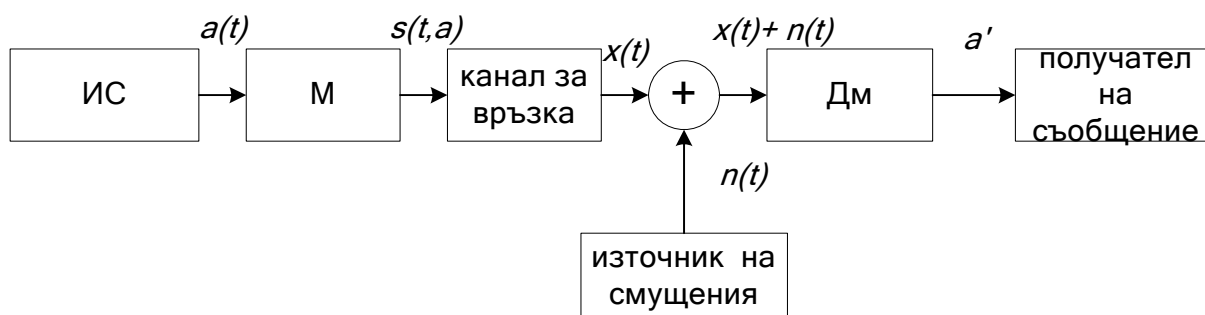
- Поставена и решена е задачата за синтез на сигнали, непредизвикащи преходни процеси при преминаване през линеен канал с известни времеви и честотни характеристики: (3.3), (3.6).
- Получени са конкретни съотношения за честотния спектър, (а оттам за формата) на сигнали, непредизвикащи преходни процеси и оптимизирани в енергийно отношение: (3.12,а),(3.12,б).
- Изследвано е при какъв входен сигнал се реализира максимален сигнал на изхода на канала, ((3.22), (3.23)), като получените аналитични зависимости са приложени за конкретен реален канал .
- Задачата за синтез на сигнали, непредизвикащи преходен процес и максимално ефективни в енергийно отношение, е решена за линеен канал, апроксимиран с реален НЧФ от първи ред (т.3.2).
- За случая на линеен канал, тип НЧФ от първи ред, е изследвана енергийната ефективност от използване на сигнали, непредизвикащи преходен процес. Анализирана е зависимостта на коефициента на използване на канала по енергия спрямо коефициента на използване на канала по честота: (3.44), (3.46), фиг. 3.5 .
- От направеното сравнение между сигналите, непредизвикащи преходен процес и осигуряващи максимална реакция на канала и правоъгълен сигнал със същата продължителност, е установено по-добро използване на канала по честота от оптималните сигнали: (3.48), фиг.3.7.

Глава 4

ШУМОУСТОЙЧИВОСТ ПРИ ПРИЕМАНЕ НА СИГНАЛИТЕ, НЕПРЕДИЗВИКВАЩИ ПРЕХОДНИ ПРОЦЕСИ В КАНАЛА ЗА ВРЪЗКА

4.1. Постановка на изследването

Разглеждаме комуникационна система (фиг4.1), в която се предават двоични съобщения $a(t)$, генерирани от източник на съобщение ИС, с вероятности p_0 и p_1 .



Фиг.4.1

На входа на канала от модулятора М постъпва сигнал $s(t,a), 0 \leq t \leq \Delta T$.

Каналът за връзка е линеен, еквивалентен на НЧФ от първи ред, с импулсна характеристика (3.33) и коефициент на предаване (3.34).

Освен линейните изкривявания, вследствие неравномерната АЧХ и нелинейната ФЧХ на канала, в него действа адитивно смущение $n(t)$, което се привежда към бял шум. То е представено като стационарен нормален случаен процес с енергиен спектър

$$G_n(\omega) = \frac{N_0(\omega)}{2}, \quad (4.1)$$

където $N_0(\omega)$ е спектралната плътност на мощността на белия шум.

Отношението сигнал/шум на входа на демодулатора ДМ се определя като:

$$\rho_{in}^2 = \frac{P_x}{P_N + P_x^{//}}, \quad (4.2)$$

където P_x е мощността на полезния сигнал,

$P_x^{//}$ е мощността на смущението, породено от преходния процес на изхода на канала,

P_N е мощността на адитивния бял шум, определена с (3.2).

Оптималната, относно критерия за минимум на пълната вероятност за грешка, демодулация на приеманите сигнали, се осъществява съгласно правилото [3,16]:

$$\ln \lambda_{ip} > \ln \lambda_0, \quad i \neq p, \quad i, p \in [1, 2, \dots, m], \quad (4.3)$$

където λ_{ip} е функционалът на отношението на правдоподобие, а λ_0 е нивото на прага, определено в зависимост от критерия за оптималност.

За двоичните системи за предаване на дискретни съобщения, при априорно равновероятни предавани сигнали $s_1(t)$ (при $a(t)=1$) и $s_0(t)$ (при $a(t)=0$), пълната вероятност за грешка се определя с израза [16]:

$$p = \frac{1}{2} [p \{ \ln \lambda_{12} < 0 | s_1(t) \} + p \{ \ln \lambda_{12} < 0 | s_0(t) \}]. \quad (4.4)$$

Качеството на приема се оценява със средната вероятност за грешка, която се определя като [8,14]:

$$p_{cp} = p_0 p(1|0) + p_1 p(0|1), \quad (4.5)$$

където $p(1|0)$ и $p(0|1)$ са вероятностите за грешка относно сигналите $s_1(t)$ и $s_0(t)$.

4.2. Шумоустойчивост при приемане на оптималните сигнали

Оптималните сигнали, непредизвикващи преходен процес и осигуряващи максимален изходен сигнал в момента $\Delta T/2$, за разглеждания модел на канала, са определени с (3.50). Множителят на Лагранж μ_0 е даден с израз (3.54). Изходният сигнал е определен с (3.53,б), със спектрална плътност (3.53,а).

Вероятността за грешка при предаване на противоположни сигнали се определя като [16]:

$$p = \frac{1}{2} [1 - \Phi(h\sqrt{2})] \quad , \quad (4.6)$$

където

$$\Phi(.) = \sqrt{\frac{1}{2\pi}} \int_0^t e^{-\frac{x^2}{2}} dx \quad (4.7)$$

е интегралната функция на разпределение на Крамп [14], а h е дадено с (1.12).

Отношението сигнал/ шум на входа на приемника за момента $\Delta T/2$ е определено с израз (3.55).

На база на горните изрази може да се получи зависимостта на вероятността за грешка (4.16) от отношението сигнал/ шум (3.55), която е дадена с крива 2 на фиг.4.2.

Ако обработката на сигнала в демодулатора е чрез съгласуван филтър (СФ), отношението сигнал/ шум е [26]:

$$q^2 = \frac{2E_x}{N_0} \quad , \quad (4.8)$$

където E_x е енергията на сигнала $x(t)$:

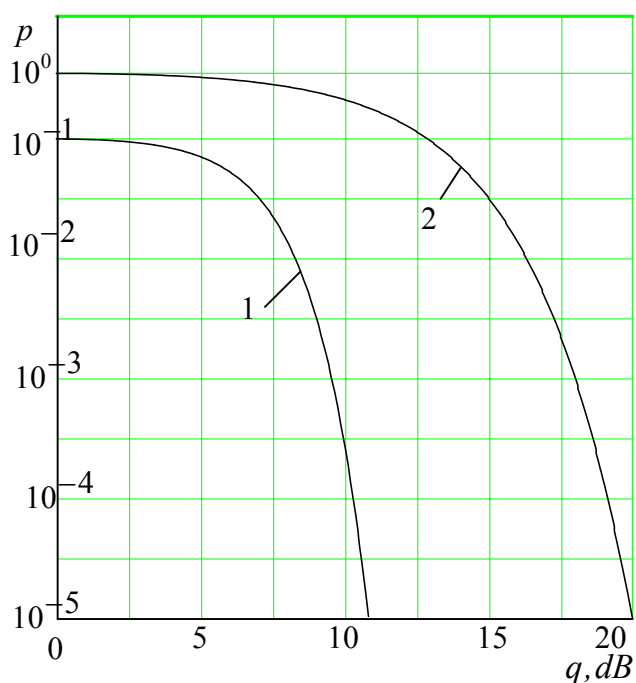
$$\begin{aligned} E_x &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S_x^2(\omega) d\omega = \\ &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{\alpha^4}{(\alpha^2 + \omega^2)^2} \left(1 - \frac{\cos \omega \frac{\Delta T}{2}}{ch \alpha \frac{\Delta T}{2}} \right)^2 d\omega = \frac{1}{2} E_s \left[1 - \frac{\omega' \Delta T}{sh \omega' \Delta T} \right] \end{aligned} \quad (4.9)$$

Тогава, съгласно (4.8) и (4.9), отношението сигнал/ шум се получава:

$$q = h \sqrt{1 - \frac{\omega' \Delta T}{sh \Delta T}} . \quad (4.10)$$

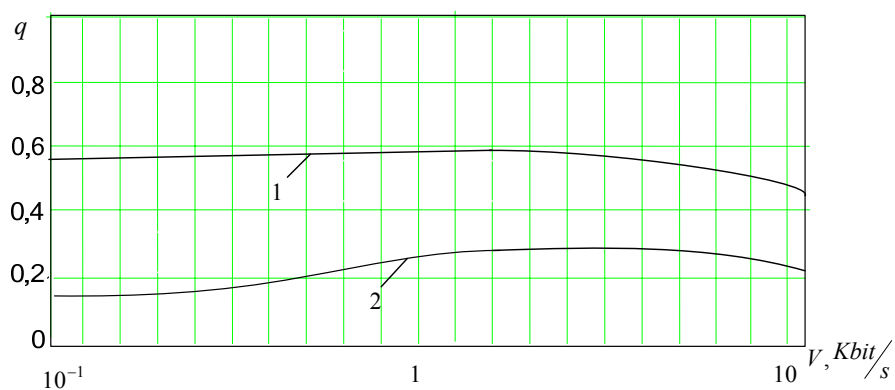
Зависимостта на вероятността за грешка от отношението сигнал/ шум (4.10) е дадена на фиг.4.2, крива 1.

От графиките на фиг.4.2 се вижда, че когато приемът е при еднократно отчитане на изхода на НЧФ в $t = \Delta T / 2$, шумоустойчивостта на системата е по-ниска, отколкото при прием чрез съгласуван филтър.



Фиг. 4.2

На фиг.4.3 е получена зависимостта на отношението сигнал/шум (3.55) от скоростта на предаване $V = 1/\Delta T$ при $h = 5dB$ - крива 1. Тя е сравнена с аналогична зависимост при предаване на сигнали с дискретна фазова манипулация [9,23], при същите условия - крива 2 на фиг.4.3.



Фиг.4.3

Анализът на графиките от фиг.4.3 показва, че отношението сигнал/шум за сигналите с дискретна фазова манипулация е по-малко от това на оптималните сигнали, което се дължи на наличието на некомпенсираните смущения от преходния процес.

4.3. Резултати и изводи

- На база на алгоритъма за синтез на оптимални сигнали, непредизвикващи преходен процес, изведен в глава 3, са получени енергията на сигнала на входа на решаващото устройство на приемника (4.9), както и отношението сигнал/шум (4.10).
- Изследвана е зависимостта на вероятността за грешка от отношението сигнал/шум на изхода на канала (фиг.4.2).
- На база на сравнителен анализ с други, често използвани сигнали за предаване на дискретни съобщения, е доказано, че чрез оптималните сигнали се постига по-високо отношение сигнал/шум (фиг.4.3).

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Съвременното развитие на комуникациите изисква бърз и надежден обмен на информация. Това определя необходимостта от разработване и внедряване на ефективни високоскоростни цифрови системи за предаване на информация. Съществен проблем обаче в това направление се явява ограничения честотен ресурс на комуникационните канали.

Реалните канали за връзка имат неравномерна АЧХ, чиято лента на пропускане се определя от нивото на затихване на сигнала. Това води до значителни линейни изкривявания. Възникналите вследствие на това смущения, особено при високи скорости на предаване, представляват съществен фактор, водещ до намаляване на достоверността на предаваната информация. Поради това отстраняването на причините, които ги предизвикват, е актуален проблем.

Основен фактор за изкривяване формата на сигнала, както бе показано, е преходният процес, възникващ на изхода на комуникационния канал.

Чрез резултатите, получени в този труд, е направено явно времево описание на преходния процес в линеен канал за връзка при произволен входен сигнал. На база на изведените условия за ограничаване на преходния процес, са синтезирани сигнали, които не предизвикват преходен процес. Те са оптимизирани спрямо въведени качествени критерии и е изследвана тяхната ефективност и шумоустойчивост.

Получените резултати може да се използват в областта на цифровите комуникации.

ЛИТЕРАТУРА

1. Андонов А., Г.Ненов, Комуникационни вериги и сигнали. Учебник, ВТУ, 2006г.
2. Борисов, В.В. Калмыков, Я.М. Ковальчук и др. Радиотехнические системы передачи информации: Учеб. пособие для вузов. Радио и связь, 1990.
3. Возенкрафт Дж., Джекобс И. Теоретические основы техники связи / Пер. с англ. М.: Мир, 2001. 640 стр.
4. Галкин В.А. Цифровая мобильная радиосвязь. М. Горячая линия. Телеком. 2007.
5. Журавлев В.И., Трусевич Н.П. Методы модуляции-демодуляции радиосигналов в системах передачи цифровых сообщений. - М.: МТУ СИ, 2005. 174 стр.
6. Захарченко Н.В. и др. Основы передачи дискретных сообщений. М.: Радио и связь, 1990.
7. Канторович,Л.В. Функциональный анализ. Изд. ВНУ. 2004.
8. Маригодов В.К., Бабуров Э.Ф. Синтез оптимальных радиосистем с адаптивным предсказанием и корректированием сигналов. М.: Радио и связь, 1985. 248 стр.
9. Мартиросов В.Е. Когерентные алгоритмы посимвольного приема сигналов QAM Электросвязь. - № 1. 2007. стр. 47 - 51.
10. Мартиросов В.Е., Рамирес Агилар Х.А. Помехоустойчивость когерентного приема сигналов QAM / Электросвязь. - № 5. - 2007. стр. 44 - 48.
11. Омельченко В.А., Санников В.Г. Вероятностные и детерминистские модели каналов и проблемы передачи информации в электросвязи. Киев: УМК ВО, 1992. 200 стр.
12. Парамонов А.А. Прием дискретных сигналов в присутствии межсимвольных помех. Адаптивные выравниватели. Зарубежная радиоэлектроника. 1985. № 9. стр.36-60.
13. Прокис Дж. Цифровая связь. Пер. с англ. / Под ред. Д.Д. Кловского. М.: Радио и связь, 2000.

14. Свириденко В.А., Нерода В.Я. Структуры приемных устройств сигналов, переданных по частотно-ограниченному каналу связи. Зарубежная радиоэлектроника. 1977. № 1. стр. 127-154.
15. Скляр Бернанд. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение, 2-е издание. Пер. с англ. - М.: Издательский дом "Вильямс", 2003.
16. Тихонов В.И. Оптимальный прием сигналов. - М.: Радио и связь, 1983. 320 стр.
17. Хатсон, В. Дж. Пим. Приложение функционального анализа и теории операторов. М. Мир. 1983.
18. Чернева Г. Теоретична електротехника 2 част. Учебник. С. 2011г. ISBN 978-954-394-064-6
19. Чернева Г. Формиране и изследване на сигнали, съгласувани с комуникационни канали. Автореферат на дисертация за получаване на ОНС „доктор”. 2007г.
20. Altekar S.A. and Beaulien N.C. Upper Bounds on the Error Probability of Decision Feedback Equalization. IEEE Trans. Inform. Theory, vol. IT-39, January 1993. pp.145-156.
21. Green D.C. Radio Communication, Longman, 2002
22. Naikin S. Communication Systems - 4th ed. - John Wiley & Sons, 2001.
23. Leus, G., P. Vandaele, Deterministic blind modulation-induced source separation for digital wireless communications, IEEE Transactions on Signal Processing, vol. 49, no. 1, pp. 219-227, January 2001
24. Proakis J. and Salehi M. Communication Systems Engineering. - Prentice-Hall.: Upper Saddle River, NJ, 2002. - 600 p.
25. Schidman D.A. A Generalized Nyquist Criterion and Optimum Linear Receiver for Pulse Modulation System. BSTJ. -1987. Vol. 46, № 6. - p. 1121-1130.
26. Schiller J., Mobile Communications, Pearson Education Limited, 2003.
27. Thomas M., Joy A. Thomas. Elements of information theory, 1st Edition. New York: Wiley-Interscience, 2001.
28. Nyquist H. Certain Topics in Telegraph Transmission Theory. AIEE Trans. - Vol. 3. 1928.-P. 617-644.

СЪДЪРЖАНИЕ

Въведение в проблема.....	4
Глава 1. Същност и причини за възникване на преходен процес на изхода на канала за връзка.....	11
1.1. Причини за възникване и следствия от наличието на преходен процес на изхода на канала за връзка.....	11
1.2. Резултати и изводи.....	19
Глава 2. Условия за ограничаване на преходните процеси на изхода на линеен канал при предаване на дискретни съобщения.....	20
2.1. Определяне на свободните колебания на изхода на канала.....	23
2.2. Условия за ограничаване на преходните процеси на изхода на канала.....	25
2.3. Резултати и изводи.....	31
Глава 3. Синтез на сигнали, непредизвикващи преходен процес на изхода на канал със случайни параметри.....	32
3.1. Дефиниране на задачата за синтез.....	32
3.2. Изследване на сигнали, непредизвикващи преходни процеси на изхода на реален линеен канал и оптимизирани по енергиен критерий.....	41
3.3. Резултати и изводи.....	51
Глава 4. Шумоустойчивост при приемане на сигналите, непредизвикващи преходни процеси в канала за връзка.....	52
4.1. Постановка на изследването.....	52
4.2. Шумоустойчивост при приемане на оптималните сигнали.....	54
4.3. Резултати и изводи.....	56
Заклучение.....	57
Литература.....	58