

Подходи за формиране на сигнали, непредизвикващи преходни процеси в канала за връзка

Галина Чернева, Христина Спиридонова

* Висше транспортно училище „Тодор Каблешков”

Факултет по Комуникации и електрообзавеждане в транспорта София 1574 БЪЛГАРИЯ бул. Гео Милев 158, galja_cherneva@abv.bg, hristinaspiridonova@abv.bg

Резюме: При предаване на дискретни сигнали възниква преходен процес на изхода на канала, който намалява скоростта на предаване на информацията. Вследствие на преходния процес всеки предаван символ оказва влияние на следващия и изменя формата му.

Целта на статията е да обоснове и предложи подход за оптимизация формата на сигнала така, че при предаването му през линеен канал, на изхода да не възниква преходен процес.

Ключови думи: дискретни сигнали, междусимволни изкривявания, преходен процес, линеен канал

APPROACHES FOR THE FORMATION OF SIGNALS FOR ELIMINATION THE TRANSITION PROCESS BY THE TRANSMISSION

Galina Cherneva, Hristina Spiridonova

Abstract: At transmitting of digital signals arise transition process of the channel output, which to reduce the speed of transmission of the information. As a result of the transition process each transmitted symbol influences on the next symbol and changes its shape.

The paper presents the optimization of the transmitted signal form in a linear channel for elimination the transition process of the channel output.

Keywords: digital signals, distortions between symbols, transition process, linear channel

1. Въведение в проблема

Важен показател за ефективността при предаване на дискретни съобщения е осигуряване на по-висока скорост на предаване и използване на максималната пропускателна способност на канала за връзка [1].

Както е известно [1], за гаусов непрекъснат канал с честотна лента ΔF , максималната пропускателна способност е определена от Шенън чрез основната теорема в теория на информацията и зависи от отношението на мощностите на сигнала и шума. Реалната скорост на предаване на информация, обаче, е по-ниска от максималната пропускателна способност. Поради

неравномерната амплитудно-честотна характеристика (АЧХ) на канала, различните спектрални съставлящи на сигнала променят амплитудите си. Така, при предаване на сигнал, на изхода на канала се образува преходен процес и изходният сигнал достига до установената си стойност след известни колебания. Тогава се наблюдава едно нежелателно явление - при подаване на поредния импулс не е завършил преходният процес от предходния. Така всеки предаван символ оказва влияние на следващия и изменя формата му, което води до възникване на изкривявания и междусимволни смущения.

Следователно, формирането и предаването на сигнали, непредизвикващи преходни процеси в канала за връзка, определят в голяма степен тяхната шумоустойчивост.

2. Обобщение на известното от литературните проучвания

За повишаване ефективността и шумоустойчивостта на радиокомуникационни системи (РКС) се използват различни методи [2,3,4]. Най-общо те могат да се разделят на два вида:

1) методи, свързани с оптимизация на обработката на сигналите при приемане [2, 3];

2) методи за оптимизиране формата на сигнала в предавателя [4,5].

Прегледът на литературните източници показва [2,3,4,5], че усилията в това направление основно са свързани с оптимизация на приемането на класическите сигнали.

Разработвани са методи, свързани преди всичко с използване на различни коректори [2,3].

Възможен подход е и използването на формиращ филтър (ФФ) в предавателя и възстановяващ филтър (ВФ) в приемника.

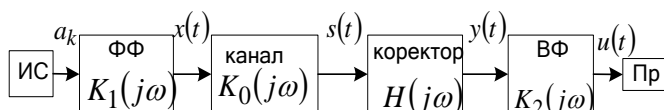
Едно такова решение е структурната схема на РКС, показана на фиг.1. Там източникът на съобщения ИС формира съобщение $a_k(t)$, което чрез ФФ с предавателна функция $K_1(j\omega)$ се предава като сигнал

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

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 Пр. Там се обработва от коректор с предавателна функция $H(j\omega)$ и ВФ с предавателна функция $K_2(j\omega)$.



Фиг.1

Така еквивалентната предавателна функция е

$$K(j\omega) = K_1(j\omega)K_0(j\omega)H(j\omega)K_2(j\omega). \quad (2)$$

От зависимост (2), като се приложи към $K(j\omega)$ обратното преобразуване на Фурие, се получава еквивалентната импулсна характеристика.

От нея може да се изведе оптималната форма на сигнала за ограничаване на междусимволните смущения:

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

където t_0 е началният момент на отчитане,

T - период,

c - постоянна величина .

Недостатък на схемата от фиг.1, обаче, е усложнената структура на приемника.

В съвременните модеми се прилага и амплитудно-фазова предкорекция [3] 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.

Разработени са и т.нар. адаптивни модеми [6] с широк спектър на възможности, позволяващи управление на характеристиките на предавателния тракт в зависимост от изменящата се активност на канала.

От направения преглед на разработваните методи 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 [7] с характеристиките на канала.

Изложеното определя целта на настоящата работа – извеждане на условия за съгласуване на сигнала с канала за връзка, с цел ограничаване на преходните процеси на изхода на канала. В работата е разгледан често срещан в практиката случай на линеен стохастичен комуникационен канал.

3. Аналитичен израз на условията за съгласуване на сигнала с канала за връзка при ограничаване на преходния процес на изхода

Математичният модел на линеен канал със случайни параметри (фиг.2) е [1]:

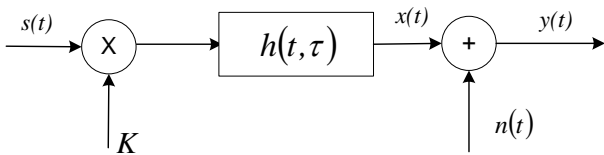
$$y(t) = K \int_{t_H}^{t_K} s(\tau)h(t, \tau)d\tau + n(t), \quad (4)$$

където $s(t)$ е входен сигнал с продължителност $\Delta T = t_K - t_H$,

K е коефициент на предаване на канала за връзка,

$n(t)$ са адитивни смущения.

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



Фиг.2

Линейният канал, както е известно [1], се описва с линейно диференциално уравнение от n -ти ред с постоянни коефициенти a_k, b_k ($k = 0..n$), определени от параметрите на канала, от вида:

$$a_n \frac{d^n x(t)}{dt^n} + \dots + a_0 x(t) = b_n \frac{d^n s(t)}{dt^n} + \dots + b_0 s(t), \quad (5)$$

където $x(t)$ е изходният сигнал и $m < n$.

Импулсната характеристика на канала, описан с уравнение (5), при n на брой различни реални отрицателни корени ρ_k ($k = 1..n$) на съответното характеристично уравнение, е от вида [8]:

$$h(t) = \sum_{k=1}^n A_k e^{\rho_k t}, \quad t \geq 0 \quad (6)$$

където A_k са интеграционните константи, определени от началните условия.

Общото решение на уравнение (5) (т.е. реакцията на канала на входно въздействие $s(t)$) е от вида [8]:

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

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

Отчитайки факта, че входният сигнал $s(t)$ е зададен в в краен интервал ΔT , решението на (5) трябва да се доведе до вида

$$x(t) \Big|_{t \geq 0} = x_{np}(t) \Big|_{0 \leq t \leq \Delta T} - \left[x_{ce1}(t) \Big|_{t \geq 0} - x_{ce2}(t) \Big|_{t > \Delta T} \right] \quad (7)$$

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 $s(t)$;

$x_{ce2}(t)$ (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, представен чрез обратното преобразуване на Фурие, е:

$$s(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S(j\omega) e^{j\omega t} d\omega, \quad 0 \leq t \leq \Delta T. \quad (8)$$

Тогава изходният сигнал, определен чрез интеграла на Дюамел [8,9], е:

$$\begin{aligned} x(t) &= \int_0^t h(\tau) s(t-\tau) d\tau \Big|_{0 \leq t \leq \Delta T} + \int_{t-\Delta T}^t h(\tau) s(t-\tau) d\tau \Big|_{t > \Delta T} = \\ &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S(j\omega) e^{j\omega t} \left(\int_0^t h(\tau) e^{-j\omega \tau} d\tau \Big|_{0 \leq t \leq \Delta T} + \int_{t-\Delta T}^t h(\tau) e^{-j\omega \tau} d\tau \Big|_{t > \Delta T} \right) d\omega \end{aligned} \quad (9)$$

Като се има предвид връзката междуимпулсната характеристика и комплексния коефициент на предаване [1] за линейни системи, уравнение (9) може да се запише във вида:

$$\begin{aligned} x(t) &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S(j\omega) K_t(j\omega) e^{j\omega t} d\omega - \\ &- \left(\frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S(j\omega) K_t(j\omega) e^{j\omega t} d\omega - \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S(j\omega) K_{t-\Delta T}(j\omega) e^{j\omega t} d\omega \right) \end{aligned} \quad (10)$$

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 (7) и (10) следва, че

$$x_{ce1}(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S(j\omega) K_t(j\omega) e^{j\omega t} d\omega; \quad (11)$$

$$x_{ce2}(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S(j\omega) K_{t-\Delta T}(j\omega) e^{j\omega t} d\omega. \quad (12)$$

Като се има предвид [1], че комплексният коефициент на предаване е

$$K(j\omega) = \int_0^{\infty} h(\tau) e^{-j\omega \tau} d\tau =$$

$$= \int_0^{\infty} h(\tau) \cos \omega \tau d\tau - j \int_0^{\infty} h(\tau) \sin \omega \tau d\tau = a(\omega) - jb(\omega), \quad (13)$$

при импулсна характеристика (6), от (11) и (12) се получават следните уравнения:

$$x_{c\theta 1}(t) = \sum_{k=1}^n A_k \frac{1}{\pi} \int_0^{\infty} \frac{a(\omega)\rho_k - b(\omega)\omega}{\rho_k^2 + \omega^2} d\omega e^{-\rho_k t}, \quad (14)$$

$$x_{c\theta 2}(t) = \sum_{k=1}^n A_k \frac{1}{\pi} \times$$

$$\times \int_0^{\infty} \left\{ \frac{[a(\omega)\cos \omega \Delta T + b(\omega)\sin \omega \Delta T]\rho_k}{\rho_k^2 + \omega^2} + \frac{[a(\omega)\sin \omega \Delta T - b(\omega)\cos \omega \Delta T]\omega}{\rho_k^2 + \omega^2} \right\} d\omega e^{-\rho_k(t-\Delta T)}$$

Анализът на уравнения (14) показва, че преходен процес на изхода на канала няма да се наблюдава, ако са изпълнени следните условия:

$$\frac{1}{\pi} \int_0^{\infty} \frac{a(\omega)\rho_k - b(\omega)\omega}{\rho_k^2 + \omega^2} d\omega = 0; \quad (15)$$

$$\frac{1}{\pi} \times \int_0^{\infty} \left\{ \frac{[a(\omega)\cos \omega \Delta T + b(\omega)\sin \omega \Delta T]\rho_k}{\rho_k^2 + \omega^2} + \frac{[a(\omega)\sin \omega \Delta T - b(\omega)\cos \omega \Delta T]\omega}{\rho_k^2 + \omega^2} \right\} d\omega = 0, \quad (16)$$

$$k = 1..n.$$

Като се използва, че

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

$$b(\omega) = -j \frac{S(-j\omega) - S(j\omega)}{2};$$

$$\cos \omega \Delta T = \frac{e^{j\omega \Delta T} + e^{-j\omega \Delta T}}{2};$$

$$\sin \omega \Delta T = \frac{e^{j\omega \Delta T} - e^{-j\omega \Delta T}}{2j},$$

зависимости (15) и (16) добиват вида:

$$\frac{1}{2\pi} \int_0^{\infty} \left[\frac{S(j\omega)}{\rho_k + j\omega} + \frac{S(-j\omega)}{\rho_k - j\omega} \right] d\omega = 0, \quad (17)$$

$$\frac{1}{2\pi} \int_0^{\infty} \left[\frac{S(j\omega)e^{j\omega \Delta T}}{\rho_k + j\omega} + \frac{S(-j\omega)e^{-j\omega \Delta T}}{\rho_k - j\omega} \right] d\omega = 0. \quad (18)$$

Като се има предвид, че

$$\frac{1}{\rho_k - j\omega} = \int_0^{\infty} e^{-(\rho_k - j\omega)t} dt, \quad (19)$$

$$\frac{1}{\rho_k + j\omega} = \int_0^{\infty} e^{-(\rho_k + j\omega)t} dt, \quad (20)$$

равенства (17) и (18) се преобразуват във вида:

$$\int_0^{\infty} e^{-\rho_k t} s(-t) dt = 0, \quad (21)$$

$$\int_0^{\infty} e^{-\rho_k t} s(\Delta T - t) dt = 0, \quad k = 1..n. \quad (22)$$

Съгласно израз (6) зависимости (21) и (22) могат да се представят като:

$$\int_0^{\infty} h(t)s(-t) dt = 0, \quad (23)$$

$$\int_0^{\infty} h(t)s(\Delta T - t) dt = 0. \quad (24)$$

Следователно, при изпълнение на условия (23) и (24), на изхода на линейен стохастичен комуникационен канал, не се образува преходен процес при предаване на сигнал $s(t)$ с продължителност ΔT .

4. Заключение

Ограничаването на преходните процеси при предаване на дискретни сигнали води до по-висока скорост на предаване, близка до максималната пропускателна способност на канала за връзка.

В работата е изведено уравнение за изходния сигнал при предаване на сигнал, дефиниран в определен краен интервал през линейен стохастичен канал. Чрез полученото уравнение са изведени условията, изключващи възникването на преходен процес на изхода на канала.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] Proakis J. and Salehi M. Communication Systems Engineering. - Prentice-Hall.: Upper Saddle River, NJ, 2002.
- [2] 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. - P. 145-156.

[3] Маригодов В.К., Бабуров Э.Ф. Синтез оптимальных радиосистем с адаптивным предсказанием и корректированием сигналов. М.: Радио и связь, 1985. 248 стр.

[4] Парамонов А.А. Прием дискретных сигналов в присутствии межсимвольных помех. Адаптивные выравниватели. Зарубежная радиоэлектроника. 1985. № 9. стр.36-60.

[5] Schidman D.A. A Generalized Nyquist Criterion and Optimum Linear Receiver for Pulse Modulation System. BSTJ. -1987. Vol. 46, № 6. - p. 1121-1130.

[6] Скляр Бернад. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение, 2-е издание. Пер. с англ. - М.: Издательский дом "Вильямс", 2003.

[7] Чернева Г. Формиране и изследване на сигнали, съгласувани с комуникационни канали. Автореферат на дисертация за придобиване на ОНС «доктор».2007.

[8] Чернева Г. Теоретична електротехника II част. Учебник. София, изд. Болидинс, 2011г. ISBN 978-954-394-064-6

[9] Mladenov, V., S. Vladov, S. Petrakieva, Electrical Engineering, Second Edition, KING, 2017, ISBN: 978-954-9518-78-8, 200 pp.