

ЧЕСТОТНИ ХАРАКТЕРИСТИКИ НА ФИЛТЪР ЗА ОПТИМАЛНО КОРИГИРАНЕ ФОРМАТА НА СИГНАЛ, ПРЕДАВАН ПО ЛИНЕЕН КАНАЛ С ПОСТОЯННИ ПАРАМЕТРИ

*Христина Спиридонова,
hristinaspiridonova@abv.bg*

*Висше транспортно училище „Тодор Каблешков”
гр. София, ул. „Гео Милев” 158
РЕПУБЛИКА БЪЛГАРИЯ*

***Ключови думи:** формиращ филтър, възстановяващ филтър, оптимален коефициент на предаване, честотна характеристика*

***Резюме:** В предложения доклад се разглежда един подход за изменение на формата на предавания сигнал, с което да се компенсират линейните и нелинейни изкривявания вследствие влиянието на средата на разпространение. Реализирането на подхода се осъществява чрез включване на линейни филтри в предавателя и приемника. Двата филтъра представляват четириполусници, чийто предавателни функции трябва да отговарят на определени условия.*

В тази връзка фокусът на разглежданията в настоящата работа е насочен към използване на честотно-селективни вериги, чрез които да се реализират линейни операции на сместа сигнал-шум. Комплексното въздействие на естествени и преднамерени смущения (адитивни и мултипликативни) допълнително намалява достоверността на предаваната информация. Целта е, при неизменна средна мощност на сигнала на входа на комуникационния канал, да се увеличи отношението сигнал-шум на входа на приемника.

В работата се извеждат зависимости за оптималния коефициент на предаване и затихването на разглежданите филтри за случая на линеен комуникационен канал с постоянни параметри и въздействие на бял шум. Анализирани са възможни схемни решения на физически реализуеми четириполусници с честотна характеристика, близка до оптималната. Получени са зависимости за коефициента по телефонен канал, с носеща честота 1850 Hz.

Доказано е, че разглежданите филтри трябва да имат рязко изменение на затихването в областта на носещата честота.

1. Постановка на проблема

Сред основните характеристики на комуникационните канали е неговата пропускателна способност [1]. Тя е свързана с честотната лента на канала чрез известната формула на Шенън [1] и определя максималната скорост на предаване на информацията [1]. Скоростта на предаване на информация е един от най-важните

фактори за технико-икономическата ефективност на радиокомуникационните системи (РКС).

Следствие нелинейните ефекти в канала за връзка реалната скорост на предаване на информация е много по-ниска от максималната. Реалните честотни характеристики на комуникационния канал също се отличават от идеалните и ограничават ефективната лента на пропускане на канала [2].

Комплексното въздействие на естествени и преднамерени смущения (адитивни и мултипликативни) допълнително намалява достоверността на предаваната информация.

За повишаване ефективността и шумоустойчивостта на РКС в условия на изкривяване на формата на сигнала се използват различни методи [1,2,3]. Най-общо те могат да се разделят на два вида [2,3]: методи, свързани с оптимизация на обработката на сигналите при приемане и методи за оптимизиране формата на сигнала в предавателя.

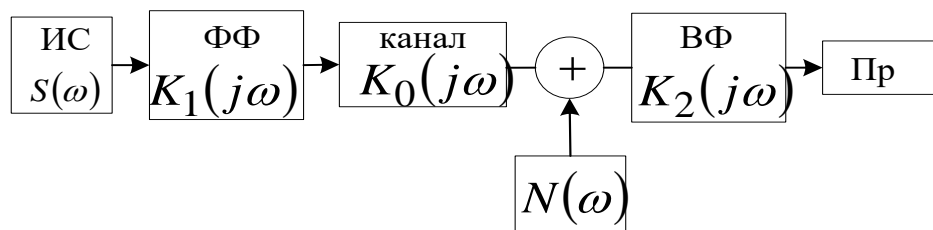
При въвеждане на корекция на сигнала от страна на предавателя чрез включение в него филтър, енергийният спектър на сигнала се изменя в съответствие със закона на изменение на честотната характеристика на филтъра. За възстановяване първоначалната форма на енергийния спектър на сигнала на приемната страна също трябва да се включи филтър.

В качеството на тези филтри се използват линейни минимално фазови четириполусници с взаимнообратими амплитудно честотни характеристики (АЧХ).

В настоящата работа, на база на изведени аналитични зависимости за оптималния коефициент на предаване и затихването на описаните филтри [4], е разгледана конкретна схемна реализация. Тя е за случая на линеен комуникационен канал с постоянни параметри, амплитудно модулиран сигнал с носеща честота 1850 Hz и въздействие на бял шум. Изведени са аналитични зависимости за коефициента на предаване и затихването. В среда на Mathcad са направени изчисления и са получени честотните характеристики.

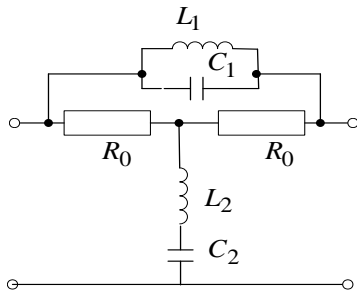
2. Аналитични зависимости на честотните характеристики на филтрите

На фиг. 1 е показана структурната схема на разглежданата РКС. В предавателя е включен формиращ филтър (ФФ) с предавателна функция $K_1(j\omega)$, а в приемника възстановяващ филтър (ВФ) с предавателна функция $K_2(j\omega)$. В качеството на комуникационен канал се разглежда стандартен телефонен канал с честотна лента $\Delta f = 3,1 \text{ kHz}$. Предаваният сигнал е амплитудно модулиран (АМ), което е най-честия случай при предаване на говор [1,3]. Приема се, че в канала действа само бял шум с равномерна спектрална плътност $N(\omega) = N = \text{const}$.

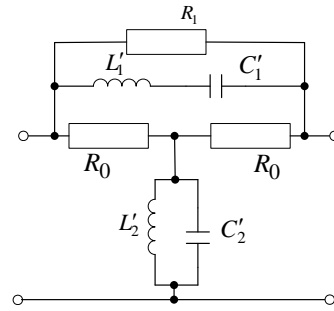


Фиг. 1 Структурна схема на РКС с ФФ и ВФ

В качеството на ФФ се използва минимално фазов симетричен мостов Т-образен четириполюсник от вида, даден на фиг.2



Фиг.2. Схемна реализация на ФФ



Фиг.3. Схемна реализация на ВФ

Неговият предавателен коефициент в операторен вид е:

$$(1) \quad K_1(p) = \frac{R_0}{R_0 + Z_1},$$

Като се има предвид схемата от фиг.2, следва че:

$$(2) \quad K_1(p) = \frac{R_0}{R_0 + Z_1(p)} = \frac{p^2 L_1 C_1 R_0 + R_0}{p^2 L_1 C_1 R_0 + p L_1 + R_0},$$

Израз (2) може да се представи във вида:

$$(3) \quad K_1(p) = \frac{p^2 + \omega_0^2}{p^2 + b_1 p + \omega_0^2},$$

където

$$(4) \quad \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_1 C_1}},$$

$$(5) \quad b_1 = \frac{1}{R_0 C_1},$$

Като се има предвид, че затихването на филтъра се определя чрез зависимостта:

$$(6) \quad A(j\omega) = 20 \lg \frac{1}{K(j\omega)},$$

за ФФ се извежда:

$$(7) \quad A_1(\omega) = 20 \lg \frac{(\omega_0^2 - \omega^2)^2 + b_1^2 \omega^2}{(\omega_0^2 - \omega^2)^2},$$

За взаимнообратните четириполюсници е в сила зависимостта [4]:

$$(8) \quad Z_1 Z_2 = R_0^2,$$

Това означава, че Z_1 и Z_2 са дуални двуполусници с еднаква активна мощност.

Параметрите на дуалните двуполусници Z_1 и Z_2 са свързани със съотношенията [4]:

$$L_2 = R_0^2 C_1,$$

$$C_2 = \frac{L_1}{R_0^2},$$

Схемната реализация на четириполусника, изпълняващ ролята на ВФ, е показана на фиг.3.

За схемата от фиг.3 се записва:

$$(9) \quad K_2(p) = \frac{R_0}{R_0 + \frac{R_1(p_2 L_1 C_1 + 1)}{p^2 L_1 C_1 + R_1 C_1 p + 1}} = \frac{R_0}{R_0 + R_1} \cdot \frac{p^2 + \frac{R_1}{L_1} p + \frac{1}{L_1 C_1}}{p^2 + \frac{R_0 R_1}{L_1 (R_0 + R_1)} p + \frac{1}{L_1 C_1}},$$

След преобразуване (9) се свежда до:

$$(10) \quad K_2(p) = k_2 \frac{p^2 + a_1 p + \omega_0'^2}{p^2 + b_1' p + \omega_0'^2},$$

където

$$(11) \quad \omega_0' = \frac{1}{\sqrt{L_1 C_1}},$$

$$(12) \quad k_2 = \frac{R_0}{R_0 + R_1},$$

$$(13) \quad a_1 = \frac{R_1}{L_1},$$

$$(14) \quad b_1' = \frac{R_0 R_1}{L_1 (R_0 + R_1)},$$

Вижда се, че всички коефициенти в (3) и (10) се определят от параметрите на елементите на схемите.

Като се има предвид зависимост (6) за затихването на ВФ се получава :

$$(15) \quad A_2(\omega) = 20 \lg \frac{(\omega_0'^2 - \omega^2)^2 + b_1'^2 \omega^2}{k_2^2 [(\omega_0'^2 - \omega^2)^2 + a_1^2 \omega^2]}$$

Вижда се, че и в двата случая честотната характеристика на затихването се изразява чрез дроб, чийто числител и знаменател са полиноми с четни степени.

3. Изчисление на честотните зависимости

В среда на Mathcad са направени изчисления на коефициента на предаване и затихването на ФФ и ВФ. Получените стойности при $R_0 = 600\Omega$, $L_1 = 41,5 \text{ mH}$, $C_1 = 0,25 \mu\text{F}$, $L_2 = 90 \text{ mH}$, $C_2 = 0,11 \mu\text{F}$ и $\omega \in [1884,21363] \text{ rad/s}$ за ФФ от фиг.2 са дадени на фиг.4. Аналогични изчисления са направени за схемата на ВФ от фиг. 3, като $R_1 = 60\Omega$, $L_1' = 90 \text{ mH}$, $C_1' = 0,11 \mu\text{F}$, като получените резултати са дадени на фиг.5.

$K(\omega) =$
0.982-0.133i
0.982-0.133i
0.982-0.133i
0.982-0.133i
0.982-0.133i
0.982-0.133i
0.982-0.133i
0.982-0.133i
0.982-0.134i
0.982-0.134i
0.982-0.134i
0.982-0.134i
0.982-0.134i
0.982-0.134i
0.982-0.134i
0.982-0.134i

$A_w =$
0.079+1.168i
0.079+1.169i
0.079+1.169i
0.079+1.171i
0.079+1.171i
0.079+1.171i
0.079+1.172i
0.079+1.173i
0.079+1.173i
0.08+1.174i
0.08+1.175i
0.08+1.175i
0.08+1.176i
0.08+1.177i
0.08+1.177i
0.08+1.178i

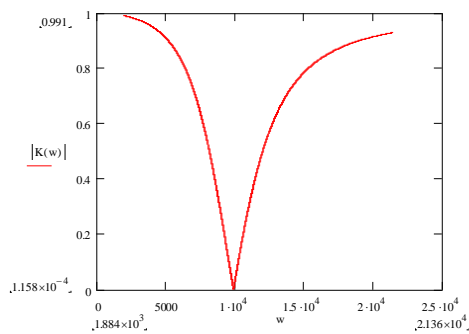
$K_2(\omega) =$
0.909+1.118i·10 ⁻³
0.909+1.119i·10 ⁻³
0.909+1.119i·10 ⁻³
0.909+1.12i·10 ⁻³
0.909+1.121i·10 ⁻³
0.909+1.121i·10 ⁻³
0.909+1.122i·10 ⁻³
0.909+1.123i·10 ⁻³
0.909+1.123i·10 ⁻³
0.909+1.124i·10 ⁻³
0.909+1.124i·10 ⁻³
0.909+1.125i·10 ⁻³
0.909+1.125i·10 ⁻³
0.909+1.126i·10 ⁻³
0.909+1.126i·10 ⁻³
0.909+1.127i·10 ⁻³
0.909+1.127i·10 ⁻³

$A_2_w =$
0.828-0.011i
0.828-0.011i
0.828-0.011i
0.828-0.011i
0.828-0.011i
0.828-0.011i
0.828-0.011i
0.828-0.011i
0.828-0.011i
0.828-0.011i
0.828-0.011i
0.828-0.011i
0.828-0.011i
0.828-0.011i
0.828-0.011i
0.828-0.011i

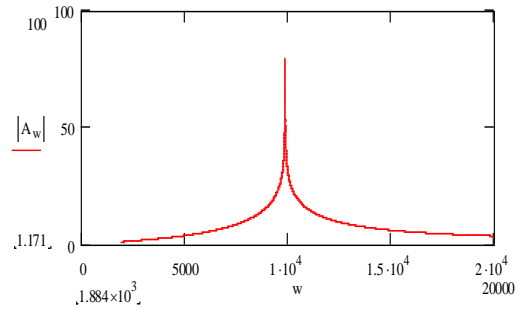
Фиг.4. $|K(\omega)|$ и $|A(\omega)|$ на ФФ

Фиг.5. $|K(\omega)|$ и $|A(\omega)|$ на ВФ

Построени са графиките за ФФ $|K(\omega)| = f(\omega)$ на фиг.6 и $|A(\omega)| = f(\omega)$ на фиг.7.

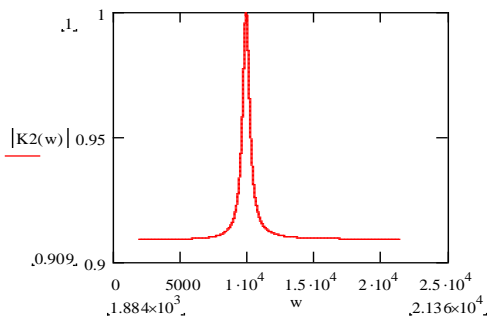


Фиг.6. Коэффициент на предаване на ФФ

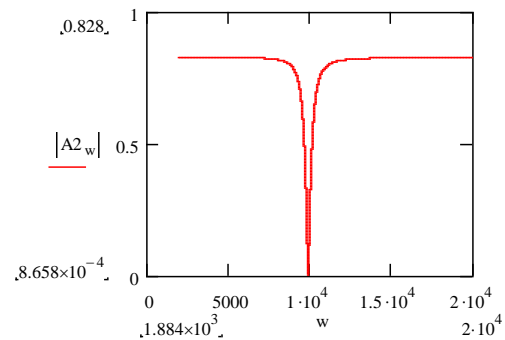


Фиг.7. Затихване на ФФ

Графиките на $|K_2(\omega)| = f(\omega)$ и $|A_2(\omega)| = f(\omega)$ за ВФ са дадени на фиг.8 и фиг.9.



Фиг.8. Зависимост $|K_2(\omega)| = f(\omega)$ за ВФ



Фиг.9. Зависимост $|A_2(\omega)| = f(\omega)$ за ВФ

4. Изводи

От изведените зависимости и направените изчисления следва, че затихването на ФФ и ВФ при носещата честота се явява основен параметър. От получените честотни зависимости за предавателните характеристики и затихването на филтрите се вижда, че те имат рязко изменение в областта на носещата честота. Оптималният ФФ трябва да осигурява максимално затихване за носещата честота на сигнала.

Литература:

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

- [2]. Чернева Г. Оптимална филтрация на сигнал, предаван в канал със случайни параметри. Научен семинар КЕИТ 2016, сп. «Механика, транспорт, комуникации», ISSN 1312-3823, том 14, бр.3/2 2016, стр. XI 87- XI 95
- [3]. Чернева Г. Синтез и изследване на сигнали, непредизвикващи преходни процеси в канала за връзка. Годишник на ВТУ «Т. Каблешков» ISSN 1314-362X, бр.5 2014г. <http://vtu.bg/bg/index.php?menu=godishnik5-2014>
- [4]. Mladenov, V., S. Vladov, S. Petrakieva, Electrical Engineering, Second Edition, KING, 2017, ISBN: 978-954-9518-78-8, 200 pp.

FREQUENCY CHARACTERISTICS OF A FILTER FOR OPTIMAL CORRECTION OF THE SIGNAL SHAPE TRANSMITTED ON A LINEAR CHANNEL WITH CONSTANT PARAMETERS

Hristina Spiridonova

*Todor Kableshkov University of Transport
Sofia, 158 Geo Milev Str.
THE REPUBLIC OF BULGARIA*

Key words: *signal format optimization, functionality, telephone channel*

Abstract: *The proposed report considers an approach to change the shape of the transmitted signal in order to compensate for the linear and veline distortions due to the influence of the propagation medium. The implementation of the approach is carried out by including linear filters in the transmitter and receiver. The two filters are four-terminal, whose transmission functions must meet certain conditions. The paper derives dependences for the optimal transmission coefficient and attenuation of the considered filters for the case of a linear communication channel with constant parameters and white noise impact. Possible circuit solutions of physically feasible four-poles with a frequency response close to the optimal one are analyzed. Dependences on the transmission coefficient and the attenuation of the speech signal transmission are obtained. In the Mathcad environment, calculations were made and the frequency characteristics for a signal transmitted over a telephone channel with a carrier frequency were obtained.*

It has been shown that the filters in question must have a sharp change in the attenuation in the carrier frequency range.