Механика
Транспорт
Комуникации

Научно списание

ISSN 1312-3823
брой 2, 2006 г.
статия № 0071
http://www.mtc-aj.com

СИНТЕЗ НА СЪГЛАСУВАНИ СИГНАЛИ С ТЕСНОЛЕНТОВИ КАНАЛИ ЗА ДИСПЕЧЕРСКА РАДИОВРЪЗКАВРЪЗКА

Галина Чернева
cherneva@vtu.bg

Висше транспортно училище "Тодор Каблешков", катедра "Електротехника и физика"
Ул. "Гео Милев" 158, София 1574, БЪЛГАРИЯ

Ключови думи: *съгласувани сигнали с канала за връзка, шумоустойчивост, функционал за качество на синтеза.*

Резюме: *Извършено е математическо моделиране на канала за диспечерска радиовръзка и е решена задачата за съгласуване на теснолентови сигнали с него при енергийни ограничения в предавателя.*

1. Увод

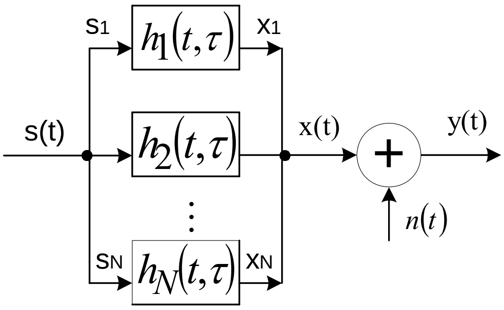
За да се оптимизира формата на предаваните по даден канал сигнали, трябва да се конкретизират особеностите на разглежданата система за радиовръзка.

Използваните в системите за диспечерска връзка радиостанции работят преимуществено в дециметровия обхват. Особеностите на канала за връзка се определят от разпространението на вълните от дециметровия обхват от една страна и условията на непрекъснато изменящо се разстояние между приемника и предавателя, от друга. Известно е [3], че радиовълните от дециметровия обхват се разпространяват основно като тропосферни вълни, като при това не им оказват съществено влияние такива явления като рефракция и дифракция на вълните в тропосферата, интерференция на правата и отразена вълни. Промяната на разстоянието между стационарната и подвижната антена обаче води до изменение на напрегнатостта на полето в точката на приемане, а изменението на радиалната скорост предизвиква доплерово изместване на честотата и каналът е еквивалентен на канал със случайно изменящо се закъснение. Но тъй като тези затихвания са в резултат от рефракцията и интерференцията на вълните при тяхното разпространение, а не зависят от интензивността на излъчваните сигнали, то те представляват линейни процеси

Тези особености позволяват да се направи извода, че *радиоканалът на системата за диспечерска радиовръзка е линеен канал със случайно изменящи се във времето параметри.* Като се има пред вид, че предаването се осъществява в дециметровия обхват (λ=0,7 m), то каналът е *теснолентов.*Вследствие екраниращо и поглъщащо действие, което оказват различните препятствия по пътя на вълните, сигналът x(t,a) е геометрична сума от пристигналите с различно закъснение τ_i лъчи, т.е. каналът е *многолъчев.*

2. Модел на канала и постановка на задачата за съгласуване

С отчитане на тези характерни особености, моделът на канала за диспечерска радиовръзка представлява паралелно свързване на N- на брой линейни четириполюсника със случайно изменящи се параметри, [2], фиг.1.



Фиг.1. Математичен модел на канала за диспечерска радиовръзка

Теснолентовият характер на канала позволява всеки подканал да се апроксимира с експоненциална импулсна характеристика от вида:

(1) $h(t,\tau)=\alpha.e^{-\alpha.t}\cos\omega_0 t$,

с обвивка :

(2) $h_0(t)=\alpha.e^{-\alpha.t}$

Тогава еквивалентната импулсна характеристика на канала е:

(3) $h_0(t,\tau)=\sum_{i=1}^{N} h_{0_i}(t,\tau)$,

В канала действа единствено топлинният шум на приемника, т.е. адитивен шум n(t), разпределен по гаусов закон. Тогава функционалът за качество може да се изрази чрез разстоянието между два сигнала на изхода на канала в евклидово сигнално пространство:

(4) $I=\left[\frac{1}{\Delta\tau}\int_{\tau_H}^{\tau_K}\left|x_i(t)-x_j(t)\right|^2 dt\right]^{1/2}$, j=1,2,…,n ,

където $\Delta\tau=\tau_к-\tau_н$ е интервалът на наблюдение на сигнала.

Използваната стандартна радиоапаратура налага върху сигналите енергийни ограничения, поради което сигналното пространство е енергийно и се описва с множество функции, локализирани в интервала $L_2[t_H,t_K]$, с ограничена средноквадратична стойност:

(5) $$\left[\frac{1}{\Delta T}\int_{\tau_H}^{\tau_K}\left|s_j(t)\right|^2 dt\right]^{1/2} \le S_2, \ j=1,2,\ldots,n \qquad ,$$

$\Delta T=t_K-t_H$ е интервалът на локализация на входния сигнал.

Нека по канала се предава двоична информация, т.е. n=2 и съгласуваните с канала сигнали са противоположни сигнали.

Оптимизационната задача за този случай може да се формулира като:

В класа сигнали $L_2[t_H, t_K]$, определен от ограничения от вида (5), да се намерят тези $\{s_j(t);\ j=\overline{1,2},\ t\in[t_H, t_K]\}$, които максимизират функционала за качество, изразен с (4).

Тъй като целта е да се оптимизират сигналите в предавателя, изходният сигнал в зависимост (4) се изразява чрез входния, като се има пред вид зависимостта за линеен канал:

$$x(t)=\int_{t_H}^{\min\{t,t_k\}} s(\tau)h(t,\tau)d\tau \ ,$$

сменя се реда и интервала на интегриране и се получава еквивалентният функционал:

(6) $$I=\int_{t_H}^{t_k}\int_{t_H}^{t_k} s(t_1)s(t_2)H_2(t_1,t_2)dt_1dt_2 \qquad ,$$

където $H_2(t_1,t_2)$ е ядрото на функционала.

3. Общ вид на решението на задачата за съгласуване

Съгласуваните сигнали трябва да максимизират (6) и затова се извеждат от необходимите и достатъчни условия за максимум на функционал [2]. Чрез неравенството на Хелдер, се доказва, че (6) има максимум, ако сигналите s(t) удовлетворяват условието :

(7) $$\frac{1}{\lambda}s(t_1)+\int_{t_H}^{t_k} s(t_2)H_2(t_1,t_2)dt_2=0 \qquad ,$$

което представлява еднородно интегрално уравнение на Фредхолм от втори род [2]. То се решава като се сведе до еквивалентна линейна гранична задача, чието решение е собствена функция на ядрото $H_2(t_1,t_2)$:

(8) $$H_2(t_1,t_2)=\sum_{i=1}^{N}\sum_{j=1}^{N} H_{2ij}(t_1,t_2),$$

където отделните ядра са:

(9) $$H_{2_{ij}}(t_1,t_2)=\int\limits_{\max\{t_1,t_2,\tau_H\}}^{\tau_k} m_1\left\{h_{0_i}(t,t_1+\tau_0)h_{0\,j}(t,t_2+\tau_0)\right\}dt$$

и образуват матрица, която характеризира взаимното влияние на отделните паралелни клонове на канала за връзка.

Нека импулсните характеристики на подканалите са:

(10) $$\begin{aligned} &h_1(t)=A.e^{-\alpha.t}\\ &h_2(t)=B.e^{-\beta.t}\\ &\dots\dots\dots\dots\dots\\ &h_N(t)=N.e^{-\nu.t} \end{aligned},$$

където A, B, ..., N са случайни величини с произволно разпределение и дисперсии σ_A^2, σ_B^2 $\dots\sigma_N^2$, а $\alpha\neq\beta\neq\dots\neq\nu$.

Ядрото, съгласно (9) се получава:

(11) $$\begin{aligned} H_2(t_1,t_2)=&\frac{\sigma_A^2}{2\alpha}e^{\alpha(t_1+t_2)}\left[e^{-2\alpha\max\{t_1,t_2,\tau_H\}}-e^{-2\alpha\tau_k}\right]+\\ &+\frac{\sigma_B^2}{2\beta}e^{\beta(t_1+t_2)}\left[e^{-2\beta\max\{t_1,t_2,\tau_H\}}-e^{-2\beta\tau_k}\right]+\dots..+\\ &+\frac{\sigma_\nu^2}{2\nu}e^{\nu(t_1+t_2)}\left[e^{-2\nu\max\{t_1,t_2,\tau_H\}}-e^{-2\nu\tau_k}\right] \end{aligned},$$

Съгласуваните сигнали са решение на уравнение (7), с ядро (11), което се свежда до система в от N на брой диференциални уравнения от вида:

(12) $$\left|\begin{aligned} &s(t)=s_1(t)+s_2(t)+\dots+s_N(t)\\ &s_1''(t)=\left(\alpha^2-\lambda\sigma_A^2\right)s_1(t)-\lambda\sigma_A^2s_2(t)-\dots-\lambda\sigma_A^2s_N(t)\\ &s_2''(t)=-\lambda\sigma_B^2s_1(t)+\left(\beta^2-\lambda\sigma_B^2\right)s_2(t)-\dots-\lambda\sigma_B^2s_N(t)\\ &\dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots\\ &s_N''(t)=-\lambda\sigma_N^2s_1(t)-\lambda\sigma_N^2s_2(t)-\dots+\left(\nu^2-\lambda\sigma_N^2\right)s_N(t) \end{aligned}\right.$$

с гранични условия за поведението на сигнала в крайните точки на интервала [$t_н$, t_k].

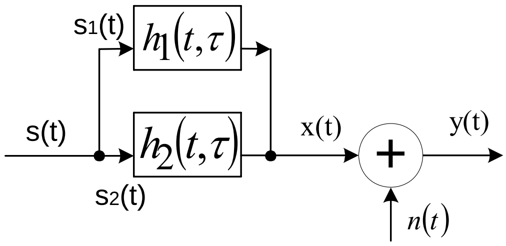
Системата диференциални уравнения (12) има решение от вида:

(13) $$s(t)=\sum_{i=1}^{N}C_ie^{\rho_it},$$

където $\rho_1, \ldots \rho_N$ са корени на характеристичното уравнение, получено от приравнената на нула детерминанта на алгебризираната система уравнения:

$$\Delta = \begin{vmatrix} 1 & -1 & -1 \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots & -1 \\ 0 & \rho^2 + \lambda\sigma_A^2 - \alpha^2 & \lambda\sigma_A^2 \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots & \lambda\sigma_A^2 \\ 0 & \lambda\sigma_B^2 & \rho^2 + \lambda\sigma_B^2 - \beta^2 \ldots\ldots\ldots\ldots & \lambda\sigma_B^2 \\ \ldots & \ldots & \ldots & \ldots \\ 0 & \lambda\sigma_N^2 & \lambda\sigma_N^2 \ \ldots\ldots\ldots & \rho^2 + \lambda\sigma_N^2 - \nu^2 \end{vmatrix} = 0$$

За най-простия случай, когато каналът за връзка се състои от два подканала, т.е N=2, фиг.2 и



Фиг.2. Модел на канала при N=2

импулсните характеристики на подканалите са:

$$h_1(t) = A.e^{-\alpha.t}$$
$$h_2(t) = B.e^{-\beta.t}, \tag{14}$$

ядрото се получава:

$$H_2(t_1,t_2) = \frac{\sigma_A^2}{2\alpha} e^{\alpha(t_1+t_2)} \left[e^{-2\alpha \max\{t_1,t_2,\tau_H\}} - e^{-2\alpha\tau_k} \right] + \tag{15}$$
$$+ \frac{\sigma_B^2}{2\beta} e^{\beta(t_1+t_2)} \left[e^{-2\beta \max\{t_1,t_2,\tau_H\}} - e^{-2\beta\tau_k} \right],$$

В случая, когато $[\tau_н, \tau_к] \equiv [t_н, t_k]$, след двукратно диференциране на уравнение (7) със заместеното в него ядро (15), се стига до система диференциални уравнения:

$$s_1''(t) = \left(\alpha^2 - \lambda\sigma_A^2\right) s_1(t) - \lambda\sigma_A^2 s_2(t)$$
$$s_2''(t) = \left(\beta^2 - \lambda\sigma_B^2\right) s_2(t) - \lambda\sigma_B^2 s_1(t) \tag{16}$$
$$s(t) = s_1(t) + s_2(t)$$

с гранични условия за крайните точки на интервала:

$$s_1(t_k) = s_2(t_k) = 0$$
$$s_1'(t_H) - \alpha s_1(t_H) = 0 \tag{17}$$
$$s_2'(t_H) - \beta s_2(t_H) = 0$$

Системата диференциални уравнения (16) има биквадратно характеристично уравнение :

$$\rho^4 + \left[\lambda\left(\sigma_A^2 + \sigma_B^2\right) - \alpha^2 - \beta^2\right]\rho^2 + \alpha^2\beta^2 - \lambda\left(\alpha^2\sigma_B^2 + \beta^2\sigma_A^2\right) = 0:$$

В случая, когато:

$\lambda\sigma_A^2 - \alpha^2 > 0$

$\lambda\sigma_B^2 - \beta^2 > 0,$

то има две двойки спрегнати комплексни корени:

(18)
$$\rho_{1,2} = \pm j\left\{\lambda\left(\sigma_A^2 + \sigma_B^2\right) - \left(\alpha^2 + \beta^2\right) + \right.$$
$$\left. + \frac{1}{2}\sqrt{\left[\left(\sigma_A^2 + \sigma_B^2\right) - \left(\alpha^2 + \beta^2\right)\right]^2 - 4\left[\alpha^2\beta^2 - \lambda\left(\alpha^2\sigma_B^2 + \beta^2\sigma_A^2\right)\right]}\right\}^{1/2}$$
$$\rho_{3,4} = \pm j\left\{\lambda\left(\sigma_A^2 + \sigma_B^2\right) - \left(\alpha^2 + \beta^2\right) - \right.$$
$$\left. - \frac{1}{2}\sqrt{\left[\left(\sigma_A^2 + \sigma_B^2\right) - \left(\alpha^2 + \beta^2\right)\right]^2 - 4\left[\alpha^2\beta^2 - \lambda\left(\alpha^2\sigma_B^2 + \beta^2\sigma_A^2\right)\right]}\right\}^{1/2}$$

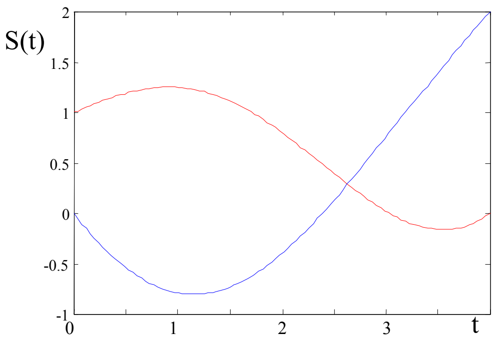
и решението добива вида:

(19) $$s(t) = C_1 e^{\rho_1 t} + C_2 e^{\rho_2 t} + C_3 e^{\rho_3 t} + C_4 e^{\rho_4 t} =$$
$$= C_1 \cos\omega_1 t + C_2 \sin\omega_1 t + C_3 \cos\omega_2 t + C_4 \cos\omega_2 t \quad ,$$

където :

(20) $$\omega_1 = \left|\rho_{1,2}\right| \;;\omega_2 = \left|\rho_{3,4}\right|$$

Интеграционните константи C_1,..., C_4 и собствената стойност λ се определят от граничните условия и условията за нормиране.Графично решение на (12) е дадено на фиг.3



Фиг.3. Вид на съгласувания сигнал

4. Изводи

Когато каналът за връзка се състои от два паралелно свързани подканала, то съгласуваният с него сигнал е сума от две хармонични колебания с честоти ω_1 и ω_2 и продължителност ΔT, фиг.3. В общия случай, когато многолъчевият канал е от N на брой звена, те са от вида:

$$s_{ij}(t) = \sum_{i=1}^{N} S_{m_{ij}} \sin\omega_j(t_k - t), \qquad j = \overline{1,..n},$$

т.е. образуват изброимо множество ортогонални сигнали, представляващи отрези от N на брой хармонични трептения.

ЛИТЕРАТУРА

[1] Смирнов В.И. Курс висшей математики т.4. М.-Л., ГИТЛ, 1971.

[2]C.L.,J.S.Pym, Applications of Functional Analysis and Operator Theory, London 1980

[3] Шинев Х. Е.Алтимирски. Разпространение на електромагнитните вълни.,Техника 1977

SINTHESIS OF SIGNALS MATCHED WITH NARROW-BAND CHANNELS FOR DISPATCHING RADIO CONNECTION

Galina Cherneva

Higer School of Transport T.Kableshkov
158 Geo Milev Street, 1574 Sofia, Bulgaria

Key words: *signals matched with the channel of connectionq noise-resistanceq functionasl of the sinthesis quality*

Abstract: *The paper presents the mathematical model of the channel for dispatching radio connection. The problem of matching the narrow-band signals with the channel have been sold with energy limitatations in the transmitter.*