

СИНТЕЗ НА СИГНАЛИ С ОПТИМАЛНА ФОРМА ПРИ ВЪЗДЕЙСТВИЕ НА КВАЗИДЕТЕРМИНИРАНИ СМУЩЕНИЯ

Галина ЧЕРНЕВА, Антонио АНДОНОВ
cherneva@vtu.bg, andonov@vtu.bg

Галина Чернева, гл.ас., Антонио Андонов, доц. д-р, ВТУ "Т.Каблешков", "Гео Милев"158, София,
БЪЛГАРИЯ

Резюме: При зададена реална сигнално-шумова обстановка, обусловена от въздействието на смущения, представени чрез квазидетерминирани случайни процеси, е предложен подход за оптимизация на формата на сложния сигнал чрез съгласуване на структурите на сигнала и въздействащите смущения в честотно-времевата равнина.

Ключови думи: сигнали със скокообразно изменение на носещата честота, кодова последователност, разширяваща спектър, квазидетерминирани смущения.

1. ВЪВЕДЕНИЕ

На настоящето ниво на развитие на мобилните радиокомуникационни системи, функциониращи в условия на комплексно въздействие на смущения, разработването на методи за повишаване на шумоустойчивостта заема централно място. Едно от направленията в тази насока е свързано с използването на сложни сигнали и оптимизиране на честотно-времевата им структура, в зависимост от изменящата се активност на канала.

За условията на работа на мобилните радиокомуникационни системи типични са съсредоточените по спектър и импулсните смущения, които имат дуални свойства върху честотно-времевата равнина. Математичен модел на тези смущения е квазидетерминираният случаен процес, който се описва с детерминирана функция на времето и един или няколко случайни параметри.

Целта на настоящата работа е да предложи подход за оптимизация на формата на сложния сигнал по пътя на съгласуване в честотно-времевата област на структурите на сигнала и въздействащите квазидетерминирани смущения. Реализирането на този

подход се базира на изследване влиянието на кодовата последователност, определяща началните фази на компонентите на формирания сигнал, върху коефициента на взаимно различие, използван в качеството на комплексен показател на параметрите на взаимодействие на сигнала и смущенията.

2. ВЪВЕЖДАНЕ НА КРИТЕРИЙ ЗА ОЦЕНКА СТЕПЕНТА НА ПОРАЗЯВАНЕ НА СИГНАЛА ОТ КВАЗИДЕТЕРМИНИРАНИТЕ СМУЩЕНИЯ

Нека за предаване на дискретна информация се използват сложни сигнали, всеки вариант на които е от вида:

$$s_i(t) = S_i(t) \cos(k\omega_0 t + \varphi_i), t \in [0, T], \quad (1)$$

със средна мощност:

$$P_i = \frac{K_0^2 T}{T} \int_0^T s_i^2(t) dt, \quad (2)$$

където:

$$\omega_0 = \frac{2\pi}{T}, \quad k - \text{цяло число, } \varphi_i - \text{начална фаза,}$$

T - дължина на съответния вариант на сигнала, K_0 коефициент на предаване.

Сигналът (1) може да се представи в комплексен вид:

$$\dot{S}_i(t) = s_i(t) + j\tilde{s}_i(t) = S_i(t)e^{jk\omega_0 t} \quad (3)$$

Нека в канала за връзка въздействат съвкупност от n_ζ квазидетерминирани смущения, всяко от които се представя като хармонично колебание със случайна амплитуда A_ζ , честота ω_ζ и фаза φ_ζ [3]:

$$\zeta(t) = A_\zeta \sin(\omega_\zeta t + \varphi_\zeta) \quad (4)$$

Спрегнатата комплексна форма на смущението (4) е:

$$\Xi_{\zeta}^*(t) = \zeta_j(t) - j\tilde{\zeta}_j(t) = A_j^*(t)e^{-j\bar{\omega}_{\zeta j}t}, \quad (5)$$

като $\tilde{s}_i(t)$ и $\tilde{\zeta}_j(t)$ са спрегнатите по Хилберт функции на i -тия сигнал и j -то смущение.

В качеството на показател за взаимното различие на честотно-времените структури на i -тия вариант на сигнала и j -тия вариант на квазидетерминирания смущение се използва коефициентът на взаимно различие [1], определен като:

$$\bar{G}_{ij}^2 = \left[\frac{K_0 K_\zeta T}{2P_i T} \int_0^T \dot{S}_i(t) \Xi_{\zeta_j}^*(t) dt \right]^2 \quad (6)$$

Като се имат предвид зависимости (3) и (5), се получава:

$$\bar{G}_{ij}^2 = \left[\frac{K_0 K_\zeta T + \Delta\tau}{2P_i T} \int_0^{T+\Delta\tau} S_i(t) A_j^*(t \mp \Delta\tau_{\zeta j}) e^{\pm j\Delta\Omega_{\zeta j} t} dt \right]^2, \quad (7)$$

където:

$$\Delta\Omega_{\zeta j} = \left| k\omega_0 - \bar{\omega}_{\zeta j} \right| \quad (8)$$

е разстройката между централната честота на спектъра на сигнала и средната честота на смущението, а $\pm\Delta\tau_{\zeta j}$ са възможните закъснения на j -тото смущение спрямо i -тия сигнал.

Както следва непосредствено от израз (7), коефициентът на взаимно различие се определя от стойностите на комплексните обвивки на сигнала и смущението $S_i(t)$ и $A_j^*(t)$ и представлява функция на две променливи $\Delta\tau_{\zeta j}$ и $\Delta\Omega_{\zeta j}$. За произволни стойности на параметрите $\Delta\tau_{\zeta j} \in [\Delta\tau_{-1}, \Delta\tau_1]$ и $\Delta\Omega_{\zeta j} \in [\Delta\Omega_{-1}, \Delta\Omega_1]$, цялото множество

коефициенти $G_{ij}^2 \left(\Delta\tau_{\zeta j}, \Delta\Omega_{\zeta j} \right)$ се описва

посредством релефа на квадрата на обвивката на двумерната взаимно корелационна функция на i -тия сигнал и на j -то смущение и се определя от степента на съвпадане на структурите им върху честотно-времената равнина.

Удобно е да се въведе нормиране на коефициента на взаимно различие:

$$G_{0j}^2 = \frac{\bar{h}^2}{h_\zeta^2} G_{ij}^2, \quad (9)$$

където \bar{h}^2 и h_ζ^2 представляват средностатистическите стойности на отношенията на енергиите съответно на i -тия вариант на сигнала, j -тия вариант на смущенията към спектралната плътност на белия шум $v_0^2 = \text{const}(\omega)$.

С оглед нормировката винаги е изпълнено условието:

$$0 \leq G_{0j}^2 \leq 1, \quad j = 1 \div n_\zeta.$$

Когато сигналът и смущението съвпадат по форма $G_{0j}^2 = 1$, а когато са ортогонални помежду си, $G_{0j}^2 = 0$

Степента на въздействие на смущение $\zeta_j(t)$ върху сигнал $s_i(t)$ се оценява чрез площта \tilde{Z}_{ij} на тази част от честотно-времената област на сигнала, в границите на която е валидно неравенството:

$$G_{0j}^2 \left(\Delta\tau_{\zeta j}, \Delta\Omega_{\zeta j} \right) \geq G_{0j}^2_{don} \quad (9)$$

Това е площта на сечението на указания по-горе релеф на квадрата на обвивката на взаимно корелационната функция с равнината (8) и представлява j -та частична област на поразяване на сигнала от смущението $\zeta_j(t)$.

При въздействие на съвкупност от n_ζ квазидетерминирани смущения, резултатната област на поразяване на i -тия вариант на сигнала представлява площта, възникнала чрез съединяването на n_ζ частични области:

$$\tilde{Z}_i = \bigcup_{j=1}^{n_\zeta} \tilde{Z}_{ij} \quad (10)$$

Понятията частична и резултатна области на поразяване позволяват да се да се

оптимизира структурата на предаваните сигнали в съответствие с критерия $\min_{ij} \tilde{Z}$ или $\min_{ij} \tilde{Z}_i$ при отчитане на комплекс

от фактори като взаимно различие в честотно-времето област на структурите на сигнала и смущенията, статистическите параметри на канала за връзка и вида на използвания приемник.

3. ИЗСЛЕДВАНЕ НА ВЛИЯНИЕТО НА РАЗШИРЯВАЩАТА СПЕКТЪРА КОДОВА ПОСЛЕДОВАТЕЛНОСТ ВЪРХУ НОРМИРАНИЯ КОЕФИЦИЕНТ НА ВЗАИМНО РАЗЛИЧИЕ

Както следва от зависимост (7), при зададени структури на сигнала и смущенията, нормираният коефициент на взаимно различие е функция на разстройката между средните честоти на спектрите им $\Delta\Omega_{\zeta j}$ и следователно зависи от фазовата структура на сигнала. Тя от своя страна се определя от множеството на началните фази $\{\varphi_{ki}\}$ на елементарните сигнали, управлявано от кодовата последователност

Изследвано е влиянието на кодовата последователност върху нормирания коефициент на взаимно различие между квазидетерминирано смущение от вида (4) и сложен сигнал със скокообразно изменение на носещата честотата. i -тият вариант на такъв сигнал има вида [2]:

$$s_i(t) = \sum_{k=0}^{\infty} \text{rect}(t - k\tau_0) \cos(\omega_{ik}t + \varphi_{ik}), \quad (11)$$

където:

$$\omega_{ik} = \omega_0 + d_{ik}\Delta\omega_0, \quad \Delta\omega_0 = \gamma \frac{2\pi}{\tau_0},$$

$\gamma = 1, 2, 3..$ е постоянен коефициент, който осигурява условието за ортогоналност на всеки k -ти елементарен сигнал и обикновено $\gamma = 1$.

$\{d_{ik}\}$ е кодовата последователност, която принадлежи на подмножеството D на манипулиращите кодове.

Нормираният коефициент на взаимно различие за разглеждания случай се получава [4]:

$$G_{0ij}^2 = \frac{1}{N^2} \left\{ \left[\sum_{k=1}^N \sin c \pi \Omega_{kij} (\tau_{\zeta ij} - 1) e^{j\pi[(2k-1)\Omega_{kij} + d_{ik}\tau_{\zeta ij}]} \right] - \left[\sum_{k=1}^{N-1} \sin c \pi \Omega_{kij} \tau_{\zeta ij} e^{j\pi[(2k-1)\Omega_{kij} + d_{ik}\tau_{\zeta ij}]} \right] \right\}, \quad (12)$$

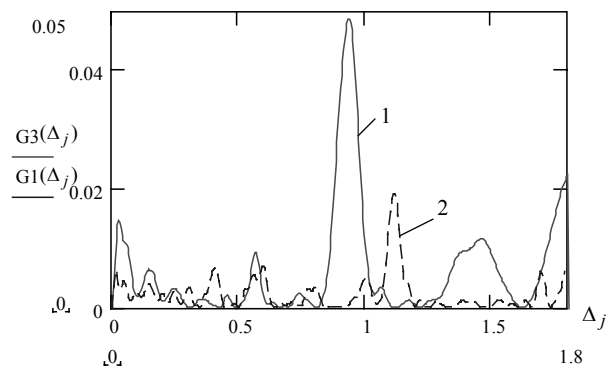
където са използвани следните означения:

$$\Omega_{kij} = \pi(\Delta_j - d_{ik}), \quad \Omega_{kij} \in [-1, 1],$$

$$\Delta_j = \frac{\bar{\omega}_{\zeta j} - \omega_k}{\omega_0}, \quad \tau_{\zeta ij} = \frac{\Delta\tau_{\zeta j}}{T_s}, \quad \tau_{\zeta ij} \in [-1, 1],$$

N -брой на елементите на сигнала;

На фиг. 1 са получени зависимости на $G_{0j}^2 = f(\Delta_j)$ за сигнал с $N=3$, при две различни кодови последователности:



Фиг. 1

$\{d_{ik}\} = 1-1-1$ (крива 1) и $\{d_{ik}\} = 1-1-1$ (крива 2).

От получените графични зависимости се вижда, че чрез промяна на кодовата последователност от $\{d_{ik}\} = 1-1-1$ на $\{d_{ik}\} = 1-1-1$ за разглеждания случай може да се реализира намаляване на коефициента на взаимно различие между сигнала и смущението.

Следователно условието за синтез на сигнал с оптимална форма при въздействие на квазидетерминирани смущения може да се изрази чрез избора на такова множество начални фази $\{\varphi_{ki}\}$ на формираните в предавателя сигнали, за което при всяка разстройка между честотите на сигнала и смущението $\Delta\Omega_{\zeta j}$, да е изпълнено:

$$\min_{\{\varphi_{ki}\} \in [0, 2\pi]} G_{0j}^2(\Delta\Omega_{\zeta j}) \quad (13)$$

Постигането на $G_{0j \min}^2$ се реализира чрез целенасочен подбор на кодовата последователност $\{d_{ik}\}$, управляваща $\{\varphi_{ki}\}$ на формирания сигнал.

4. ИЗВОДИ

В предложената статия е обосновано и доказано, че в качеството на показател за относителната големина на областта на поразяване на сигнала и въздействащите смущения в честотно-времевата равнина, е стойността на нормирания коефициент на взаимно различие G_{0j}^2 . Колкото той е по-малък, толкова по-слабо е взаимното влияние на структурите на сигнала и смущенията. При въздействие на квазидетерминирани смущения при предаване на сложни сигнали стойността на G_{0j}^2 зависи от разстройката между средните честоти на спектрите им. Това позволява да се търси оптимизация на структурата на формираните сигнали чрез подбор на кодовата последователност, определяща началните фази на първичните сигнали, която да доведе до:

$$\min_{\{d_{ik}\} \in [D]} G_{0ij}^2 .$$

Така синтезът на сигнали с оптимална форма при въздействие на квазидетерминира-

ни смущения се свежда до определяне на закона на кодиране, при който се постига минимизация на коефициента на взаимно различие, което гарантира и минимална област на поразяване на сигнала от смущенията.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] Андонов А. Метод за синтез на честоти и формиране на сигнали с разширен спектър за служебна радиовръзка с подвижни обекти. Автореф. На канд. дисертация, 1995г.
- [2] Гантмахер, В. Е. Шумоподобные сигналы. Анализ, синтез, обработка. СПб. Наука и Техника, 2005
- [3] Куликов, Г.В. Помехоустойчивость автокорреляционного демодулятора сигналов МЧМ в канале связи с гармонической помехой. Радиотехника, 2004, №8.
- [4] Чернева Г. Формиране и изследване на сигнали, съгласувани с комуникационни канали. Дисертация за присъждане на образователна и научна степен “доктор”

SIGNALS SYNTHESIS WITH AN OPTIMAL FORM IN CASE OF QUASIDETERMINED DISTURBANCES

Galina Cherneva, Antonio Andonov

*Todor Kableshkov Higher School of Transport, Sofia 1574,
BULGARIA*

Abstract: *In case of given real signal/noise environment, which is conditioned by quasidetermined random processes, one approach for form optimization of the complicated signal is proposed based on the signal structures adjustment and disturbances in frequency-time plain.*

Keywords: *Radio Communications, Noise-Resistance, Invariance, spread spectrum signals*