

Алгоритъм за синтез на двойки "периодичен фазово манипулиран сигнал - филтър за потискане на страничните листа на автокорелационната функция"

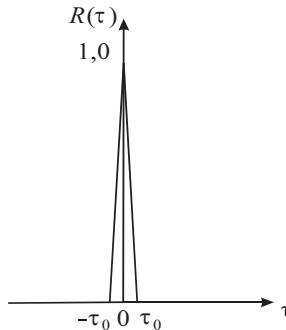
Деница Великова, Валентин Мутков

An Algorithm for Synthesis of Binary Phase Manipulated Signals – side lobe suppression filter (SLSF): In the paper the application of the so-named side-lobe suppression filter (SLSF), which can correct the real periodic ACF (PACF) of the complex signals in an ideal PACF is described. With regard to the paper we propose an algorithm for synthesis of couple of complex phase manipulated (PM) signals and appropriated SLSF receiver filter, which processed the received signal with small losses in the SNR.

Key words: phase manipulated signals, autocorrelation function, side-lobe suppression filters.

ВЪВЕДЕНИЕ

Радиосигналите, които притежават т.н. идеална автокорелационна функция (АКФ), подобна на делта-функцията на Дирак, играят решаваща роля при безжичните комуникационни системи.



Фиг. 1 – Автокорелационна функция на сложен сигнал с идеална форма

Поради тази причина, много усилия са насочени към откриване на радиосигнали с идеална АКФ. Въпреки това, към момента са открити много малко класове такива сигнали. [1, 2, 3]

По отношение на описаната по-горе ситуация в [4] са разгледани условията за синтезиране на ефективни несъгласувани филтри за потискане на страничните листа на периодичната автокорелационна функция (ПАКФ) на фазово модулирани сигнали.

В статията се предлага алгоритъм за синтез на двойки комплексни фазово модулирани (ФМ) сигнали и съответстващите им несъгласувани филтри в приемната страна, които преобразуват реалната им периодична автокорелационна функция (ПАКФ) в идеална – потискат се страничните листа. Определящ фактор при обработката на сигналите с несъгласуваните филтри е коефициентът на загубите γ .

Алгоритъм за синтез на двойки "периодичен фазово манипулиран сигнал - филтър за потискане на страничните листа на автокорелационната функция"

За да се увеличи максимално съотношението сигнал-шум, приемниците са конструирани като филтри, съгласувани със сигналите, които се използват в комуникационната система. В тези случаи се получават големи стойности на страничните листа на ПАКФ, които могат да маскират главния лист на приети

сигнали с малка амплитуда от отдалечени предаватели.

Това противоречие може да се разреши с използването на несъгласувани филтри в приемниците.

Прилага се следният метод за несъгласуваната цифрова обработка на сигналите в приемниците на РКС.

Първо, приетите сигнали се преобразуват в цифров вид. При това, ако се пренебрегнат изкривяванията, породени от шумовете и смущенията, може да се приеме, че:

$$\zeta_i = U_{mi} e^{j \frac{2\pi}{p} s(i)}, \quad i = 0, 1, \dots, N-1, \quad (1)$$

като тук $s(i)$ е i -тия елемент на степенна последователност на приетия ФМ сигнал

$$S = \{s(0), s(1), \dots, s(N-1)\}, s(i) \in \{0, 1, \dots, p-1\} = Z_p. \quad (2)$$

В случая на равномерни ФМ сигнали без загуба на общност може да се счита, че $U_{mi} = U_{m0} = 1[V]$, при което (1) се опростява до вида:

$$\zeta_i = e^{j \frac{2\pi}{p} s(i)}, \quad i = 0, 1, \dots, N-1. \quad (3)$$

При това амплитудата на основния лист на ПАКФ е

$$Q_0 = \zeta_0 \zeta_0^* + \zeta_1 \zeta_1^* + \dots + \zeta_{N-1} \zeta_{N-1}^* = 1 + 1 + \dots + 1 = N. \quad (4)$$

Второ, от (2) се получават N уравнения

$$C_l D_l^* = N, \quad l = 0, 1, \dots, N-1, \quad (5)$$

като тук $\{C_0, C_1, \dots, C_{N-2}, C_{N-1}\}$ е дискретния спектър на Фурие на приетия сигнал, а $\{D_0, D_1, \dots, D_{N-2}, D_{N-1}\}$ е дискретната честотна характеристика на несъгласувания приемен филтър, чрез който страничните листа на реалната ПАКФ на приетия сигнал се отстраняват, а

$$Q_{\zeta\zeta}(x) = 0 \cdot x^{N-1} + 0 \cdot x^{N-2} + \dots + 0 \cdot x + N \pmod{x^N - 1} \quad (6)$$

е полиномът, съответстващ на ПАКФ с идеална форма.

Следователно, след като предварително се изчислят $C_l, l = 0, 1, \dots, N-1$ от уравненията (5) могат да се определят отчетите

$$D_l = \left(\frac{N}{C_l} \right)^*, \quad l = 0, 1, \dots, N-1. \quad (7)$$

Използването на уравненията (7) не представлява никакъв проблем, ако всички отчети $C_l, l = 0, 1, \dots, N-1$ са различни от 0 (т.е. ако в дискретния спектър на Фурие на приетия сигнал няма нули).

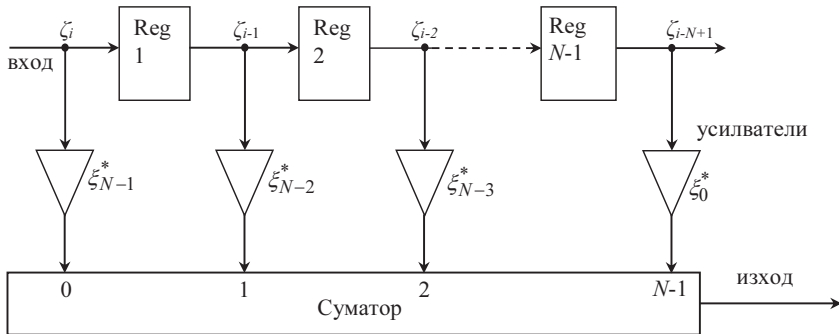
Трето, използвайки последователността $\{D_0, D_1, \dots, D_{N-2}, D_{N-1}\}$ чрез обратното преобразуване на Фурие се изчисляват отчетите на преходната характеристика на

несъгласувания филтър, т.е.:

$$\zeta_l = \frac{1}{N} \left\{ D_{N-1} \left(e^{-j\frac{2\pi}{N}l} \right)^{N-1} + D_{N-2} \left(e^{-j\frac{2\pi}{N}l} \right)^{N-2} + \dots + D_1 \left(e^{-j\frac{2\pi}{N}l} \right) + D_0 \right\},$$

$$l = 0, 1, \dots, N-1 \quad (8)$$

Четвърто, на базата на (8), несъгласуваният цифров филтър, който премахва всички странични листа на реалната ПАКФ на приетия сигнал, лесно се реализира като *цифров филтър с крайна импулсна характеристика* (наричан за краткост КИХ-филтър) по следната схема:



Фиг. 2 – КИХ-филтър, премахващ страничните листа на ПАКФ на сигналите

На фиг. 2 регистрите $Re g_1, Re g_2, \dots, Re g_{N-2}, Re g_{N-1}$ задържат отчетите на входния сигнал на един такт T_{ch} , а коефициентите на усилване на усилвателите са комплексно-спрегнатите стойности на отчетите $\zeta_l = h_l e^{j\theta_l}, l = 0, 1, \dots, N-1$, изчислени от (8), т.е.

$$\zeta_l^* = h_l e^{-j\theta_l}, l = 0, 1, \dots, N-1 \quad (9)$$

Обобщавайки изложеното, следва да се подчертае, че страничните листа на ПАКФ на приетите сигнали могат да бъдат отстранени, ако съгласуваният филтър с преходна характеристика

$$\{ \zeta_0^*, \zeta_1^*, \dots, \zeta_{N-2}^*, \zeta_{N-1}^* \} \quad (10)$$

се замени с несъгласуван филтър с преходна характеристика

$$\{ \zeta_0^*, \zeta_1^*, \dots, \zeta_{N-2}^*, \zeta_{N-1}^* \}, \quad (11)$$

чиито отчети се изчисляват чрез (8).

Разгледаният несъгласуван филтър се нарича *филтър, потискащ страничните листа* (ФПСЛ), (*side-lobe suppression filter (SLSF)*) [1, 2, 4].

За съжаление този изключително полезен от практическа гледна точка резултат се получава за сметка на известно влошаване на отношението сигнал/шум по мощност q^2 определено от коефициента на загубите γ .

Коефициентът на загубите γ отчита намаляването на нивото на сигналите при обработка с несъгласуван филтър сравнено с намаляването на нивото на сигналите при обработка със съгласуван филтър.

За изясняване на този въпрос се предполага, че на входовете и на двата филтъра постъпва само цифров шум с време на корелация по-малко от τ_{ch} и дисперсия $\sigma_{ш}^2$, като тук $\sigma_{ш}$ е средно квадратичното отклонение на шума. В тази ситуация дисперсията на шума на изхода на съгласувания филтър, т.е. когато преходната характеристика на филтъра е (10), предвид на (4) се определя от израза

$$\sigma_{изх\ cф}^2 = \sum_{i=0}^{N-1} |\zeta_i|^2 \cdot \sigma_{ш}^2 = \sigma_{ш}^2 \sum_{i=0}^{N-1} \zeta_i \cdot \zeta_i^* = N \cdot \sigma_{ш}^2 \quad (12)$$

Тук е отчетено, че ако случайната величина X има дисперсия σ^2 тогава случайната величина κX има дисперсия $|\kappa|^2 \sigma^2$.

Следователно, отношението сигнал/шум по мощност на изхода на съгласувания филтър предвид на (10), (11) и (12) е

$$q_{сф}^2 = \frac{N^2}{N \cdot \sigma_{ш}^2} = \frac{N}{\sigma_{ш}^2} \quad (13)$$

Аналогично, дисперсията на шума на изхода на филтъра, потискащ страничните листа, т.е. когато преходната характеристика на филтъра е (11), се определя от израза

$$\sigma_{изх\ фпсл}^2 = \sum_{i=0}^{N-1} |\xi_i|^2 \cdot \sigma_{ш}^2 = \sigma_{ш}^2 \sum_{i=0}^{N-1} |\xi_i|^2 \quad (14)$$

Тук следва да се отчете Теоремата на Пърсевал, съгласно която

$$\sum_{i=0}^{N-1} |\xi_i|^2 = \frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1} |D_i|^2 \quad (15)$$

От (7) се вижда, че

$$|D_i|^2 = \frac{N^2}{|C_i|^2}, \quad i = 0, 1, \dots, N-1 \quad (16)$$

Равенствата (15) и (16) позволяват (14) да се преобразува до вида

$$\sigma_{изх\ фпсл}^2 = \sigma_{ш}^2 \sum_{i=0}^{N-1} |\xi_i|^2 = N \sigma_{ш}^2 \sum_{i=0}^{N-1} \frac{1}{|C_i|^2} \quad (17)$$

Следователно, отношението сигнал/шум по мощност на изхода на ФПСЛ предвид на (15), (16) и (17) е

$$q_{\text{фнсл}}^2 = \frac{N^2}{N \cdot \sigma_{\text{ш}}^2 \sum_{i=0}^{N-1} \frac{1}{|C_i|^2}} = \frac{N}{\sigma_{\text{ш}}^2 \sum_{i=0}^{N-1} \frac{1}{|C_i|^2}} \quad (18)$$

От (14) и (18) се вижда, че енергетичните загуби при използване на ФПСЛ вместо съгласуван филтър могат да се оценят със следния *коэффициент на загубите*

$$\gamma_{\text{заг}} = \frac{q_{\text{сф}}^2}{q_{\text{фнсл}}^2} = \frac{\frac{N}{\sigma_{\text{ш}}^2}}{\frac{N}{\sigma_{\text{ш}}^2 \sum_{i=0}^{N-1} \frac{1}{|C_i|^2}}} = \sum_{i=0}^{N-1} \frac{1}{|C_i|^2} \quad (19)$$

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

От представените в доклада резултати, могат да се направят следните изводи:

1. Радиосигналите, които притежават т.н. идеална автокорелационна функция (АКФ), подобна на делта-функцията на Дирак, са изключително важни за безжичните радиокорелационни системи, тъй като позволяват да се минимизират вредните последствия от многолъчевото разпространение на радиовълните и от едновременната работа на много потребители.

2. За редица фазово модулирани сигнали, използването на несъгласуван филтър е съпроводено с изключително малки загуби в отношението сигнал-шум, с което се разкрива възможността да се използват и други класове сигнали в РКС.

ЛИТЕРАТУРА

[1] Йорданов С. С., Алгоритми за синтез на периодични шумоподобни фазово манипулирани сигнали с оптимални корелационни свойства, Дисертация за присъждане на образователната и научна степен „Доктор“, Русенски Университет „А. Кънчев“ – гр. Русе, 2013 г.

[2] Bedzhev B. Y., Yordanov S. S., Tsankov Ts. S., A Method for Synthesis of Signals Possessing Almost Ideal Periodic Autocorrelation Function, 9th International Conference on Bionics and Prosthetic, Biomechanics and Mechanics, Mechatronics and Robotics, 2013, Riga, vol. 9, pp. 166 – 169.

[3] Zierler N., Linear recurring sequences, J. Soc. Ind. Appl. Math., 1959, №1, pp. 31 – 48.

[4] Bedzhev B. Y., Denitsa D. Velikova, Zhivko V. Zhivkov, Analysis of the Conditions for Synthesis of Efficient Side-Lobes Suppression Filters for Phase Manipulated Signals, J. Aerospace Research in Bulgaria, Sofia, 2014 (под печат).

За контакти:

инж. Деница Димитрова Великова, докторант в катедра „Електроника“, Русенски университет “Ангел Кънчев”, e-mail: dvelikova@uni-ruse.bg

доц. д-р инж. Валентин Ангелов Мутков, Катедра “Електроника“, Русенски университет “Ангел Кънчев“, тел.: 082-888 246, e-mail: vmutkov@uni-ruse.bg

Докладът е рецензиран.