

ПОДХОДИ ЗА УПРАВЛЕНИЕ НА ИНФОРМАЦИОННИЯ ПАРАМЕТЪР НА НОСЕЩИ, ОПИСВАНИ ЧРЕЗ ФУНКЦИИ НА УОЛШ

Илка Стефанова
istefanova@mail.bg

**ВТУ „Тодор Каблешков”, София, бул. „Гео Милев” 158
БЪЛГАРИЯ**

***Ключови думи:** цифрови носещи, модуляции, сигнали на Уоли*

***Резюме:** Все по-голямо разпространение във практиката намират несинусоидалните носещи, описвани чрез функции на Уоли. Същите дават по-широк избор на параметри, които да бъдат управлявани от информационния сигнал. Всеки избор на вида модулация има своите преимущества и недостатъци. Във предложената статия се дискутират критерии за избор на информационния параметър в зависимост от целевото предназначение на радиотехническата система-за предаване на информация, радиоуправление, за извличане на информация и др. По отношение на тази поставена цел са изложени изводи и препоръки за нуждите на практика.*

1. ВЪВЕДЕНИЕ

В настояще време преходът към свръхширокоплетови сигнали е възможно да се разглежда като по-нататъшно развитие на класа дискретни сигнали, а от друга страна, като тяхна логична реализация на граничната широкоплетовост на сигналите. Действително, конструктивния път за увеличаване базата на сигнала се състои в намаляване дължината на елементарния символ. За това задачата за избор на дискретен сигнал за шумозащитена система се решава по пътя на синтеза на сигнала с минимална дължина на символа. В този случай се осъществява преход към нетационарно излъчване, т.е. нестационарен сигнал. Нестационарността се определя от това, че формата на елементите на цифровата носеща се определя от преходната характеристика на линията за връзка. Това обуславя проблема за съгласуване на цифровата с комуникационния канал. По този начин сигналът заема цялата физическа честотна лента на линията за връзка.

Цифровата носеща може да се определи като последователност от квантовани по величина стойности на напрежението или тока при отсъствие на модулация. Такива са сигналите описвани чрез меандрови функции. Най-целесъобразно по отношение на по-простата техническа реализация, в качеството на цифрови носещи може да се използват двоични кодови последователности, от които функциите на Уолш удовлетворяват всички специфични изисквания за носещи. Основните от тях са: ортогоналност, пълнота и затвореност на системата функции; балансираност, т.е. ограничение по отношение на дължината на серията еднакви кодови импулси, детерминираност,

периодичност, възпроизводимост, независимост на интервала на еднозначност от други параметри, наличие на информативни модулируеми параметри, относителна простота на схемите за генериране и модулация

2. УПРАВЛЕНИЕ НА ИНФОРМАЦИОННИЯ ПАРАМЕТЪР НА ЦИФРОВИ НОСЕЩИ НА УОЛШ

За предаване на информация е необходимо да се модулира носещата на Уолш в съответствие с предаваното съобщение. Модулираната в съответствие със съобщението носеща на Уолш се нарича сигнал на Уолш.

Известни са различни способи за определяне на функциите на Уолш (ФУ), от които за комуникационни системи най-целесъобразно е да се приеме тяхното описание по отношение на знакопроменливите за един период на функцията, подобно на хармоничните носещи, описвани по честота. ФУ $Wal_n(T_w, t)$ с номер n и период T_w може да бъде определена като произведение на функциите на Радемахер [1,2], меандрови функции от следния вид:

$$Wal_n(T_w, t) = \prod_{l=1}^m [Rad_l(T_w, t)]^{\alpha_l},$$

където l е броят на разредите на числото n , записано в код на Грей; α_l е стойността на l -тия разред (0 или 1); $m = \lceil \log_2 n \rceil$, номер на диадата на функцията:

$$sign\left(\sin 2^l \cdot \frac{\pi t}{T_w}\right),$$

]-[-символ, означаващ цялата част в общите скоби.

Ако със символа $S_{W_n}(t)$ означим сигнал на Уолш, то общото описание на модулирания сигнал на Уолш при дискретно-кодова модулация може да се представи във вид:

$$(1) \quad S_{W_n}(t) = \sum_{r=0}^{\infty} \sum_{k=0}^{(L_r-1)P} A_{cr} Wal_{nr}\left(T_{W_r}, \frac{k}{2^m}\right) j\left(\tau_{\varphi}, t - rT_{W_r} - k\tau_{U_r} + \tau_r\right)$$

където P е броят на периодите на носещата, за един бит на съобщението.

В случай на непрекъсната (аналогова) модулация в израз (1) е необходимо да се заменят параметрите, в съответствие с равенствата

$$n_r = n_0; T_{W_r} = T(t); L_r = L_0; \tau_r = \tau(t); A_{cr} = A_c(t); p = 1.$$

В съответствие с израз (1) може да се направи извод, че за сигналите с цифрова носеща са приложими всички видове модуляции, характерни за сигналите с хармонична носеща. Обаче, тъй като сигналите на Уолш имат четири независими параметъра, то при използването им в качеството на носещи е възможна още и кодова модулация, т.е. манипулация в съответствие с номера на носещата. При използване на хармонични носещи такава манипулация е невъзможна.

3. ФОРМИРАНЕ НА СИГНАЛИ НА УОЛШ

Общия израз, описващ сигнал на Уолш с амплитудна манипулация, може да се получи от (1), при условие, че при манипулация за един период се положи:

$$n_r = n; T_{W_r} = T_{W_0}; L_r = L_0; \tau_r = 0; p = 1.$$

Тогава

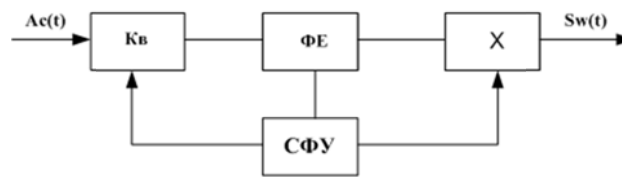
$$(2) \quad S_{W_n}(t) = \sum_{r=0}^{\infty} \sum_{k=0}^{L_0-1} A_{cr} Wall_{n_0}\left(T_{W_0}, \frac{k}{2^m}\right) j\left(\varphi_{\varphi}, t - rT_0 - \frac{kT_0}{L_0}\right).$$

Тъй като амплитудата на сигнала A_{cr} е постоянна върху интервала T_w , то спектъра на сигнала на Уолш (2) в базиса функции на Уолш е само една съставляваща на носещата на сигнала. При използване на амплитудна модулация за предаването на съобщения в спектъра на сигнала ще присъства само една честотна лента на съобщението. Това преимущество на носещата на Уолш следва пряко от теоремата за умножение:

$$(3) \quad Wal_{n_1}(T_w, t)Wal_{n_2}(T_w, t) = Wal_{n_1 \oplus n_2}(T_w, t) .$$

Следователно: амплитудно-модулирания сигнал на Уолш дава еднолентова модулация.

На фиг.1 е показана структурна схема на амплитуден модулатор.



фиг.1 Структурна схема на амплитуден модулатор

На фиг.1 с K_B е означен квантуващото устройство (дискретизация по ниво), ФЕ-фиксиращ елемент, осъществяващ дискретизация и фиксация на амплитудите с период τ_{K_B} , кратен на периода на носещата на Уолш, генерирана от синтезатора ФУ.

При модулация на сигналите на Уолш по честота е необходимо да се отчете, че за разлика от хармоничните сигнали, временното положение на сигнала на Уолш и честотите му не са свързани мултипликативно (подобно на wt). За това, аналитичния запис на честотно модулиран (ЧМ) сигнал на Уолш се отличава от запис на ЧМ хармоничен сигнал, за който пълната фаза на сигнала е интеграл по времето от честотата. За ЧМ сигнал на Уолш от израз (1) ще се получи израз при следните условия:

$$(4) \quad n_r = n; L_r = L_0; A_{cr} = A_c; \tau_r = 0; p = 1,$$

$$S_{W_n}(t) = \sum_{r=0}^{\infty} \sum_{k=0}^{L_0-1} A_c Wal_{n_0} \left[\left(T_w(t), \frac{k}{2^m} \right) j \left(t_\varphi, t - rT_w(t) - \frac{kT(t)}{L_0} \right) \right]$$

където $T(t) = T_w + M_T \lambda(t)$, M_T - коефициент на модулация по честота (период), $\lambda(t)$ -аналогово съобщение. Под честоти f_w се разбира половината на средния брой пресичания на функцията на нулево ниво. Тогава, за ФУ е изпълнено:

$$(5) \quad f_w = \left\lceil \frac{n+2}{2} \right\rceil / T_w,$$

докато за хармоничните функции $f_s = 1/T_s$.

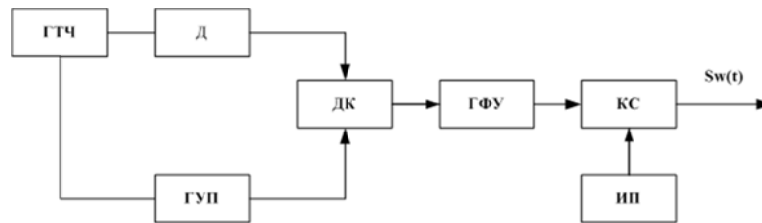
Ако дължината на елементарния символ на ФУ се обозначи с T_u , то за периода на ФУ може да се запише:

$$T_w = 2^m \tau_u = L_w \tau_u,$$

където L_w е времевата база на функциите, т.е. броят на символите за един период.

Това подреждане на ФУ по отношение на броят на пресичанията през нулата (броят на знакопромените) за един период, съответства на подреждането на хармоничните функции по честота в хармоничния анализ, което позволява тяхното адекватно сравнение.

На фиг.2 е показана възможна структурна схема за бинарна модулация на сигнали на Уолш по честота.



фиг.2 Структурна схема за бинарна модулация на сигнали на Уолш по честота

Генераторът на тактова честота (ГТЧ) определя честота на генератора на числовата последователност (ГЧП), който най-често е изпълнен на основата на регистър с обратни връзки. На двоични комутатор (ДК), управляван от числовата последователност (ЧП), се подават импулси непосредствено от ГТЧ, преминали през делителя (Д). Двоичният комутатор в зависимост от символа на ЧП пропуска към генератора на ФУ (ГФУ) или сигнала с тактова честота, или сигнала от делителя. След това манипулираната ФУ се подава на амплитуден манипулатор, аналогичен на разгледания на фиг.1.

Особено съществено е, че сигнала на Уолш е цифров сигнал. За това той допуска кодова модулация, същността на която се състои в модулация на сигнала по отношение на номера на ФУ. Този въпрос е обект на интерес в световен мащаб и е изучен недостатъчно. При кодова модулация, съответстваща на един период, аналитичния запис на сигнала на Уолш може да се получи от израз (1) при условия:

$$A_{cr} = A_c; T_r = T_0; \tau_r = 0; p = 1;$$

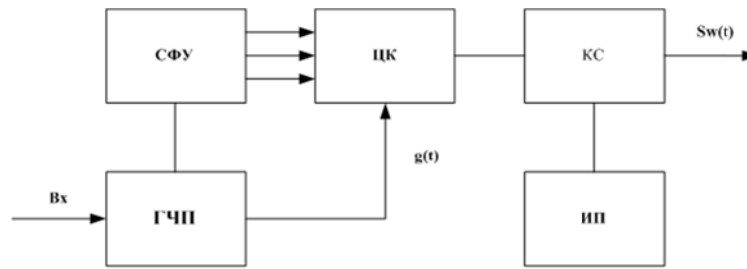
$$(6) \quad S_{W_n}(t) = \sum \sum A_c Wal_{nr} \left[\left(T_{W_0}, \frac{k}{2^m} \right) j \left(t_\varphi, t - rT_{W_0} - \frac{kT_{W_0}}{L_r} \right) \right],$$

където $L_{W_r} = 2^m; m = \lceil \log_2 n_r \rceil + 1$.

Естествено, номера на функцията, в съответствие с която се построява сигналът на Уолш може да се изменя само дискретно и да приема цели стойности, принадлежащи на избраната диада m . По принцип е възможно да се избират функции от различни диади, обаче при това трябва да се отчита, че енергията на сигнала се определя от номера на диадата.

Следователно, модулацията в съответствие с номера може да бъде само дискретна, което я отличава от модулацията по амплитуда и честота. Необходимо е също да се отбележи, че кодовата модулация, вследствие отношение (5) е едновременно и честотна манипулация, тъй като изменението на номера на функцията води до изменения на честотата на сигнала при постоянен период.

На фиг.3 е показана схема за модулация на сигнали на Уолш, относно номера y . СФУ синхронно с ГПЧ генерират функции на Уолш, които се подават на входа на цифров комутатор (ЦК), управляван от числовата последователност $g(t)$. На всеки символ на числовата последователност съответства един или няколко периода на ФУ с определен номер. Тъй като ФУ образуват пълна, ортогонална система от функции, то символите на числовата последователност ще се предават чрез ортогонални символи.



фиг.3 Схема за модулация на сигнали на Уолш

4.ИЗВОД

Разгледаните достойства на широколентовите технологии, основани на използването на цифрови носещи и сигнали на Уолш, позволяват същите да се разглеждат като перспективна алтернатива на традиционната „синусоидална“ технология, използвана в настояще време в безпроводните технологии, използвани в радиоканалите в специални комплекси за информационно взаимодействие, включително в комплексите с безпилотни летателни апарати и други комплекси на мобилната високоскоростна радиовръзка. В момента активно се използват смесени методи за модулация на сигнали на Уолш. Такава модулация е особено целесъобразна при построяването на т.нар. съвместни (многофункционални) системи.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] Хармут Х. Ф., Передача информации и ортогональными функциями, М., Связь, 1987
- [2] Хармут Х. Ф., Теория секветного анализа, М., Мир, 1985
- [3] Хармут Х. Ф., Несинусоидальные волны в радиолокации и радиосвязи, М., Радиосвязь, 1985
- [4] Арслан. Х., Чен. Чж. Н. Бенедитто М., Сверхширокополосная связь, М. Техносфера, 2014

APPROACHES OPERATE INFORMATION PARAMETER ON CARRIER FREQUENCY, DESCRIBED BY WALSH FUNCTION

Илка Stefanova
istefanova@mail.bg

*Todor Kableshkov University of Transport, 158 Geo Milev Steet., Sofia 1574,
 BULGARIA*

***Kew words:** digital carrying, modulations, signals of Walsh*

***Abstract:** Increasingly spread in practice are non-sinusoidal carrier, described by Walsh functions. They give a wider choice of parameters to be operated from the data signal. Each choice of modulation type has its advantages and disadvantages. In the proposed paper discusses criteria for selection of parameter information depending on the intended use of the radio-system for the transmission of information, data mining and others. In respect of such a target exposed conclusions and recommendations for the needs of the practice.*