



---

## УСКОРЕН АЛГОРИТЪМ ЗА СИНХРОНИЗАЦИЯ В РАДИОКОМУНИКАЦИОННИ СИСТЕМИ С ЦИФРОВИ НОСЕЦИ НА УОЛШ

**Илка Стефанова**  
[istefanova@mail.bg](mailto:istefanova@mail.bg)

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

**Ключови думи:** цифрови носещи на Уоли, синхронизация

**Резюме:** На съвременния етап на развитие на комуникационните технологии се извършва преход към широколентови системи за връзка с различно предназначение по пътя на усвояване на дискретни шумоподобни сигнали (ШПС), което е свързано с развитието и внедряването на цифровите методи за предаване на информация. Основните преимущества при използване на дискретни ШПС е надеждността и унифицираността на апаратурата, технологичната възпроизводимост. Всичко това се обяснява с постиженията на цифровата техника и технологии за формиране на дискретни (цифрови) разширяващи последователности. Това поставя нови изисквания към алгоритмите за синхронизация, тъй като точната и надеждна времева синхронизация е крайъгълният камък на работа на всички комуникационни системи с широколентови сигнали, а скоростта на решаването на тази задача основно определя работните характеристики на системите. Това определя актуалността на предложената статия.

В нея на база известни подходи за синхронизация се предлага ускорен алгоритъм за синхронизация в радиокомуникационни системи с цифрови носещи на Уоли, основаващ се на структурните свойства на сигналите, описвани с функции на Уоли (пълна ортонормирана и затворена система с инвариантни относно диадно отмествени свойства). Проведен е сравнителен анализ с съществуващи системи за синхронизация на псевдослучайни последователности, формиращи шумоподобни сигнали, доказващи оптимизацията по бързодействие.

### 1. УВОД

В настоящата статия е разгледан случай на времева синхронизация на последователности на Уолш. Същевременно трябва да се посочи, че задачата за времева синхронизация е частен случай на оценка на параметри на приеманите сигнали.

В радиокомуникационните системи синхронизацията характеризира съответствието между параметрите на приемания сигнал (фаза, честота, времезакъснение) и състоянието на демодулатора и декодера на приемника. Този проблем включва две основни задачи: осигуряване и оценка на точността на синхронизация и осигуряване на шумоустойчивост на системата, която се определя от формата на избрания сигнал и оптималността на приемника.

## 2. АЛГОРИТЪМ ЗА НАЧАЛНА СИНХРОНИЗАЦИЯ В РАДИОКОМУНИКАЦИОННИ СИСТЕМИ С ЦИФРОВИ НОСЕЦИ НА УОЛШ

Даден е модела на канала

$$(1) \zeta(t) = \mu s(t - \tau) + n(t), \quad 0 \leq t \leq t_1,$$

където  $s(t)$  – предавания сигнал;  $\mu$  – коефициент на предаване на канала;  $\tau$  – времезакъснение на канала;  $0 \leq t \leq t_1$  – интервал за анализ на сигнала.

В (1), субелементите на съставния сигнал  $s(t)$  могат да се изменят в дискретно време  $t$ . В частен случай такъв е сигналът на Уолш, съставен от последователност елементарни импулси. В общ случай сигналът се състои от  $N$  субелементи и се задава чрез последователност от своите стойности дискретни точки. Поставеният проблем се свежда до това, да се реализира синхронизация с точност до периода  $N$ , т.е. да се намери изместването  $\tau$  по модул  $N$ , наричано също фаза на приемания сигнал. Стойностите на фазата лежат в интервала цели числа  $[0, N-1]$  и образуват пълна област на неопределеност.

По-опростен способ за определяне на фазата е т.нар. стъпково търсене. Същият се състои в следното [1]. В мястото на приемане се формира копие на предавания сигнал, наречено опорен сигнал. Избира се някаква фаза на опорния сигнал и се изчислява корелацията между опорната и постъпваща последователности. Ако фазата на опорния сигнал съвпада с фазата на постъпващия, то стойността на корелационния интеграл превишава някакъв праг. При несъвпадане на фазите няма наличие на превишаване на прага. В този случай, следва да се вземе нова стойност на фазата на опорния генератор и да се повтори действието.

Броят опити може да се намали, ако се използва принципът на дихотомията, при който на всяка стъпка на търсене, областта на неопределеност се дели на две части, а корелатора определя принадлежността на точката на синхронизация (фазата) към една от тези части. При това е необходимо да се зададат само  $\log_2 N$  въпроси, на които се дава бинарен отговор: “да” или ”не”. Естествено обобщение на дихотомията е полихотомията – разделяне на областта на неопределеност на  $q$  части и определяне принадлежността на точката на синхронизация към една от тези части с помощта на  $q$  корелатора. При това, търсенето завършва за  $\log_q N$  стъпки. Цената за това ускорение е апаратурната сложност.

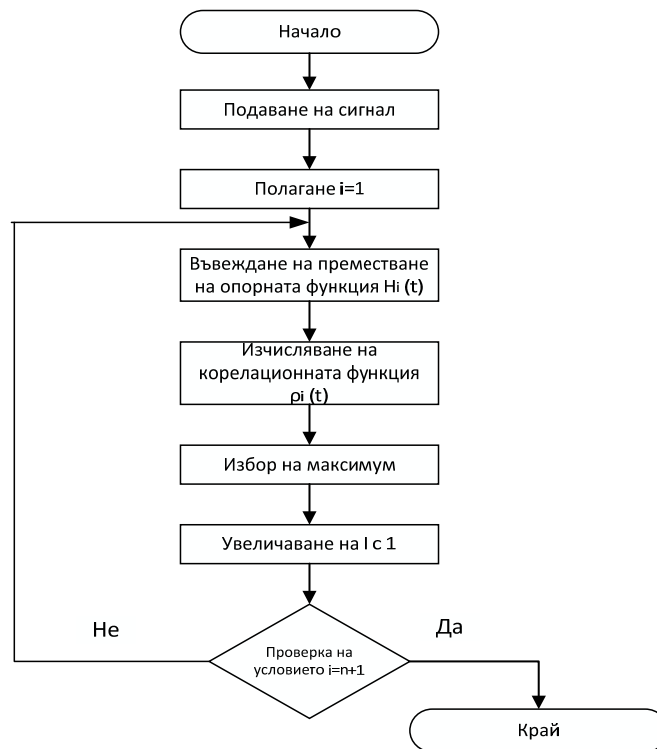
За реализацията на полихотомическото търсене е необходимо да се определи операцията делене на областта на неопределеност на  $q$  части. Решението на тази задача в настояще време е известно само за специални класове сигнали, определяни като последователности за бързо търсене, представляващи сума от периодически функции, периодите на които делят дължината на последователността  $N$ . Сигналите, описвани с функции на Уолш, удовлетворяват тези изисквания. За това, методът на политохомията ще бъде приложен за решаването на поставяната задача за синхронизация. Същността на предлаганият подход се състои в следното.

Нека  $N=q^n$ , където  $q$  и  $n$  са цели неотрицателни числа. Сигнала  $s(t)$  може да се запише във вид на функционален ред по системата базисни функции на Уолш  $\{wal_k(t)\}$ .

Функциите на Уолш, са периодични и се разбиват на  $n$  класа:  $L_1, L_2, \dots, L_n$ , при което периода  $T_{i+1}$  на функцията  $(i+1)$  клас,  $q$  пъти превишава периода  $T_i$  на функциите от  $i$ -тия клас, а класа  $L_n$  съдържа функции с период  $T_n=N=q^n$ . От периодичността на функциите следва и периодичността на техните спектрални коефициенти.

Като се вземе предвид ортогоналността на функциите  $H_i(t)$ , синхропоследователността  $s(t)$  може да бъде записана във вида на тегловна сума с  $n$  компоненти с различни периоди:  $s(t) = \sum_i \rho_i H_i(t)$ .

Може да се избере  $s(t)$  така, че върху интервала на периодичност функциите  $\rho_i(\tau)$  да има един максимум. Тогава, по разположението на този максимум може да се определи взаимното разположение на последователностите  $s(t)$  и  $H_i(t)$  с нееднозначност, обусловена само от периодичността на функцията  $H_i(t)$ . Тогава, задачата за определяне на фазата се свежда до последователно разкриване на тази нееднозначност и с решава по следният алгоритъм (фиг. 1).

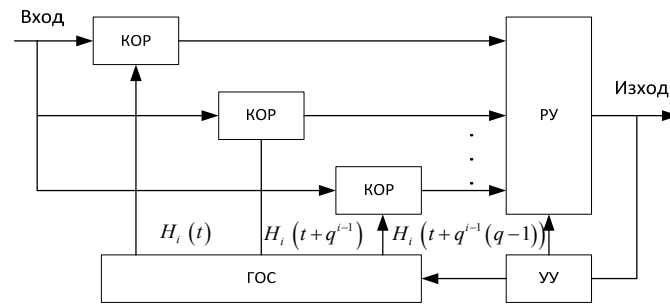


фиг.1 Алгоритъм за ускорена начална синхронизация

Приеманият сигнал се корелира с опорният и се изчисляват свойствата на взаимно корелационни функции  $\rho_i(\tau) = \{\rho_i(0), \rho_i(1), \dots, \rho_i(q-1)\}$ . Максималната от тези стойности определя номера на фазата на последователността по модул  $q$ . Времето за синхронизация може да бъде различно и зависи от техническите възможности на приемната страна. Ако е възможно да се запомни цялата реализация на сигнала върху интервала за анализ  $[0, N_I - 1]$ , кратен на целия брой периоди на сигнала, то минималното време за обработка се определя с времето, необходимо за изпълнение  $q \log_q N$  стъпки. Ако се използва едноканален приемник, то ще бъдат необходими за изпълнението на цялата процедура за синхронизация  $N_I q \log_q N$  времеви интервали. Технически, този алгоритъм може да бъде реализиран с помощта на многоканален корелационен приемник, даден на фиг.2.

Всеки канал изчислява корелацията на приемания сигнал със съответните измествания на опорните сигнали, генерирани от генератора на опорни сигнали (ГОС). Решаващото устройство (РУ), определя номера на канала с максимална стойност на

неговия изход, а устройството за управление (УУ) променя опорните сигнали при преход към следваща стъпка на търсене.



фиг.2 Многоканален корелационен приемник

### 3. ОПТИМИЗАЦИЯ НА ПАРАМЕТРИТЕ НА СИНХРОНИЗИРАЩИЯ СИГНАЛ НА УОЛШ

Нека на входа на приемника за синхронизация постъпва адитивна смес на сигнал на Уолш и шум

$$(2) y(t) = A_0 Wal_n(T, t) + n(t),$$

където  $A_0$  – амплитуда на сигнала на Уолш;  $n_0$  – номер на функцията на Уолш, в съответствие с която се формира дадения сигнал;  $T$  – период на сигнала;  $n(t)$  – нормален бял шум с нулев среден спектър  $N_0/2[W/Hz]$ . Сигналят и шумът са статистически независими.

Ако дължината на елементарния символ на сигнала на Уолш се обозначи с  $\tau_c$ , то периода на сигнала може да се определи със следния израз:

$$(3) T = 2^{\lceil \log_2 n \rceil + 1} \tau_c = L \tau_c,$$

където  $L$  – база на сигнала на Уолш, а символа  $\lceil \cdot \rceil$  означава цялата част на израза.

Функциите на Уолш могат да се представят с произведението на функциите на Радемахер  $r_i(t)$  (меандрови функции), принадлежащи на множеството от функции на Уолш :

$$(4) Wal_n(T, t) = \prod_{i=1}^m [r_l(T, t)]^{\beta_l},$$

където  $l$  – разред на броя  $n$ , записано в код на Грей;  $m = \lceil \log_2 n \rceil + 1$  – номер на диадите на сигнала на Уолш;  $\beta_l$  – стойността на  $l$ -тия разред.

По този начин, сигнала на Уолш представлява произведение на меандрови сигнали с период  $2^{(l-1)}T$ , където  $l \in \overline{1, m}$  се явява само значещите разряди.

Поставената задача се състои в определяне на оптимални параметри на синхронизиращия сигнал на Уолш, по критерия за минимизация времето за начална синхронизация на приемника, при последователно оценъчно – корелационно търсене с равномерно приближение [2]. Както следва от израз (4), сигнала на Уолш, принадлежащ на диада  $m$ , в общ случай може да съдържа от една до  $m$  функции на Радемахер, обаче винаги съдържа компонентата  $r_m(T, t)$ .

Посочените свойства на функциите на Уолш позволяват на база дадения алгоритъм, да се определи следната процедура за синхронизация. От начало се извършва оценка на закъснението на най – нискочестотна съставка на сигнала  $r_j(T, t)$  на приемника, реализиращ оценъчно – корелационния принцип (схемата за следене на

закъснение (ССЗ)). Избора на номера  $j$  се осъществява, изхождайки от максимално възможната неточност в априорната оценка на закъснението на сигнала. След отделяне на сигнала  $r_j(T, t)$  той се умножава с  $y(t)$ , в резултат на което, в съответствие със свойството затвореност на функциите на Уолш, на изхода на умножителя се получава

$$(5) y_1(t) = A_0 \text{Wal}_{n_1}(T, t) + n(t),$$

където  $n_1 = n \oplus (2^j - 1)$  – номер на функцията на Уолш на изхода на умножителя, при

$$\text{което } \text{Wal}_{n_1}(T, t) = \prod_{l=j+1}^m [r_l(T, t)]^{\beta_l}.$$

Оценъчно – корелационният приемник, респ. система за следене по закъснение (ССЗ) отделя от сигнала (5) съставката  $r_h(T, t)$ , номера на която се определя от неточността на оценката на закъснението  $r_j(T, t)$ , и т.н. до съставката  $r_m(T, t)$ , определяща номиналната тактова честота на приемания сигнал на Уолш. Точността на отделяне на сигнала  $r_m(T, t)$  се определя от изискваната точност на синхронизация на приемника на сигнала на Уолш. По този начин, разглеждания метод по принцип е аналогичен на полихотомния метод за измерване на времевия интервал.

Избор на номера на нискочестотната съставка  $j$  може да се осъществи от следното съотношение:

$$(6) j = \left\lceil \log_2 \frac{T}{\Delta T} \right\rceil + 1,$$

където  $\Delta T$  – максимална априорна неточност на времевото положение на приетия сигнал.

Номер  $n$  на синхронизиращия сигнал на Уолш (2) трябва да съдържа първата  $j$ -та стойност на разряда при представяне в код на Грей (всички разряди, по-малки от  $j$ , ще бъдат нулеви). Именно такъв сигнал позволява най – ефективно използване на неговата мощност за синхронизация.

След захващането на сигнала  $r_j(T, t)$  и компенсиране на разсъгласуването грешката на филтрация ще се определи с израза:

$$(7) \sigma_j = \frac{T}{2^j} \sqrt{\frac{a_j \Pi_j N_0}{2P_0}},$$

където  $P$  – мощност на синхронизиращ сигнал на Уолш,  $\Pi_j$  – честотната лента на шума на ССЗ на  $j$ -тия канал.

Общото време за синхронизация на сигнала  $Tn$  ще определя броя на приближенията  $N$  и времевия преходен процес на всеки канал, т.е.

Наличието на минимална стойност  $Tn$  логически следва от противоречието: от една страна, увеличаване на броя на приближенията повишава времето на търсене, а от друга страна, при това се намалява изискването към шумовата лента на всеки сигнал и значи, намаляване времето на преходния процес. За определяне оптималния брой на приближенията в настоящата статия е изведен израз

$$(8) N_{opt} = 1 + (m - j) \ln 2 + \sqrt{(1 + (m - j) \ln 2)^2 - 1},$$

## ИЗВОДИ

Предложеният в настоящата статия подход за оптимизация на сигналите на Уолш за ускорена синхронизация на приемника, се основава на универсалният подход за синхронизация, но се отчитат специфичните особености на функциите на Уолш, които определят структурни свойства на сигналите на Уолш, позволяващи оптимизация на процедурата за синхронизация по бързодействие.

Същността на универсалния подход, се състои в изчисляването на взаимно-корелационната функция на постъпващия и опорният сигнал и определяне на

максимума. Методите на изчисление съответстват на стъпково търсене, което се свежда до анализ на точките от областта на неопределеност. Идеята за ускорена начална синхронизация се състои в това, че при реализиране на процеса на търсене, се оценява само факта за наличие на сигнала в една или друга област на неопределеността (знакът на корелационният интеграл), но и стойността на корелационния интеграл. Този метод за начална синхронизация е получил названието оценъчно – корелационен метод с равномерно приближение. На база структурните свойства на функциите на Уолш (4) в настоящата работа е синтезирана процедура и алгоритъм (фиг.1) за ускорена начална синхронизация и структура на следящо оценъчен приемник (система за следене по закъснение) и е определена неговата точност (фиг.2).

Въз основа на анализа на структурните свойства на сигналите на Уолш е обоснован подходящ избор на номера на нискочестотна компонента на синхронизиращия сигнал (последователност на Уолш), (6), (7) и е предложена оптимизация на параметрите на синхронизиращия сигнал при минимизиране грешката на разсъгласуване. Предложеният в настоящата работа подход се състои в изчисляване и анализ на минимално необходимите за приемане на решение спектрални коефициенти. Всеки от тези коефициенти отчита поведението на сигнала върху целият интервал на неопределеността. За сигналите на Уолш е възможно да се получи съществено ускоряване по време на синхронизацията, за сметка на по – доброто използване на енергията на сигнала.

#### ЛИТЕРАТУРА

- [1]. Шахтарин Б. И. Синхронизация в радиосъвязи и радионавигации. М. Гелиос. АРВ.2007
- [2]. Патент № ВГ 65994 В1/2010г.,. Кохерентна система за синхронизация на сигнали със скокообразно изменение на носещата честота, А. Андонов, Г. Чернева, И. Стефанова

## FASTTED ALGORITHM SYNCHRONIZATION IN DIGITAL RADIO COMMUNICATION SYSTEM WITH CARRIER WALSH

**Ilka Stefanova**  
[istefanova@mail.bg](mailto:istefanova@mail.bg)

*Todor Kableshkov University of Transport, 158 Geo Milev Street, Sofia,  
BULGARIA*

**Key words:** *Digital carrying Walsh, synchronization*

**Abstract:** *At the present stage of development of communication technologies are making the transition to spread spectrum communications systems with different functions in the way of utilization of discrete pseudo-noise-signals, which is associated with the development and deployment of digital methods for transmitting information. This puts new demands on algorithms for synchronization and determine the actuality of the proposed paper.*

*In this paper, on the basis of known approaches for synchronization comes fast algorithm for synchronization in radiocommunication systems with digital caring Walsh based on the structural properties of the signals, described by Walsh functions. As a result it is obtained a system for synchronization with a structural differences compared to the existing systems presented in the technical literature, which doesn't have the disadvantages of the conventional systems with delay, in an adjustment regulation.*