

В. И. КОРЫСТИН

ОПТИМИЗАЦИЯ ПАРАЛЛЕЛЬНЫХ СОСТАВНЫХ СИГНАЛОВ
В БАЗИСЕ УОЛША ДЛЯ БЫСТРОГО ПОИСКА ПО ЗАДЕРЖКЕ

Для борьбы с импульсными помехами и кратковременными перерывами при передаче двоичной информации по проводным и радиоканалам используются параллельные составные сигналы (ПСС) в базисе Уолша [1—3], формируемые как

$$S_k(t) = \sum_{m=0}^{N-1} C_k(m) W_m(t), \quad k = \overline{1, M}, \quad (1)$$

где $\{C_k(m)\}_{m=0, N-1}$ — информационный блок двоичных символов ± 1 ;

$N = 2^n$ — размерность ПСС; $n = 1, 2, 3 \dots$;

$\{W_m(t)\}_{m=0, N-1}$ — система функций Уолша, упорядоченная

по Адамару; M — основание ПСС.

Поиск по задержке таких сигналов может быть проведен с использованием известных [3] методов синхронизации сложных сигналов. В этом случае время поиска оказывается пропорциональным размерности N используемого сигнала и может быть недопустимо велико при больших N . Критичность большинства систем связи к временным характеристикам процесса ввода в синхронизм требует минимизации времени поиска принимаемого сигнала.

В то же время существуют последовательности [4], алгоритм поиска которых основан на методе дихотомии (деление области неопределенности по задержке на две равные части при каждом измерении). Время поиска последних пропорционально значению $n = \log_2 N$.

Двоичные последовательности быстрого поиска (ПБЛ) $A(t)$ имеют длину $N = 2^n$ и конструируются различными способами [4; 5]. Например, при нечетном n все известные конструкции — частные случаи мажоритарного уплотнения n ортогональных функций (компонентов) с периодами $T_i = 2^i$, $i = \overline{1, n}$. В качестве таких функций в [5] используются функции Уолша $W(t)$, а синхропоследовательность записывается так:

$$A(t) = \sum_{m=0}^{N-1} \rho_m W_m(t). \quad (2)$$

Совокупность коэффициентов ρ_m представляет собой спектр последовательности $A(t)$ в базисе Уолша.

Анализируя выражения (1) и (2), можно сделать вывод, что ПСС в базисе Уолша и ПБП с использованием функций Уолша

имеют одинаковую структуру и отличаются лишь весом и количеством базисных функций Уолша. Поэтому естественно поставить вопрос об использовании метода дихотомии для поиска ПСС в базисе Уолша. Обсуждению этого вопроса посвящена настоящая статья.

Оптимизация синхронизирующего сигнала. Решение задачи будем проводить при следующих ограничениях.

1. Колебание, подлежащее обработке обнаружителем на интервале времени $[(k-1)T, kT]$ (T — длительность сигнала), представляет собой аддитивную смесь ПСС в базисе Уолша и помехи

$$y(t) = S_k(t, C_k, \tau) + n(t). \quad (3)$$

2. Параллельный составной сигнал в базисе Уолша представляет собой многоуровневую ступенчатую функцию с интервалом постоянства амплитуды, равным $\tau_0 = T/N$ (тактовый интервал сигнала), и определяется выражением

$$S_k(t, C_k, \tau) = \sum_{m=0}^{N-1} C_k(m) W_m(t + \tau), \quad (4)$$

где $\tau = i\tau_0$ — задержка сигнала, принимающая случайное, но постоянное на интервале $[(k-1)T, kT]$ значение $i = \overline{0, N-1}$;

3. Обработка принимаемой реализации осуществляется корреляционными обнаружителями путем разложения по базисным функциям Уолша при наличии идеальной тактовой синхронизации и неограниченной полосе пропускания приемопередающего тракта.

4. Прием сигнала осуществляется на фоне помех типа белого шума с нулевым средним и спектральной плотностью N_0 .

Тогда напряжение на выходе p -го канала корреляционного обнаружителя

$$\begin{aligned} Z_p(\tau) = \frac{2}{N_0} & \left\{ \int_0^{T-\tau} y(t + \tau) W_p(t) dt + \int_{T-\tau}^T y[t - (T - \tau)] \times \right. \\ & \left. \times W_p(t) dt \right\} = \frac{2}{N_0} \left\{ \int_0^{T-\tau} W_p(t) \sum_{m=0}^{N-1} C_k(m) W_m(t + \tau) dt + \right. \\ & + \int_{T-\tau}^T W_p(t) \sum_{m=0}^{N-1} C_k(m) W_m[t - (T - \tau)] dt + \\ & \left. + \int_0^T n(t + \tau) W_p(t) dt \right\} = q_{ps}(\tau) + q_{pn}(\tau), \quad (5) \end{aligned}$$

где

$$q_{ps}(\tau) = \frac{2}{N_0} \left\{ \int_0^{T-\tau} W_p(t) \sum_{m=0}^{N-1} C_k(m) W_m(t+\tau) dt + \int_{T-\tau}^T W_p(t) \sum_{m=0}^{N-1} C_k(m) W_m[t-(T-\tau)] dt \right\} - \quad (6)$$

сигнальная составляющая выходного эффекта p -го коррелятора;

$$q_{pn}(\tau) = \frac{2}{N_0} \int_0^T n(t+\tau) W_p(t) dt - \quad (7)$$

шумовая составляющая выходного эффекта p -го коррелятора;

Шумовая составляющая $q_{pn}(\tau)$ распределена по нормальному закону с параметрами [6]

$$M\{q_{pn}(\tau)\} = 0; D\{q_{pn}(\tau)\} = \frac{N_0 E_m}{2}, \quad (8)$$

где E_m — энергия одной функции Уолша.

Для определения сигнальной составляющей $q_{ps}(\tau)$ выражение (6) преобразуем к виду

$$\begin{aligned} q_{ps}(\tau) &= \frac{2}{N_0} \sum_{m=0}^{N-1} C_k(m) \int_0^T W_m(t-\tau) W_p(t) dt = \\ &= \frac{2}{N_0} \left\{ C_k(p) \int_0^T W_p(t-\tau) W_p(t) dt + \sum_{\substack{m=0 \\ m \neq p}}^{N-1} C_k(m) \times \right. \\ &\left. \times \int_0^T W_m(t-\tau) W_p(t) dt \right\} = C_k(p) \cdot r_{pp}(\tau) + \sum_{\substack{m=0 \\ m \neq p}}^{N-1} C_k(m) \cdot r_{mp}(\tau), \quad (9) \end{aligned}$$

где

$$r_{pp}(\tau) = \frac{2}{N_0} \int_0^T W_p(t-\tau) W_p(t) dt - \quad (10)$$

периодическая функция автокорреляции (ПФАК) функции Уолша $W_p(t)$;

$$r_{mp}(\tau) = \frac{2}{N_0} \int_0^T W_m(t-\tau) W_p(t) dt - \quad (11)$$

периодическая функция взаимной корреляции (ПФВК) функций Уолша $W_p(t)$ и $W_m(t)$.

При выводе формулы (9) учитывалось, что совокупность коэффициентов $\{C_k(m)\}_{m=0, N-1}$ не изменяется на интервале $[(k-1)T, (k+1)T]$.

В рассматриваемом выражении (9) первое слагаемое определяется информационным параметром в измеряемом канале, а второе — перекрестными помехами, возникающими в этом канале из-за нарушения условия ортогональности между принимаемыми и опорными функциями Уолша.

Очевидно, что при наличии цикловой синхронизации ($\tau=0$) условие ортогональности выполняется и второе слагаемое в выражении (9) равно нулю, а сигнальная составляющая определяется уравнением

$$q_{ps}(\tau) = C_k(p) r_{pp}(\tau). \quad (12)$$

Анализируя уравнения (9) и (12) для сигнальной составляющей выходного эффекта p -го коррелятора, можно выделить два направления в организации поиска ПСС.

1. В качестве параметра цикловой синхронизации может быть выбран коэффициент автокорреляции, измеряемой в данном канале функции Уолша.

2. В качестве параметра цикловой синхронизации может быть выбран коэффициент перекрестных помех, возникающих в измеряемом канале.

Для реализации метода дихотомии необходимо определить алгоритм, при котором на каждом шаге поиска сигнала область неопределенности делится пополам.

Представим функции Уолша через функции Радемахера, а систему $\{W_m(t)\}_{m=0, N-1}$ разобьем на ортогональные группы:

$$\begin{aligned} 0\text{-я группа} & \{W_0(t) = 1; \\ 1\text{-я группа} & \{W_1(t) = R_1(t); \\ 2\text{-я группа} & \begin{cases} W_2(t) = R_2(t); \\ W_3(t) = R_2(t) \cdot R_1(t). \end{cases} \\ \dots & \dots \dots \dots \dots \dots \\ n\text{-я группа} & \begin{cases} W_{N/2}(t) = R_n(t); \\ W_{N-1}(t) = R_n(t) \cdot \dots \cdot R_1(t). \end{cases} \end{aligned} \quad (13)$$

Представление (13) имеет следующие особенности.

1. Любые две функции Уолша, взятые из разных групп, имеют ПФВК, равную нулю при любом сдвиге между ними.

2. Все функции Уолша, принадлежащие одной ортогональной группе, имеют одинаковый период повторения элементов (период минимальной длины), равный периоду базисной для этой группы функции Радемахера $T_j = 2^j \tau_0$, $j = 1, n$.

3. Любые две функции Уолша из j -й ортогональной группы имеют ПФВК, тождественно равную нулю при $\tau = 2^{(j-1)}\tau_0$.

Рассмотренные свойства системы функций Уолша позволяют по первому направлению определить следующую процедуру поиска. Разложение ПСС удобно проводить по функциям Радемахера. Для исключения влияния перекрестных помех поиск необходимо начинать с функции $R_1(t)$. В этом канале перекрестные помехи отсутствуют при любой сдвигке, так как первая ортогональная группа состоит из одной функции $R_1(t)$ и, следовательно, нет источника помех. Кроме того, ФАК $r_{11}(\tau)$ — двухуровневая (± 1) с периодом повторения $T_1 = 2\tau_0$. Для всех четных сдвигов сигнальная составляющая $q_{1s}(\tau)$ выходного эффекта $Z_1(\tau)$ первого корреляционного обнаружителя равна $+1$, а для всех нечетных сдвигов равна -1 . Первый шаг дихотомии реализуется путем максимизации $Z_1(\tau)$. После этого для последующего анализа остается $N/2$ точек, причем таких, при которых ФАК $r_{22}(\tau)$ принимает значения (± 1), а ПФВК $r_{23}(\tau) = 0$. На втором шаге поиска максимизируется $Z_2(\tau)$ путем коррекции задержки на $\Delta\tau = 2\tau_0$ и т. д. Через $n = \log_2 N$ шагов фаза ПСС становится известной точкой. Для определения фазы принимаемая реализация ПСС должна иметь длительность $T_p = KT \log_2 N$, где коэффициент $K \geq 1$ зависит от уровня шума и требуемой вероятности правильного вхождения в синхронизм.

При реализации этого алгоритма необходимо обеспечить определенность в принятии решения на каждом шаге поиска относительно параметров $\{C_k(j)\}_{j=\overline{1,n}}$. С этой целью предлагается функциями Радемахера $\{R_l(t)\}_{l=\overline{1,n}}$ передавать специальный синхрород $\{C_{\text{синхр}}(j)\}_{j=\overline{1,n}}$, известный на приемной стороне системы связи. Такой сигнал назовем ПСС с постоянной фазой функций Радемахера и запишем в виде

$$S_{\text{кпф}}(t) = \sum_{m=0}^{N-1} C_k(m) W_m(t) - \sum_{l=1}^{N-1} C_k(l) W_l(t) + \sum_{l=1}^{N-1} C_{\text{синхр}}(l) W_l(t), \quad (14)$$

где $l = 1, 2, 4, 8, \dots, 2^{j-1}$; $j = \overline{1, n}$; $\{C_{\text{синхр}}(l)\}_{l=\overline{1, N-1}}$ — блок двоичных синхросимволов (± 1), известных на приемной стороне системы связи.

Вопросы технической реализации алгоритма поиска ПСС с постоянной фазой функций Радемахера $S_{\text{кпф}}(t)$ иллюстрируются в работах [6; 7].

Основным недостатком ПСС в базисе Уолша с постоянной фазой функций Радемахера следует считать большое число компонент сигнала, используемых только для синхронизации и не переносящих информацию, что энергетически не выгодно. Например, даже при сравнительно небольшой базе ПСС $N = 1024$, число синхрокомпонент $n = 10$, следовательно, энергия десяти функций Уолша не используется для передачи информации.

Этот недостаток может быть устранен при реализации альтернативного направления решения задачи поиска ПСС.

Сущность такого подхода состоит в измерении на каждом шаге поиска уровня перекрестных помех и выбора такого положения интерпретирования, при котором они отсутствуют.

Как и в первом случае, измерение будем проводить по функциям Радемахера $\{R_j(t)\}_{j=1, n}$. Как известно [3], перекрестные помехи могут быть выделены двумя способами — непосредственно, когда в измеряемом канале сигнал не передается, и косвенно, когда используется такое преобразование сигнала, статистические характеристики которого связаны определенным законом со статистическими характеристиками перекрестных помех.

При непосредственном выделении перекрестных помех функции Радемахера в ПСС отсутствуют, а разложение принимаемой реализации сигнала на приемной стороне осуществляется по функциям Радемахера.

Поиск должен начинаться с измерения перекрестных помех в «пустом» канале второй ортогональной группы, так как в первой группе нет перекрестных помех и функция $R_1(t)$ переносит информацию. Шаг коррекции в этом канале равен одному такту $\Delta\tau = T_2/4$. Для всех четных сдвигов сигнальная составляющая $q_{2s}(\tau)$ выходного эффекта $Z_2(\tau)$ корреляционного обнаружителя сигнала $R_2(t)$ равна 0, а для нечетных сдвигов равна (± 1) . Первый шаг дихотомии реализуется путем обнаружения $Z_2(\tau) = 0$. После этого для последующего анализа остается $N/2$ точек, причем таких, при которых сумма всех ПФВК в третьей ортогональной группе может принимать три значения $+1, -1$ и 0 .

На втором шаге поиска происходит обнаружение величины $Z_4(\tau) = 0$ при шаге коррекции $\Delta\tau = T_3/4 = 2\tau_0$ и т. д. Через $(n-1)$ шагов перекрестные помехи будут равны нулю во всех каналах измерения, а неопределенность задержки будет равна двум точкам $\tau = 0$ и $\tau = T/2$.

Окончательное решение о границах ПСС может быть вынесено на основе косвенного измерения перекрестных помех в информационных каналах [8] или по одной из функций Уолша, передаваемой с известной фазой [9]. Ниже при расчете вероятностных и информационных характеристик предполагается наличие в ПСС одной функции Уолша с постоянной фазой.

Полученный сигнал назовем ПСС в усеченном базисе Уолша и запишем следующим образом:

$$S_{\text{кыб}}(t) = \sum_{m=0}^{N-1} C_k(m) W_m(t) - \sum_{l=2}^{N-1} C_k(l) W_l(t). \quad (15)$$

Такие сигналы позволяют эффективнее использовать энергетические ресурсы радиолинии за счет уменьшения затрат на синхронизацию.

Однако необходимо отметить определенное снижение помехоустойчивости поиска. Основной областью применения ПСС в усеченном базисе Уолша является область умеренных шумов. В сильных шумах эффективность этого метода поиска падает, а аппаратные затраты возрастают.

Сравнительная оценка параметров синхросигналов. При сравнении синхросигналов $S_{\text{кпф}}(t)$ и $S_{\text{куб}}(t)$ будем считать, что энергия базисных функций Уолша и мощность, излучаемая передатчиком, одинакова в обоих случаях. Необходимо отметить, что синхросигнал $S_{\text{куб}}(t)$ имеет на $(n-1)$ компонент меньше, чем синхросигнал $S_{\text{кпф}}(t)$. Поэтому функции Уолша, входящие в сигнал $S_{\text{куб}}(t)$, имеют большую амплитуду и меньшую длительность тактового интервала по сравнению с функциями Уолша из сигнала $S_{\text{кпф}}(t)$. Соотношение длительностей тактовых интервалов синхросигналов определяется уравнением

$$\tau_{\text{уб}} = \frac{N - (n - 1)}{N} \tau_{\text{опф}}. \quad (16)$$

Очевидно, что в системе связи, использующей синхросигнал $S_{\text{куб}}(t)$, скорость передачи информации $R_{\text{уб}} = 1/\tau_{\text{уб}}$ оказывается выше, чем в альтернативной системе.

На рис. 1. показан график зависимости отношения $R_{\text{уб}}/R_{\text{опф}}$ от размерности синхросигнала N .

Из рассмотрения уравнения (16) и рис. 1 видно, что при малых размерностях сигнала с информационной точки зрения эффективнее оказывается синхросигнал $S_{\text{куб}}(t)$.

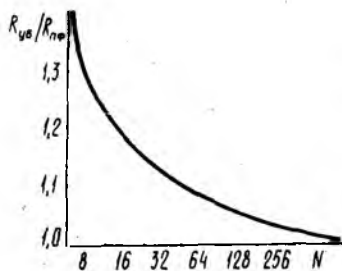


Рис. 1

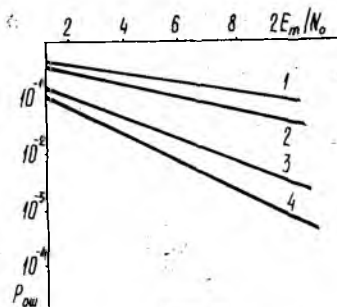


Рис. 2.

Проведем теперь сравнение вероятностных характеристик режимов поиска синхросигналов $S_{\text{куб}}(t)$ и $S_{\text{кпф}}(t)$.

Для сигнала $S_{\text{кпф}}(t)$ вероятность ошибки в оценке синхропараметра на каждом шаге поиска определяется выражением для вероятности ошибки при различении двух детерминированных противоположных сигналов [10]

$$p_{\text{пф}} = 1 - \Phi\left(\sqrt{\frac{2E_m}{N_0}}\right), \quad (17)$$

а для сигнала $S_{\text{куб}}(t)$ определяется выражением для вероятности ошибки при обнаружении детерминированного сигнала [10]

$$p_{\text{жуб}} = 1 - \Phi\left(\frac{1}{2} \sqrt{\frac{2E_m}{N_0}}\right). \quad (18)$$

При фиксированном количестве шагов $n = \log_2 N$ поиск сигнала $S_{\text{кпф}}(t)$ может быть проведен с вероятностью ошибки

$$P_{\text{ош.пф}} = 1 - \prod_{j=1}^n (1 - p_{\text{jnф}}), \quad (19)$$

а сигнал $S_{\text{куб}}(t)$ с вероятностью

$$P_{\text{ош.уб}} = 1 - \left[\prod_{j=1}^{n-1} (1 - p_{\text{жуб}}) \right] (1 - p_{\text{нуб}}), \quad (20)$$

где $p_{\text{нуб}} = p_{\text{jnф}}$ — вероятность ошибки на последнем шаге поиска сигнала $S_{\text{куб}}(t)$.

На рис. 2 показаны графики зависимости вероятности ошибки от отношения сигнал—шум, построенные по формулам (17)—(20) для $N=8$. Кривая 1 характеризует зависимость $P_{\text{ош.уб}} \times \left(\frac{2E_m}{N_0}\right)$, кривая 2 — $p_{\text{жуб}} \left(\frac{2E_m}{N_0}\right)$, кривая 3 — $P_{\text{ош.пф}} \left(\frac{2E_m}{N_0}\right)$, кривая 4 — $p_{\text{jnф}} \left(\frac{2E_m}{N_0}\right)$.

Из рассмотрения уравнений (17) — (20) и рис. 2 видно, что при фиксированном количестве измерений помехоустойчивость поиска сигнала $S_{\text{кпф}}(t)$ выше, чем сигнала $S_{\text{куб}}(t)$ для любой размерности N сигналов.

Проведенные в работе исследования показали, что в множестве ПСС в базисе Уолша существует по крайней мере две группы синхросигналов, позволяющих провести ускоренный поиск по задержке за $n = \log_2 N$ измерений. Это ПСС с постоянной фазой функций Радемахера и ПСС в усеченном базисе Уолша.

Анализ приведенных выше результатов показал, что при сильных шумах наиболее эффективными являются ПСС с постоянной фазой функций Радемахера, а при умеренных и слабых шумах — ПСС в усеченном базисе Уолша; эффективность ПСС в усеченном базисе Уолша зависит от размерности N используемых сигналов, для малых N она максимальна (до 30 % увеличивается скорость передачи информации) и уменьшается с ростом N .

Список литературы: 1. Окунев Ю. Б., Яковлев Л. А. Широкополосные системы связи с составными сигналами. М., 1968. 104 с. 2. Дядюнов Н. Г., Сецин А. И. Ортогональные и квазиортогональные сигналы/Под ред. Е. М. Тарасенко. М., 1977. 224 с. 3. Гинзбург В. В., Каяцкас А. А. Теория синхронизации демодуляторов. М., 1974. 216 с. 4. Лосев В. В. Преобразование Фурье на конечных Абелевых группах и полихотомические методы синхронизации//Радиотехника и электроника. 1977. № 9. С. 1922—1925. 5. Лосев В. В. Использование последовательностей быстрого поиска в совмещенных системах//Изв. вузов. Радио-

электроника. 1978. 21, № 7. С. 24—26. 6. А. с. № 932633 СССР, МКИ Н04 J 3/06//Н04 L 7/08. Устройство цикловой синхронизации многоканальных систем связи/А. В. Ивашко, А. Я. Штильберг//Открытия. Изобретения. 1982. № 20. С. 82. 7. А. с. № 1107306 СССР, МКИ Н04 J 3/06//Н04 L 7/02. Устройство синхронизации по групповому сигналу в многоканальных системах связи/Н. П. Суворов, В. И. Корыстин, О. И. Братко//Открытия. Изобретения. 1984. № 29. С. 93. 8. А. с. № 1314471 СССР, МКИ Н04 J 3/06//Н04 L 7/08. Устройство синхронизации по групповому сигналу в многоканальных системах связи/Н. П. Суворов, А. Д. Проскурин, В. И. Корыстин//Открытия. Изобретения. 1987. № 20. С. 24. 9. А. с. № 1239874 СССР, МКИ Н04 J 3/06//Н04 L 7/02. Устройство синхронизации по групповому сигналу в многоканальных системах связи/Н. П. Суворов, В. И. Корыстин, И. К. Костенко//Открытия. Изобретения. 1986. № 23. С. 36. 10. Тихонов В. И. Оптимальный прием сигналов. М., 1983. 320 с.

Поступила в редколлегию 24.05.89

УДК 621.391.253

Ю. В. СТАСЕВ, канд. техн. наук

ВЗАИМОКОРРЕЛЯЦИОННЫЕ И АНСАМБЛЕВЫЕ СВОЙСТВА ХАРАКТЕРИСТИЧЕСКИХ И ЛИНЕЙНЫХ РЕКУРРЕНТНЫХ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОСТЕЙ

В системах связи с кодовым разделением каналов широкой применяются находят рекуррентные последовательности максимальной длины (ЛРПМ). Это связано прежде всего с хорошими корреляционными свойствами таких последовательностей и простотой реализации устройств их формирования. Однако, как показано в работах [1; 2], ЛРПМ обладают неудовлетворительными ансамблевыми и структурными свойствами и могут быть построены для длительностей $L=2^n - 1$, $n=1, 2, 3, 4, \dots$, что ограничивает их использование в перспективных системах связи. Развитие микропроцессорной техники и ее широкое использование в устройствах формирования и обработки сигналов позволяют применять в системах связи последовательности с более сложными, нелинейными законами формирования, свободными от указанных недостатков. Особый интерес среди нелинейных систем сигналов проявлен к характеристическим последовательностям. Эти последовательности, обладая примерно такими же корреляционными свойствами, как и ЛРПМ (уровень боковых выбросов периодической функции автокорреляции (ПФАК) $R = \pm 2$ при $L \equiv 2 \pmod{4}$ и $R = \{0; -4\}$ при $L \equiv 0 \pmod{4}$), имеют значительно лучшие структурные свойства и могут быть построены для длительностей $L = p^n - 1$, где p — простое.

Перспективы использования характеристических последовательностей в системах, функционирующих совместно с созданными, определяют необходимость исследования взаимокорреляционных свойств ЛРПМ и характеристических последовательностей.

ЛРПМ можно генерировать с помощью линейного рекуррент-