

УДК 621.391

В. И. КОРЫСТИН

**ЦИКЛОВОЕ ФАЗИРОВАНИЕ ПРИ ГРУППОВОЙ ПЕРЕДАЧЕ
ДВОИЧНОЙ ИНФОРМАЦИИ СИГНАЛАМИ УОЛША**

В ряде радиотехнических систем [1; 2], использующих групповую передачу двоичной информации сигналами Уолша, задача циклового фазирования (поиска) решается путем выделения части канальных сигналов для передачи специального синхропризнака. В этом случае,

наряду со снижением пропускной способности системы, не обеспечивается требуемая вероятность ошибочной синхронизации $P_{\text{ош}}$.

Как с информационной, так и с точки зрения энергетической эффективности цикловое фазирование в многоканальных системах связи (МКСС) целесообразно осуществлять по рабочему групповому сигналу. Математическая модель синхронной МКСС может быть описана следующим выражением:

$$y(t) = \mu S_k(t - \tau) + n(t), \quad t = \overline{0, N-1}, \quad \tau = \overline{0, N-1}, \quad (1)$$

где

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

— групповой сигнал МКСС с $N = 2^n$ каналами, в которой для передачи двоичных информационных символов $C_k = (m) = \pm 1$ используются биполярные (± 1) функции Уолша $W_m(t)$ с временной базой T ; μ — коэффициент передачи канала; $n(t)$ — аддитивная помеха; τ — задержка сигнала. Субэлементы группового сигнала $S_k(t)$ могут изменяться в дискретное время t . Сигнал состоит из субэлементов длительностью τ_0 и задается последовательностью своих значений в дискретных точках.

Требуется реализовать цикловую синхронизацию с точностью до периода N , т. е. найти сдвиг τ по модулю N , называемого также фазой принимаемого сигнала. Значения фазы находятся в интервале целых чисел $[0, N-1]$ и образуют полную область неопределенности.

Простейшим способом определения фазы является шаговый поиск [3], при котором на приемной стороне МКСС формируется копия передаваемого группового сигнала и вычисляется корреляционный интеграл с принимаемой реализацией $S_k = (t - \tau)$. Если фазы принимаемого и опорного сигналов совпадают, значение корреляционного интеграла максимально, в противном случае измерение необходимо повторить при новом значении фазы опорного сигнала. Однако основное группового сигнала $M = 2^N$ оказывается настолько большим, что жесткие ограничения на способы циклового фазирования сигналов $S_k(t)$ неизбежны.

Исходя из этого, основным вопросом при реализации алгоритмов циклового фазирования групповых сигналов в МКСС следует считать устранение неопределенности относительно информационных параметров $\{C_k(m)\}_{m=0, N-1}$.

Рассматривается метод циклового фазирования МКСС, при котором информационная неопределенность устраняется отдельной передачей двух составляющих исходного группового сигнала в базисе Уолша.

В рамках выбранной модели МКСС (1) групповой сигнал удобно представлять в матричной форме:

$$C_k(n) \cdot H_k(n) = S_k(n), \quad n = \log_2 N, \quad (2)$$

где $C_k(n) = [C_k(0), \dots, C_k(N-1)]$ — матрица-строка размером $1 \times N$ — входной информационный вектор;

$$H_h(n) = \begin{bmatrix} W_0(0), \dots, W_0(N-1) \\ W_{N-1}(0), \dots, W_{N-1}(N-1) \end{bmatrix} \text{ — квадратная матрица Адамара размером } N \times N;$$

$$S_k(n) = [S_k(0), \dots, S_k(N-1)]$$

— матрица-строка размером $1 \times N$ — выходной сигнальный вектор.
 В соответствии с передаваемой информацией входной информационный вектор $C_k(n)$ может быть представлен суммой векторов

$$C_k(n) = C_k^+(n) + C_k^-(n), \quad (3)$$

где $C_k^+(n)$ — матрица-строка размером $1 \times N$ — входной информационный «положительный» вектор, получаемый из вектора $C_k(n)$ путем обнуления всех его отрицательных (-1) элементов; $C_k^-(n)$ — матрица-строка размером $1 \times N$ — входной информационный «отрицательный» вектор, получаемый из вектора $C_k(n)$ путем обнуления всех его положительных ($+1$) элементов. Подставляя (3) в (2) и используя правило дистрибутивности сложения матриц, получаем

$$C_k^+(n) \cdot H_h(n) + C_k^-(n) \cdot H_h(n) = S_k(n). \quad (4)$$

Обозначим

$$C_k^+(n) \cdot H_h(n) = S_k^+(n)$$

— матрица-строка размером $1 \times N$ — выходной «положительный» сигнальный вектор;

$$C_k^-(n) \cdot H_h(n) = S_k^-(n)$$

— матрица-строка размером $1 \times N$ — выходной «отрицательный» сигнальный вектор.

С учетом этих обозначений выражение (4) может быть представлено следующей суммой: $S_k^+(n) + S_k^-(n) = S_k(n)$, или в аналоговой форме $S_k^+(t) + S_k^-(t) = S_k(t)$.

Групповые сигналы $S_k^+(t)$ и $S_k^-(t)$ содержат неполный ансамбль канальных сигналов Уолша. В процессе передачи информации функция Уолша $W_m(t)$ может находиться в том или другом групповом сигнале, что зависит от знака переносимого ею информационного символа $C_k^+(m) = +1$ или $C_k^-(m) = -1$. Поэтому на приемной стороне МКСС определенно известно, что в сигнале $S_k^+(t)$ содержатся сигналы Уолша со знаком «+», а в сигнале $S_k^-(t)$ — со знаком «-». Раздельная передача сигналов $S_k^+(t)$ и $S_k^-(t)$ может быть осуществлена любым известным способом: с разнесением по частоте, времени и поляризации.

Структурная схема устройства формирования сигналов $S_k^+(t)$ и $S_k^-(t)$ представлена на рис. 1. Разделение вектора $C_k(m)$ на векторы $C_k^+(m)$ и $C_k^-(m)$ осуществляется однополупериодными выпрямителями. Смена состояния источников информации должна происходить на последнем такте формирования сигналов $S_k^+(t)$ и $S_k^-(t)$, т. е. в момент $t = T$. Квадратная матрица Адамара $H_h(n)$ формируется генератором сигналов Уолша за N шагов.

Отличие от известных схем [1] заключается в наличии двух каналов формирования группового сигнала, отличающихся друг от друга направлением включения однополупериодных выпрямителей.

Вернемся к рассмотрению выражения (4). Очевидно, что для исключения влияния информационного вектора $C_k(n)$ на процесс циклового фазирования в устройстве шагового поиска сигнала $S_k(n)$ достаточно перед суммированием составляющих $S_k^+(n)$ и $S_k^-(n)$ ввести операцию инвертирования сигнала $S_k^-(n)$. В результате получим

$$\begin{aligned} S_k^+(n) + S_k^-(n) &= C_k^+(n) H_h(n) + [-C_k^-(n)] H_h(n) = \\ &= [C_k^+(n) - C_k^-(n)] H_h(n) = C(n) H_h(n) = S(n), \end{aligned} \quad (5)$$

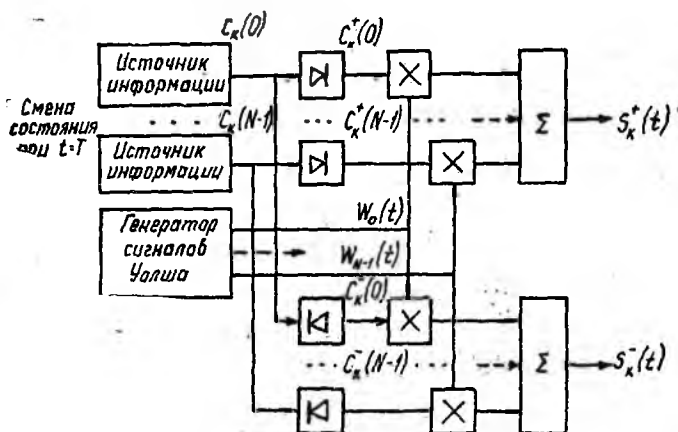


Рис. 1

где $C(n) = [1, \dots, 1]$ — матрица-строка размером $1 \times N$, все элементы которой равны $+1$; $S(n) = [N, 0, \dots, 0]$ — матрица-строка размером $1 \times N$, элементы которой равны сумме столбцов немодулированной матрицы Адамара.

Принимая во внимание условия (4) и (5), можно записать выражение для математической модели системы циклового фазирования в МКСС с раздельной передачей группового сигнала $S_k(t)$ его составляющими $S_k^+(t)$, $S_k^-(t)$:

$$\begin{aligned} Z(\tau) &= \frac{2}{N_0} \int_0^{\tau} [S_k^+(t-\tau) - S_k^-(t-\tau) + n^+(t) - n^-(t)] S(t) dt = \\ &= \frac{2}{N_0} \int_0^{\tau} [S(t-\tau) + n(t)] S(t) dt, \quad t = \overline{0, N-1}; \quad \tau = \overline{0, N-1}, \end{aligned} \quad (6)$$

где $n^+(t)$, $n^-(t)$ — аддитивные помехи, действующие на сигналы $S_k^+(t)$ и $S_k^-(t)$.

Представление в виде модели (6) не обязательно предполагает идеальную тактовую синхронизацию. Очевидно, всегда можно считать несколько таких моделей, каждая из которых соответствует различным положениям границ субэлементов.

Кроме этого, необходимо отметить, что можно получить любую форму разностного сигнала $S(t)$ путем введения на передающей стороне МКСС дополнительного кодирования последовательностей $C_k^+(n)$ и $C_k^-(n)$ специальным кодом.

Структурная схема устройства шагового поиска по групповому сигналу в МКСС, реализующая алгоритм (6), представлена на рис. 2. Отличие от известного устройства циклового фазирования с шаговым поиском [3] заключается в наличии двух каналов приема групповых сигналов $S_k^+(t)$ и $S_k^-(t)$, объединенных на вычитающем устройстве.

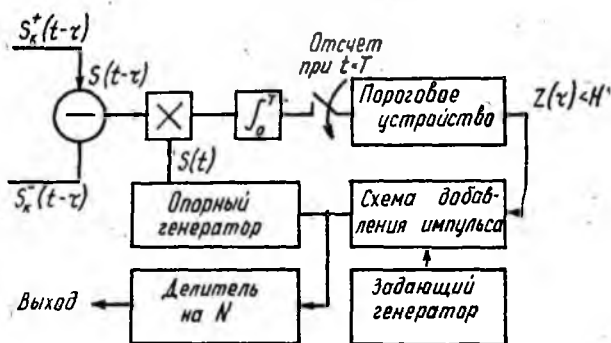


Рис. 2

Однако рассматриваемая схема устройства шагового поиска оказывается несколько усложненной. Это объясняется тем, что синхросигнал $S(t)$, получаемый на выходе вычитающего устройства, является наилучшим с точки зрения циклового фазирования и не требует каких-либо преобразований для формирования пикового отношения сигнал-шум. Действительно, в сигнале $S(t)$ первый элемент равен величине N — максимально возможному значению, а все остальные элементы равны нулю. По форме сигнал $S(t)$ совпадает с функцией $Z(\tau)$, формируемой корреляционным приемником в схеме на рис. 2. Поэтому процедура поиска по групповому сигналу в МКСС с раздельной передачей сигналов $S_k^+(t)$ и $S_k^-(t)$ может быть значительно упрощена и сведена к двум операциям: формированию сигнала $S(t) = S_k^+(t) - S_k^-(t)$ и его обнаружению пороговым устройством. Выражение для математической модели системы циклового фазирования по огибающей разностного сигнала записывается так:

$$Z(\tau) = S_k^+(t - \tau) - S_k^-(t - \tau) + n^+(t) - n^-(t). \quad (7)$$

Структурная схема устройства поиска по огибающей разностного сигнала, реализующая алгоритм (7), представлена на рис. 3. Проведем анализ вероятностно-временных характеристик рассматриваемых алгоритмов. Наиболее употребительными характеристиками систем поиска являются вероятность ошибочной синхронизации $P_{\text{ош}}$ при заданном времени поиска и среднее время поиска $T_{\text{п}}$ [3]. Вычислим эти характеристики для случая, когда на входе устройства шагового поиска действует белый гауссовский шум со спектральной плотностью мощности N_0 .

При наличии искомой точки в анализируемой области неопределенности коэффициент корреляции принимает максимальное значение: $\rho_{\text{max}} (\tau = 0)$, а при отсутствии — равен величине $\rho (\tau)$. Поскольку в отсутствие шума $\rho (\tau) = 0$, задача приемника сводится к обнаружению сигнала $S (t)$.

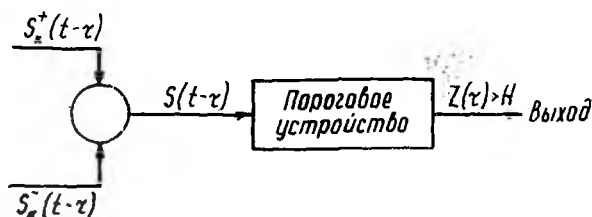


Рис. 3

При наличии искомой точки случайная величина $Z (\tau)$ имеет нормальную плотность вероятности $p_1 (Z)$ со следующими характеристиками [4]:

$$m_1 = \frac{2E}{N_0}; D_1 = \frac{2E}{N_0},$$

а при отсутствии искомой точки плотности вероятности $p_2 (Z)$ имеет параметры

$$m_2 = 0; D_2 = \frac{2E}{N_0}.$$

Порог обнаружения сигнала $S (t)$ определяется абсциссой точки пересечения плотностей вероятностей $p_1 (Z)$ и $p_2 (Z)$ и равен величине

$$H = \frac{E}{N_0} = (m_1 - m_2)/2.$$

При таком пороге вероятность ошибки минимальна и равна [4]:

$$P_{\text{ош}} = 1 - \Phi \left(\frac{1}{2} \sqrt{\frac{2E}{N_0}} \right), E = NE_m,$$

где E_m — энергия одной функции Уолша, входящей в групповой сигнал. График этой функции для случая $N = 8$ представлен на рис. 4 сплошной линией.

Известно [4], что помехоустойчивость приема при выбранном классе двоичных сигналов зависит только от величины энергетического отношения сигнал-шум. Поскольку в рассматриваемом алгоритме пиковое отношение сигнал-шум формируется уже на выходе вычитающего устройства, помехоустойчивость поиска по огибающей разностного сигнала будет совпадать с помехоустойчивостью шагового поиска.

Поскольку основное назначение МКСС передача информации, необходимо определить вероятность ошибки в оценке информационного параметра и сравнить полученные данные с вероятностью ошибки поиска.

В каждом канале МКСС решается задача различения двух противоположных сигналов $W_m(t)$ и $\bar{W}_m(t)$. Следовательно, вероятность ошибки приема информационного символа должна вычисляться по формуле [4]:

$$P_{\text{ош } W} = 1 - \Phi\left(\sqrt{\frac{2E_m}{N_0}}\right).$$

График этой функции для $N = 8$ представлен на рис. 4 прерывистой линией.

Сравнивая графики для $P_{\text{ош}}$ и $P_{\text{ош } W}$ видим, что помехоустойчивость поиска выше помехоустойчивости приема информационного символа, а следовательно, выше помехоустойчивости поиска при решении задачи синхронизации по отдельному каналу.

Задаваясь вероятностью ошибочной синхронизации $P_{\text{ош}}$, можно определить среднее время поиска T_n , которое необходимо для получения этой вероятности при шаговом поиске и поиске по огибающей разностью сигнала.

Для шагового поиска среднее время определяется из условия [3]:

$$T_{\text{пш}} = \frac{N\tau_0}{N_0} \bar{\Phi}^2 \left[(1 - P_{\text{ош}})^{\frac{2}{N}} \right], \quad (8)$$

где $\bar{\Phi}(x)$ — функция, обратная функции $\Phi(x)$. Аналогичная величина для поиска по огибающей разностного сигнала равна

$$T_{\text{порс}} = \frac{\tau_0}{N_0} \bar{\Phi}^2 (1 - P_{\text{ош}}). \quad (9)$$

Выигрыш во времени поиска за счет использования формы сигнала $S(t)$ оценивается формулой

$$\frac{T_{\text{пш}}}{T_{\text{порс}}} = N \left[\frac{\bar{\Phi} \left[(1 - P_{\text{ош}})^{\frac{2}{N}} \right]}{\bar{\Phi} (1 - P_{\text{ош}})} \right]^2. \quad (10)$$

На рис. 5. показана зависимость $T_{\text{пш}}/T_{\text{порс}} \left(\frac{2E_m}{N_0} \right)$, рассчитанная для $N = 8$ по формуле (10). Видно, что с увеличением отношения сигнал-шум величина выигрыша уменьшается.

Проведенные в работе исследования показали, что цикловое фазирование при групповой передаче двоичной информации сигналами Уолша может быть реализовано без привлечения дополнительной энергии на основе раздельной передачи исходного группового сигнала $S_k(t)$ двумя составляющими $S_k^+(t)$ и $S_k^-(t)$. При этом существует по крайней мере два алгоритма поиска разностного сигнала $S(t)$ — шаговый поиск и поиск по огибающей разностного сигнала. Сравнительный анализ алгоритмов показывает, что оба алгоритма обладают одинаковой помехоустойчивостью фазирования разностного сигнала; среднее время при поиске по огибающей разностного сигнала оказывается меньше среднего времени при шаговом поиске для любых N и $P_{\text{ош}}$; области применения поиска по огибающей разностного сигнала ограничены требуемой формой разностного сигнала. При применении сложной формы разностного сигнала (для обеспечения тактовой синхронизации разностного сигнала или использовании его в каче-

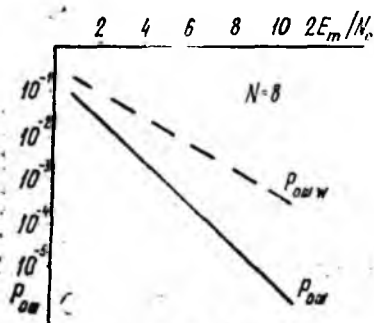


Рис. 4

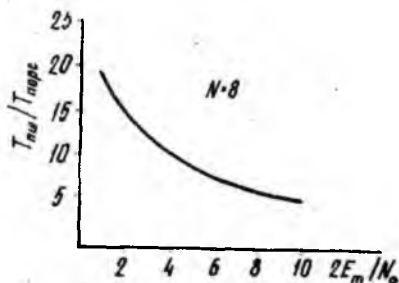


Рис. 5

стве адреса в многоадресных системах) реализация поиска по огибающей затруднена или невозможна совсем.

В заключение отметим, что рассмотренный метод поиска по групповому сигналу в МКСС обладает определенными преимуществами по сравнению с поиском по отдельным каналам МКСС:

- вся энергия группового сигнала используется как для передачи информации, так и для синхронизации МКСС, что позволяет обеспечить наилучшее соотношение информационных и вероятностных характеристик МКСС в режимах поиска и передачи информации;
- реализация устройств формирования и обработки синхросигнала весьма проста.

Список литературы: 1. Гинзбург В. В., Каяцкас А. А. Теория синхронизации демодуляторов. М., 1974. 216 с. 2. А. с. 1107306 СССР, МКИ³ Н04 J 3/06/Н 04 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. 82. 3. Поиск и декодирование сложных дискретных сигналов / В. В. Лосев, Е. Б. Бродская, В. И. Коржик; Под ред. В. И. Коржика. М., 1988 224 с. 4. Тихонов В. И. Оптимальный прием сигналов. М., 1983. 320 с.

Поступила в редколлегию 19.07.89