

М. А. ИВАНОВ, И. И. СВАТОВСКИЙ

**СИГНАЛЬНО-ЦИКЛОВАЯ СИНХРОНИЗАЦИЯ ПРИЕМНИКОВ  
ФАЗОВО-ЧАСТОТНО-МАНИПУЛИРОВАННЫХ КОЛЕБАНИЙ  
С «АБСОЛЮТНЫМ» ПРЕДСТАВЛЕНИЕМ ПЕРЕДАВАЕМЫХ  
СООБЩЕНИЙ**

В настоящее время задачи цикловой синхронизации и сигнального фазирования (т. е. устранение влияния случайных скачков фазы восстановленных несущих) когерентных приемников информационных колебаний, как правило, решаются отдельно, причем в этом случае применяется обычно относительное представление передаваемых сообщений [1; 2]. Однако при этом заметно снижается верность связи и существенно ограничиваются реальные возможности практического использования помехоустойчивых кодов [2]. Учитывая идентичность характера влияния нарушений сигнального и циклового синхронизма на качество обработки принимаемых сообщений, представляется целесообразным исследование возможностей одновременного решения данных задач для приемника перспективных фазово-частотно-манипулированных (ФЧМ) колебаний [3] с «абсолютным» представлением передаваемой информации.

Отметим, что для большинства современных систем цифровой связи при достаточно высоком качестве передачи информации сбой сигнального и циклового синхронизма, как правило, можно считать взаимно независимыми одиночными случайными событиями с конечной (ненулевой) вероятностью

$$1 \gg p_c(1) \gg p_c(2) \gg \dots > 0 \quad (1); \quad 1 \gg p_u(1) \gg p_u(2) \gg \dots > 0; \quad (2)$$

$$\left. \begin{aligned} p_c &\approx \text{const}(p_u) \\ p_u &\approx \text{const}(p_c) \end{aligned} \right\}, \quad \forall p_c, p_u \ll 1, \quad (3)$$

а для стационарных условий передачи дискретных сообщений, кроме того справедливо  $p_c, p_u \approx \text{const}(t)$  (4), где  $p(1)$  — вероятность одиночного нарушения состояния синхронизма на текущем тактовом интервале;  $p(2), p(3), \dots$  — вероятность двух, трех, ... подряд следующих сбоев синхронизма на соседних и смежных с текущим тактах; подстрочные символы (с) и (ц) характеризуют сигнальный и цикловой синхронизм, соответственно.

Анализ выражений (1) — (4) показывает, что сигнально-цикловую синхронизацию возможно организовать в режиме

дискретного времени, т. е. периодическим контролем наличия синхронизма. Заметим также, что реальная эффективность сигнального (циклового) фазирования в целях обнаружения и устранения влияния перескоков начальной фазы восстановленных несущих (вставок либо выпадений символов) существенно снижается при наличии одновременно и нарушений циклового (сигнального) синхронизма, особенно на фоне практически неизбежных ошибок передачи и сбоев декодирования [2]. Это обуславливает актуальность постановки цели данной работы в приведенной выше формулировке, корректность которой обосновывается тем, что для обработки полосно-эффективных и, следовательно, неортогональных ФЧМ колебаний оптимальным является демодулятор с когерентным фазовым и некогерентным частотным каналами [3]. Поэтому последний нечувствителен к текущей неопределенности начальной фазы опорных колебаний, что автоматически гарантирует инвариантность циклового фазирования в частотном канале данного ФЧМ приемника к неоднозначности отсчета и случайным скачкам начальной фазы восстановленных несущих. Это, в свою очередь, обеспечивает принципиальную возможность и практическую предпочтительность разделения функций цикловой и сигнальной синхронизации соответственно между некогерентным частотным и когерентным фазовым каналами отмеченного ранее оптимального приемника полосно-эффективных ФЧМ колебаний. Цикловое фазирование последнего из указанных каналов целесообразно осуществлять по результатам решения данной задачи в первом из них.

При сигнально-цикловом фазировании приемника ФЧМ колебаний принципиально возможны два основных варианта извлечения синхронинформации из принимаемых сообщений: а) при передаче безыбыточных сообщений — на основании включаемых в данные сообщения на передающей стороне специальных синхроставок; б) при передаче избыточных сообщений (например, защищенных от ошибок применением помехоустойчивых кодов) — путем использования этой внутренней избыточности.

Исследуем практические возможности решения поставленной выше задачи для указанных случаев. В первом из них в оба информационных потока, передаваемых манипуляцией частоты и фазы несущего колебания, периодически (и одновременно в оба потока) включаются специальные синхрокомбинации известного вида с хорошими аperiodическими автокорреляционными свойствами, например — последовательности Баркера или Неймана—Гофмана [1]  $a_1, a_2, \dots, a_m$  и  $b_1, b_2, \dots, b_m$  соответственно, причем

$$\sum_{l=1}^m (a_l \oplus b_l) \equiv 0, \quad (5)$$

где  $\oplus$  — знак суммирования по модулю два;  $m$  — натуральное число (разрядность синхрокомбинаций).

Синхронность включения данных комбинаций в оба информационных потока позволяет произвести определение циклового синхронизма одновременно в частотном и фазовом подканалах приемника на основании последовательного (потактового) сравнения символов данных потоков с генерируемой в приемнике образцовой синхрокомбинацией  $c_1, c_2, \dots, c_m$ . Однако решение данной задачи в фазовом подканале ФЧМ приемника существенно затруднено влиянием неоднозначности фазы опорного колебания, являющейся принципиальным недостатком всех методов формирования из принимаемых информационных сигналов опорного колебания для когерентной демодуляции [1; 2]. При этом начальная фаза опорного колебания на каждом такте может принимать лишь одно из информационных (разрешенных) значений начальной фазы сигнала  $\varphi_{0n} \in \{\varphi_0, \varphi_1, \dots, \varphi_k\}$ , где  $\log_2(k+1)$  — кратность фазовой манипуляции. В случае отсутствия канальных ошибок всем возможным значениям начальной фазы опорного колебания однозначно соответствуют различные варианты трансформации тестовой кодовой комбинации.

Учитывая указанные свойства фазового подканала ФЧМ приемника, а также некогерентность, и следовательно, инвариантность его частотного подканала к текущей неопределенности и скачкам начальной фазы принимаемых сигналов, представляется целесообразным осуществлять цикловую синхронизацию только в частотном подканале. А так как синхрокомбинации в оба подканала приемника поступают одновременно, то по результатам установления циклового синхронизма в частотном подканале одновременно принимается решение и о цикловом разировании в фазовом подканале. Это одновременно обеспечивает возможность установления сигнального синхронизма в фазовом подканале. С использованием метода мажоритарной обработки [4] синтезировано решающее правило установления сигнально-циклового синхронизма в ФЧМ приемнике, заключающееся в одновременном выполнении двух условий:

$$R_{cu}^{ij} = \begin{cases} \text{Maj}(\overline{a_i^* \oplus c_1}, \dots, \overline{a_{i+m}^* \oplus c_m}) = 1; \\ \max_l \text{Maj}(\overline{b_i^* \oplus c_l^1}, \dots, \overline{b_{i+m}^* \oplus c_l^m}) = 1, \end{cases} \quad (6)$$

где  $i=1, 2, \dots, M-1$ ;  $M$  — количество информационных и синхронизирующих символов в передаваемых блоках;  $j=0, 1, \dots, k$ ;  $\text{Maj}(x_1, x_2, \dots, x_m)$  — мажоритарная функция от  $m$  двоичных переменных, причем

$$\text{Maj}(x_1, x_2, \dots, x_m) = \begin{cases} 1, & \text{при } \sum_{g=1}^m x_g \geq l, l \in [1, m]; \\ 0, & \text{при } \sum_{g=1}^m x_g < l, l \in [1, m], \end{cases}$$

(знаком \* обозначены принятые символы соответствующих переданных синхрокомбинаций). Значение порога решения  $l$  определяется требованиями к качеству выделения синхрокомбинаций. Для выполнения условия полного совпадения переданных и образцовой синхрокомбинаций устанавливается  $l = m$ .

Решение по правилу (6) об установлении сигнально-циклового синхронизма выносится параллельно-последовательно, т. е. одновременно производится поиск циклового синхронизма в частотном подканале ФЧМ приемника и сложение по модулю два текущих символов в его фазовом подканале с  $(k+1)$  вариантами синхрокомбинации, соответствующими определенным значениям фазы опорного колебания. Решение об установлении циклового синхронизма в частотном и фазовом подканалах приемника выносится по совпадению кодовой комбинации, символы которой занимают определенное местоположение в информационном потоке частотного подканала, с образцовой синхрокомбинацией. Затем по совпадению кодовой комбинации, символы которой занимают такое же положение в информационном потоке фазового подканала, с одним из  $(k+1)$  вариантов синхрокомбинации принимается решение об установлении сигнального синхронизма. Установленный номер  $j$  указанного варианта синхрокомбинации соответствует текущему значению фазы опорного колебания. При отличии текущего значения фазы от априорно принятого за нулевое производится коррекция текущей фазы опорного колебания путем введения фазового сдвига, значение которого определяется из условия выполнения равенства  $\varphi_0 = \varphi_j + 2\pi j/k$  (7), где  $\varphi_0$  — фаза, условно принятая за нулевую;  $\varphi_j$  — текущая фаза.

В случае помехоустойчивого кодирования передаваемых сообщений для сигнально-циклового синхронизации целесообразно использовать вносимую при этом избыточность. Особый интерес представляет организация синхронизации при использовании высокоскоростных систематических самоортогональных сверточных кодов, характеризующихся рядом существенных преимуществ по сравнению с блоковыми и другими кодами [2; 4].

Найдем решение задачи сигнально-циклового фазирования ФЧМ приемника для теоретически и практически важного случая порогового декодирования указанных ранее кодов. При высокоскоростном кодировании со скоростью  $n/n+1$  информационный поток разбивается на группы из  $n$  символов, к каждой из которых добавляется один проверочный символ, формируемый по следующему правилу [4]:

$$X_{n+1}(D) = \sum_{i=1}^n X_i(D) F_i(D), \quad (8)$$

где  $X_i(D)$  — последовательность информационных символов;  $F_i(D)$  — образующий полином сверточного кода;  $D$  — оператор задержки Хаффмена. Для осуществления безызбыточной цикловой синхронизации на передающей стороне необходимо

обеспечить гаммирование последовательности проверочных символов указанными выше синхрокомбинациями:

$$X_{n+1}^{\#}(D) = \sum_{i=1}^n X_i(D) F_i(D) \oplus a_i(D). \quad (9)$$

Когда формируемые в пороговом декодере приемника синдромные символы могут быть описаны формулой

$$S_i(D) = \sum_{i=1}^n X_i(D) F_i(D) \oplus \sum_{i=1}^n E_i(D) F_i(D) \oplus X_{n+1}(D) \oplus \oplus E_{d+1}(D) + a_i(D), \quad (10)$$

где  $E_i(D)$  — последовательность аддитивных шумовых символов. С учетом выражения (8) формула (10) преобразуется к виду

$$S_i(D) = \sum_{i=1}^n E_i(D) F_i(D) \oplus E_{n+1}(D) + a_i(D). \quad (11)$$

Анализ выражения (11) показывает, что в отсутствие канальных ошибок синдромные символы совпадают с переданными синхрокомбинациями, т. е. при формировании проверочной последовательности по правилу (10) на приемной стороне возможно выделение синхрокомбинаций и установление с их помощью циклового синхронизма по первому уравнению правила (6). При этом для упрощения мажоритарной обработки длину синхрокомбинаций необходимо выбирать равной количеству разрядов синдромного регистра, либо в целое и нечетное число раз меньше его.

На практике установление циклового синхронизма производится при произвольном начальном состоянии входного коммутатора порогового декодера. Поэтому для уменьшения времени установления циклового синхронизма целесообразно формировать и анализировать синдромные символы одновременно в  $(n+1)$ -каналах синхронизации, каждый из которых производит данные операции с одной из возможных комбинаций поступающих символов кода:  $x_1, x_2, \dots, x_{n+1}, x_2, x_3, \dots, x_1, \dots, x_{n+1}, x_1, \dots, x_n$ . Тогда состояние циклового синхронизма будет установлено в том канале синхронизации, в котором правильно выделяется синхрокомбинация:

$$R_{ii}^q = \max_q \{ \text{Maj} [S_i^q(D) \oplus C_i(D)] \}, \quad (12)$$

где  $q=1, 2, \dots, n+1$ ;  $C_i(D) = c_1, c_2, \dots, c_m$  — образцовая синхрокомбинация, совпадающая по количеству символов с разрядностью синдромного регистра. Для восстановления истинной синдромной последовательности символы из определенного по правилу (12) канала синхронизации складываются с образцовой синхрокомбинацией:

$$S_i^q(D) = S_i^q(D) \oplus C_i(D). \quad (13)$$

В соответствии с решением по правилу (12) состояние циклового синхронизма целесообразно одновременно устанавливать и в фазовом подканале ФЧМ приемника, для чего параметры сверточных кодов в обоих подканалах приемника выбираются одинаковыми. Тогда при наличии циклового синхронизма в фазовом подканале приемника путем сравнения синдромных символов с возможными вариантами образцовой синхрокомбинации возможно установление и сигнального синхронизма в этом подканале, т. е. определение текущего значения начальной фазы опорного колебания. Каждый из  $(k+1)$ -вариантов образцовой синхрокомбинации соответствует своему значению из множества возможных значений фазы опорного колебания. Общее правило установления сигнально-циклового синхронизма в случае безызбыточной синхронизации при сверточном кодировании принимаемой информации определяется выражением

$$R_{\text{сн}}^{qr} = \begin{cases} \max_a \{ \text{Maj} [S_i^q(D) \oplus C_i(D)] \} = 1; \\ \max_r \{ \text{Maj} [S_{i_b}^q(D) \oplus C_i^r(D)] \} = 1, \end{cases} \quad (14)$$

где  $S_{i_b}^q(D) = \sum_{i=1}^n E_i(D) F_i(D) \oplus E_{n+1}(D) + b_i(D)$ ;  $r = 0, 1, \dots, k$ .

При этом определенный  $r$ -й номер образцовой синхрокомбинации используется для соответствующей коррекции текущего значения начальной фазы опорного колебания по правилу (7).

Сравнительный анализ предложенного метода сигнально-циклового фазирования ФЧМ приемника и известного способа устранения неоднозначности фазы опорного колебания в системах с пороговым декодированием высокоскоростных самоортogonalных сверточных кодов [2] показывает их эквивалентность в обеспечиваемой помехоустойчивости синхронизации. Однако известный способ, основанный на последовательной проверке гипотез об установлении сигнально-циклового синхронизма по результатам сравнения количества единичных синдромных символов с заданным порогом, проигрывает предложенному методу в скорости установления синхронизма. Действительно, по известному способу сигнально-цикловый синхронизм гарантированно устанавливается при последовательном переборе комбинаций синдромных символов, соответствующих всем возможным комбинациям градаций фазы опорного колебания и коммутации входного коммутатора порогового сверточного декодера. Следовательно, количество символов сверточного кода  $N$ , необходимое для гарантированного установления сигнально-циклового синхронизма, определяется выражением

$$N_1 = m(n+1) [k(n+1) + n]. \quad (15)$$

Для установления сигнально-циклового синхронизма по правилу (14) необходимо произвести анализ количества символов на

длине двух кодовых ограничений сверточного кода [4]. С учетом произвольности момента начала вхождения в синхронизм, данное количество определяется формулой  $N_2 = 3m(n+1)$  (16). Тогда преимущество предложенного метода сигнально-циклового фазирования в скорости установления синхронизма по сравнению с известным способом определяется при одинаковых условиях их реализации (одинаковых параметрах синхронизируемых кодов) из выражения

$$V = N_1/N_2 = \frac{1}{3} [k(n+1) + n]. \quad (17)$$

Проведенные по формуле (17) расчеты показывают, что преимущество предложенного метода сигнально-цикловой синхронизации по максимальному времени вхождения в синхронизм по сравнению с известным способом составляет для фазовой манипуляции кратностей 2, 3, 4 и кодовой скорости  $1/2$  величину  $V \approx 2, 3 \dots 10, 3$  раз, а для таких же кратностей манипуляции и кодовой скорости  $8/9$  —  $V \approx 11, 6 \dots 47, 3$  раз.

Таким образом, предложенные методы сигнально-циклового фазирования позволяют осуществлять синхронизацию приемника перспективных ФЧМ сигналов и наиболее целесообразны для применения в высокоскоростных системах передачи информации со сверточным кодированием и многопозиционными сигналами, где преимущество данных методов в скорости вхождения в синхронизм по сравнению с известными увеличивается пропорционально возрастанию кодовой скорости и кратности манипуляции передаваемых сигналов.

**Список литературы:** 1. *Спилкер Дж.* Цифровая спутниковая связь/Пер. с англ.: Под ред. В. В. Маркова. 1979. 592 с. 2. *Банкет В. Л., Ляхов А. И.* Применение кодов в системах связи с фазовой манипуляцией//Зарубеж. радиоэлектроника. 1981. № 8. С. 3—23. 3. *Иванов М. А., Макаренко Б. И., Яковлев И. А.* Фазово-частотная модуляция дискретных сигналов//Радиотехника. 1985. № 11. С. 62—65. 4. *Теория кодирования*/Т. Касами, Н. Токура, Ё. Ивадари, Я. Инасаки; Пер. с яп.: Под ред. В. С. Цыбакова и С. И. Гельфанда. М., 1978. 576 с.

*Поступила в редколлегию 30.06.87*