

Ю. И. НИКОЛАЕВ, канд. техн. наук, С. И. ПРИХОДЬКО, канд. техн. наук,
И. В. ЧИСТЯКОВ, канд. техн. наук, А. Г. СНИСАРЕНКО

ХАРАКТЕРИСТИКИ ПРОЦЕДУР СИНХРОНИЗАЦИИ СВЕРТОЧНЫХ КОДОВ

Сверточные коды (СК) как эффективное средство улучшения характеристик систем передачи информации по радиоканалам различных типов привлекают все большее внимание разработчиков. Однако их практическое использование во многом определяется характеристиками вспомогательных устройств, в частности схемой ветвевой (фазовой) синхронизации (ФС) [1; 5].

Основные принципы построения и описания ряда конкретных устройств ФС СК приведены в работах [1—4]. Одна из наиболее помехоустойчивых среди относительно простых схем ФС — схема синхронизации по методу неединогласия, частный случай которой — устройство на базе индикатора достоверности, производящего сравнение последовательности, восстановленной на входе декодера, с декодированной последовательностью. Структурная схема такого устройства включает коммутатор, схему формирования сигналов ошибки (СФСО) и решающую схему. С ее помощью анализируется последовательность сигналов ошибки (СО), поступающих с выхода СФСО, и решается задача статистического различения гипотез в условиях шума.

В работе [4] описан алгоритм работы устройства ФС, применяющего синдромный декодер, в котором в качестве сигналов ошибки используются значения символов синдрома (синдромная СФСО).

Пусть $G(D)$ — порождающий полином систематического сверточного кода скорости $1/2$; $I(D)$ — последовательность передаваемых информационных символов; $T(D) = I(D) \cdot G(D)$ — проверочная последовательность. В процессе передачи по каналу связи передаваемая последовательность символов $F(D)$ подвергается воздействию шума. На приемном конце в режиме установления ФС синдромный декодер работает на каждом такте и по одному кратно формирует синдром $S_1(D) = G(D) * NA(D) \oplus NB(D) (1)$, а по другому, через такт, — синдром

$$S_2(D) = G(D) * [G(D) * I(D)] \oplus I'(D) \oplus G(D) * \\ * NB(D) \oplus N'A(D), \quad (2)$$

где $NA(D)$, $NB(D)$ — шумовые последовательности, имитирующие искажения символов последовательностей $I(D)$ и $T(D)$; $I'(D)$, $N'A(D)$ — сдвинутые на один символ последовательности $I(D)$ и $NA(D)$. Соотношение (1) соответствует кратно синхронной работы. В этом случае символы синдрома и, следовательно, символы соответствующей последовательности сигналов ошибки $C_1(D) \equiv S_1(D)$ зависят только от символов шума.

При биномиальном потоке ошибок в канале связи с параметром P

$$P(C_1(d) = 0) = P \left[\sum_{i=1}^{N_G} C_{N_G}^{2i-1} p^{2i-1} (1-p)^{N_G-(2i-1)} \right] + \\ + (1-p) \left[\sum_{i=1}^{\hat{N}'_G} C_{N_G}^{2i} p^{2i} (1-p)^{N_G-2i} \right]. \quad (3)$$

Здесь N_G — количество ненулевых коэффициентов в $G(D)$,

$$\hat{N}_G = \text{entier} \frac{N_G + 1}{2}; \quad \hat{N}'_G = \text{entier} \frac{N_G}{2}.$$

Значения $P(C_1(d) = 0)$ для систематического СК с порождающим полиномом $G(D) = 1 + D^2 + D^6 + D^{14}$ (4) приведены в таблице.

Соотношение (2) соответствует крату несинхронной работы, и в этом случае формирования символов синдрома и, следовательно, последовательности сигналов ошибок $C_2(D) \equiv S_2(D)$. Кроме символов шума участвуют еще и символы передаваемой информации.

Пусть двоичные символы последовательности статистически независимы и с равной вероятностью принимают значение 0 или 1. Тогда $P(C_2(d) = 0) = 0,5$.

Помехоустойчивость устройства ФС для СК, допускающего пороговое декодирование, может быть улучшена, если в процессе установления синхронизации на каждом крате реализовывать процедуру дефицитного порогового декодирования и в качестве сигнала ошибки использовать значение сигнала коррекции с выхода схемы мажоритарного голосования (мажоритарная СФСО). Тогда на каждом такте работы схемы ФС формируются символы проверок, которые подаются на схему мажоритарного голосования. При использовании самоортогонального СК на вход пороговой схемы в каждом такте подается J символов синдрома. Значение символа коррекции равно 1, когда более $J/2$ (J — четное) используемых символов синдрома равно 1. При биномиальном потоке ошибок в дискретном канале согласно [5]

$$P(C_1(d) = 0) = \sum_{i=0}^{J/2} C_J^i [1/2(1 - (1-2p)^{N_G})]^i [1 - 1/2(1 - 2p)^{N_G}]^{J-i}.$$

Значения $P(C_1(d) = 0)$ для систематического СК с порождающим полиномом (4) приведены в таблице.

Для краты несинхронной работы при сделанных предположениях о характере $I(D)$

$$P(C_2(d) = 0) = 0,5 + \frac{1}{2^{J+1}} \frac{J!}{(J/2)! (J/2)!}.$$

При больших J $P(C_2(d) = 0) \rightarrow 0,5$, однако для малых J значение $P(C_2(d) = 0)$ может существенно отличаться от 0,5 (например, если

$J = 4$, $P(C_2(d) = 0) = 0,6875$), что важно учитывать, анализируя характеристики устройства ФС такого типа.

Сравнительный анализ характеристик рассмотренных вариантов СФСО не позволяет сделать окончательный вывод о преимуществе одного из них, так как мажоритарная СФСО обеспечивает лучшие характеристики на крате синхронной работы, а синдромная СФСО — на крате несинхронной. Поэтому необходимо провести сравнительный анализ вероятностно-временных характеристик (ВВХ) устройств ФС на базе этих СФСО.

Одна из наиболее простых решающих схем ФССК с одновременной проверкой всех возможных положений начала ЭБ и последовательным тестом реализуется с помощью набора счетчиков СО. С каждым кратом i ($i = 1, \dots, n_0$) сопоставляется два счетчика C_{r1i} и C_{r2i} . Значения счетчиков изменяются следующим образом:

если

$$C_i(k) = 0, C_{r1,i}(k) = C_{r1,i}(k-1) + \gamma_1;$$

если

$$C_i(k) = 1, C_{r2,i}(k) = C_{r2,i}(k-1) + \gamma_2;$$

если

$$C_{r2,i}(k) \geq k_0, C_{r1,i}(k) = C_{r2,i}(k) = 0.$$

Синхронизация считается установленной на том шаге, где в этот момент найдется крат J такой, что

$$C_{r1,j}(k) \geq N_0 \text{ и } \max_{\substack{1 \leq i \leq n_0 \\ i \neq j}} C_{r1,i}(k) \leq N_1.$$

Здесь γ_1 , γ_2 , k_0 , N_0 , N_1 — заданные константы-параметры решающей схемы.

Для решающих схем с данным алгоритмом

$$P_{\text{пс}} = \sum_{j=N_0}^{\infty} f_{\text{пс}}(j) \left[1 - \sum_{l=N_0}^{j-1} P_{\text{лс}}(l) - \frac{1}{2} P_{\text{лс}}(j) \right];$$

$$f_{\text{пс}}(j) = F_{\text{пс}}(j) - F_{\text{пс}}(j-1);$$

$$F_{\text{пс}}(j) = \sum_{n=1}^{\text{entier } j/N_0} F_{\text{пс}}^{n*}(j),$$

где $P_{\text{пс}}(j)$ — вероятность правильной синхронизации декодера СК; $P_{\text{лс}}(j)$ — вероятность ложного фазирования декодера СК; $F_{\text{пс}}(j)$ — распределение времени вхождения в синхронизм без учета ложного фазирования; $P_{\text{лс}}(j)$ определяется характеристиками последовательности сигналов ошибки для краты несинхронной работы. Общее аналитическое выражение для $P_{\text{лс}}(j)$ получить не удалось, однако его вывод для конкретных значений k_0 не сложен.

Пример. Для синхронизации СК скорости $R = 1/2$ используется устройство ФС со следующими значениями параметров решающей схемы: $\gamma_1 = \gamma_2 = 1$,

$k_0 = 1, N_1 = N_0 - 1$. За крат синхронной работы принимается крат, в котором первым появится N_0 нулевых символов подряд. Используя известное выражение из теории серий успехов [8], имеем

$$P_{лс}(j) = \frac{(\kappa - 1)(1 - P(C_2 = 0)) \kappa}{(N_0 + 1 - N_0 \kappa)(1 - P(C_2 = 0))} \frac{1}{\kappa^{j+1}}; \quad (5)$$

$$\kappa = 1 - (1 - P(C_2 = 0)) P^{N_0}(C_2 = 0) +$$

$$+ (N_0 + 1)(1 - P(C_2 = 0))^2 P^{2N_0}(C_2 = 0) + \dots$$

Выражения для распределения $F_{лс}(i)$ найти сложно даже для самого простого случая — биномиального потока ошибок ввиду коррелированности значений символов в последовательности $G, (D)$ для крат синхронной работы.

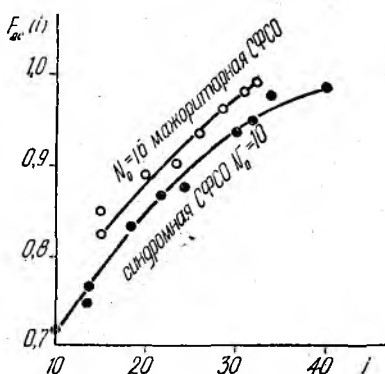
Распределения $F_{лс}(i)$, полученные путем имитационного моделирования работы анализируемых вариантов устройства ФС СК с порождающим полиномом (4) на ДСК при следующих значениях параметров решающей схемы:

$$\gamma_1 = \gamma_2 = 1; N_0 = 16; N_1 = 15; \quad (6)$$

$$k_0 = 1;$$

$$\gamma_1 = \gamma_2 = 1; N_0 = 10; N_1 = 9; \quad (7)$$

$$k_0 = 1$$



приведены на рисунке.

Для сравнения эффективности вариантов устройств ФС в режиме установления синхронизации необходимо обеспечить равенство значений $P_{лс} = 1 - P_{лс}$. На ДСК с $p = 10^{-2}$ УФС с синдромной СФСО при значениях параметров решающей схемы (6) обеспечивает $P_{лс} \approx 2,4 \times 10^{-2}$, а УФС с мажоритарной СФСО при значениях параметров решающей схемы (7) — $P_{лс} \approx 2,6 \cdot 10^{-2}$. Так как значения $P_{лс}(i)$ доста-

точно малы, то $\sum_{j=N_0}^i P_{лс}(j) \approx F_{лс}(i)$. Как видно из рисунка, УФС с мажоритарной СФСО практически везде имеет преимущество по сравнению с УФС с синдромной СФСО. Так, на уровне квантиля 0,99 выигрыш в необходимом объеме выборки составляет почти 1,4 раза.

Список литературы: 1. Банкет В. Л., Ляхов А. И. Применение сверточных кодов в системах связи с фазовой манипуляцией // Зарубеж. радиоэлектроника. 1981. № 8. С. 3—23. 2. Банкет В. Л., Ляхов А. И. Техника декодирования сверточных кодов // Зарубеж. радиоэлектроника. 1983. № 2. С. 3—27. 3. Воронов Е. В. Синхронизация при сверточном кодировании // Изв. вузов. Радиотехника. 1972. Т. 15, № 4. С. 499—506. 4. А. с. 1252944 (СССР), МКИ³ НОЗМ 13/12. Пороговый декодер сверточного кода / В. И. Ключко, Г. Е. Березняков, С. И. Приходько и др. // Открытия. Изобретения. 1986. № 31. С. 246. 5. Мессис Дж. Пороговое декодирование. М., 1966. 207 с.

Поступила в редколлегию 29.01.88