ОПРЕДЕЛЕНИЕ НАЧАЛЬНОЙ ФАЗЫ ТАКТОВОГО КОЛЕБАНИЯ ДЛЯ ИМПУЛЬСНЫХ СИГНАЛОВ С МАНИПУЛЯЦИЕЙ С МИНИМАЛЬНЫМ СДВИГОМ

Краснов А.Ю.[1,2], Жучков К.Н.[1], Хоружий С.Г.[1]

[1)] НПП "ПОИСК", ул. Текучева, 141, 344010, г. Ростов-на-Дону, Россия
[2)] Ростовский Государственный Университет, механико-математический факультет,
ул. Зорге, 5, 344090, г. Ростов-на-Дону, Россия, Email: konst_z@mail.ru

Введение

При построении демодуляторов сигналов важную роль играют системы тактовой синхронизации (СТС), предназначенные для выделения тактового колебания. Тактовое колебание определяет моменты принятия решения демодулятором, о том какой информационный символ был передан. Очевидно, что ошибка СТС внесет свой вклад в ухудшение помехоустойчивости демодулятора.

Для СТС демодуляторов непрерывных сигналов, обычно используют структуры, содержащие схему выделения фронтов и схемы фильтрации. Большинство схем выделения фронтов формируют импульсы от каждого перехода принятого цифрового сигнала через нуль, а схемы фильтрации могут быть как пассивными на полосовых фильтрах, так и активными, на основе ФАПЧ. Использование классических петлей ФАПЧ в СТС демодуляторов коротких импульсных сигналов часто оказывается нерациональным, когда временя установления синхронизма в петле ФАПЧ (захват петли ФАПЧ) соизмеримо с длительностью импульса.

Целью настоящей работы являлось предложить эффективный с точки зрения энергетических потерь и скорости входа в синхронизм вариант реализации СТС для импульсных сигналов с внутриимпульсной манипуляцией с минимальным сдвигом (ММС).

1. Математическая модель сигнала с ММС

В общем виде колебание модулированной несущей с частотой ω_0 имеет вид

$$s(t) = S(t)\cos[\omega_0 t + \phi_0 - \phi(t)]. \tag{1}$$

Здесь функции $S(t)$ и $\phi(t)$ определяют закон модуляции амплитуды и фазы несущей. Модулированный сигнал (1) представим в виде суммы квадратурных составляющих

$$s(t) = [S(t)\cos\phi(t)]\cos(\omega_0 t + \phi_0) + [S(t)\sin\phi(t)]\sin(\omega_0 t + \phi_0). \tag{2}$$

Обозначим $S(t)\cos\phi(t) = S_0 I(t)$ и $S(t)\sin\phi(t) = S_0 Q(t)$. Вид модулирующих функций $I(t)$ и $Q(t)$ задает метод модуляции и определяет свойства сигналов. Представим их в виде $I(t) = \sum_n a_n p(t - nT_c)$, $Q(t) = \sum_n b_n q(t - nT_c)$, где a_n, b_n - информационные символы $p(t)$ и $q(t)$ - элементарные модулирующие сигналы в квадратурных каналах. Последовательности символов a и b получают расщеплением исходной информационной последовательности u на четные и нечетные символы. Длительность каждого символа u равна T, а длительности символов a и b равны $T_c = 2T$. Далее предполагается, что двоичные информационные символы $u \in \{-1,+1\}$, а под тактовым колебанием подразумевается колебание с частотой $1/T$, т.е. частотой следования информационных символов u. Одна из широко используемых форм модулирующих функций имеет вид

$$p(t) = \begin{cases} \pm\cos(\pi t/2T), -T \le t \le T, \\ 0, T < t < -T; \end{cases}, \quad q(t) = \begin{cases} \pm\sin(\pi t/2T), 0 \le t \le 2T, \\ 0, 2T < t < 0. \end{cases}. \tag{3}$$

Символы a_n и b_n в квадратурных каналах должны быть смещены на время T. Тогда для модулированного сигнала получим следующее представление [1], которое определяет в общем виде сигнал с ММС

$$s(t) = S_0\left[\sum_n a_n \cos(\pi t/2T)\cos(\omega_0 t + \phi_0) + \sum_n b_n \sin(\pi t/2T)\sin(\omega_0 t + \phi_0)\right]. \tag{4}$$

2. Автокорреляционная обработка сигнала с ММС

При передаче цифровой информации в различных каналах связи возникает обширный ряд ситуаций, при которых приемник должен обрабатывать сигнал с неизвестной или неточно известной частотой несущего колебания. В таких ситуациях преимущество имеет инвариантная к частоте и начальной фазе несущего колебания автокорреляционная обработка сигнала [2]. Рассматриваемые далее преобразования позволяют выделить из сигнала с ММС колебание когерентное с тактовым.

Представим исходный сигнал с ММС следующим образом

$$s(t) = a_t \cos(\pi/2T)\cos(2\pi f_0 t + \phi_0) + b_t \sin(\pi/2T)\sin(2\pi f_0 t + \phi_0) = a_t \cos\left[2\pi\left(f_0 - \frac{b_t}{a_t}\frac{1}{4T}\right)t + \phi_0\right], \quad (5)$$

где $a_t = u_{2\left\lfloor \frac{t}{2T}+0.5 \right\rfloor -1}$, $b_t = u_{2\left\lfloor \frac{t}{2T} \right\rfloor}$.

Выражение сигнала с ММС (5) можно представить в виде

$$s(t) = \cos\left[2\pi f_0 t + \phi_0 - 2\pi\left(\frac{b_t}{a_t}\frac{1}{4T}t + \frac{a_t - 1}{4}\right)\right] = \cos(2\pi f_0 t + \phi_0 - \phi(t)), \quad (6)$$

$$\phi(t) = 2\pi c_t \frac{1}{4T}t + \pi d_t,\ c_t = \frac{u_{2\left\lfloor \frac{t}{2T} \right\rfloor}}{u_{2\left\lfloor \frac{t}{2T}+0.5 \right\rfloor -1}},\ d_t = \frac{u_{2\left\lfloor \frac{t}{2T}+0.5 \right\rfloor -1} - 1}{2}. \quad (7)$$

Определим функцию двух переменных $\xi(n,\tau) = Tn + \tau$, $\tau \in [0,T)$, $n \in \mathrm{N}$. Полагая в (7) $t = \xi(n,\tau)$ получим выражения последовательностей C_n, D_n, характеризующих частоту и фазу на интервале n-го информационного символа

$$C_n = c_{\xi(n,\tau)} = \frac{u_{2\left\lfloor \frac{n}{2}+\frac{\tau}{2T} \right\rfloor}}{u_{2\left\lfloor \frac{n}{2}+\frac{\tau}{2T}+0.5 \right\rfloor -1}} = \frac{u_{2\left\lfloor \frac{n}{2} \right\rfloor}}{u_{2\left\lfloor \frac{n}{2}+0.5 \right\rfloor -1}},\ D_n = d_{\xi(n,\tau)} = \frac{u_{2\left\lfloor \frac{n}{2}+\frac{\tau}{2T}+0.5 \right\rfloor -1} - 1}{2} = \frac{u_{2\left\lfloor \frac{n}{2}+0.5 \right\rfloor -1} - 1}{2}. \quad (8)$$

Легко видеть, что полагая в (6) $t = \xi(n,\tau)$ и учитывая (7), (8) можно получить выражение для модулированного сигнала на интервале n-го информационного символа

$$s(n,\tau) = \cos\Phi(n,\tau), \quad (9)$$

где $\Phi(n,\tau) = 2\pi f_0(nT + \tau) - 2\pi C_n \frac{1}{4T}(nT + \tau) - \pi D_n + \phi_0$ – фаза сигнала на интервале n-го информационного символа. Аналитическое дополнение $s(n,\tau)$ представляет собой квадратурную составляющую модулированного сигнала на интервале n-го информационного символа

$$\tilde{s}(n,\tau) = \sin\Phi(n,\tau). \quad (10)$$

Из (9, 10), получим выражение для колебания, фаза которого равна разности фаз на интервалах n-го и $n-1$-го информационных символов

$$s_c^1(n,\tau) = e^{-i(\Phi(n,\tau) - \Phi(n-1,\tau))}. \quad (11)$$

С целью упрощения следующих далее формул определим функцию $\Psi(n,\tau)$ как разность фаз сигналов на интервалах n-го и $n-1$-го информационных символов

$$\Psi(n,\tau) = \Phi(n,\tau) - \Phi(n-1,\tau) = -2\pi(C_n - C_{n-1})\frac{1}{4T}(nT + \tau) - \pi(D_n - D_{n-1}) + 2\pi f_0 T - \frac{\pi}{2}C_{n-1}. \quad (12)$$

Аналогичным образом получим выражение для колебания с фазой $\Psi(n,\tau) - \Psi(n-1,\tau)$

$$s_c^2(n,\tau) = e^{-i(\Psi(n,\tau) - \Psi(n-1,\tau))}. \quad (13)$$

Определим функцию $\Theta(n,\tau)$ как фазу колебания (13)

$$\Theta(n,\tau) = \Psi(n,\tau) - \Psi(n-1,\tau) = \Phi(n,\tau) - 2\Phi(n-1,\tau) + \Phi(n-2,\tau) =$$
$$-2\pi(C_n - 2C_{n-1} + C_{n-2})\frac{1}{4T}(nT + \tau) - \pi(D_n - 2D_{n-1} + D_{n-2}) + \pi(C_{n-2} - C_{n-1}). \quad (14)$$

Так как $C_n \in \{-1,1\}$, то $(C_{n-2} - C_{n-1}) \in \{0,2\}$ и в силу периодичности функций $\sin(\cdot)$ и $\cos(\cdot)$ слагаемое $\pi(C_{n-2} - C_{n-1})$ в выражении (14) можно опустить, тогда окончательно для $\Theta(n,\tau)$ получим следующее выражение

$$\Theta(n,\tau) = -2\pi(C_n - 2C_{n-1} + C_{n-2})\frac{1}{4T}(nT + \tau) - \pi(D_n - 2D_{n-1} + D_{n-2}). \quad (15)$$

Для обозначения конечных разностей воспользуемся символом $\Delta_n^K f$ с двумя индексами, из которых верхний указывает порядок конечной разности, а нижний – номер разности. Конечные разности можно представить в виде

$$\Delta_n^K f = \sum_{i=0}^{K} (-1)^{K-i} C_K^i f_{n-K+i} . \qquad (16)$$

Переписав (15) с учетом (16), получим

$$\Theta(n,\tau) = -2\pi \frac{1}{4T} (nT+\tau) \Delta_n^2 C - \pi \Delta_n^2 D . \qquad (17)$$

Как следует из (8) символы $C_n \in \{-1,1\}$, и неизменны на интервале времени T, а $D_n \in \{0,1\}$ и неизменны на интервале времени $2T$. В таблицах 1 и 2 приведены значения конечных разностей, входящих в (17), для всех допустимых 3-х символьных комбинаций элементов C_n и D_n. Из указанных таблиц следует, что колебание $s_c^2(n,\tau)$ для фиксированного n может иметь частоты $0,\pm 1/2T, \pm 1/T$ и начальные фазы $-\pi, 0, \pi$. Таким образом, $s_c^2(n,\tau)$ содержит колебания с частотой следования символов a и b в квадратурных каналах и частотой следования информационных символов u. Однако, их начальная фаза, в зависимости от передаваемых данных, может изменяться на π .

Таблица 1 Возможные значения $\Delta_n^2 C$

C_{n-2}	-1	+1	-1	+1	-1	+1	-1	+1
C_{n-1}	-1	-1	+1	+1	-1	-1	+1	+1
C_n	-1	-1	-1	-1	+1	+1	+1	+1
$\Delta_n^2 C$	0	2	-4	-2	2	4	-2	0

Таблица 2 Возможные значения $\Delta_n^2 D$

D_{n-2}	0	1	1	0	0	1
D_{n-1}	0	0	1	0	1	1
D_n	0	0	0	1	1	1
$\Delta_n^2 D$	0	1	-1	1	-1	0

Удвоение фазы позволяет устранить неопределенность, вызванную сменой знака $\Delta_n^2 D$.

$$2\Theta(n,\tau) = -2\pi \frac{1}{2T} (nT+\tau) \Delta_n^2 C - 2\pi \Delta_n^2 D = -2\pi \frac{1}{2T} (nT+\tau) \Delta_n^2 C . \qquad (18)$$

При этом неопределенность устраняется не полностью ввиду того, что $\Delta_n^2 C$ может изменять знак. Но так как функция $\cos(\cdot)$ является четной, то колебание

$$h(n,\tau) = \cos 2\Theta(n,\tau), \qquad (19)$$

для определенных комбинаций информационных символов будет содержать колебание когерентное с тактовым. Колебание (19) может быть получено посредством различных преобразований $s_c^2(n,\tau)$ [3,4,5]. Однако, следует также отметить возможность определения начальной фазы тактового колебания сигнала с ММС посредством преобразования $\left|\Im\left(s_c^2(n,\tau)\right)\right|$ – модуля мнимой части (13). Результат данного преобразования аппроксимирует функцию

$$\tilde{h}(n,\tau) = \sin\left|2\Theta(n,\tau)\right| . \qquad (20)$$

3. Определение начальной фазы тактового колебания

Предположим, что начальная фаза тактового колебания не равна нулю. Данное допущение может быть интерпретировано как задержка сигнала (5) на $T_з \in (0,T)$. Тогда для начальной фазы тактового колебания получим $\gamma_0 = 2\pi T_з / T$, а колебание (19) запишется в виде

$$h_{\gamma_0}(n,\tau) = \cos(2\Theta(n,\tau) - \gamma_0) . \qquad (21)$$

Таким образом, задача определения начальной фазы тактового колебания сводится к определению начальной фазы колебания (21), т.е. к определению γ_0 .

Очевидно, что от двухпараметрической формы записи колебания (21) можно перейти к однопараметрической следующим образом

$$g(t) = \sum_{n \in N} h_{\gamma_0}(n, t-nT) \chi(t-nT) , \qquad (22)$$

где $N = \overline{n_1, n_2}$ и $-\infty < n_1, n_2 < \infty$ - натуральные числа, причем $n_2 - n_1$ – количество информационных символов в пакете, а $\chi(\tau) = 1$ при $\tau \in [0,T)$, и $\chi(\tau) = 0$ при $\tau (-\infty, 0) \cup [T, \infty)$. Для определения начальной фазы тактового колебания γ_0 можно воспользоваться преобразованием Фурье колебания (22).

4. Результаты численного моделирования

Численное моделирование проводилось для случая приема сигнала подверженного действию аддитивного белого гауссова шума. Длина пакета принималась равной 30 информационным символам, генерируемым случайным образом с равномерным распределением бинарных символов. На рисунке 1 приведены зависимости среднеквадратичного отклонения начальной фазы тактового колебания от отношения сигнал/шум для случаев совместного использования (19) и (20) и только (19). Анализируя указанные зависимости, приходим к выводу, что при отношении сигнал/шум 8-20 дБ выигрыш от использования (19), (20) в сравнении с использованием только (20) составляет порядка 2 дБ, хотя это и сопряжено с увеличением вычислительных затрат.

Заключение

Рассмотренный метод позволяет достаточно эффективно определить значение начальной фазы тактового колебания в условиях передачи информации в импульсном или пакетном режиме, а также в случаях, когда к моменту начала обработки предыстория сигнала либо отсутствует, либо слишком кратковременна. Полученные оценки фазы тактового колебания позволяют сделать вывод о важности учета (20) при реализации СТС для импульсных сигналов ММС. Энергетический выигрыш при этом в интервале рабочих отношений с игнал/шум 8-20 дБ составил величину порядка 2 дБ. Реализация схемы тактовой синхронизации с учетом (20) для процессора TMS320C6416 показала, что схема способна работать в режиме реального времени при скважности импульсных сигналов более 5.

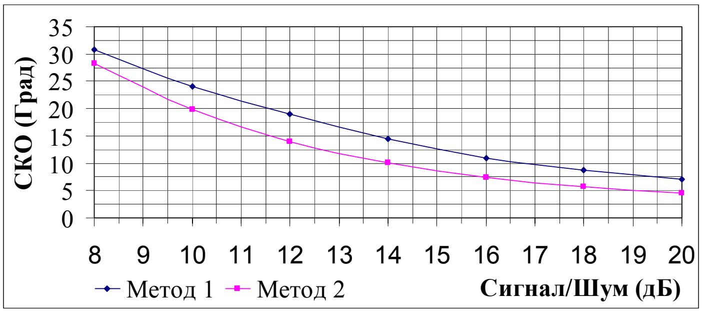

Рис. 1 Помехоустойчивость оценки начальной фазы тактового колебания методом 1 с использованием только (19) и методом 2 с использованием (19) и (20).

Литература

1. Банкет В.Л., Дорофеев В.М. Цифровые методы в спутниковой связи. – М.:Радио и связь, 1988;
2. Окунев Ю.Б. Цифровая передача информации фазомодулированными сигналами. – М.: Радио и связь. – 1991;
3. Спилкер Дж. Цифровая спутниковая связь. Пер. с англ./Под ред. В.В. Маркова. – М.: Связь, 1979;
4. Chris Heegard, Jerrold A. Heller, and Andrew J. Viterbi, A Microprocessor-Based PSK Modem for Packet Transmission Over Satellite Channels , IEEE Transactions On Communications, vol. com-26, NO. 5, May., 1978;
5. Yuen J.H. Deep Space Telecommunications Systems Engineering – N.Y.: Wiley, 1982