

Був розглянутий підхід до синтезу сигналів складної форми, що представляють радіоімпульси зі складною кутовою модуляцією та формуються за допомогою СЧ непрямого типу синтезу, для отримання ансамблів двійкових маніпульованих сигналів

Ключові слова: ансамбль, маніпуляція, СЧ непрямого типу синтезу

Рассмотрен подход к синтезу сигналов сложной формы, представляющих радиоимпульсы со сложной угловой модуляцией, формируемые с помощью косвенного СЧ, для получения ансамблей двоичных манипулированных сигналов

Ключевые слова: ансамбль, манипуляция, косвенный СЧ

There is considered the synthesis of the complex form signals, representing radio impulses with complex angular modulation, formed by the PLL FS, and forming binary manipulated signals ensembles

Key words: ensemble, manipulation, PLL FS

СИНТЕЗ АНСАМБЛЯ ДВОИЧНЫХ МАНИПУЛИРОВАННЫХ РАДИОСИГНАЛОВ СЛОЖНОЙ ФОРМЫ С ПОМОЩЬЮ КОСВЕННЫХ СИНТЕЗАТОРОВ ЧАСТОТ (ЧАСТЬ II)

В.С. Сыроветник

Аспирант

Кафедра "Сети связи"

Харьковский национальный университет
радиоэлектроники
пр-т Ленина, 14, г. Харьков, Украина, 61166

Контактный тел.: 098-574-24-99

E-mail: vlad_syrovetnik@mail.ru

1. Введение

Постоянное ужесточение требований к достоверности передаваемой информации, происходящее одновременно с обострением проблемы дефицита частотного ресурса, обусловило переход к использованию более сложных методов цифровой модуляции в современных цифровых системах передачи. Это достигается как усложнением ансамблей используемых для передачи информации манипулированных сигналов в структурном отношении, так и усложнением формы самих манипулированных сигналов даже в том случае, когда ансамбль состоит всего из двух сигналов, то есть имеет место двоичная манипуляция.

2. Постановка задачи

Один из возможных примеров последнего варианта рассмотрен в [1]. Другим похожим примером

может служить ансамбль, состоящий из двух радиоимпульсов, каждый из которых имеет радиочастотное заполнение в виде угловой модуляции сложной формы. В качестве формирователя угловой модуляции сложной формы можно использовать косвенный синтезатор частот (СЧ), основанный на системе фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ), который в ответ на скачкообразное изменение определенных характеристик в установившемся режиме реагирует переходным процессом по частоте в выходном сигнале [2,3]. Если применяемый СЧ представляет собой систему второго порядка, в которой соблюдены условия устойчивости, то переход частоты выходного сигнала может протекать в одном из трех режимов: 1 – апериодическом; 2 – критическом; 3 – квазипериодическом (здесь и далее перечисленные типы режимов переходных процессов будут обозначаться этими же цифрами) [4]. Используя СЧ косвенного типа и описанную выше методику, можно получить на выходе радиоимпульсы, представленные на рис. 1.

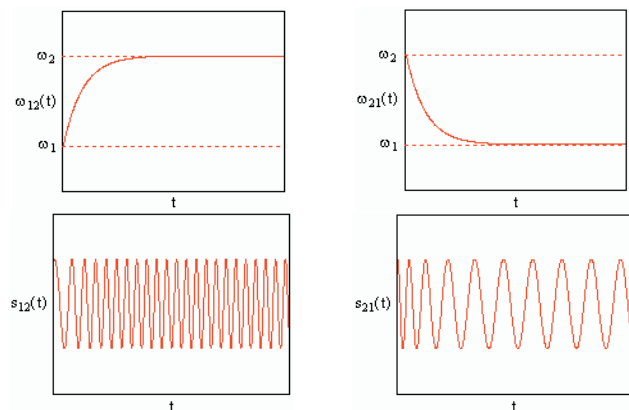


Рис. 1. Возможные типы радиоимпульсов

На рисунке приведены оба типа радиоимпульсов $s_{ij}(t)$ и соответствующие им законы изменения частоты заполнения $\omega_{ij}(t)$. Все функции имеют двойной индекс: $i, j = \{1, 2\}$. Первый индекс определяется значением частоты, с которой начинается перестройка по частоте, а второй индекс определяется значением частоты, на которой эта перестройка заканчивается. Таким образом, ансамбль манипулированных сигналов представляет собой радиоимпульсы с одинаковыми встречно-направленными переходными процессами по частоте $\{s_{21}, s_{12}\}$. Девиация частоты $\Delta\omega = \omega_2 - \omega_1$ выбирается в соответствии с условием:

$$\Delta\omega = \frac{4 \cdot \pi}{\tau}, \tag{1}$$

где τ – длительность радиоимпульса.

Вероятность ошибки одиночного когерентного приема для независимых равновероятных двоичных манипулированных сигналов с активной паузой, передаваемых по каналу связи с аддитивным белым гауссовским шумом (АБГШ), определяется выражением [5]:

$$P_{\text{ош}} = 0.5 - \Phi \left[\sqrt{h^2 \cdot (1 - \rho)} \right], \tag{2}$$

где:

$$\Phi(x) = \frac{1}{\sqrt{2 \cdot \pi}} \int_0^x \exp\left(-\frac{z^2}{2}\right) \cdot dz; \quad h^2 = \frac{E}{N_0};$$

$$E = \int_{\tau} s_i^2(t) \cdot dt; \quad \rho = \frac{1}{E} \int_{\tau} s_i(t) \cdot s_j^*(t) \cdot dt;$$

N_0 – односторонняя спектральная плотность мощности шума.

Анализ выражения (2) говорит о том, что зависимость $P_{\text{ош}}(\rho)$ имеет монотонно-возрастающий характер.

Таким образом, представляется целесообразным провести исследование зависимости коэффициента взаимной корреляции ρ манипулированных сигналов из ансамбля от относительной длительности переходного процесса ϵ_{τ} , определяемой выражением:

$$\epsilon_{\tau} = \frac{t_x}{\tau}, \tag{3}$$

где t_x – длительность переходного процесса по частоте [4]. Тогда минимум функции $\rho(\epsilon_{\tau}) \in [-1, 1]$ будет соответствовать оптимальному значению параметра $\epsilon_{\tau} \in (0, 1]$ в соответствии с критерием идеального наблюдателя.

3. Результаты

На рис. 2 приведены зависимости $\rho_{ijkn}(\epsilon_{\tau})$ коэффициентов корреляции сигналов $s_{ij}(t)$ и $s_{kn}(t)$ в аperiodическом (а), критическом (б) и квазипериодическом (в) режимах переходного процесса по частоте.

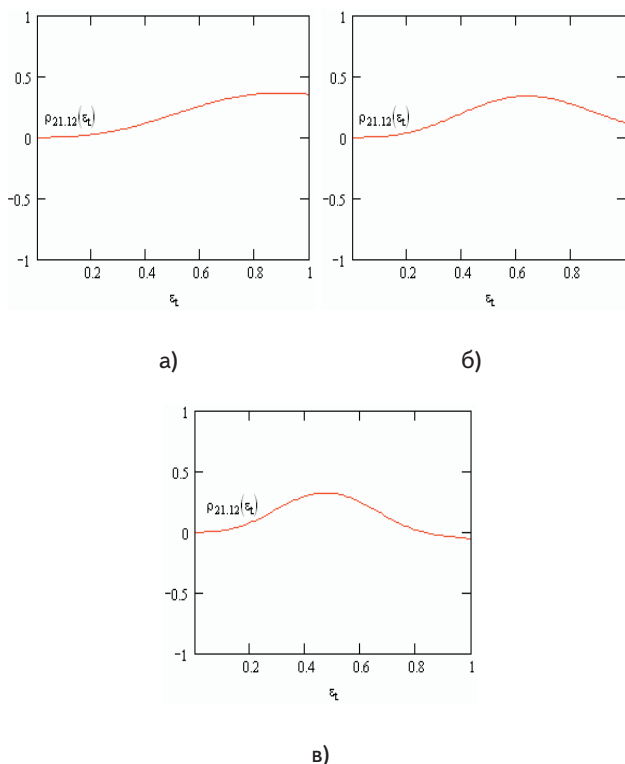


Рис. 2. Зависимости $\rho_{ijkn}(\epsilon_{\tau})$

Из анализа приведенных зависимостей можно сделать вывод, что практический интерес представляет использование для манипуляции ансамбля сигналов вида $\{s_{21}, s_{12}\}$ только в квазипериодическом режиме переходного процесса, так как только в этом режиме существуют такие значения параметра ϵ_{τ} , при которых $-1 < \rho < 0$, что обеспечит вероятность ошибки меньшую, чем для ЧМн-2 сигнала ($\rho = 0$), но большую, чем для ФМн-2 сигнала ($\rho = -1$). Следует отметить, что на интервале $\epsilon_{\tau} \in (0, 1]$ не существует минимума функции $\rho(\epsilon_{\tau})$ в математическом понимании этого слова как экстремума функции, а существует только численно минимальное значение на этом интервале. Этот экстремум может существовать и за пределами интервала $\epsilon_{\tau} \in (0, 1]$, но его поиск в этом случае не представляет интерес, так как при этом система за длительность радиоимпульса не успевает перейти в новый установившийся режим, а будет находиться в динамическом режиме, что будет влиять на дальнейшие переходные процессы. Минимальное значение параметра $\rho_{\text{min}} = -0.06$ в квазипериодическом режиме

переходного процесса соответствует значению параметра $(\epsilon_\tau)_{\text{opt}} = 1$.

А вот в апериодическом и критическом режимах ансамбль $\{s_{21}, s_{12}\}$ практический интерес не представляет, так как в этом случае функция $\rho(\epsilon_\tau)$ принимает только положительные значения на интервале $\epsilon_\tau \in (0, 1]$, поэтому эти режимы далее рассматриваться не будут.

В соответствии с выражением (2) для ансамбля манипулированных сигналов $\{s_{21}, s_{12}\}$ на рис. 3 приведена зависимость $\rho_{\text{ош}}(h^2)$ при установленном значении параметра $(\epsilon_\tau)_{\text{opt}}$ в квазипериодическом режиме переходного процесса. Для сравнения соответствующие зависимости приведены и для сигналов ЧМн-2 и ФМн-2.

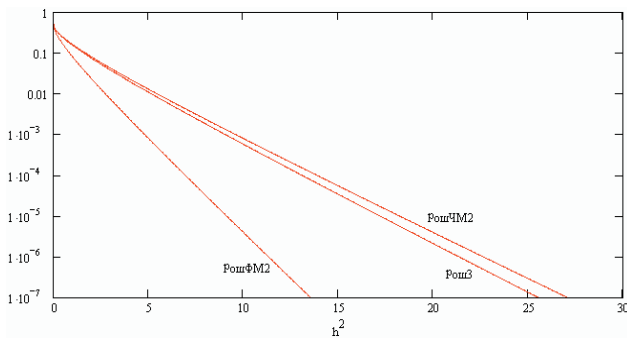


Рис. 3. Зависимости $\rho_{\text{ош}}(h^2)$

Перейдем теперь к анализу спектральных характеристик исследуемых манипулированных сигналов. Последовательность манипулирующих двоичных информационных символов в общем случае является случайной и бесконечной. Поэтому и соответствующий манипулированный сигнал представляет собой случайную последовательность из двух типов радиоимпульсов, принадлежащих рассматриваемому ансамблю, то есть является случайным процессом (СП).

Как известно, объективной спектральной характеристикой СП может выступать его спектральная плотность средней мощности (СПСМ). Наиболее эффективным с практической точки зрения способом определения СПСМ исследуемой модели ансамбля манипулированных сигналов является использование приближенной оценки СПСМ в соответствии с выражением [6]:

$$W(\omega) \approx \frac{\sum_i p_i \cdot G_i(\omega)}{\tau} \quad (4)$$

где:

$$G_i(\omega) = |S_i(\omega)|^2; \quad S_i(\omega) = F[s_i(t)];$$

$s_i(t)$ – радиоимпульс i -го типа из используемого ансамбля;

p_i – вероятность появления i -го типа радиоимпульса $s_i(t)$;

$F[\bullet]$ – прямое преобразование Фурье.

На рис. 4 приведены СПСМ комплексных огибающих $\bar{W}(\omega)$ при установленном значении параметра $(\epsilon_\tau)_{\text{opt}}$ в квазипериодическом режиме переходного

процесса для ансамбля $\{s_{21}, s_{12}\}$ относительно несущей частоты ω_1 . На этом же рисунке приведены СПСМ комплексных огибающих для сигналов ЧМн-2 и ФМн-2. СПСМ самого радиосигнала $W(\omega)$ связана с СПСМ его комплексной огибающей $\bar{W}(\omega)$ соотношением:

$$W(\omega) = \frac{1}{4} \cdot [\bar{W}(\omega - \omega_1) + \bar{W}(-\omega - \omega_1)]. \quad (5)$$

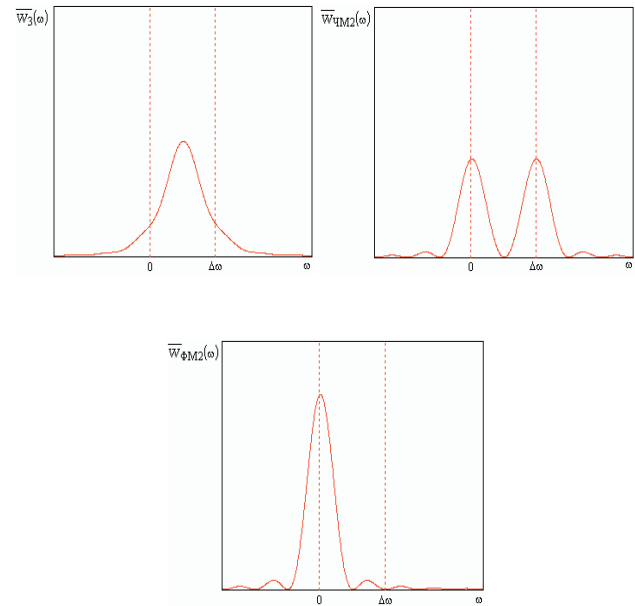


Рис. 4. СПСМ комплексных огибающих радиосигналов

Сравнение спектральных характеристик в данном случае удобно производить по критерию спектральной эффективности, определяемой выражением:

$$\eta = \frac{R}{\Delta\Omega_{\text{эф}}} \quad (6)$$

$$\text{где: } R = \frac{1}{\tau};$$

$\Delta\Omega_{\text{эф}}$ – полоса частот манипулированного сигнала, при которой $\delta = 0.9$;

$$\delta = \frac{P_{\Delta\Omega}}{P_0} = \frac{1}{P_0} \cdot \int_{\Delta\Omega} W_s(\omega) \cdot d\omega;$$

P_0 – средняя мощность радиосигнала.

Полоса частот $\Delta\Omega_{\text{эф}}$ располагается симметрично относительно значения частоты, соответствующего максимуму главного лепестка для сигналов ФМн-2, а для сигналов ансамбля $\{s_{21}, s_{12}\}$ и ЧМн-2 – симметрично относительно значения частоты, равного полусумме частот ω_1 и ω_2 . Результаты численного расчета величин η для ансамбля $\{s_{21}, s_{12}\}$ при установленном значении параметра $(\epsilon_\tau)_{\text{opt}}$ в квазипериодическом режиме переходного процесса и для сигналов ЧМн-2 и ФМн-2 сведены в табл. 1.

Таблица 1

сигнал	η
ЧМн-2	0.313
ФМн-2	0.589
ансамбль $\{s_{21}, s_{12}\}$, квазипериодический режим	0.31

Рассмотрим теперь процедуру формирования манипулированных сигналов из ансамбля $\{s_{21}, s_{12}\}$. Так как информационная манипулирующая последовательность является случайной независимой последовательностью двоичных символов, то и последовательность выходных манипулированных сигналов является случайной и независимой. Учитывая, что СЧ косвенного типа может формировать сигналы только с непрерывным изменением частоты, то из этого можно сделать вывод, что манипулятор, генерирующий сигналы из ансамбля $\{s_{21}, s_{12}\}$, принципиально не может быть построен на базе одного косвенного СЧ. Однако нужную схему можно реализовать на основе двух косвенных СЧ. Пример реализации такой схемы приведен на рис. 5.

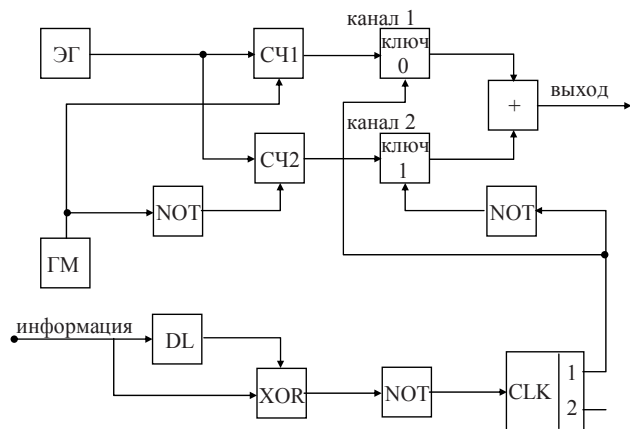


Рис. 5. Обобщенная функциональная схема манипулятора

Схема содержит два канала, образуемых двумя косвенными СЧ: СЧ1 и СЧ2. Эталонный генератор (ЭГ) формирует гармонический сигнал постоянной частоты ω_1 , что используется для задания сигнала эталонной частоты в схемах СЧ1 и СЧ2. На блоки СЧ1 и СЧ2 кроме сигнала от ЭГ подаются две меандровые последовательности из единиц и нулей от генератора меандра (ГМ), причем на каждый из косвенных СЧ – своя последовательность, противоположная другой. Эти две последовательности являются техническими манипулирующими последовательностями, управляющими значениями делителей с переменным коэффициентом деления (ДПКД) косвенных СЧ таким образом, что одному из символов этой последовательности соответствует перестройка к частоте ω_1 , а другому – к частоте ω_2 .

Период следования этих последовательностей вдвое больше длительности символа информационной последовательности.

Таким образом, в каждом канале образуется сигнал, который можно условно разделить на последовательность радиоимпульсов, представленных на рис. 6. В каналах 1 и 2, как уже было сказано, формируются последовательности из чередующих друг друга радиоимпульсов s_{ij} и s_{ji} – в первом и, соответственно, s_{ji} и s_{ij} , – во втором, $i, j = \{1, 2\}$, $i \neq j$. То есть в каждый такт работы манипулятора его различные каналы обеспечивают формирование набора из двух типов радиоимпульсов $\{s_{21}, s_{12}\}$, причем каждый тип радиоимпульсов формируется в разных каналах в одном и том же такте работы схемы, а в следующем такте каждый

из радиоимпульсов формируется уже в другом канале. На определенном такте работы схемы понадобится для передачи может только один из радиоимпульсов, в зависимости от значения текущего информационного символа.

Тем не менее, оба радиоимпульса исполняют и техническую роль, обеспечивая возвращение косвенного СЧ в исходное для формирования альтернативного радиоимпульса состояние.

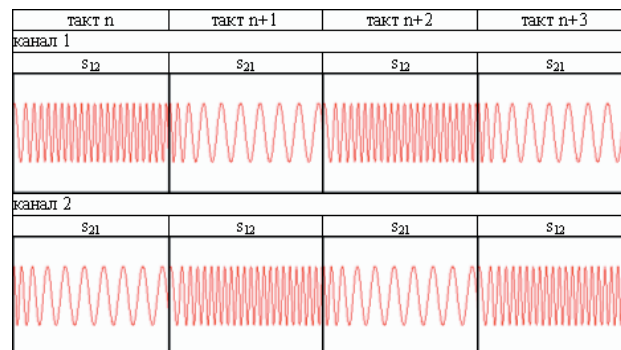


Рис. 6. Синтезируемые каналами манипулятора сигналы

На выходе каждого канала присутствует ключ, контролирующий подключение каждого канала к выходу манипулятора. Работой ключей управляет схема выбора нужного канала. Эту схему можно построить на основе дешифратора, как это сделано в [1]. Однако можно поступить иначе. Можно применить методу предварительного перекодирования исходной информационной последовательности, которая применяется при относительной фазовой манипуляции. В соответствии с этой методикой, схема перекодировки состоит из ячейки задержки на один такт работы схемы (DL) и элемента суммирования по модулю 2. На выходе этой схемы перекодировки появится “единица” только в том случае, когда в исходной информационной последовательности не совпадают текущий и предыдущий символы. При этом, после инверсии “единица” преобразуется в “ноль”, который после поступления на счетный вход счетчика (CLK) не изменит состояние его выходов, а, следовательно, и состояние ключей на выходах каналов. Поэтому в этом такте работы схемы к выходу манипулятора будет подключен тот же канал, что и в предыдущем такте. А в нем генерируется радиоимпульс, отличающийся от того, который генерировался этим же каналом в предыдущий такт работы схемы, что и соответствует логике работы манипулятора, ведь “единица” на выходе схемы перекодировки свидетельствует, что текущий информационный символ отличается от предыдущего.

Если же текущий и предыдущий информационные символы совпадают, то сигнал на выходе манипулятора должен быть таким же, как и в предыдущем такте работы схемы. При этом на выходе схемы перекодировки появится “ноль”, который после инверсии преобразуется в “единицу”. Эта “единица”, поступив на счетный вход CLK, изменит состояние его выходов, а значит и состояние ключей на выходах каналов. Поэтому в этом такте работы схемы к выходу манипулятора будет подключен уже другой канал,

в котором генерируется радиопульс, аналогичный тому, который генерировался манипулятором на предыдущем такте, что также соответствует логике работы манипулятора.

4. Выводы

Таким образом, получены следующие результаты.

1. Выдвинута идея об использовании принципиально неустраняемого эффекта переходного процесса по частоте, возникающего в косвенном СЧ при скачкообразном изменении значения коэффициента ДПКД, как положительного эффекта, используемого для синтеза радиопульсов со сложной угловой модуляцией, как составляющих ансамбля двоичных манипулированных сигналов.

2. Исследованы характеристики предлагаемого ансамбля двоичных манипулированных сигналов $\{s_{21}, s_{12}\}$, проведена оптимизация параметров этих сигналов с целью получения оптимальных характеристик по помехоустойчивости при передаче по каналу с АБГШ. Определено, что для данного ансамбля сигналов можно получить в квазипериодическом режиме переходного процесса характеристики, превосходящие аналогичные для сигналов ЧМн-2 по критерию помехоустойчивости и уступающие по критерию спектральной эффективности. Характеристики сигналов ФМн-2 превосходят характеристики предлагаемого ансамбля манипулированных сигналов по обоим рассмотренным критериям.

3. Предложена обобщенная функциональная схема манипулятора, формирующего предлагаемый ансамбль сигналов.

Литература

1. Сыроветник, В.С. Синтез ансамбля двоичных манипулированных радиосигналов сложной формы с помощью косвенных синтезаторов частот (Часть I) [Текст] // Восточно-Европейский журнал передовых технологий. – 2010. – 1/5 (43). – с. 29-33.
2. Сыроветник, В.С. Оценка спектральных характеристик ЧМн-2 сигналов, формируемых с помощью синтезатора частот косвенного типа [Текст] // Восточно-Европейский журнал передовых технологий. – 2009. – 4/3 (40). – с. 48-51.
3. Сыроветник, В.С. Определение помехоустойчивости ЧМн-2 сигналов, формируемых с помощью синтезатора частот косвенного типа [Текст] // Радиотехника. – 2009. – 158. – с. 127-133.
4. Сыроветник, В.С. “Особенности использования относительной нестабильности частоты VCO в оценке динамических характеристик FS на основе PLL [Текст] / В.С. Сыроветник, Д.В. Бондарь, А.Н. Зеленин // Восточно-Европейский журнал передовых технологий. – 2007. – 5/2 (29). – с. 68-71.
5. Тихонов, В.И. Статистическая радиотехника [Текст] / В.И. Тихонов. – М. : Советское радио, 1966. – 678 с.
6. Волощук, Ю.И. Сигналы и процессы в радиотехнике [Текст] : Учебник для ВУЗов. / Ю.И. Волощук. – Х. : ХНУРЭ, 2003. – 648 с.