

Розглянуто 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 I)

В. С. Сыроветник

Аспирант

Кафедра "Сети связи"

Харьковский национальный университет

радиоэлектроники

пр. Ленина, 14, г. Харьков, 61166

Контактный тел: 098-574-24-99

E-mail: vlad_syrovetnik@mail.ru

1. Введение

В современных цифровых системах передачи наметилась явная тенденция к усложнению используемых цифровых методов модуляции, вызванная необходимостью повышения помехоустойчивости образуемых ими цифровых каналов одновременно с увеличением их спектральной эффективности. Характерной особенностью данной тенденции является использование сложных в структурном отношении ансамблей используемых для передачи информации манипулированных сигналов. Однако даже и в том случае, когда такой ансамбль состоит всего из двух сигналов, то есть имеет место двоичная манипуляция, применяются сигналы довольно сложной формы по сравнению с простейшими базовыми случаями амплитудной, частотной и фазовой двоичными манипуляциями.

2. Постановка задачи

Одним из возможных примеров последнего варианта может быть ансамбль из двух радиоимпульсов,

один из которых является идеальным прямоугольным радиоимпульсом, а второй – тоже прямоугольным радиоимпульсом, но только с радиочастотным заполнением, представляющим собой угловую модуляцию 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 [1,2]. 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 – аperiодическом; 2 – критическом; 3 – квазипериодическом (здесь и далее перечисленные типы режимов переходных процессов будут обозначаться этими же цифрами) [3]. Используя СЧ косвенного типа и описанную выше методику, можно получить на выходе четыре типа радиоимпульсов, представленных на рис. 1.

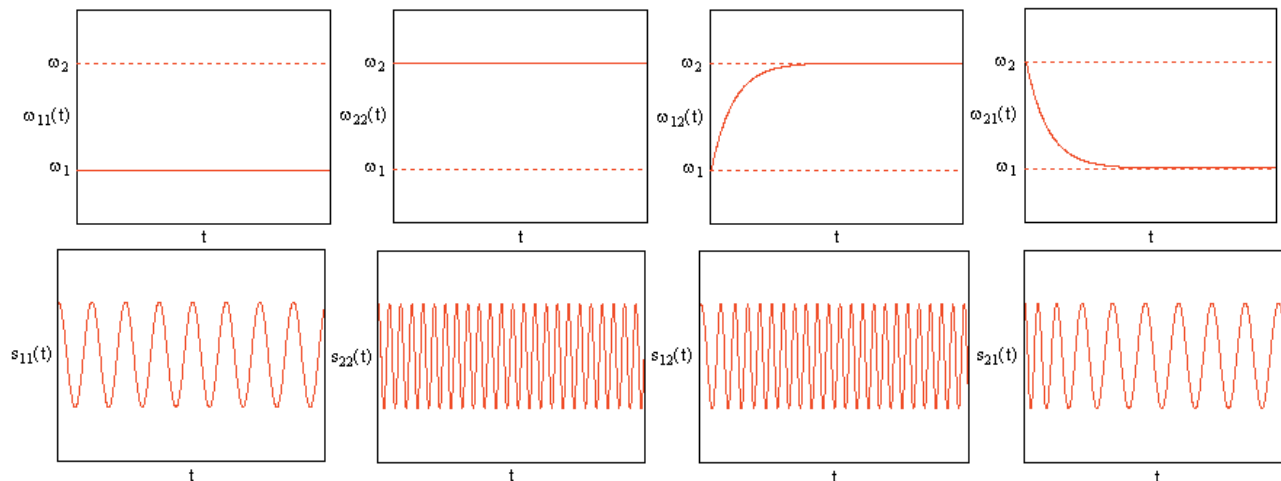


Рис. 1. Возможные типы радиоимпульсов

На рисунке приведены все четыре 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. Если оба индекса совпадают, то так обозначается радиоимпульс без переходного процесса, а если не совпадают, то это соответствует радиоимпульсу с переходным процессом. 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.

Из приведенного набора сигналов, используя изложенную выше логику, можно сформировать следующие варианты ансамблей двоичных манипулированных сигналов: $\{s_{11}, s_{12}\}$, $\{s_{11}, s_{21}\}$, $\{s_{22}, s_{21}\}$, $\{s_{22}, s_{12}\}$.

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 [4]:

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

где:

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

$$h^2 = \frac{E}{N_0};$$

$$E = \int_{\tau} s_i^2(t) \cdot dt;$$

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

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 [3]. 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. Необходимо отметить, что значение параметра ρ , а, следовательно, и всей зависимости $\rho(\epsilon_{\tau})$ для ансамблей $\{s_{11}, s_{12}\}$ и $\{s_{22}, s_{21}\}$ будет идентичным, как и для ансамблей $\{s_{11}, s_{21}\}$ и $\{s_{22}, s_{12}\}$. Поэтому достаточно будет получить искомую зависимость только для двух ансамблей, например, $\{s_{11}, s_{12}\}$ и $\{s_{11}, s_{21}\}$ для всех трех режимов переходного процесса.

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.

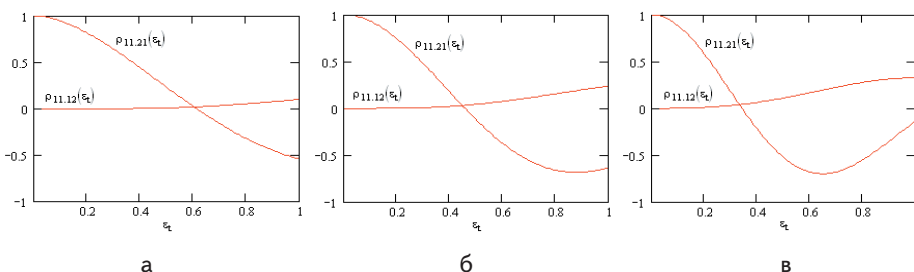


Рис. 2. Зависимости $\rho_{ijkn}(\epsilon_{\tau})$

Из анализа приведенных зависимостей можно сделать вывод, что практический интерес представляет только использование для манипуляции ансамблей сигналов вида $\{s_{11}, s_{21}\}$ и $\{s_{22}, s_{12}\}$, так как во всех трех режимах переходного процесса

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 для аperiodического режима 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. Минимальные значения параметров ρ во всех трех режимах переходного процесса, а также соответствующие им значения параметров ϵ_τ приведены в табл. 1.

Таблица 1

режим	$(\epsilon_\tau)_{opt}$	ρ_{min}
аperiodический	1	-0.546
критический	0.88	-0.685
квазипериодический	0.647	-0.7

А вот ансамбли $\{s_{11}, s_{12}\}$ и $\{s_{22}, s_{21}\}$ практический интерес не представляют, так как для них функция $\rho(\epsilon_\tau)$ принимает только положительные значения на интервале $\epsilon_\tau \in (0, 1]$, поэтому далее рассматриваться не будут.

В соответствии с выражением (2) для ансамблей манипулированных сигналов вида $\{s_{11}, s_{21}\}$ и $\{s_{22}, s_{12}\}$ на рис. 3 приведены зависимости $\rho_{ош}(h^2)$ при установленном значении параметра $(\epsilon_\tau)_{opt}$ во всех трех режимах переходного процесса. Для сравнения соответствующие зависимости приведены и для сигналов ЧМн-2 и ФМн-2.

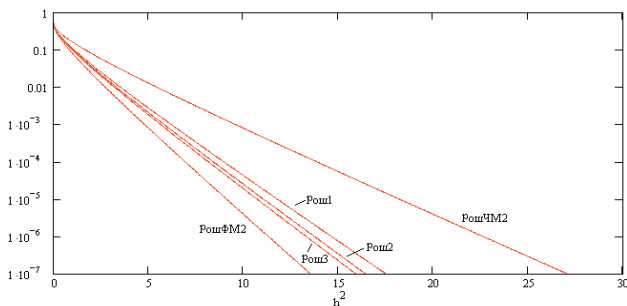


Рис. 3. Зависимости $\rho_{ош}(h^2)$

Перейдем теперь к анализу спектральных характеристик исследуемых манипулированных сигналов. Последовательность манипулирующих двоичных ин-

формационных 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 [5]:

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

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 $(\epsilon_\tau)_{opt}$ во всех трех режимах переходного процесса для ансамбля $\{s_{11}, s_{21}\}$ относительно несущей частоты ω_1 .

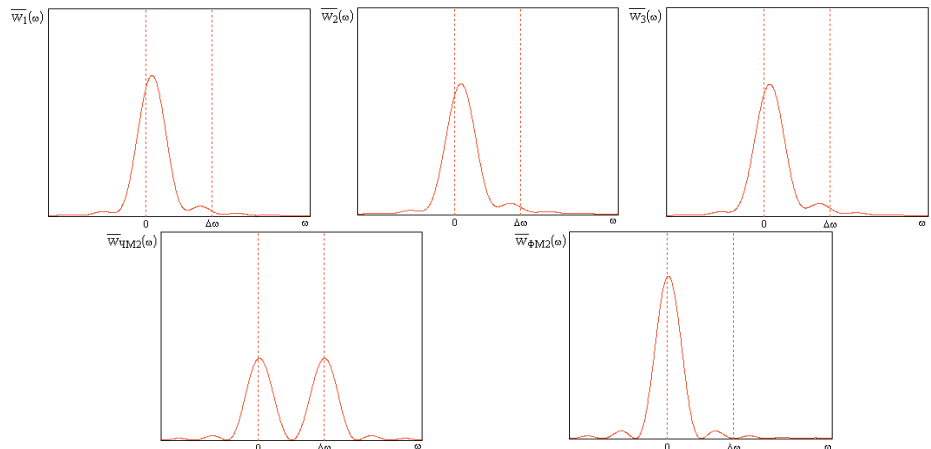


Рис. 4. СПСМ комплексных огибающих радиосигналов

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:

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

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

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

где: $R = \frac{1}{\tau}$;

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

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

P_0 – средняя мощность радиосигнала.

Полоса частот $\Delta\Omega_{\text{эф}}$ располагается симметрично относительно значения частоты, соответствующего максимуму главного лепестка для сигналов ансамбля $\{s_{11}, s_{21}\}$ и ФМн-2, а для сигналов ЧМн-2 – симметрично относительно значения частоты, равного полусумме частот ω_1 и ω_2 . Результаты численного расчета величин η для ансамбля $\{s_{11}, s_{21}\}$ при установленном значении параметра $(\epsilon_{\tau})_{\text{опт}}$ в различных режимах переходного процесса и для сигналов ЧМн-2 и ФМн-2 сведены в табл. 2.

Таблица 2

сигнал	η
ЧМн-2	0.313
ФМн-2	0.589
ансамбль $\{s_{11}, s_{21}\}$, аperiodический режим	0.367
ансамбль $\{s_{11}, s_{21}\}$, критический режим	0.335
ансамбль $\{s_{11}, s_{21}\}$, квазипериодический режим	0.327

Рассмотрим теперь процедуру формирования манипулированных сигналов, например, из ансамбля $\{s_{11}, s_{21}\}$. 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 $\{s_{11}, s_{21}\}$, 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.

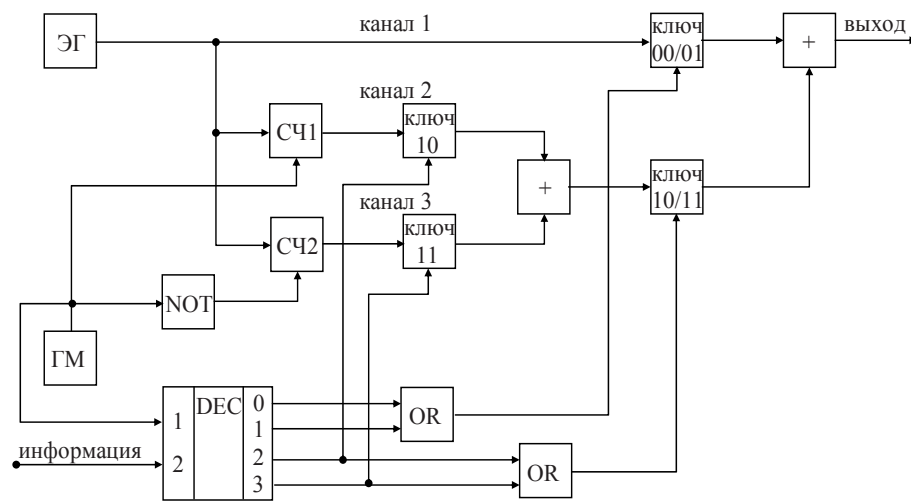


Рис. 5. Обобщенная функциональная схема манипулятора

Схема содержит три канала, образуемых эталонным генератором (ЭГ) и двумя косвенными СЧ: СЧ1 и СЧ2. ЭГ формирует гармонический сигнал постоянной частоты ω_1 , что используется как для формирования из него радиоимпульсов s_{11} путем подсоединения этого канала к выходу схемы в дискретные моменты времени, так и 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 канале 1, как уже было сказано, формируется последовательность радиоимпульсов s_{11} , а в каналах 2 и 3 формируются последовательности из чередующих друг друга радиоимпульсов s_{ij} и s_{ji} – во втором и, соответственно, s_{ji} и s_{ij} , – в третьем, $i, j = \{1, 2\}$, $i \neq j$. То есть в каждый такт работы манипулятора его различные каналы обеспечивают формирование набора из трех типов радиоимпульсов $\{s_{11}, s_{21}, s_{12}\}$, из которых понадобится для передачи может только два радиоимпульса – s_{11} , формируемый в канале 1, или s_{21} , формируемый поочередно в различных тактах работы схемы то в канале 2, то в канале 3, в зависимости от значения текущего информационного символа. Радиоимпульс s_{12} для передачи не используется, а выполняет техническую роль, обеспечивая возвращение косвенного СЧ в исходное для формирования радиоимпульса s_{21} состояние. На выходе каждого канала присутствует ключ, контролирующий подключение каждого канала к выходу манипулятора. Работой ключей управляет схема выбора нужного канала, основанная на дешифраторе (DEC). На старший вход DEC подается информационная последовательность, которая будет определять активность одного из двух младших выходов DEC, либо одного из его старших выходов, и соответственно, либо канала 1, либо одного из двух остальных. На младший вход DEC подается техническая манипулирующая последовательность, которая будет соответствующим образом определять какой из двух каналов, 2 или 3, необходимо подключить к выходу схемы, когда нужно сформировать сигнал s_{21} .

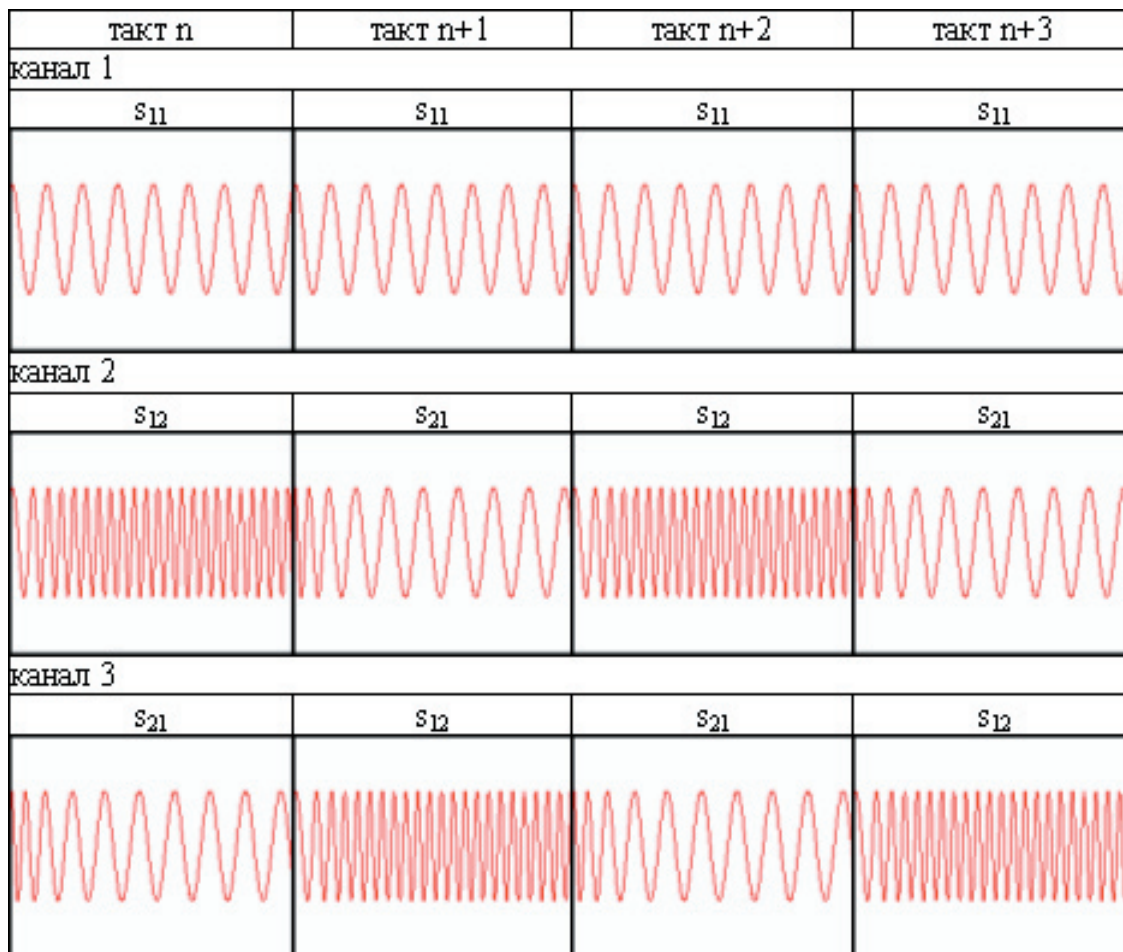


Рис. 6. Синтезируемые каналами манипулятора сигналы

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 коэффициента ДПКД, как положительного эффекта, используемого для синтеза радиоимпульсов со сложной угловой модуляцией, как составляющих ансамбля двоичных манипулированных сигналов.

2. Исследованы характеристики предлагаемого ансамбля двоичных манипулированных сигналов, проведена оптимизация параметров этих сигналов с целью получения оптимальных характеристик по помехоустойчивости при передаче по каналу с АБГШ. Определено, что для ансамблей сигналов вида $\{s_{11}, s_{21}\}$ и $\{s_{22}, s_{12}\}$ можно получить в каждом из режимов переходного процесса характеристики, превосходящие аналогичные ЧМн-2 и уступающие ФМн-2 сигналов по критериям помехоустойчивости и спектральной эффективности.

3. Предложена обобщенная функциональная схема манипулятора, формирующего предлагаемые ансамбли сигналов.

Литература

1. 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.
2. Сыроветник, В.С. Определение помехоустойчивости ЧМн-2 сигналов, формируемых с помощью синтезатора частот косвенного типа [Текст] // Радиотехника. – 2009. – 158. – с. 127-133.
3. 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.
4. Тихонов, В.И. Статистическая радиотехника [Текст] / В.И. Тихонов. – М.: Советское радио, 1966. – 678 с.
5. Волощук, Ю.И. Сигналы и процессы в радиотехнике [Текст]: Учебник для ВУЗов. / Ю.И. Волощук. – Х.: ХНУРЭ, 2003. – 648 с.