

ОЦЕНКА СПЕКТРАЛЬНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК ЧМН-2 СИГНАЛОВ, ФОРМИРУЕМЫХ С ПОМОЩЬЮ СИНТЕЗАТОРА ЧАСТОТ КОСВЕННОГО ТИПА

В.С. Сыроветник

Аспирант

Кафедра "Сети связи"

Харьковский национальный университет

радиоэлектроники

Пр. Ленина, г. Харьков, 61166

Контактный тел.: 8 (057) 710-46-24; 8-098-574-24-99

E-mail: vlad_syrovetnik@mail.ru

Був розглянутий принцип використання СЧ непрямого типу синтезу для формування ЧМн-2 сигналів. Отримані спектральні характеристики таких сигналів

Ключові слова: СЧ, ФАПЧ, ЧМн-2 сигнал, СПСМ, перехідний процес

Rассмотрен принцип использования СЧ косвенного типа для формирования ЧМн-2 сигналов. Получены спектральные характеристики таких сигналов

Ключевые слова: СЧ, ФАПЧ, ЧМн-2 сигнал, СПСМ, переходной процесс

There is considered the principle of using of PLL FS for the forming of BFSK signals. Spectral characteristics of such signals are received

Key words: FS, PLL, BFSK, PSD, transient

1. Введение

Синтезаторы частот (СЧ) широко применяются в телекоммуникациях. Вследствие присущих им преимуществ особенно широкое распространение получили СЧ именно косвенного типа на основе системы фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ) [1]. Контур ФАПЧ является универсальным устройством в радиотехнике, так как на его основе реализуются не только сами косвенные СЧ непосредственно в целях получения некоторого дискретного множества частот, но и различные схемы синхронизации по частоте, а также частотные модуляторы и демодуляторы. На рис. 1 внутри пунктирного контура представлена базовая структурная схема СЧ косвенного типа.

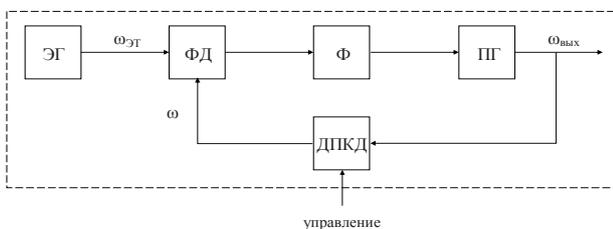


Рис. 1. Базовая структурная схема СЧ косвенного типа
 ЭГ – эталонный генератор; ФД – фазовый детектор; Ф – фильтр; ПГ – подстраиваемый генератор; ДПКД – делитель частоты с переменным коэффициентом деления N.

Контур ФАПЧ является системой с отрицательной обратной связью, действие которой направлено на уравнивание частот сигналов, поступающих на оба входа ФД.

Так как частота сигнала ЭГ является фиксированной и не изменяется во время работы схемы, то уравнивание осуществляется за счет подстройки частоты сигнала на нижнем входе ФД. Учитывая связь этого сигнала с выходным сигналом через блок ДПКД, понятно, что в установившемся режиме, когда частоты сигналов на обоих входах ФД равны между собой, частота выходного сигнала СЧ будет в N раз больше частоты сигнала ЭГ:

$$\omega_{\text{вых}} = \omega_{\text{ЭГ}} \cdot N \tag{1}$$

Таким образом, управляя во времени значением коэффициента деления N ДПКД, можно управлять частотой выходного сигнала косвенного СЧ. Если данное управление производится в соответствии с некоторой манипулирующей последовательностью информационных, например, двоичных символов и при этом установить соответствие между значениями этих символов и значением выходной частоты: $0 \leftrightarrow \omega_1$, $1 \leftrightarrow \omega_2$, $\omega_1 < \omega_2$, то наличие такого управления превращает косвенный СЧ в двоичный частотный (ЧМн-2) манипулятор.

Тем не менее, выходной сигнал такого ЧМн-2 манипулятора будет отличаться от эталонного варианта

ЧМн-2 сигнала. В эталонном случае ЧМн-2 сигнал представляет собой последовательность из двух типов радиоимпульсов с различной частотой радиозаполнения, которая остается постоянной на протяжении всей длительности радиоимпульса. В случае же рассматриваемой модели ЧМн-2 манипулятора ситуация несколько иная.

2. Постановка задачи

Система ФАПЧ является инерционной. Следовательно, инерционными будут и косвенный СЧ, и частотный манипулятор на ее основе. Даже если коэффициент деления N ДПКД изменяется скачкообразно, частота выходного сигнала будет изменяться непрерывно и в системе будут протекать переходные процессы по частоте.

Если предположить, что ФД является линейным устройством, значение сигнала на выходе которого пропорционально значению разности фаз сигналов на его входах, а Φ представляет собой ФНЧ первого порядка, тогда работа системы (рис. 1) описывается линейным неоднородным дифференциальным уравнением второго порядка [2]:

$$\frac{d^2\omega(t)}{dt^2} + \omega_c \cdot \frac{d\omega(t)}{dt} + \frac{K_{ФД} \cdot S_{ПГ} \cdot K_0 \cdot \omega_c}{N} \cdot \omega(t) = \frac{K_{ФД} \cdot S_{ПГ} \cdot K_0 \cdot \omega_c}{N} \cdot \omega_{ЭГ}(t) \quad (2)$$

где:

- $K_{ФД}$ – коэффициент передачи ФД;
- $S_{ПГ}$ – крутизна ПГ;
- N – коэффициент деления ДПКД;
- K_0 – коэффициент передачи ФНЧ при $\omega=0$ рад/с;
- ω_c – частота среза ФНЧ;
- $\omega_{ЭГ}(t)$ – частота сигнала ЭГ.

Решение данного дифференциального уравнения $\omega(t)$ описывает закон изменения во времени частоты выходного сигнала, приведенного ко второму входу ФД. Если в системе выполнены определенные условия устойчивости [3], тогда будут возможны только три типа режима переходных процессов по

частоте: 1 – аperiodический, 2 – критический, 3 – квазипериодический. Все три режима переходного процесса и вызывающее их воздействие представлены на рис. 2.

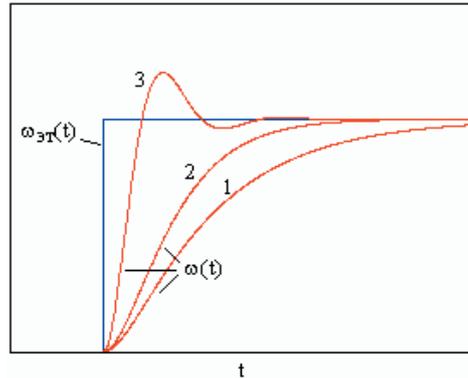


Рис. 2. Режимы переходного процесса

Наличие переходных процессов по частоте в исследуемой модели ЧМн-2 манипулятора приводит к тому, что выходной сигнал будет представлять собой последовательность не из двух, а уже из четырех типов радиоимпульсов. Тип радиоимпульса на выходе системы будет определяться не только текущим манипулирующим символом информационной последовательности – им будет определяться то значение частоты, к которому стремится радиозаполнение в процессе перестройки, но также и предыдущим манипулирующим символом информационной последовательности – им будет определяться то значение частоты, с которой начинается перестройка по частоте.

Все четыре типа радиоимпульсов $s_{ij}(t)$ и соответствующие им законы изменения частоты радиозаполнения $\omega_{ij}(t)$ представлены на рис. 3. Все функции имеют двойной индекс. Первый индекс определяется значением частоты, с которой начинается перестройка по частоте, а второй индекс определяется значением частоты, на которой эта перестройка заканчивается.

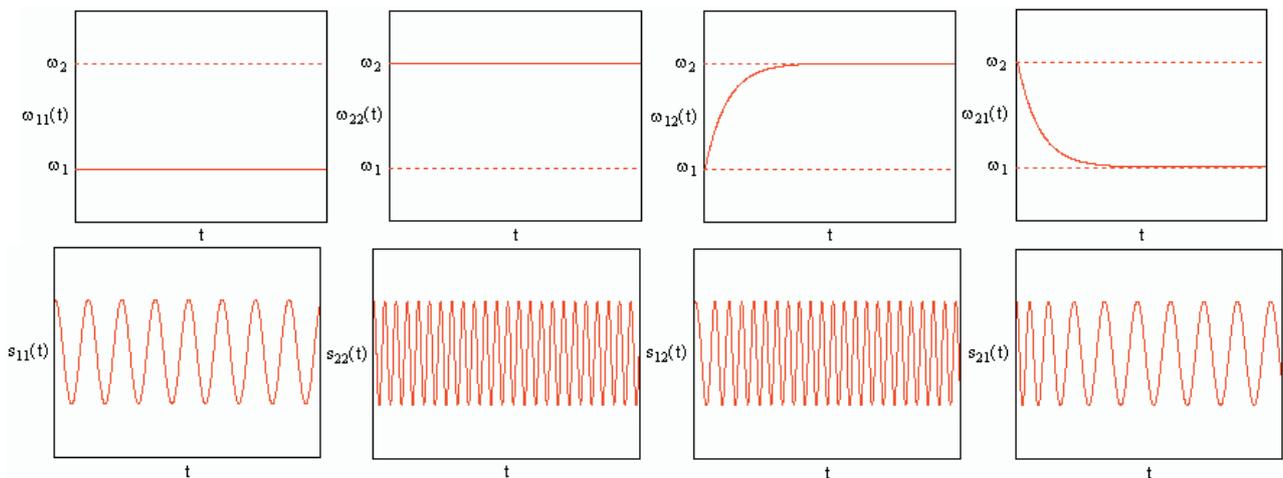


Рис. 3. Типы радиоимпульсов и соответствующие им законы изменения частоты радиозаполнения

Ставится задача определения спектральных свойств таких ЧМн-2 сигналов. Последовательность манипулирующих двоичных символов, как уже оговаривалось, является последовательностью информационных символов, то есть в общем случае случайной и бесконечной. Значит и выходной сигнал исследуемого ЧМн-2 манипулятора будет представлять собой случайную последовательность из четырех рассмотренных типов радиоимпульсов, т.е. является случайным процессом (СП).

3. Результаты

Как известно [4, 5, 6], объективной спектральной характеристикой СП может выступать его спектральная плотность средней мощности (СПСМ). Существует несколько способов получения СПСМ СП. В данном случае наиболее эффективным с практической точки зрения способом определения СПСМ исследуемой модели ЧМн-2 сигналов является использование приближенной оценки СПСМ в соответствии с выражением [4]:

$$W(\omega) \approx \frac{\sum_i p_i \cdot G_i(\omega)}{\tau} \tag{3}$$

где:

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

$s_i(t)$ – радиоимпульс i -го типа;

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

τ – длительность каждого радиоимпульса $s_i(t)$;

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

Так как исследуемые сигналы являются узкополосными, то целесообразно перейти к определению СПСМ их низкочастотных эквивалентов. В качестве несущей частоты данных узкополосных сигналов выбрана меньшая несущая частота ω_1 . СПСМ самого радиосигнала $W(\omega)$ связана с СПСМ его комплексной огибающей $\bar{W}(\omega)$ соотношением:

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

В данном случае будем считать, что последовательность информационных манипулирующих символов является последовательностью независимых равновероятных двоичных символов. На рисунке 4 приведены графики СПСМ комплексных огибающих для случая эталонного варианта ЧМн-2 сигнала (\bar{W}_e) и для ЧМн-2 сигналов (\bar{W}_s) исследуемой модели двоичного частотного манипулятора в различных режимах переходных процессов по частоте заполнения: 1 – аперриодический, 2 – критический, 3 – квазипериодический.

Девияция частоты $\Delta\omega = \omega_2 - \omega_1$ выбирается в соответствии с условием:

$$\Delta\omega = \frac{4 \cdot \pi}{\tau}. \tag{5}$$

Такое значение девиации соответствует случаю пересечения главных лепестков СПСМ эталонного ЧМн-2 сигнала в своем первом нуле.

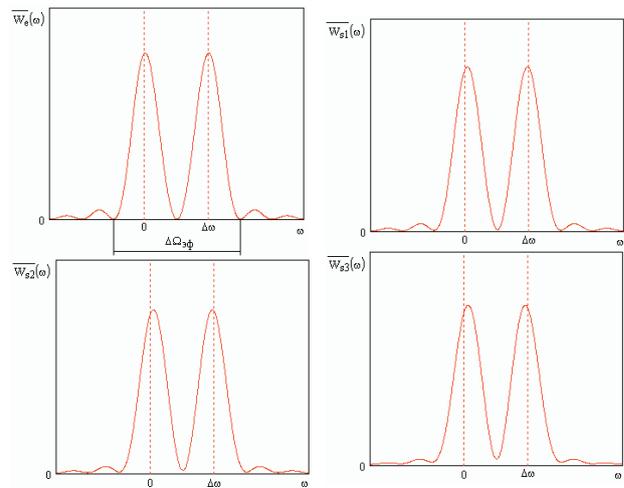


Рис. 4. Графики СПСМ

При переходе от эталонного варианта ЧМн-2 сигнала к ЧМн-2 сигналам при наличии переходных процессов по частоте заполнения наблюдается уменьшение уровня максимума главных лепестков, их расширение и смещение в сторону области, соответствующей девиации частоты. Это вполне закономерно, так как появление переходных процессов по частоте приводит к такому перераспределению средней мощности радиосигнала, при котором часть средней мощности всего сигнала, приходящейся на несущие частоты, переходит к тем составляющим, которые принадлежат области девиации частот.

Для количественного сравнения спектральных характеристик ЧМн-2 сигналов при наличии переходных процессов по частоте заполнения в различных режимах между собой и с эталонным вариантом можно зафиксировать некоторую эффективную полосу спектра ЧМн-2 сигнала $\Delta\Omega$ и сравнивать между собой долю средней мощности всего радиосигнала δ , которая приходится на эту полосу для различных вариантов ЧМн-2 сигнала. Таким образом, величина δ определяется выражением:

$$\delta = \frac{P_{\Delta\Omega}}{P_0} = \frac{1}{P_0} \cdot \int_{\Delta\Omega} W_s(\omega) d\omega, \tag{6}$$

где P_0 – средняя мощность радиосигнала;

В качестве эффективной полосы спектра ЧМн-2 сигнала целесообразно выбрать ту область частот, которая для случая эталонного ЧМн-2 сигнала вмещает в себя два главных его лепестка. Соответствующая данной области ширина полосы будет определяться выражением:

$$\Delta\Omega = \frac{8 \cdot \pi}{\tau}. \tag{7}$$

На рисунке 5 приведены графики зависимостей $\delta(\epsilon_c)$ для ЧМн-2 сигналов во всех трех вариантах ре-

жимов переходного процесса по частоте заполнения, где величина ϵ_τ представляет собой относительную длительность переходного процесса по частоте, определяемую выражением:

$$\epsilon_\tau = \frac{t_x}{\tau}, \quad (8)$$

где t_x – длительность переходного процесса [7].

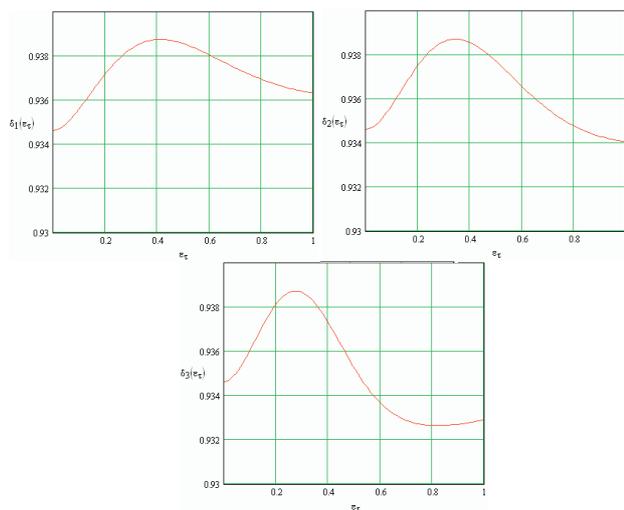


Рис. 5. Графики $\delta(\epsilon_\tau)$

Анализ этих зависимостей позволяет сделать вывод, что для каждого варианта режима переходного процесса по частоте функция $\delta(\epsilon_\tau)$ имеет свой экстремум – максимум. Все три максимума имеют различное расположение, однако одинаковое значение, равное 0.939. При стремлении величины ϵ_τ к нулю величина δ во всех трех режимах переходного процесса по частоте стремится к значению 0.935, что соответствует случаю эталонного ЧМн-2 сигнала.

4. Выводы

Таким образом, если сравнивать между собой режимы переходных процессов по частоте заполнения по спектральным характеристикам соответствующих ЧМн-2 сигналов и в качестве критерия оптимизации выбрать величину δ , то в этом случае между режимами не существует никаких предпочтений, так как для

любого типа режима можно установить такую длительность переходного процесса по частоте, что для соответствующего ЧМн-2 сигнала в эффективную полосу его спектра будет попадать максимальная доля всей его средней мощности такая же, как и для другого типа режима.

Однако, наличие представления о характере зависимостей, представленных на рисунке 5, и расположении максимумов этих зависимостей имеет существенное значение. Любое радиоприемное устройство узкополосных сигналов содержит во входных каскадах полосовые фильтры или усилители. Следовательно, подбирая для передачи сигналы, в определенную выше эффективную полосу спектра которых попадает наибольшая доля средней мощности радиосигнала, тем самым можно увеличить соотношение сигнал/шум на выходе этих полосовых устройств входных каскадов радиоприемника. Это позволит уменьшить вероятность ошибки поэлементного приема данных сигналов за счет энергетического параметра – соотношения сигнал/шум. Однако данная вероятность ошибки определяется также и корреляционными соотношениями между сигналами, используемыми для передачи. В данном аспекте определенный интерес представляет задача определения помехоустойчивости исследуемой модели ЧМн-2 сигналов.

Литература

1. Шахгильдян В.В., Ляховкин А.А. “Системы фазовой автоподстройки частоты”. М., Связь, 1972.
2. Витерби Э.Д. “Принципы когерентной связи”: Пер. с англ. под ред. Левина Б.Р. – М.: Советское радио, 1966. – 392 с.
3. Андронов А.А., Витт А., Хайкин С.Э. “Теория колебаний”. – М.: Наука, 1981 – 568 с.
4. Волощук Ю.И. “Сигналы и процессы в радиотехнике”: Учебник для ВУЗов. Харьков: ХНУРЭ, 2003. 648 с.
5. Баскаков С.И. “Радиотехнические цепи и сигналы”: Учеб. Для ВУЗов по спец. “Радиотехника”. – 2-е изд., перераб. и доп. – М.: Высш. шк., 1988 – 448 с.: ил.
6. Гоноровский И.С. “Радиотехнические цепи и сигналы”: Учеб. Для ВУЗов. – 4-е изд., перераб. и доп. – М.: Радио и связь, 1986. – 512 с.: ил.
7. Сыроветник В.С., Бондарь Д.В., Зеленин А.Н. “Особенности использования относительной нестабильности частоты VCO в оценке динамических характеристик FS на основе PLL” // Восточно-Европейский журнал передовых технологий. – 5/2. – Харьков – 2007. с. 68-71.