

ЭЛЕКТРОНИКА

УДК 621.376; 621.396

ПРОЕКТИРОВАНИЕ СИСТЕМЫ СИНТЕЗА ЧАСТОТ С НИЗКИМ УРОВНЕМ ДИСКРЕТНЫХ ПОБОЧНЫХ СПЕКТРАЛЬНЫХ СОСТАВЛЯЮЩИХ

Н.Н. ИСАКОВИЧ, Д.Е. ЖАНДАРОВ, Д.В. ПЕГАСИН

*Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
П. Бровки, 6, Минск, 220013, Беларусь**Поступила в редакцию 22 октября 2010*

Выполнен анализ появления дискретных побочных спектральных составляющих в системах синтеза частот с фазовой автоподстройкой частоты и системах прямого цифрового синтеза. Разработана методика проектирования смешанной системы с низким уровнем дискретных побочных спектральных составляющих.

Ключевые слова: прямой цифровой синтез частот, фазовая автоподстройка частоты, дискретные побочные спектральные составляющие, методика проектирования.

Введение

Системой синтеза частот (ССЧ) называют комплекс устройств, осуществляющих синтез частот. Если ССЧ выполнена в виде конструктивно самостоятельного устройства, то её называют синтезатором частот. ССЧ широко используют в следующих устройствах: возбудители передатчиков и гетеродины приемников, предназначенные для радиосвязи; измерительные устройства – анализаторы спектра, сигнал-генераторы, рефлектометры; приборы для физических исследований [1, 2].

К основным характеристикам выходного колебания ССЧ относят:

- показатели частоты (диапазон частот, шаг сетки частот) выходного колебания;
- показатели чистоты спектра (отношения сигнал-помеха, паразитное отклонение фазы, частоты и амплитуды, уровень шумовых и дискретных побочных спектральных составляющих (ДПСС)) выходного колебания;
- выходное напряжение на заданном сопротивлении нагрузки.

Одной из актуальных задач современной радиотехники является проектирование и разработка ССЧ с малым шагом сетки в широком диапазоне частот при высокой стабильности частоты и фазы и с предельно малым временем перестройки с одной частоты на другую.

В современных ССЧ используют методы пассивного цифрового синтеза и активного цифрового синтеза на основе колец фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ) по отдельности или одновременно. Системы пассивного цифрового синтеза частот (ПЦСЧ) обладают важными достоинствами – высокой скоростью перестройки и сверхмалым шагом сетки частот. Однако уровень дискретных побочных спектральных составляющих выходного колебания относительно высок – обычно не ниже минус 50 – 70 дБ. Уровень побочных спектральных составляющих (ПСС) в активных ССЧ на основе колец ФАПЧ значительно ниже, однако по скорости перестройки и шагу сетки частот эти системы уступают системам пассивного синтеза.

В статье разработана методика проектирования ССЧ смешанного типа – на основе пассивного и активного цифрового синтеза. Такая ССЧ позволяет объединить преимущества обоих методов и существенно ослабить их недостатки.

Система синтеза частот на основе ФАПЧ

Кольцо ФАПЧ можно рассматривать как узкополосный перестраиваемый фильтр, позволяющий обеспечить необходимое подавление фазовых шумов и побочных составляющих в спектре выходного сигнала.

Функциональная схема ССЧ на основе кольца ФАПЧ показана на рис. 1.

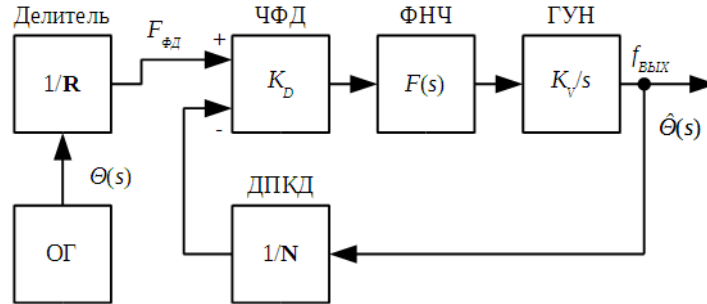


Рис. 1. Система синтеза частот на основе ФАПЧ

Передача замкнутой петли ФАПЧ [1]: $K_{ЗП} = \Theta(s)/\Theta(s) = N G(s) / (1 + G(s))$, где N – коэффициент деления делителя с переменным коэффициентом деления (ДПКД); $G(s)$ – передача разомкнутой петли ФАПЧ. С учетом обозначений передач на рис. 1 и $R = 1$

$$G(s) = \frac{K_V \cdot K_D}{s \cdot N} F(s), \quad (1)$$

где K_V – крутизна характеристики управления частотой ГУН; $K_D = I_{CP}/2\pi$ – передача частотно-фазового детектора (ЧФД), $N = f_{ВЫХ} / F_{ФД}$, $F_{ФД}$ – частота сравнения фазового детектора.

Передача $K_{ЗП}$ на постоянном токе равна N . Нормированные значения передачи замкнутой петли

$$K_{НОРМ, ОБ} = 20 \lg \left| \frac{G(s)}{1 + G(s)} \right|. \quad (2)$$

Согласно (1) и (2), частотная зависимость коэффициента передачи петли ФАПЧ определяется характеристикой петлевого фильтра $F(s)$ и передачей ГУН K_V / s . От полосы петли $F_{ФАПЧ}$ по уровню δ зависит скорость перестройки ССЧ, а от передачи на частотах $\Delta f > F_{ФАПЧ}$ – подавление ПСС.

На частотах с отстройкой $\Delta f \geq (2 \dots 3) F_{ФАПЧ}$ выражение (2) можно упростить

$$K_{НОРМ, дБ} \approx 20 \lg |G(s)|. \quad (3)$$

Для упрощения инженерных расчетов применим к (3) кусочно-линейную аппроксимацию с крутизной избирательности S_{II} , [дБ/окт]. Тогда передача петли ФАПЧ K_{II} для помехи или ослабление помехи, отстроенной от центральной частоты ССЧ $f_{ВЫХ}$ на Δf_{II} , равна

$$K_{II} = S_{II} \cdot \delta f_{II, ОКТ}, \quad (4)$$

где $\delta f_{II, ОКТ} = \log_2(\Delta f_{II}/F_{ФАПЧ})$, – отстройка помехи, выраженная в октавах. (5)

Если считать, что задан фильтр петли с крутизной S_{II} , то отстройка помехи для ее ослабления на K_{II} , дБ, равна согласно (4) и (5):

$$\Delta f_{II} = F_{ФАПЧ} \left(2^{\frac{K_{II}}{S_{II}}} \right). \quad (6)$$

В ССЧ с ДПКД дискретные ПСС имеют отстройку от $f_{ВЫХ}$, кратную $F_{ФД}$: $\Delta f_{I1} = F_{ФД}$, $\Delta f_{I2} = 2F_{ФД}$ и т.д. Наиболее опасна помеха с отстройкой Δf_{I1} .

Количественно уровень ДПСС определяется как отношение среднего квадратичного значения рассматриваемой ДПСС U_d к среднему квадратичному значению полезного сигнала U : $D_d = 20\lg(U_d/U)$. Уровень ДПСС на выходе петли ФАПЧ определяется выражением:

$$D_{д.вых} = D_{д.фд} + S_{и} \cdot \delta f_{п.окт} + 20\lg N, \quad (7)$$

где $D_{д.фд}$ – уровень ДПСС на входе ФД; $\delta f_{п.окт}$ – отстройка ДПСС от частоты $F_{фд}$, выраженная в октавах относительно частоты $F_{фапч}$; N – коэффициент усиления петли ФАПЧ на постоянном токе.

Согласно (7) уровень $D_{д.вых}$ может быть существенно уменьшен при установке малого N (высокой частоты $F_{фд}$); выборе петлевого фильтра более высокого порядка n (при этом увеличивается $S_{и} = 6(n+1)$, дБ); при большей отстройке ДПСС $\delta f_{п.окт}$ от частоты $F_{фд}$.

В ССЧ с ФАПЧ и делителем с дробно-переменным коэффициентом деления (ДДПКД) $N_{др}$ частота $F_{фд}$ может быть выбрана достаточно высокой независимо от шага сетки частот $\Delta f_{ш}$. Частота выходного колебания рассчитывается по формуле

$$f_{вых} = F_{фд} \cdot N_{др} = F_{фд} \left(INT + \frac{FRAC}{MOD} \right), \quad (8)$$

где INT – целая часть коэффициента деления, MOD – модуль дробности, $FRAC$ – коэффициент дробности.

Наименьший возможный шаг каналов равен: $\Delta f_{ш} = F_{фд} / MOD$.

Спектральная плотность фазового шума выходного колебания, обусловленная интегральной схемой (ИС) ССЧ на основе ФАПЧ, определяется формулой [3]:

$$S_{\phi} = S_{\phiи} + 10\lg F_{фд} + 20\lg N_{др},$$

где $S_{\phiи}$ – нормализованный собственный шум ИС (обычно указывается в справочном листе, типовое значение минус 213 дБн/Гц). Согласно (7) S_{ϕ} монотонно уменьшается при уменьшении $N_{др}$ (увеличении $F_{фд}$).

В спектре выходного колебания ССЧ также присутствуют ДПСС двух типов:

1) ДПСС, порождаемые токами утечки в цепях от выхода ЧФД до входа управления ГУН и имеющие шаг, равный $F_{фд}$. При высокой частоте $F_{фд}$ они существенно ослабляются даже простейшим петлевым фильтром;

2) ДПСС, обусловленные принципом работы дробного делителя и имеющие минимальную отстройку: $\Delta f_{пmin} = F_{фд} / MOD = \Delta f_{ш}$. Уровень таких ДПСС не зависит от токов утечки и равен минус 45...50 дБ.

Дополнительное ослабление всех ДПСС происходит в петле ФАПЧ, если полоса петли $F_{фапч}$ меньше, чем отстройка помехи $\Delta f_{п}$, в соответствии с (4). Пусть затухание ДПСС в петле ФАПЧ принято $K_{п}$, дБ, фильтр петли имеет крутизну избирательности $S_{и}$, дБ/окт. Тогда отстройка помехи должна быть не меньше, чем рассчитанная по формуле (6), а шаг сетки частот принимается согласно неравенству: $\Delta f_{ш} \geq \Delta f_{п}$.

Таким образом, за счет увеличения шага сетки частот ССЧ с ФАПЧ можно уменьшить уровень ДПСС в выходном колебании. Реализовать же малый шаг каналов можно только в смешанной ССЧ, в которой ОГ выполнен в виде системы ПЦСЧ [4].

Система синтеза частот на основе ПЦСЧ

Система ПЦСЧ (рис. 2) – это полностью цифровое устройство с ЦАП на выходе. Для неё характерны сверхмалый шаг сетки частот (1 Гц и менее), высокая скорость перестройки частоты и низкий фазовый шум, практически равный шумам ОГ [5].

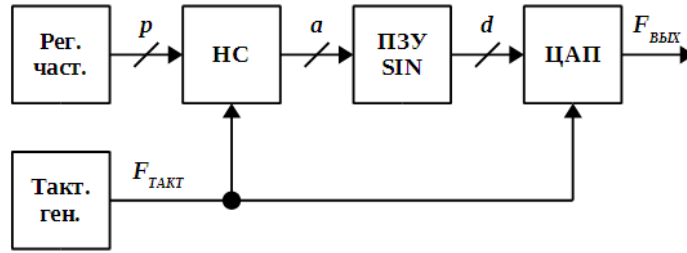


Рис. 2. Система прямого цифрового синтеза частот

Ядром системы является накапливающий сумматор (НС) фазы объемом 2^p , где p - разрядность НС. НС увеличивает своё значение с каждым тактом частоты $F_{ТАКТ}$ на число K , называемое кодом частоты. Частота на выходе системы ПЦСЧ определяется формулой [6]:

$$F_{ВЫХ} = F_{ТАКТ} K / 2^p .$$

При увеличении p повышается точность установки частоты и уменьшается шаг её перестройки. Число a – разрядность адреса ПЗУ SIN, содержащего значения отсчетов синусоидального выходного сигнала, принимается меньше, чем p . Адресом для ПЗУ SIN являются старшие разряды НС, а младшие не используются, т.е. число битов округления $b=p-a$. Таким образом, в системе ПЦСЧ используется усечение кода фазы при его цифро-аналоговом преобразовании. В результате в выходном колебании появляются ДПСС, частотное распределение которых рассчитывается по формуле [6] и зависит от кода частоты, разрядности НС и разрядности используемого кода фазы: $F_{ВЫХ} n = F_{ТАКТ} K / 2^p \pm n K_e / 2^b$, где $K_e = (K \bmod 2^b)$ – остаток кода частоты в результате усечения кода фазы; n – порядок гармоники ДПСС.

Порядок n находится в интервале от 1 до $\lambda = 2^b / (2 \text{НОД}(K_e, 2^b))$. Выражение $F_{ТАКТ} K_e / 2^b$ описывает частоту смещения ДПСС и их гармоник относительно выходного сигнала $F_{ВЫХ}$.

Восстановление формы сигнала с помощью ЦАП приводит к модуляции выходного спектра функцией $\text{sinc}(\pi F_{ВЫХ} / F_{ТАКТ})$, что дополнительно увеличивает количество ДПСС в выходном сигнале.

Частоты сигнала и ДПСС выходного колебания системы ПЦСЧ определяются формулой

$$F_{ВЫХ} \ l, m, n = F_{ТАКТ} \left[l \pm \left(m \frac{K}{2^p} \pm n \frac{K_e}{2^b} \right) \right], \quad (9)$$

где m – номер гармоники рабочего сигнала; l – номер гармоники тактового сигнала.

На рис. 3 показаны спектры выходного сигнала системы ПЦСЧ на ИС AD9834 [7]: слева при $F_{ТАКТ} = 10$ МГц, $F_{ВЫХ} = 1,43$ МГц, справа при $F_{ТАКТ} = 50$ МГц, $F_{ВЫХ} = 120$ кГц.

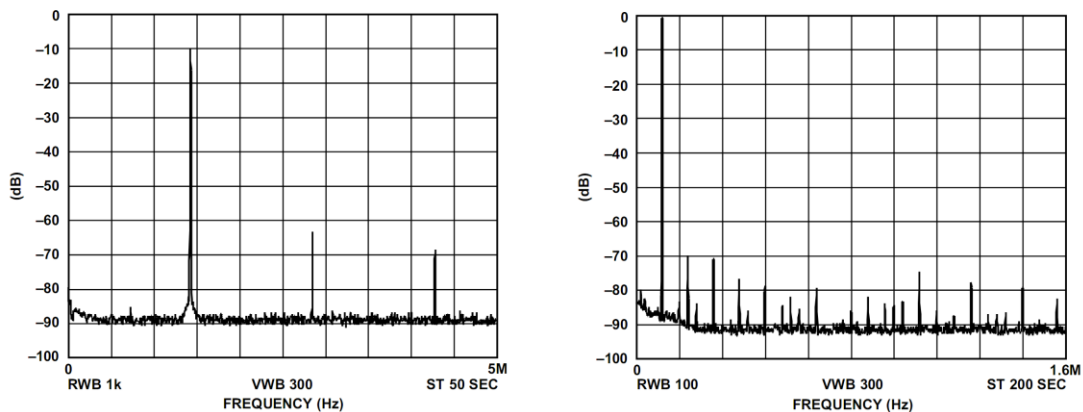


Рис. 3. Спектр выходного сигнала системы ПЦСЧ на ИС AD9834

Как видно из рисунка, величина отстройки ДПСС от частоты рабочего сигнала может существенно изменяться в зависимости от её значения. Поэтому можно предположить, что су-

ществуют не только одиночные частоты, но и достаточно широкие интервалы на оси частот, в пределах которых ДПСС имеют отстройку, достаточную для их подавления фильтром, настроенным на полезный сигнал.

Для доказательства этого утверждения, в среде компьютерной математики MathLab, выполнено математическое моделирование по формуле (9) частотного распределения ДПСС в окрестности сигнала $F_{ВЫХ} = 8000 \pm 40$ кГц при тактовой частоте $F_{ТАКТ} = 44,55$ МГц. Частоты ДПСС контролировались в интервале от нуля до 22,275 МГц. Результат математического моделирования частотного распределения ДПСС и гармоник полезного сигнала представлен на рис. 4.

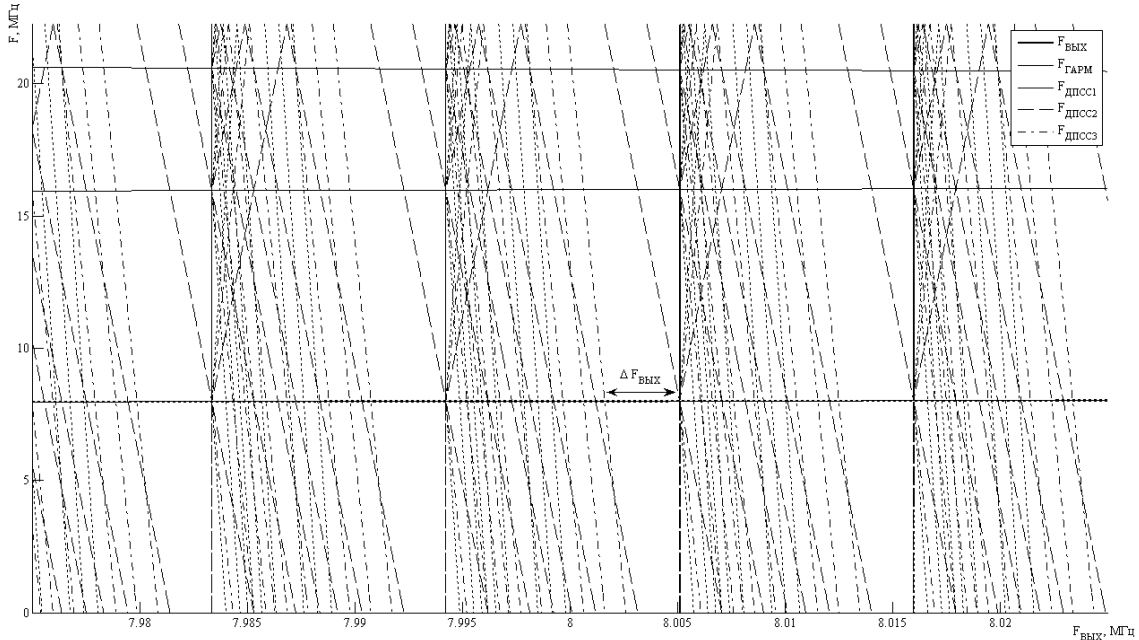


Рис. 4. Частотное распределение ДПСС и гармоник сигнала

Видно, что:

- линии ДПСС имеют очень высокую крутизну, т.е. отстройка ДПСС существенно меняется даже при незначительном изменении рабочей частоты $F_{ВЫХ}$;
- графики ДПСС периодически повторяются при изменении частоты $F_{ВЫХ}$, причем между периодами наблюдаются широкие интервалы, свободные от ДПСС;
- слева от каждого широкого интервала можно найти несколько более узких, которые также могут быть использованы в смешанной ССЧ при установке частоты выходного колебания;
- линии рабочего сигнала $F_{ВЫХ}$ и его гармоник почти горизонтальны, отстройка ДПСС $\Delta f_{П}$ определяется относительно линии первой гармоники $F_{ВЫХ}$ как расстояние по вертикали до ближайшей линии ДПСС вниз или вверх.

Рассмотрим методику определения интервала рабочих частот, свободного от ДПСС.

1. На диаграмме частотного распределения ДПСС (рис. 4) выбрать самый широкий интервал и определить тип ближайших ДПСС на его краях: $ДПСС_1, ДПСС_2$.
2. Рассчитать максимальный уровень этих ДПСС по формуле [6]: $D_{Дmax} = 20 \lg 2^{b-p}$.
3. По заданному относительному уровню ДПСС на выходе $D_{Д,ВЫХ}$ с использованием (7) рассчитать необходимое затухание петли ФАПЧ $K_{П}$. При этом в (7) вместо $D_{Д,ФД}$ следует поставить результат расчета п. 2.
4. Используя $K_{П}$, рассчитать отстройку ДПСС на краях интервала $\Delta f_{П}$ по формуле (6).
5. Располагая $\Delta f_{П}$, по диаграмме (рис. 4) определить интервал рабочих частот $\Delta F_{ВЫХ}$ системы ПЦСЧ $F_{ВЫХ1} \dots F_{ВЫХ2}$. При этом следует использовать рекомендации п. (4).

Как было показано выше, ССЧ с ФАПЧ является перестраиваемым фильтром, подавляющим все ДПСС за полосой и тем лучше, чем больше их отстройка.

На рис. 5 показана ССЧ смешанного типа на основе ФАПЧ и ОГ в виде системы ПЦСЧ. Такое решение имеет ряд преимуществ сравнительно с классическими вариантами – ССЧ с

ФАПЧ и системы ПЦСЧ. Шаг сетки частот ССЧ с ФАПЧ увеличивается, поэтому растёт отстройка ДПСС и их подавление петлевым фильтром согласно (4). При более широком шаге сетки частот можно расширить полосу петли и тем самым сократить время перестройки частоты выходного сигнала и уменьшить влияние фазовых шумов ГУН [8].

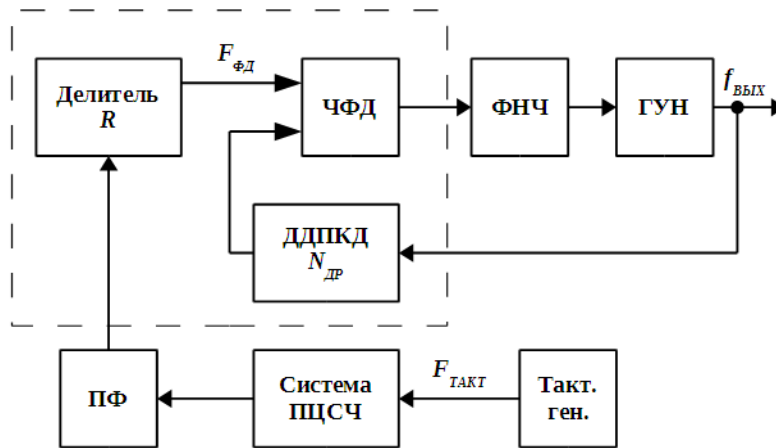


Рис. 5. Смешанная система синтеза частот

В смешанной ССЧ на рис. 5, как и в любой ССЧ с ФАПЧ при широкой полосе петли, к шумам опорного сигнала предъявляются более жесткие требования – тактовый генератор должен иметь низкий фазовый шум (порядка минус 150 – 160 дБн/Гц).

Методика проектирования смешанной ССЧ

Заданы диапазон ССЧ от $f_{ВЫХmin} \dots f_{ВЫХmax}$ с шагом сетки частот $\Delta f_{Ш}$ и частота колебания опорного генератора $F_{ТАКТ}$. Считаем, что выбраны ИС системы ПЦСЧ и на основе ФАПЧ. Примем $R = 1$ (рис. 5), тогда $F_{ФД} = F_{ВЫХ}$. Петля ФАПЧ является множителем в $N_{ДР}$ раз частоты $F_{ВЫХ}$, а также фазовых шумов и уровня ДПСС системы ПЦСЧ, попадающих в полосу петли.

Для минимизации $N_{ДР}$ частота $F_{ВЫХ}$ должна быть как можно выше, но с учетом ограничения $F_{ВЫХ} < 0,33F_{ТАКТ}$ [7]. Методика определения интервала перестройки $\Delta F_{ВЫХ}$ (рис. 4), свободного от ДПСС, рассмотрена выше. Далее считаем, что границы интервала $F_{ВЫХ1}$, $F_{ВЫХ2}$ определены.

В смешанной ССЧ плавная перестройка частоты с мелким шагом обеспечивается системой ПЦСЧ, а дискретная с широким шагом – ССЧ на основе ФАПЧ. При изменении частоты выходного колебания от $f_{ВЫХmin}$ до $f_{ВЫХmax}$ меняется, соответственно, коэффициент ДПКД от $N_{ДРmin}$ до $N_{ДРmax}$. Диапазон плавной перестройки выходного сигнала $\Delta f_{ВЫХ} = \Delta F_{ВЫХ} \cdot N_{ДР}$, где $\Delta F_{ВЫХ} = F_{ВЫХ2} - F_{ВЫХ1}$. На частоте $f_{ВЫХmin}$: $\Delta f_{ВЫХmin} = \Delta F_{ВЫХ} \cdot N_{ДРmin}$.

Шаг дискретной перестройки частоты ССЧ на основе ФАПЧ необходимо выбрать с учетом неравенства $\Delta f_{Ш} \leq \Delta f_{ВЫХmin}$, которое гарантирует непрерывную перестройку в диапазоне от $f_{ВЫХmin}$ до $f_{ВЫХmax}$ с малым шагом, определяемым системой ПЦСЧ.

Пусть $\Delta f_{Ш} = \Delta f_{ВЫХmin}$ и $F_{ФД} = F_{ВЫХ1}$. Тогда модуль дробиности

$$MOD_1 = F_{ВЫХ1} / \Delta f_{ВЫХmin} \quad (10)$$

Результат расчета по (10) необходимо округлить в большую сторону до целого числа, т.е. $[MOD_1] = MOD$. Найденное значение модуля дробиности остаётся постоянным для всей сетки частот.

На основании изложенного предлагается следующий порядок определения параметров ССЧ на основе ФАПЧ и частоты системы ПЦСЧ для заданной частоты i -го канала $f_{ВЫХi}$:

1) разделить $f_{ВЫХi}$ на частоту $F_{ВЫХ1}$ и записать результат в виде приведенной натуральной дроби:

$$n_i = \frac{f_{ВЫХi}}{F_{ВЫХ1}} = c_i \frac{r_i}{m_i}, r_i < m_i; \quad (11)$$

2) если $m_i \neq MOD$, то (11) необходимо представить так: $n_i = c_i \frac{r_i/m_i \cdot MOD}{MOD}$;

3) если числитель $MOD(r_i / m_i)$ не целое число, то его необходимо округлить в меньшую сторону до целого;

4) параметры ССЧ на основе ФАПЧ (см. (8)) принимают значения:

$$INT_i = c_i; \quad FRAC_i = \left[\frac{r_i}{m_i} MOD \right]_{\min}; \quad N_{ДРi} = INT_i + \frac{FRAC_i}{MOD};$$

5) частота выходного колебания системы ПЦСЧ: $F_{ВЫXi} = F_{ФДи} = \frac{f_{ВЫXi}}{N_{ДРi}}$.

Рассчитанные значения должны удовлетворять условию: $F_{ВЫXi} \in F_{ВЫX1}, F_{ВЫX2}$.

Такой расчет выполняется для всех каналов диапазона частот. Результаты расчета используются при программировании обоих ИС смешанной ССЧ.

Заключение

Описана методика проектирования ССЧ смешанного типа, параметры которой превосходят характеристики её подсистем с ФАПЧ и ПЦСЧ. Основным контролируемым параметром выбран уровень ДПСС, который, как правило, значительно превышает уровень фазового шума. Кроме низкого уровня ДПСС, ССЧ смешанного типа имеет сверхмалый шаг сетки частот при высокой скорости перестройки частоты. Максимальная частота выходного колебания определяется частотными свойствами ИС системы с ФАПЧ и составляет в настоящее время единицы ГГц.

DESIGNING OF SYSTEM FREQUENCY SYNTHESIS WITH LOW LEVEL SPURIOUS SIGNAL

N.N. ISAKOVICH, D.E. ZHANDAROV, D.V. PEGASIN

Abstract

The analysis of the appearance of spurious signals in frequency synthesis systems with phase-locked loop and in direct digital synthesizers is carried out. The procedure of design of system frequency synthesis with low level spurious signals is worked out.

Литература

1. Шати́ро Д.Н., Паин А.А. Основы теории синтеза частот. М., 1981.
2. Рыжков А.В., Попов В.Н. Синтезаторы частот в технике радиосвязи. М., 1991.
3. http://www.analog.com/static/imported-files/data_sheets/ADF4154.pdf
4. Murphy E., Slattery C. // Analog Dialogue. 2005. Vol. 39. № 3. P. 12–15.
5. Murphy E., Slattery C. // Analog Dialogue. 2004. Vol. 38. № 8. P. 8–12.
6. Стешенко В. // Компоненты и технологии. 2002. № 7. С. 130–134.
7. http://www.analog.com/static/imported-files/data_sheets/AD9834.pdf
8. Жандаров Д.Е., Исакович Н.Н. // Тезисы Международной научно-технической конф., посв. 45-летию МРТИ-БГУИР. Минск. 2009. С. 38–39.