

Методы и устройства повышения качества передачи информации

Устойчивость цифрового вычислительного синтезатора частот с автокомпенсацией помех

В цифровых вычислительных синтезаторах частот (ЦВС) активным источником помех является цифроаналоговый преобразователь (ЦАП). Помехи амплитудного характера в меньшей степени оказывают влияние на количество выходного сигнала синтезатора. Наибольшие искажения в выходной сигнал вносят фазовые шумы. Применение пассивной фильтрации в настоящее время не обеспечивает необходимой чистоты спектра сигнала ЦВС [1]. Эффективным методом подавления фазовых помех является применение автоматической компенсации. Структурная схема ЦВС с автокомпенсацией (рис. 1) включает в себя опорный генератора (ОГ), умножитель частоты (УЧ), устройство управления задержкой (УУЗ), ЦАП, Полосовой фильтр (ПФ) и тракт управляющего сигнала [2]. Информация о помехе извлекается в ТУС и под действием его выходного сигнала в УУЗ осуществляет противофазное управление задержкой сигнала ОГ, так, что помеха компенсируется.

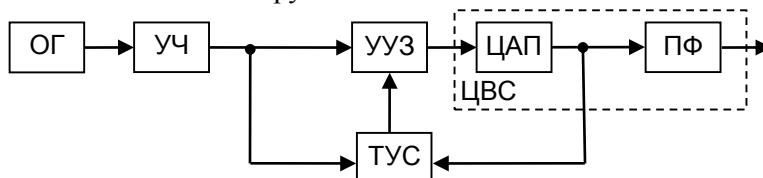


Рис.1.

Для получения аналитического выражения, позволяющего исследовать устойчивость системы в обобщенной форме применена аппроксимация характеристики фазового детектора ТУС на основе непрерывных кусочно-линейных функций.

Для детектора с треугольной характеристикой она имеет вид:

$$F_n(\varphi) = [K_n \cdot \varphi + (2 \cdot n - 1) \cdot \pi / 2] \cdot Q_n(\varphi), \quad (1)$$

где K_n – крутизна наклона характеристики, $Q_n(\varphi)$ – непрерывная кусочно-линейная функция включения.

Коэффициент передачи фильтра в операторной форме:

$$M(p) = \sum_{i=0}^l a_i \cdot p^i / \sum_{i=0}^l b_i \cdot p^i, \quad (2)$$

где a_i, b_i – коэффициенты, характеризующие тип фильтра, l – порядок фильтра.

Получено дифференциальное уравнение системы в операторной форме и на основании критерия Рауса-Гурвица – аналитические выражения для исследования условий устойчивости ЦВС с автокомпенсацией фазовых помех. Выражения справедливы для произвольной точки стационарного режима и произвольного вида фильтра ТУС.

Работа выполнена при поддержке гранта РФФИ № 15-08-05542 а.

Литература

1. Смекалов А.И. Метод прямого цифрового синтеза гармонического сигнала. Анализ и математическое моделирование // Радиотехника. 2011, №1. – С. 16-29.
2. Рудаков А.М., Курилов И.А., Харчук С.М., Романов Д.Н. Математическое моделирование автокомпенсации фазовых помех на выходе ЦАП прямого цифрового синтезатора частот. Радиотехнические и телекоммуникационные системы. №2 (10), 2013. – С. 19-25.

Моделирование шумовых характеристик автокомпенсатора фазовых помех цифрового вычислительного синтезатора частот

Наиболее распространенными методами подавления помех на выходе цифрового вычислительного синтезатора частот (ЦВС) является фильтрация выходного сигнала синтезатора, а также компенсация данных помех. Метод автоматической компенсации помех сочетает достоинства предыдущих, такие как простота схемы и возможность компенсации помех с частотой, близкой к основной частоте сигнала, и может применяться вместе с фильтрацией [1]. Предложенная и исследованная в работах [1,2] схема автокомпенсатора фазовых помех с регулированием по отклонению обладает статической ошибкой компенсации, ограниченным быстродействием и проблемой устойчивости при больших коэффициентах регулирования.

Целью работы является исследование схемы автокомпенсатора фазовых помех с комбинированным регулированием (КР) на выходе цифроаналогового преобразователя (ЦАП) синтезатора и исследование ее шумовых свойств.

Структурная схема автокомпенсатора с КР (рис. 1) содержит устройство управления задержкой (УУЗ), опорный тракт (ОТ), информационные тракты (ИТ1,2), управляющие тракты (УТ1,2) и фазовые детекторы (ФД1,2). Здесь номерами 1 и 2 обозначены блоки цепей регулирования по возмущению и по отклонению. Также на схеме обозначены ОГ - опорный генератор, УЧ - умножитель частоты, «+» - сумматор.

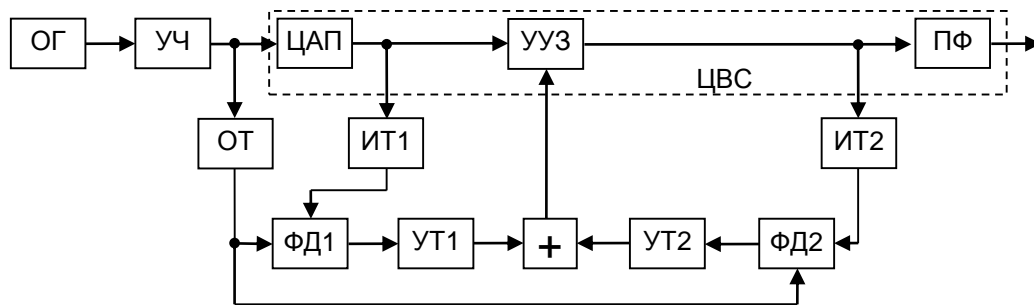


Рис. 1. Структурная схема автокомпенсатора фазовых помех ЦВС с комбинированным регулированием

ОТ и ИТ1,2 формируют импульсы с одинаковой амплитудой и частотой на входах каждого ФД и в шумовой модели автокомпенсатора эквивалентны делителю частоты с коэффициентом деления 2 и $K_{ЦВС}/2$ соответственно. Каждый управляющий тракт (УТ1 и УТ2) состоит из фильтра нижних частот (ФНЧ1 и ФНЧ 2) и усилителя постоянного тока (УПТ1 и УПТ2). Паразитное фазовое отклонение выходного сигнала ЦВС может быть скомпенсировано противофазным изменением задержки сигнала в УУЗ.

Спектральная плотность мощности (СПМ) фазовых флуктуаций на выходе автокомпенсатора при воздействии фазовой помехи ЦВС имеет вид

$$S_{AK}(F) = S_{ЦВС}(F) |H_{AK}(F)|^2,$$

где $S_{ЦВС}(F)$ - модель СПМ фазовых шумов ЦВС из [3], F – частота отстройки от несущей,

$$H_{AK}(p) = \frac{1 - N_1 M_1(p)}{1 + N_2 M_2(p)}$$

– коэффициенты регулирования по возмущению и по отклонению, $M_{1,2}(p)$ – передаточные функции ФНЧ1,2 в УТ1,2 соответственно.

Зависимости СПМ фазовых шумов автокомпенсатора от частоты отстройки для различных коэффициентов регулирования приведены на рис. 2, кривая $N_1 = N_2 = 0$ соответствует отсутствию компенсации. Каждый УТ содержит ФНЧ 1-го порядка с частотой среза 1 кГц.

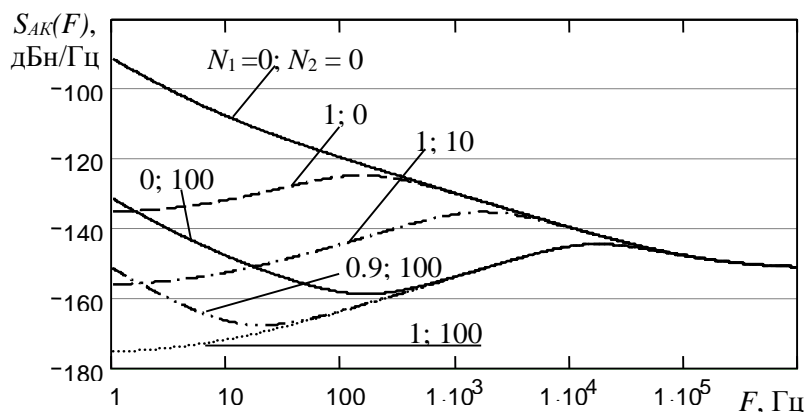


Рис. 2. СПМ фазовых шумов автокомпенсатора при воздействии фазовой помехи ЦВС и различных коэффициентах регулирования N_1, N_2

Автокомпенсатор с КР ($N_1 = 1; N_2 = 100$) обладает лучшей компенсацией помехи ЦВС: 84 дБ при отстройке $F = 1$ Гц. Введение цепи регулирования по возмущению позволяет получить сравнимое подавление помехи ЦВС при меньших коэффициентах N_2 , что улучшает устойчивость и быстродействие автокомпенсатора.

Работа выполнена при поддержке гранта РФФИ № 15-08-05542 а.

Литература

1. Рудаков А.М., Курилов И.А., Харчук С.М., Романов Д.Н. Математическое моделирование автокомпенсации фазовых помех на выходе ЦАП прямого цифрового синтезатора частот. Радиотехнические и телекоммуникационные системы. №2 (10), 2013. – С. 19-25.
2. Васильев Г.С., Курилов И.А., Харчук С.М. Моделирование нелинейного автокомпенсатора фазовых помех ЦАП прямого цифрового синтезатора частот. Радиотехнические и телекоммуникационные системы. №2 (10), 2014. – С. 30-38.
3. Ромашова Л.В., Ромашов А.В. Моделирование спектральных характеристик цифровых вычислительных синтезаторов частот // Проектирование и технология радиоэлектронных средств. 2010, №1. – С. 19-22.

Исследование шумовых свойств цифрового вычислительного синтезатора частот с автокомпенсацией фазовых помех

Наиболее распространенными методами подавления помех на выходе цифрового вычислительного синтезатора частот (ЦВС) является фильтрация выходного сигнала синтезатора, а также компенсация данных помех. Метод автоматической компенсации помех сочетает достоинства предыдущих, такие как простота схемы и возможность компенсации помех с частотой, близкой к основной частоте сигнала, и может применяться вместе с фильтрацией [1].

В [2] получены выражения характеристик автокомпенсатора, позволяющие аналитически исследовать устойчивость, статические и динамические режимы, частотные свойства устройства при произвольных воздействиях.

Целью работы является исследование фазовых шумов цифрового вычислительного синтезатора, охваченного цепью автокомпенсации, при различных параметрах схемы автокомпенсатора.

Структурная схема автокомпенсатора (рис. 1) включает в себя устройство управления задержкой (УУЗ), опорный тракт (ОТ), информационный тракт (ИТ), управляющий тракт (УТ) и фазовый детектор (ФД). Также на схеме обозначены ОГ - опорный генератор, УЧ - умножитель частоты, цифроаналоговый преобразователь (ЦАП), полосовой фильтр (ПФ).

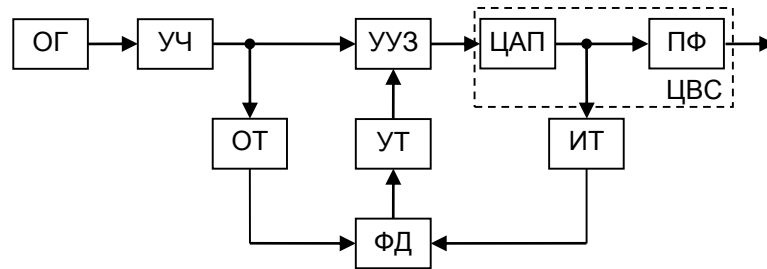


Рис. 1. Структурная схема автокомпенсатора фазовых помех ЦВС

ОТ и ИТ формируют импульсы с одинаковой частотой на входах ФД. В состав опорного и информационного трактов входят дифференцирующая цепь и Т-триггер, выполняющий деление входной частоты на 2. Кроме того, двухполупериодный выпрямитель на выходе дифференцирующей цепи ИТ формирует входные импульсы одинаковой полярности на входе Т-триггера. УТ состоит из фильтра нижних частот (ФНЧ) и усилителя постоянного тока (УПТ). Паразитное фазовое отклонение может быть скомпенсировано противофазным изменением задержки опорного сигнала в УУЗ.

Спектральная плотность мощности (СПМ) фазовых флуктуаций на выходе автокомпенсатора при воздействии некоррелированных помех различных блоков устройства имеет вид

$$S_{AK}(F) = S_{OG}(F)N_{УЧ}^2 + S_{УЧ}(F) + [S_{УУЗ}(F)K_{ЦВС}^2 + S_{УПТ}(F)K_{УУЗ}^2K_{ЦВС}^2 + S_{ФД}(F)K_{УПТ}^2K_{УУЗ}^2K_{ЦВС}^2|M(F)|^2 + 8S_{Tr}(F)N_p^2|M(F)|^2 + S_{ЦВС}(F)] \times |H_{32}(F)|^2,$$

где символами S и K обозначены СПМ фазовых шумов и коэффициенты передачи соответствующих блоков, F – частота отстройки от несущего колебания, $H_{32}(p) = 1/(1 + N_p M(p))$ – передаточная функция автокомпенсатора по внутренним шумам, N_p – коэффициент регулирования, $M(p)$ – передаточная функция ФНЧ.

Основные соотношения для расчета СПМ входящих в схему блоков взяты из [3], также использована модель спектральных характеристик ЦВС из [4].

Зависимости СПМ фазовых шумов автокомпенсатора и степени компенсации фазовых шумов от частоты отстройки для различных коэффициентов регулирования приведены на рис. 2, 3, кривые $N_p = 0$ на рисунках соответствуют отсутствию компенсации. Частота среза ФНЧ принята равной 1 кГц. Компенсатор с наибольшим коэффициентом регулирования $N_p = 100$ обладает лучшей компенсацией 16 дБ при отстройке 1 кГц. Фазовая помеха ОГ сравнима с помехой ЦВС, преобладает при малых отстройках (<20 Гц) и в рассматриваемом устройстве не подавляется, что ограничивает возможности роста степени компенсации.

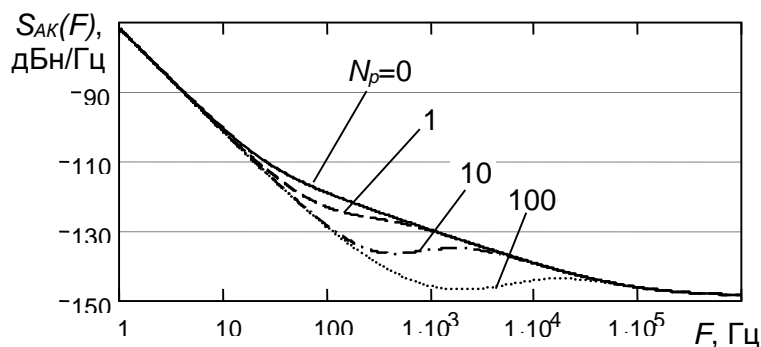


Рис. 2. СПМ фазовых шумов автокомпенсатора при различных коэффициентах регулирования N_p

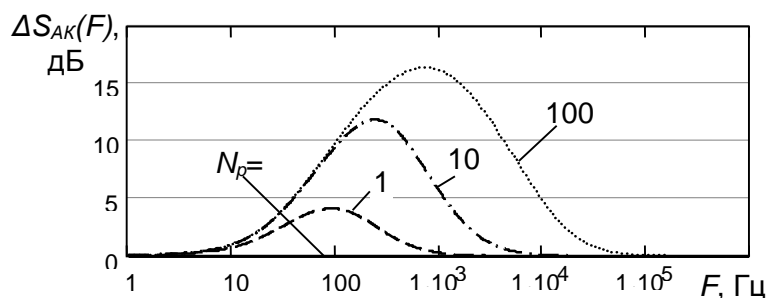


Рис. 3. Степень компенсации фазовых шумов при различных коэффициентах регулирования N_p

Исследования шумовых вкладов отдельных блоков показали, что предложенная схема автокомпенсатора подавляет фазовую помеху ЦВС на $10\log(1 + N_p)$ дБ, компенсация фазовых помех опорного генератора и умножителя частоты отсутствует. Представляет интерес исследование других вариантов построения автокомпенсаторов для избирательного подавления фазовых шумов отдельных блоков устройств прямого цифрового синтеза частот.

Работа выполнена при поддержке гранта РФФИ № 15-08-05542 а.

Литература

1. Рудаков А.М., Курилов И.А., Харчук С.М., Романов Д.Н. Математическое моделирование автокомпенсации фазовых помех на выходе ЦАП прямого цифрового синтезатора частот. Радиотехнические и телекоммуникационные системы. №2 (10), 2013. – С. 19-25.
2. Васильев Г.С., Курилов И.А., Харчук С.М. Моделирование нелинейного автокомпенсатора фазовых помех ЦАП прямого цифрового синтезатора частот. Радиотехнические и телекоммуникационные системы. №2 (10), 2014. – С. 30-38.
3. Рыжков А.В., Попов В.Н. Синтезаторы частот в технике радиосвязи. – М.: Радио и связь, 1991. – 264 с.
4. Ромашова Л.В., Ромашов А.В. Моделирование спектральных характеристик цифровых вычислительных синтезаторов частот // Проектирование и технология радиоэлектронных средств. 2010, №1. – С. 19-22.

Возникновение асимметрии плеч в квадратурном усилителе мощности из-за изменения крутизны проходной характеристики усилительных элементов

Анализ работы квадратурного усилителя мощности КУМ в основном проводят при условии полной симметрии плеч схемы, в реальных условиях которого достичь очень сложно. Асимметрия плеч приводит к дополнительным амплитудным и фазовым искажениям. Для снижения влияния асимметрии плеч схемы и подавления или уменьшения уровней разностных порядков интермодуляционных колебаний ИМК используют автокомпенсатор амплитудно-фазовых искажений.

Как известно, даже при использовании двух одинаковых усилительных элементов на практике будем иметь незначительные расхождения некоторых их параметров. Помеха, действующая на эти элементы в виде электромагнитного поля с частотой помехи, может на какой-то элемент оказывать более сильное влияние. Все это приводит к асимметрии плеч.

В данной работе была поставлена задача проведения исследования уровня интермодуляции в выходном сигнале квадратурного усилителя мощности при изменении одного из основных параметров нелинейных усилительных элементов – крутизны проходной характеристики.

Для проведения математического моделирования КУМ использовали реальные проходные характеристики ПХ усилительных элементов, аппроксимированные полиэкспоненциальной аппроксимацией. При моделировании полной симметрии плеч использовали ПХ усилительного элемента КТ 920Б, оказалось, что при этом происходит компенсация ИМК третьего и пятого нечетных разностных порядков – самых опасных из-за их близкого расположения к частоте основного сигнала в спектре выходного сигнала. Коэффициент внутриполосных колебаний при полной симметрии равен $K_{ВПК} = 14,8\%$.

Для проведения моделирования квадратурного усилителя мощности с асимметрией плеч из-за уменьшения крутизны ПХ в одном из плеч в 2 раза применили разные усилительные элементы в плечах схемы, а именно, в качестве усилительного устройства УУ1 был использован КТ 920Б, а в качестве УУ2 – КТ 648А. Коэффициент внутриполосных колебаний при асимметрии плеч КУМ, вызванной уменьшением крутизны нормированной проходной характеристики в 2 раза, равен $K_{ВПК} = 27,5\%$, кроме того, это не позволило скомпенсировать третий и пятый порядки ИМК.

Проведено математическое моделирование КУМ с асимметрией плеч из-за уменьшения крутизны ПХ в одном из плеч в 3 раза. В данном случае применили разные усилительные элементы в плечах схемы, а именно, в качестве УУ1 был использован КТ 920Б, а в качестве УУ2 – КТ 982А. Коэффициент внутриполосных колебаний при асимметрии плеч КУМ, вызванной уменьшением крутизны нормированной проходной характеристики в 3 раза, равен $K_{ВПК} = 39\%$, кроме того, как и в предыдущем случае, это не позволило скомпенсировать третий и пятый порядки ИМК.

Выводы. В результате проведенного исследования асимметрии плеч КУМ было установлено, что изменение крутизны проходной характеристики усилительного элемента в одном из плеч устройства вызывает увеличение уровня интермодуляционного излучения в полосе частот основного сигнала. Рассчитанный коэффициент внутриполосных колебаний показал, что при изменении крутизн ПХ усилительных элементов в плечах устройства в 2 раза, уровень интермодуляции увеличивается на 12,7% (почти в два раза), а при изменении крутизн ПХ на 24,2% (почти в три раза). Кроме того, в квадратурном усилителе мощности при полной симметрии плеч (при идеальной идентичности усилительных элементов в плечах устройства), происходит полная компенсация третьего порядка ИМК слева в спектре основного сигнала (самого опасного - из-за близкого расположения к частоте информационного сигнала и большого уровня) и пятого порядка ИМК, расположенного справа от частоты информационного сигнала в спектре.

И.А. Курилов, Д.И.Суржик, Г.С. Васильев, С.М.Харчук
Муромский институт Владимирского государственного университета
602264, г. Муром, Владимирская обл., ул. Орловская, 23
E-mail: kh@mivlgu.ru

Динамические режимы гибридного синтезатора частот с автокомпенсацией внутренних помех

Известно несколько вариантов построения схем гибридных синтезаторов частот (ГСЦ) на основе цифровых вычислительных синтезаторов частот (ЦВС) и системы фазовой автоматической подстройки частоты (ФАПЧ) [1-3]. Такое построение синтезаторов позволяет сочетать достоинства ЦВС и преимущества синтезаторов на основе ФАПЧ.

Однако собственные помехи цифрового преобразователя ЦВС оказывают негативное влияние на характеристики как самого ЦВС, так и гибридного синтезатора в целом.

В выходном сигнале фазового детектора синтезатора появляются дополнительные составляющие спектра, приводящие к появлению дополнительных нестабильностей выходного сигнала управляемого генератора. В работе рассматривается схема автоматической компенсации внутренних помех ЦВС, позволяющая уменьшить их влияние на выходной сигнал генератора. Принцип работы схемы основан на выделении закона нежелательного фазового отклонения выходного сигнала преобразователя и его обработки, с последующим вычитанием из выходного сигнала фазового детектора ФАПЧ.

В работе исследуются динамические режимы гибридного синтезатора в режиме малых возмущений. Получены передаточные функции синтезатора с автокомпенсацией помех в операторной форме и выражения для мгновенного отклонения фазы управляемого генератора для синтезатора с идеальным фильтром и фильтром нижних частот (ФНЧ) первого порядка. В качестве фильтра тракта автокомпенсации помех использован ФНЧ первого порядка.

В среде Mathcad построены графики переходных процессов для двух вариантов фильтров синтезаторов (постоянная времени системы ФАПЧ выбрана $T_c=0,5$, постоянная времени фильтра $T_{\phi 1}=0$ с и $T_{\phi 1}=1$ с). Исследованы зависимости времени установления выходной фазы и влияние на процесс установления системы автокомпенсации помех ЦВС.

Так же построены графики и исследовано влияние зависимости постоянной времени фильтра автокомпенсатора и коэффициента передачи усилителя постоянного тока ($T_{\phi 2}=0...3$ с, $n_{\text{упт}}=0...4$), на параметры выходного сигнала гибридного синтезатора частот.

Работа выполнена при поддержке гранта РФФИ № 15-08-05542 а.

Литература

1. Ромашов В.В., Мергурьев А.В. Использование гибридных схем цифрового частотного синтеза для формирования высокочастотных стабильных сигналов // Вопросы радиоэлектроники. 2010, Т.1, №1. – С. 17-22.
2. Ромашов В.В., Ромашов А.В., Фомичев А.Н. Моделирование шумовых характеристик гибридных синтезаторов частот с цифровым вычислительным синтезатором в обратной связи ФАПЧ // Проектирование и технология электронных средств. 2011, № 1. – С. 15-18.
3. Ромашов В.В., Ромашова Л.В., Якименко К.А., Коровин А.Н. Моделирование шумовых характеристик гибридных синтезаторов частот на интегральных микросхемах // Радиотехнические и телекоммуникационные системы. 2013, №1. – С. 10-15.

Устойчивость гибридного синтезатора частот с автокомпенсацией внутренних помех

Применение цифровых вычислительных синтезаторов частот (ЦВС) в схемах гибридных синтезаторов позволяет повысить качественные показатели синтезаторов на основе фазовой автоподстройки частоты [1].

При этом необходимо учитывать помехи, вносимые ЦВС и их влияние на параметры выходного сигнала гибридного синтезатора.

Исследование показали, что эффективным методом ослабления влияния собственных помех ЦВС является применение автокомпенсации помех. Схема включает в себя: два тракта опорный и информационный тракт, фазовый детектор автокомпенсатора, фильтр, усилители постоянного тока и схему вычитания помехи. Опорный и информационный тракты осуществляют частотные преобразования соответствующих сигналов с сохранением законов их фазового отклонения и обеспечивают нормальную работу фазового детектора автокомпенсатора для выделения помехи ЦВС.

Составлены уравнения гибридного синтезатора с автокомпенсатором в операторном виде и приведена их линеаризация для условия малых отклонений параметров. Получены решения уравнений в виде передаточных функций. По передаточным функциям построена модель синтезатора с автокомпенсатором и проводится исследование устойчивости системы.

Исследование проводится для двух вариантов построения фильтров синтезатора – идеальный ($T_{\phi 1}=0$) и фильтр нижних частот первого порядка с постоянной времени $T_{\phi 1}=1$ с. В качестве фильтра автокомпенсатора использован фильтр нижних частот 1 порядка ($T_{\phi 2}=0...3$ с).

Получены выражения, в среде Mathcad построены годографы системы и исследована зависимость запаса устойчивости для основных вариантов рассматриваемых фильтров системы. Коэффициент передачи усилителя постоянного тока автокомпенсатора варьировался в пределах $n = 0...5$.

Работа выполнена при поддержке гранта РФФИ № 15-08-05542 а.

Литература

1. Ромашов В.В., Ромашова Л.В., Якименко К.А., Коровин А.Н. Моделирование шумовых характеристик гибридных синтезаторов частот на интегральных микросхемах // Радиотехнические и телекоммуникационные системы. 2013, №1. – С. 10-15.
2. Рудаков А.М., Курилов И.А., Харчук С.М., Романов Д.Н. Математическое моделирование автокомпенсации фазовых помех на выходе ЦАП прямого цифрового синтезатора частот. Радиотехнические и телекоммуникационные системы. №2 (10), 2013. – С. 19-25.

Экспериментальные исследования спектра выходного сигнала цифрового вычислительного синтезатора

В радиотехнических системах для формирования различных сигналов используются цифровые вычислительные синтезаторы (ЦВС). Они обладают высоким быстродействием, широким диапазоном, малым шагом сетки синтезируемых частот. Одним из вариантов расширения сферы применения таких синтезаторов является использование образов основной частоты ЦВС.

Спектр выходного сигнала цифрового вычислительного синтезатора содержит множество гармоник – основную частоту и ее образы, а также другие побочные составляющие [1].

Проведены экспериментальные исследования спектра выходного сигнала интегрального ЦВС AD9854, на основе отладочного модуля AD9854_Kit_V5. Пример спектров выходного сигнала такого синтезатора при тактовой частоте 30 МГц и основной частоте 10 МГц, приведен на рис. 1.

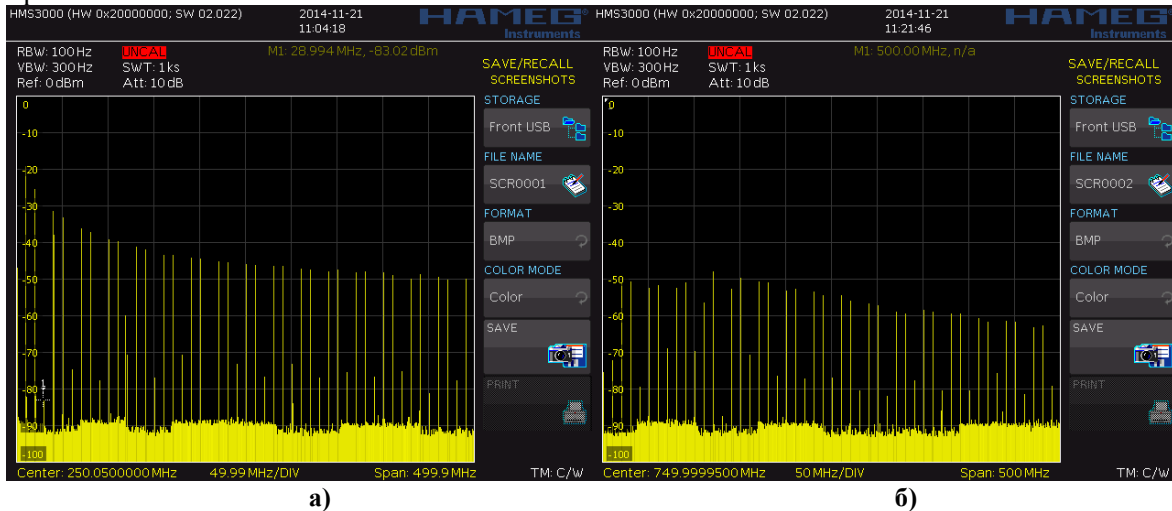


Рис. 1. Спектры выходного сигнала ЦВС AD9854 при $f_T = 30$ МГц, $f_{ЦВС} = 10$ МГц:
а) в полосе 0 – 500 МГц, б) в полосе 500 - 1000 МГц

Видно, что спектр содержит множество гармоник – основную частоту $f_{ЦВС} = 10$ МГц, ее образы с частотами $f_{обп} = n \cdot f_T \pm f_{ЦВС}$, $n = 0, \pm 1, \pm 2, \pm 3 \dots$, тактовую частоту и ее гармоники, а также побочные спектральные составляющие и шумы квантования, вызванные работой ЦАП[2].

Согласно [3], огибающая спектра выходного сигнала ЦВС определяется выражением

$$\sin c(f) = 20 \log \left(\left| \frac{\sin(f/f_T)}{(f/f_T)} \right| \right), \quad (1)$$

Для выравнивания частотной характеристики в основной полосе частот синтезатора применяется инверсный фильтр коррекции, встроенный в ЦВС AD9854. Передаточная характеристика такого фильтра имеет вид

$$K(f) = \left| (f/f_T) / \sin(f/f_T) \right| \quad (2)$$

На рис. 2 показан вид огибающей спектра выходного сигнала ЦВС AD9854, полученной экспериментально и рассчитанной теоретически.

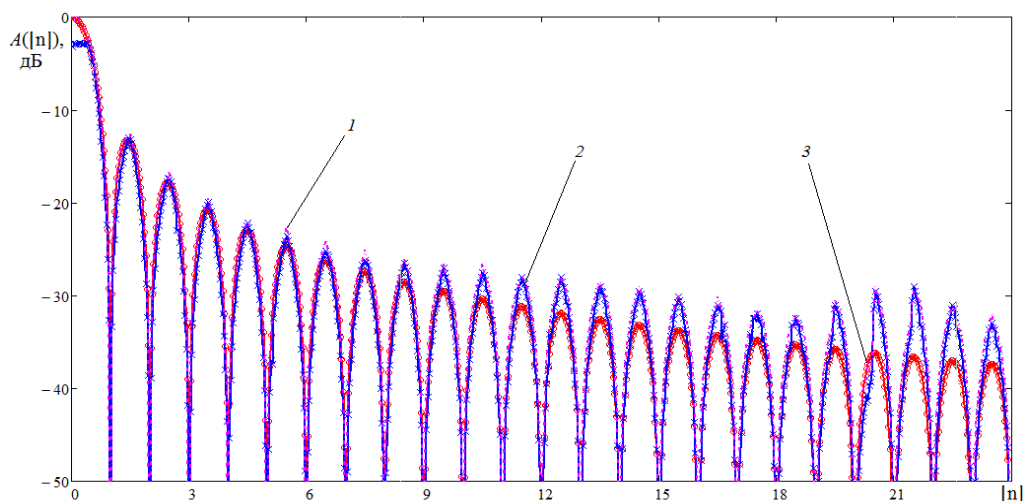


Рис. 2. Огибающая спектра выходного сигнала ЦВС AD9854 при $f_T = 30$ МГц, 1 – при отключенном фильтре коррекции, 2 – с фильтром коррекции, 3 - теоретическая

Сравним полученные экспериментально значения огибающих спектра выходного сигнала ЦВС с теоретическими значениями (рис. 3).

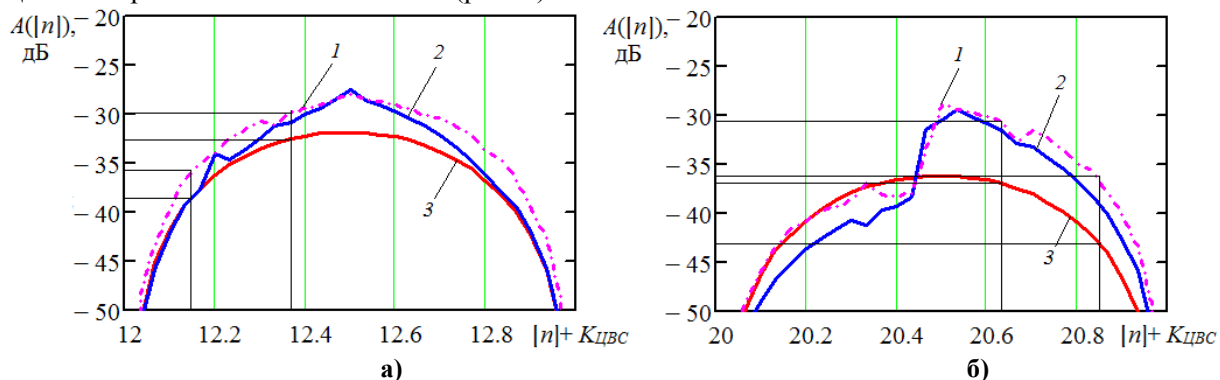


Рис. 3. Огибающая спектра выходного сигнала ЦВС AD9854 при $f_T = 30$ МГц а) для $n = 12, -13$; б) для $n = 20, -21$.

1 – при отключенном фильтре коррекции, 2 – с фильтром коррекции, 3 - теоретическая

Видно, что при отключенном фильтре коррекции для $K_{ЦВС} = 0.15 \dots 0.35$ для двенадцатого положительного образа амплитуда гармоник будет выше теоретического значения на 2.5-3 дБ, а для двадцать первого отрицательного на 6-7 дБ, и соизмерима с уровнем гармоник соответственно девятого, и двенадцатого положительного образа.

Экспериментальные исследования показали, что амплитуды гармоник образов основной частоты ЦВС AD9854 при $|n| = 6..24$ в целом выше теоретического значения на 2..7 дБ. Кроме того, для увеличения отношения сигнал/шум при малых $K_{ЦВС}$ необходимо отключать инверсный фильтр коррекции, встроенный в ЦВС.

Литература

1. Ромашов В.В., Храмов К.К., Докторов А.Н. Частотное планирование формирователей сигналов радиосистем на основе цифровых вычислительных синтезаторов // Радиотехнические и телекоммуникационные системы. 2012, № 4. – С. 10-15.
2. Ромашов В.В., Храмов К.К. Формирователи сетки опорных частот возбуждителя передатчика с использованием образов основной частоты // Методы и устройства передачи и обработки информации. 2011. № 13. – С. 44-47.
3. Ромашов В.В., Храмов К.К., Докторов А.Н. Модель цифрового вычислительного синтезатора, работающего на образах основной частоты // Радиотехнические и телекоммуникационные системы. 2012. № 2 (6). – С. 13-17.

Исследование фазовых шумов гибридного синтезатора частот на основе прямого цифрового и прямого аналогового методов синтеза

Выходной сигнал синтезаторов частот на основе прямого аналогового метода синтеза получается за счет умножения, деления или фильтрации частоты опорного генератора. Основными преимуществами использования прямого аналогового метода синтеза является высокая скорость перестройки, определяемая скоростью работы переключателей (10-1000 нс). Еще одно достоинство – низкий уровень фазовых шумов за счет использования маломощных фильтров и смесителей. Таким образом, шум синтезатора определяется уровнем шумов опорного источника.

Однако шаг переключения сетки частот у такого синтезатора достаточно велик. Для устранения этого недостатка в схему вводят цифровой вычислительный синтезатор (ЦВС), шаг сетки частот которого составляет доли Герца. Целью данной работы является моделирование и исследование шумовых характеристик гибридного синтезатора на основе прямого аналогового и прямого цифрового методов синтеза. На рис.1 (а) представлен пример структурной схемы такого синтезатора частот.

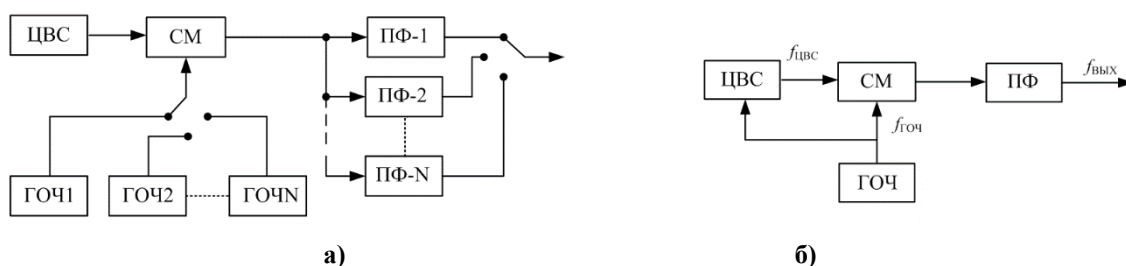


Рис.1. Структурная схема гибридного синтезатора на основе прямого аналогового и прямого цифрового методов синтеза (а) и упрощенная структурная схема (б)

Гибридный синтезатор состоит из банка генераторов опорных частот (ГОЧ1..ГОЧN), банка полосовых фильтров (ПФ1..ПФN), смесителя (СМ) и цифрового вычислительного синтезатора. ЦВС может тактироваться от одного из генераторов. Как видно по рис.1, переключатели формируют крупный шаг перестройки. ЦВС формирует малый шаг.

В качестве генераторов опорной частоты можно использовать генераторы с резонаторами на поверхностных акустических волнах (ПАВ). Такие генераторы отличаются высокими выходными частотами и низким уровнем фазовых шумов.

Для моделирования спектральной плотности мощности (СПМ) фазовых шумов рассмотрим упрощенную структуру гибридного синтезатора, приведенную на рис.1 (б). Математическую модель СПМ фазовых шумов можно представить в виде

$$S_{ГС}(F) = [S_{ГОЧ} \cdot K_{ЦВС}^2 + S_{ЦВС}] + S_{ГОЧ} + S_{СМ}, \quad (1)$$

где $S_{ГОЧ}$ - модель СПМ фазовых шумов генератора опорной частоты; $S_{ЦВС}$ - модель СПМ фазовых шумов ЦВС [1,2]; $S_{СМ}$ - модель СПМ фазовых шумов смесителя частот [3]; $K_{ЦВС}$ - коэффициент передачи ЦВС.

Проведем моделирование шумовых характеристик в среде MathCad. Моделирование производилось для следующих значений частот: $f_{ГОЧ} = 1000$ МГц, $f_{ЦВС} = 400$ МГц, $f_{ГВН} = 1400$ МГц. Результаты моделирования представлены на рис.2.

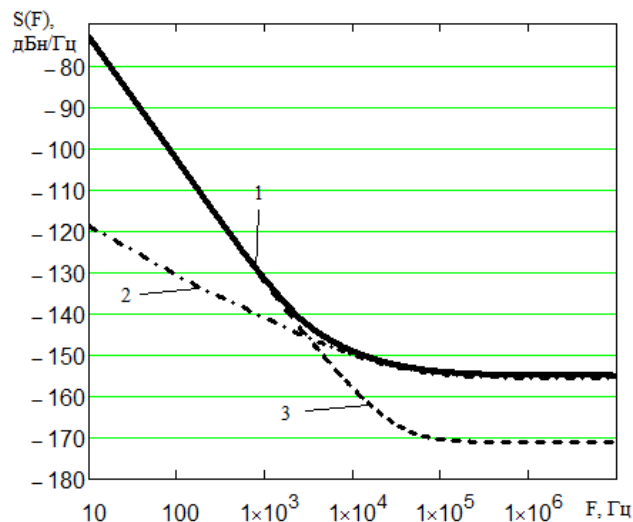


Рис.2. СПМ фазовых шумов гибридного синтезатора на основе прямого аналогового и прямого цифрового методов синтеза

На рис.2 цифрами обозначены:

1 – общая СПМ фазовых шумов синтезатора; 2 – вклад ЦВС в общую СПМ фазовых шумов гибридного синтезатора; 3 – вклад ГОЧ в общую СПМ фазовых шумов гибридного синтезатора.

Таким образом, на низких частотах отстройки (до 2 кГц) основной вклад в СПМ фазовых шумов вносит генератор опорной частоты. Свыше 2 кГц – ЦВС. Как видно из результатов моделирования, гибридный синтезатор имеет относительно низкий уровень фазовых шумов. Кроме того скорость перестройки значительно выше, чем у систем ФАПЧ. За счет этого гибридный синтезатор может использоваться в радиосистемах и контрольно-измерительной аппаратуре. На тему моделирования шумовых характеристик гибридных синтезаторов имеются публикации [4-6]. Разработанная математическая модель (1) СПМ фазовых шумов позволяет производить моделирование для различных выходных частот.

Литература

1. Ромашов В.В., Ромашова Л.В., Храмов К.К., Докторов А.Н. Модель спектральной плотности мощности фазовых шумов цифровых вычислительных синтезаторов на образцах основной частоты // Радиопромышленность. 2012, №2. – С. 38 – 48.
2. Ромашов В.В., Ромашова Л.В. Моделирование шумовых характеристик интегральных цифровых вычислительных синтезаторов // Радиотехнические и телекоммуникационные системы. 2011, №4. – С. 20 – 23.
3. Рыжков А.В., Попов В.Н. Синтезаторы частот в технике радиосвязи. – М.: Радио и связь, 1991. – 264 с.
4. Ромашов В.В., Ромашова Л.В., Якименко К.А., Коровин А.Н. Моделирование шумовых характеристик гибридных синтезаторов частот на интегральных микросхемах // Радиотехнические и телекоммуникационные системы. 2013, №1. – С. 10 – 15.
5. Ромашов В.В., Ромашова Л.В., Храмов К.К., Докторов А.Н., Якименко К.А. Моделирование шумовых характеристик гибридных синтезаторов частот // Радиотехнические и телекоммуникационные системы. 2014, №1.
6. Ромашов В.В., Ромашова Л.В., Якименко К.А. Исследование шумовых характеристик гибридного синтезатора частот на основе однокольцевой ИФАПЧ со смесителем и цифрового вычислительного синтезатора // Радиотехнические и телекоммуникационные системы. 2013, №4. – С. 23 – 29.

Исследование влияния передискретизации на спектр выходного сигнала цифрового вычислительного синтезатора

Спектр выходного сигнала цифрового вычислительного синтезатора (ЦВС) содержит множество гармоник – основную частоту и ее образы, а также другие побочные составляющие. Амплитуда гармоник изменяется в соответствии с функцией $\sin(x)/x$ - огибающей спектра выходного сигнала ЦВС. Поэтому уровень высокочастотных побочных составляющих, называемых образами основной частоты ниже, чем амплитуда гармоники основной частоты [1, 2].

В тех случаях, когда применение образов основной частоты ЦВС является основой для работы системы, требуется увеличить амплитуду гармоники используемого образа. Для этого с помощью передискретизации можно перераспределить энергию спектральных составляющих так, чтобы уменьшилась амплитуда гармоники основной частоты ЦВС [3].

Получение эффекта передискретизации возможно на основе аналогового ключа (АК), коммутирующего выходной сигнал цифрового вычислительного синтезатора. Управляющим сигналом АК является последовательность импульсов, сформированная из тактового сигнала ЦВС преобразованием скважности.

Результаты моделирования передискретизации выходного сигнала ЦВС в программе MicroCAP-9 представлены на рис.1.

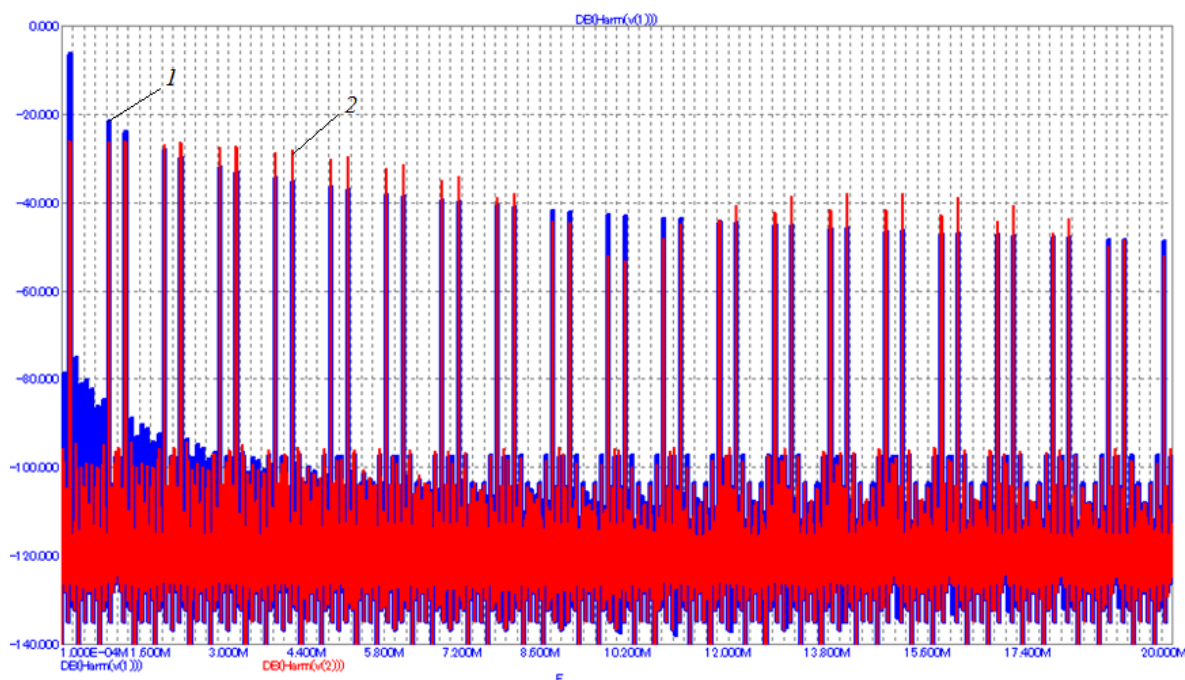


Рис. 1 Спектры выходного сигнала ЦВС при $f_T = 1$ МГц, $f_{цвс} = 150$ кГц, 1 - до передискретизации, 2- после передискретизации идеальными импульсами со скважностью 10

Для исследования эффекта передискретизации использовалась модель идеального ключа, управляемого напряжением. Управляющий ключом сигнал представляет собой последовательность идеальных прямоугольных импульсов со скважностью 10, сформированную из тактового сигнала.

Полученные спектры содержат множество гармоник [4] – основную частоту $f_{ЦВС} = 150$ кГц, ее образы с частотами $f_{обп} = n \cdot f_T \pm f_{ЦВС}$, $n = 0, \pm 1, \pm 2, \pm 3 \dots$, тактовую частоту f_T и ее гармоники, а также побочные спектральные составляющие и шумы квантования, вызванные работой ЦАП[5].

Сравним изменение уровней амплитуд гармоник до и после передискретизации (таблица 1)

Таблица 1.

n	0	-1	-2	-3	-4	-5	-6	-7	-8	-9	-10	-11	-12	-13	-14
До перед- ции, дБ	-6	-21	-28	-33	-36	-38	-38	-39	-40	-41.7	-42.5	-44	-44.5	-45.5	-46.5
После перед- ции, дБ	-27	-27	-27	-28	-29	-31	-31.5	-34.5	-39	-44.5	-52	-49	-44	-42	-42
n	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14
До перед- ции, дБ	-6	-24	-30	-34	-37	-38	-38.5	-40	-41	-42	-43	-44	-45	-46	-46
После перед- ции, дБ	-27	-26.5	-27	-28	-28	-30	-30.5	-34	-38	-45	-53	-45	-40.5	-38.5	-38

Передискретизация выходного сигнала ЦВС позволяет увеличить амплитуду некоторых образов. В данном случае для образов $\pm(2 \dots 7)$, $\pm(12 \dots 18)$ произошло увеличение амплитуды на 1-9 дБ за счет уменьшения уровня гармоники основной частоты на 21 дБ и девятого, десятого, одиннадцатого образов.

Однако для увеличения амплитуды требуемого образа необходимо выбрать скважность импульсов передискретизации так, чтобы гармоника необходимого образа попадала в максимум огибающей спектра передискретизированного сигнала ЦВС. С уменьшением выходной частоты ЦВС уровень образов основной частоты будет увеличиваться.

Работа выполнена при поддержке РФФИ в рамках гранта №13-07-97508 р_центр_а.

Литература

1. Ромашов В.В., Храмов К.К. Формирование сигналов в ОВЧ- и УВЧ-диапазонах при использовании метода прямого цифрового синтеза частот // Радиотехника. 2007. № 6. – С. 39-41.
2. Ромашов В.В., Ромашова Л.В., Храмов К.К., Докторов А.Н. Модель спектральной плотности мощности фазовых шумов цифровых вычислительных синтезаторов на образах основной частоты // Радиопромышленность. 2012. № 2. – С. 38-48.
3. Ромашов В.В., Храмов К.К. Формирователи сетки опорных частот возбуждителя передатчика с использованием образов основной частоты // Методы и устройства передачи и обработки информации. 2011. № 13. – С. 44-47.
4. Ромашов В.В., Храмов К.К., Докторов А.Н. Частотное планирование формирователей сигналов радиосистем на основе цифровых вычислительных синтезаторов // Радиотехнические и телекоммуникационные системы. 2012, № 4. – С. 10-15.
5. Ромашов В.В., Храмов К.К., Докторов А.Н. Модель цифрового вычислительного синтезатора, работающего на образах основной частоты // Радиотехнические и телекоммуникационные системы. 2012. № 2 (6). – С. 13-17.

Анализ шумовых характеристик синтезаторов частот с автокомпенсацией фазовых помех

Гибридные синтезаторы частот обладают достоинствами применяемых в них цифровых вычислительных синтезаторов (ЦВС) и фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ), которые позволяют достичь высокого значения выходной частоты, упростить реализацию синтезатора, управление им, при этом получить достаточно низкий уровень фазовых шумов [2].

В данной работе проводится исследование шумовых характеристик гибридного синтезатора частот с ЦВС в качестве опорного генератора, а также с применением к устройству схемы автокомпенсации фазовых помех ЦАП.

Структурная схема гибридного синтезатора с ЦВС в качестве опорного генератора представлена на рис. 1. Генератор опорной частоты тактирует ЦВС, выходная частота которого подается на систему ФАПЧ для сравнения. Поскольку шаг сетки частот ЦВС достигает тысячных долей Герца, шаг перестройки всего синтезатора тоже будет иметь небольшое значение.

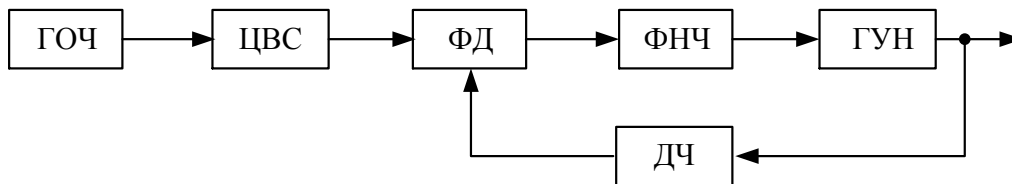


Рис. 1. Гибридный синтезатор с ЦВС в качестве опорного генератора

Спектральная плотность мощности (СПМ) фазовых флуктуаций гибридного синтезатора с ЦВС в качестве опорного генератора при воздействии некоррелированных помех различных блоков устройства имеет вид

$$S_{\text{вых}}(F) = S_{\text{ГОЧ}}(F) |H_{\text{ГОЧ}}(F)|^2 + S_{\text{ЦВС}}(F) |H_{\text{ЦВС}}(F)|^2 + S_{\text{ФД}}(F) |H_{\text{ФД}}(F)|^2 + S_{\text{ДЧ}}(F) |H_{\text{ДЧ}}(F)|^2 + S_{\text{ГУН}}(F) |H_{\text{ГУН}}(F)|^2,$$

где символами S и H обозначены СПМ фазовых шумов и коэффициенты передачи соответствующих воздействий, F – частота отстройки от несущего колебания.

Основные соотношения для расчета СПМ входящих в схему блоков взяты из [3], также использована модель спектральных характеристик ЦВС из [4].

На рис. 2 представлены шумовые характеристики синтезатора. Для математического моделирования использовались следующие параметры устройства: частота опорного генератора $f_{\text{ГОЧ}} = 100$ МГц, разрядность ЦАП $N = 12$, коэффициент передачи ЦВС $K_{\text{ЦВС}} = 0.4$, коэффициент деления делителя частоты кольца ФАПЧ $N_2 = 10$, крутизна управляющей характеристики ГУН $K_{\text{ГУН}} = 40000$, постоянная времени ФНЧ $T_{\text{ФНЧ}} = 0.0001$.

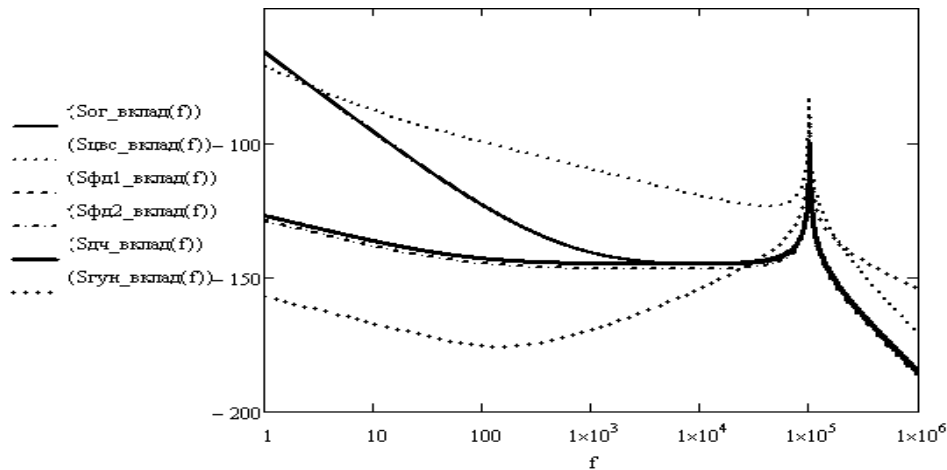


Рис. 2. Вклад шумов звеньев в СПМ фазовых шумов гибридного синтезатора с ЦВС в качестве опорного генератора

Как видно из рисунка 2 вклад шумов, вносимых ЦВС, является значительным. Наиболее распространенными методами борьбы с этими помехами являются фильтрация, а также компенсация данных помех. Метод автоматической компенсации помех сочетает достоинства предыдущих, такие как простота схемы и возможность компенсации помех с частотой, близкой к основной частоте сигнала, и может применяться вместе с фильтрацией [1].

Применяемая схема автокомпенсатора фазовых помех ЦАП, содержит в своем составе опорный и информационный тракты. Опорный тракт включает в себя дифференцирующую цепь (ДЦ1) и триггер (Тр1). Информационный тракт состоит из дифференцирующей цепи (ДЦ2), двухполупериодного выпрямителя (ДВ) и триггера (Тр2) [2]. Управляющий сигнал формируется в фазовом детекторе (ФД), фильтре нижних частот (ФНЧ) и усилителе постоянного тока (УПТ) [2].

Спектральная плотность мощности (СПМ) фазовых флуктуаций гибридного синтезатора с ЦВС в качестве опорного генератора и автокомпенсатором фазовых помех при воздействии некоррелированных помех различных блоков устройства имеет вид

$$S_{\text{вых}}(F) = S_{\text{ГОЧ}}(F) |H_{\text{ГОЧ_АК}}(F)|^2 + S_{\text{ЦВС}}(F) |H_{\text{ЦВС_АК}}(F)|^2 + S_{\text{ФД1}}(F) |H_{\text{ФД1}}(F)|^2 + S_{\text{ДЧ}}(F) |H_{\text{ДЧ}}(F)|^2 + S_{\text{ГНЧ}}(F) |H_{\text{ГНЧ}}(F)|^2 + S_{\text{ФД2}}(F) |H_{\text{ФД2}}(F)|^2 + S_{\text{УПТ}}(F) |H_{\text{УПТ}}(F)|^2$$

Исследования шумовых вкладов отдельных блоков показали, что предложенная схема автокомпенсатора подавляет фазовую помеху ЦВС на $10 \log(1 + N_p)$ дБ.

Работа выполнена при поддержке гранта РФФИ № 15-08-05542 а.

Литература

1. Рудаков А.М., Курилов И.А., Харчук С.М., Романов Д.Н. Математическое моделирование автокомпенсации фазовых помех на выходе ЦАП прямого цифрового синтезатора частот. Радиотехнические и телекоммуникационные системы. №2 (10), 2013. – С. 19-25.
2. Васильев Г.С., Курилов И.А., Харчук С.М. Моделирование нелинейного автокомпенсатора фазовых помех ЦАП прямого цифрового синтезатора частот. Радиотехнические и телекоммуникационные системы. №2 (10), 2014. – С. 30-38.
3. Рыжков А.В., Попов В.Н. Синтезаторы частот в технике радиосвязи. – М.: Радио и связь, 1991. – 264 с.
4. Ромашова Л.В., Ромашов А.В. Моделирование спектральных характеристик цифровых вычислительных синтезаторов частот // Проектирование и технология радиоэлектронных средств. 2010, №1. – С. 19-22.

Применение автокомпенсатора фазовых помех для подавления шумов гибридных синтезаторов частот

В настоящее время наиболее распространенными являются следующие методы синтеза частот: прямой аналоговый метод синтеза (выходная частота получается непосредственно из опорной частоты посредством операций смещения, фильтрации, умножения и деления); косвенный метод синтеза на основе систем фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ) и прямой цифровой метод синтеза, при котором выходной сигнал формируется цифровыми способами.

Гибридный метод синтеза позволяет существенно снизить влияние недостатков методов синтеза. Ряд недостатков присущих одним синтезаторам, компенсируются достоинствами других. В гибридных синтезаторах широко применяются цифровые вычислительные синтезаторы (ЦВС) и ФАПЧ, которые позволяют достичь высокого значения выходной частоты, упростить реализацию синтезатора, управление им, при этом получить достаточно низкий уровень фазовых шумов [2].

ЦВС, входящие в состав гибридных синтезаторов содержат в своем составе блок цифро-аналогового преобразования (ЦАП), который является активным источником фазовых помех. При отсутствии помех во входном сигнале ЦАП основной причиной появления паразитных составляющих в спектре выходного сигнала ЦВС является нелинейность характеристики цифро-аналогового преобразования.

Цифровой вычислительный синтезатор в составе гибридного может использоваться в качестве опорного генератора системы ФАПЧ, а также как делитель частоты в цепи обратной связи. В зависимости от вариантов реализации синтезатора и его параметров шумовой вклад в выходной сигнал помех ЦВС требует применения мер борьбы с помехами ЦАП.

На современном этапе борьба с ними ограничивается пассивной фильтрацией, обладающей очевидными недостатками. Основным из них является низкий коэффициент подавления помех вне полосы пропускания фильтра (минус 50-70 дБ) [1]. Однако требуемый уровень паразитных компонент в выходном сигнале составляет минус 90-120 дБ. Улучшить подавление помех возможно путем увеличения порядка фильтра, что влечет за собой трудности в согласовании контуров, трудности перестройки фильтра по частоте, а также данные фильтры обладают недостаточной избирательностью. Существует ряд фильтров, обеспечивающих затухание вне основной полосы до уровня минус 80-100 дБ, но у таких фильтров общий недостаток – отсутствие возможности перестройки по частоте. Для формирования сетки частот на основе данных фильтров можно использовать несколько фильтров, настроенных на разные частоты, однако это значительно увеличит стоимость синтезатора и негативно скажется на его массогабаритных характеристиках [1]. Кроме того возникают трудности плавной перестройки синтезатора по частоте.

Исследования показали перспективность автоматической компенсации помех в качестве метода борьбы с фазовыми шумами. Предлагается использовать данный метод для компенсации фазовых помех цифро-аналогового преобразователя гибридного синтезатора частот. Принцип действия автокомпенсатора основан на выделении закона паразитного отклонения фазы выходного сигнала ЦВС и последующем вычитании выделенного сигнала из сигнала системы ФАПЧ непосредственно перед его подачей на генератор, управляемый напряжением (ГУН). Особенностью предлагаемого подхода является выделения информации о фазовой помехе на выходе цифро-аналогового преобразователя, поскольку частоты входного и выходного сигналов преобразователя не связаны и произвольны, а также отсутствием узлов управления фазой и задержкой сигнала.

Получены операторные уравнения гибридного синтезатора частот с ЦВС в цепи обратной связи с автокомпенсацией помех ЦАП. Для режима малых возмущений проведена линеаризация уравнений для режима одновременного воздействия внутренних помех ЦАП и собственных

помех управляемого генератора. Анализ показывает, что разработанный метод подавления фазовых шумов ЦВС, основанный на применении автокомпенсации помех в гибридном синтезаторе частот, позволят улучшить чистоту спектральной линии выходного сигнала устройства.

Работа выполнена при поддержке гранта РФФИ № 15-08-05542 а.

Литература

1. Рудаков А.М., Курилов И.А., Харчук С.М., Романов Д.Н. Математическое моделирование автокомпенсации фазовых помех на выходе ЦАП прямого цифрового синтезатора частот. Радиотехнические и телекоммуникационные системы. №2 (10), 2013. – С. 19-25.
2. Ромашов В. В., Ромашова Л. В., Храмов К. К., Докторов А. Н., Якименко К. А. Моделирование шумовых характеристик гибридных синтезаторов частот. Радиотехнические и телекоммуникационные системы. №2 (10), 2014. – С. 30-38.
3. Васильев Г.С., Курилов И.А., Харчук С.М. Моделирование нелинейного автокомпенсатора фазовых помех ЦАП прямого цифрового синтезатора частот. Радиотехнические и телекоммуникационные системы. №1, 2014. – С. 5-20.
4. Рыжков А.В., Попов В.Н. Синтезаторы частот в технике радиосвязи. – М.: Радио и связь, 1991. – 264 с.
5. Ромашова Л.В., Ромашов А.В. Моделирование спектральных характеристик цифровых вычислительных синтезаторов частот. Проектирование и технология радиоэлектронных средств. 2010, №1. – С. 19-22.

Математическое моделирование работы гибридного синтезатора частот с автоматической компенсацией фазовых помех

Проводится исследование принципов работы и математическое моделирование гибридных синтезаторов частот (СЧ) с автоматической компенсацией фазовых помех на выходе цифро-аналогового преобразователя (ЦАП), входящего в состав прямого цифрового синтезатора частот (ЦВС).

Автокомпенсатор фазовых помех ЦАП содержит в своем составе опорный и информационный тракты. Опорный тракт включает в себя дифференцирующую цепь (ДЦ1) и триггер (Тр1). Информационный тракт состоит из дифференцирующей цепи (ДЦ2), двухполупериодного выпрямителя (ДВ) и триггера (Тр2) [2]. Автокомпенсатор работает следующим образом. Компенсация фазового отклонения ЦАП ЦВС основана на выделении закона паразитного отклонения фазы выходного сигнала ЦВС и последующем вычитании выделенного (управляющего) сигнала из сигнала системы ФАПЧ непосредственно перед его подачей на генератор, управляемый напряжением (ГУН).

Управляющий сигнал формируется в фазовом детекторе (ФД), фильтре нижних частот (ФНЧ) и усилителе постоянного тока (УПТ) [2]. Поскольку ЦВС в составе гибридного СЧ может использоваться в качестве опорного генератора системы ФАПЧ или же, как делитель частоты, то, соответственно, автокомпенсатор может располагаться как в цепи обратной связи ФАПЧ, так и до нее. При этом точка приложения управляющего сигнала вне зависимости от варианта построения синтезатора остается постоянной.

Сигналы на входах и выходах ЦВС отличаются не только временным сдвигом, но амплитудой и формой [2]. Обработка выходного сигнала ЦАП в информационном тракте позволяет выровнять форму и амплитуду сигналов с сохранением фазовых сдвигов. Диаграммы сигналов на выходах различных блоков схемы иллюстрирующие работу схемы представлены на рис. 1

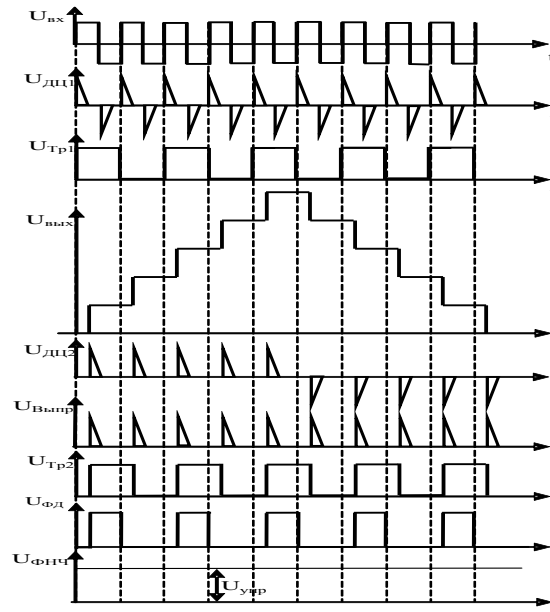


Рис. 1. Временные диаграммы сигналов на выходах блоков автоматического компенсатора помех гибридного синтезатора частот

Поскольку гибридные синтезаторы частот с автокомпенсатором помех представляют собой сложные нелинейные устройства автоматического регулирования с обратной связью, то их анализ является весьма сложной и трудоемкой задачей. Существующие на настоящий момент методы анализа обладают одним или несколькими недостатками: ограниченной областью применения; требуют ограничений на характер процессов, происходящих в устройстве; высокой погрешностью вычислений; требуют значительных вычислительных затрат; трудоемкостью или громоздкостью и, что очень важно, отсутствием возможности обобщенного анализа на основании аналитических выражений.

Для устранения недостатков известных методов анализа гибридных синтезаторов частот представляется эффективным использовать аппроксимацию характеристик звеньев устройств и воздействий на основе непрерывных кусочно-линейных функций (НКЛФ), которые сочетают в себе достоинства известных методов анализа. При этом аппроксимация исследуемой характеристики осуществляется простым суммированием НКЛФ, полученных для отдельных участков [1]. Для исследования устойчивости устройств синтеза на основе известных частотных критериев требуется только аппроксимация частотных характеристик; для исследования динамических режимов устройства в линейном режиме – представление частотных характеристик и воздействий; для исследования статических режимов – только аппроксимация нелинейных характеристик, что представляется более простой задачей.

Рассмотрен подход к математическому моделированию и исследованию гибридных синтезаторов частот с автоматической компенсацией помех ЦВС, основанный на использовании аппарата аппроксимации НКЛФ. Это позволит выполнять расчет конкретных вариантов устройства по единой методике без составления уравнений и их решения для конкретного компенсатора.

Работа выполнена при поддержке гранта РФФИ № 15-08-05542 а.

Литература

1. Курилов И. А., Ромашов В. В., Жиганова Е. А., Романов Д. Н., Васильев Г. С., Харчук С. М., Суржик Д. И. Методы анализа радиоустройств на основе функциональной аппроксимации. Радиотехнические и телекоммуникационные системы, 2014, №1.
2. Рудаков А.М., Курилов И.А., Харчук С.М., Романов Д.Н. Математическое моделирование автокомпенсации фазовых помех на выходе ЦАП прямого цифрового синтезатора частот. Радиотехнические и телекоммуникационные системы. №2 (10), 2013. – С. 19-25.
3. Васильев Г.С., Курилов И.А., Харчук С.М. Моделирование нелинейного автокомпенсатора фазовых помех ЦАП прямого цифрового синтезатора частот. Радиотехнические и телекоммуникационные системы. №2 (10), 2014. – С. 30-38.
4. Рыжков А.В., Попов В.Н. Синтезаторы частот в технике радиосвязи. – М.: Радио и связь, 1991. – 264 с.

Моделирование шумовых характеристик генераторов с резонаторами на поверхностных акустических волнах

Большинство автогенераторов состоят из пассивной цепи с резонатором и активного элемента (обычно транзистора). Колебания возникают из-за собственных шумов элементов автогенератора. Амплитуда колебаний увеличивается с помощью активного элемента до определенного значения. Затем происходит ограничение усиления из-за свойств самих активных приборов при переходе их в нелинейный режим. Резонатор позволяет отфильтровать нужное значение частоты.

В качестве резонаторов в настоящее время широко используются кристаллы кварца. Резонаторы на объемных акустических волнах обладают относительно высокой добротностью. Однако в таких резонаторах частота резонанса обратно пропорциональна толщине пластины. Максимальная частота современных резонаторов на объемных акустических волнах составляет сотни Меггерц. Поэтому для увеличения выходной частоты необходимо использовать дополнительные умножители, что приводит к росту уровня фазовых шумов.

Уровень спектральной плотности мощности (СПМ) фазовых шумов – одна из основных характеристик выходного сигнала любого генератора частот. Целью данной работы является математическое моделирование СПМ фазовых шумов генераторов частот с резонатором на поверхностно-акустических волнах.

Поверхностно-акустические волны (ПАВ) – это упругие волны, распространяющиеся вдоль поверхности твёрдого тела или вдоль границы с другими средами. Основой резонатора ПАВ является пластина кварца, на поверхность которой нанесен тонкий слой металла. В металле сформирована структура резонатора, состоящая из одного или двух преобразователей на встречных штырях (ВШП) и двух отражательных решёток. При воздействии на преобразователи высокочастотного электромагнитного сигнала на поверхности кварца распространяются поверхностно-акустические волны, которые отражаются от решеток, как от зеркал. Максимальная эффективность преобразования достигается на определенной резонансной частоте, зависящей от размеров электродов преобразователя. За счёт сохранения и накопления энергии механических колебаний в области между решётками на резонансной частоте образуется высокодобротная колебательная система [1].

Поведение СПМ фазовых шумов любого генератора частот можно представить в виде степенного полинома. В [2,3] приводится модель СПМ фазовых шумов генераторов:

$$S(F) = \frac{G \cdot K_{ш} \cdot k \cdot T}{2 \cdot P} \left[\frac{f_c}{F^3} \cdot \left(\frac{f_0}{2 \cdot Q} \right)^2 + \frac{1}{F^2} \cdot \left(\frac{f_0}{2 \cdot Q} \right)^2 + \frac{f_c}{F} + 1 \right], \quad (1)$$

где G – коэффициент усиления активного элемента; $K_{ш}$ – коэффициент шума активного элемента; k – постоянная Больцмана; T – абсолютная температура; P – высокочастотная мощность, передаваемая в резонатор; Q – добротность нагруженного резонатора; f_0 – частота генератора; f_c – граничная частота области преобладания фликкер-шума в спектре шума транзистора; F – отстройка частоты от f_0 .

Резонаторы на ПАВ характеризуются высокими значениями частоты (до нескольких ГГц) и добротности (порядка 10000-15000). При подстановке известных экспериментальных значений из [4] формула (1) будет иметь вид:

$$S(F) = \frac{1}{F^3} \cdot 10^{-4.2} + \frac{1}{F^2} \cdot 10^{-13.45} + \frac{10^{-8}}{F} + 10^{-17.23}. \quad (2)$$

На рис. 1 (кривая 1) представлены экспериментально снятые шумовые характеристики ПАВ генератора LNO 1000 B1 фирмы Rakon [4]. Данная модель способна генерировать колебания на частоте 1000 МГц.

Кривая 2 рис. 1 – это теоретически рассчитанная СПМ фазовых шумов по формуле (2) при выходной частоте генератора $f_0 = 1000 \text{ МГц}$ и добротности $Q=14000$.

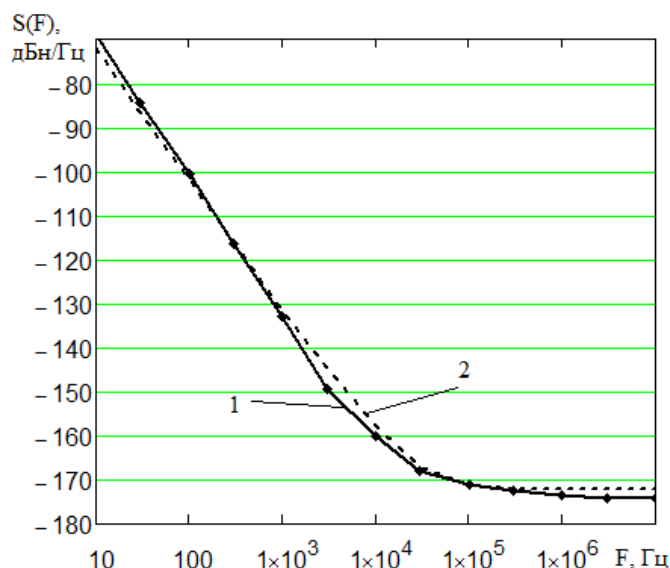


Рис.1. Экспериментальная (кривая 1) и теоретически рассчитанная (кривая 2) СПМ фазовых шумов ПАВ-генератора

Из рис.1 видно, что теоретически рассчитанная кривая СПМ фазовых шумов практически совпадает с экспериментальными данными. Математические модели СПМ фазовых шумов позволяют проводить предварительный анализ шумовых характеристик синтезаторов частот. Пример анализа шумовых характеристик на основе математических моделей фазовых шумов звеньев гибридных синтезаторов частот приведен в [5,6].

Литература

1. Новоселов В. Резонаторы на поверхностных акустических волнах для радиосистем малого радиуса действия [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://catalog.gaw.ru/index.php?id=1470&page=document>.
2. Leeson D.B. A simple model of feedback oscillator noise spectrum. – IEEE Proc. Letters, February 1966, v.54. – P.329–330.
3. Ченакин А. Фазовые шумы в СВЧ генераторах. Методы решения проблемы // Электроника: Наука, Технология, Бизнес, 2011, № 4. – с.52-61.
4. Техническое описание генератора LNO 1000 B1 Rakon Limited <http://www.rakon.com/products/families/download/file?fid=39.181>
5. Ромашов В.В., Ромашова Л.В., Якименко К.А., Коровин А.Н. Моделирование шумовых характеристик гибридных синтезаторов частот на интегральных микросхемах // Радиотехнические и телекоммуникационные системы. 2013, №1. – С. 10-15.
6. Ромашов В.В., Ромашова Л.В., Якименко К.А. Исследование шумовых характеристик гибридного синтезатора частот на основе однокольцевой ИФАПЧ со смесителем и цифрового вычислительного синтезатора // Радиотехнические и телекоммуникационные системы. 2013, №4. – С. 23 – 29.