

Жиганова Е.А.

Муромский институт (филиал) федерального государственного образовательного учреждения высшего образования «Владимирский государственный университет имени Александра Григорьевича и Николая Григорьевича Столетовых»
602264, г. Муром, Владимирская обл., ул. Орловская, 23
E-mail: zhiganova.el@gmail.com

Математическая модель нелинейного элемента в условиях воздействия гармонического сигнала

Если разность частот сигналов воздействующих на нелинейный элемент НЭ существенно меньше частоты основного сигнала, то появляются интермодуляционные колебания ИМК, падающие в полосу основного сигнала. Поэтому сумму входного и помехового сигналов можно считать узкополосным сигналом. При анализе нелинейных устройств при воздействии узкополосного сигнала, применим метод комплексной огибающей. [1]

Комплексную огибающую входного сигнала НЭ можно представить в виде

$$\dot{u}(t) = U(t) \exp\{j\varphi(t)\},$$

где $U(t)$ – амплитуда комплексной огибающей входного сигнала, $\varphi(t)$ – фаза комплексной огибающей входного сигнала.

С использованием функций Бесселя ранее была разработана математическая модель комплексной огибающей выходного сигнала НЭ в узкой полосе частот

$$\dot{i}(t) = 2e^{j\varphi(t)} \cdot \sum_{m=0}^M \left[a_m I_1(mU(t)) \sum_{n=-\infty}^{\infty} I_n(mU_0) \right]. \quad (1)$$

Использование выражения (1) для анализа работы любого безинерционного нелинейного устройства при воздействии комплексной огибающей входного сигнала позволяет описать его выходной сигнал в узкой полосе частот в комплексном виде и анализировать только те составляющие спектра, которые попадают в спектр информационного сообщения, т.е. спектр первой гармоники входного сигнала. [2]

Но это выражение не дает возможности представить, что именно попадает в спектр узкополосного сигнала и действительно ли в этом спектре находятся только нечетные разностные порядки ИМК. [3]

В данной работе входной сигнал был представлен в виде бигармонического сигнала

$$u(t) = U_1 \cos \omega_1 t + U_2 \cos \omega_2 t.$$

Проходная характеристика была аппроксимирована с помощью полиэкспоненциальной аппроксимацией с положительными знаками показателей степени ПЗА ПЗ вида

$$i(t) = \sum_{m=0}^M a_m e^{m(U_1 \cos \omega_1 t + U_2 \cos \omega_2 t) + mU_0}, \quad (2)$$

где U_0 – напряжение смещения НЭ. [4]

При разложении (2) в ряд с использованием модифицированных функций Бесселя и его упрощении путем исключения постоянной составляющей, составляющих второго и более высоких порядков гармоник основного сигнала и суммарных и четных ИМК была получена математическая модель выходного сигнала в узкой полосе частот

$$i(t) = 2 \sum_{m=0}^M a_m \cdot \sum_{n=0}^N [I_n(mU_1) \cdot I_{n+1}(mU_2) \cdot \cos(n\omega_1 - (n+1)\omega_2)t + \\ + I_{n+1}(mU_1) \cdot I_n(mU_2) \cdot \cos((n+1)\omega_1 - n\omega_2)t] \cdot \sum_{p=-\infty}^{+\infty} I_p(mU_0) \quad (3)$$

Спектры узкополосных выходных сигналов, построенных с помощью математических моделей (1) и (2) выглядят одинаково, но, в отличие от первой модели, вторая дает возможность еще до ее практического использования наглядно увидеть – какие именно спектральные составляющие будут участвовать в создании спектра узкополосного сигнала НЭ. [5]

Из разработанной математической модели видно, что спектр узкополосного сигнала содержит нечетные разностные порядки ИМК $n\omega_1 - (n+1)\omega_2$ и $(n+1)\omega_1 - n\omega_2$.

1. Литература

2. ГОСТ 12252-86. Радиостанции с угловой модуляцией сухопутной подвижной службы. Типы, основные параметры. Технические требования и методы измерений.
3. ГОСТ 13420-79. Передатчики для магистральной радиосвязи. Основные параметры, технические требования и методы измерений.
4. Электромагнитная совместимость радиоэлектронных средств и систем / Под ред. Н.М. Царькова. - М.: Радио и связь, 1985. - 272 с.
5. Хотунцев Ю.Л. Интермодуляционные искажения в приемных и передающих СВЧ полупроводниковых устройствах (обзор) // Изв. вузов. Радиоэлектроника. - 1983. - Т. 26, № 10. - С.28-37.
6. Спутниковая связь и вещание: Справочник/ В.А. Бартнев, Г.В. Болотов, В.Л. Быков и др; Под ред. Л.Я. Кантора. - М.: Радио и связь, 1997. - 528 с.

Жиганова Е.А.

*Муромский институт (филиал) федерального государственного образовательного учреждения высшего образования «Владимирский государственный университет имени Александра Григорьевича и Николая Григорьевича Столетовых»
602264, г. Муром, Владимирская обл., ул. Орловская, 23
E-mail: zhiganova.el@gmail.com*

Механизм возникновения интермодуляционных колебаний в нелинейных устройствах

В связи с непрерывным увеличением количества радиосредств все более актуальной становится проблема подавления побочных колебаний в радиопередающих устройствах (РПДУ). Наибольшую опасность представляют интермодуляционные колебания (ИМК), которые занимают относительно небольшие полосы частот, но могут быть достаточно близкими к частотам основного излучения и попадать в полосу усиления сигнала.

К уровню подавления побочных излучений в последнее время предъявляются довольно жесткие требования. Так, например, для радиопередающего устройства (РПДУ) ВЧ, ОВЧ диапазонов с угловой модуляцией уровень побочных излучений, в том числе и ИМК, должен быть минус 70...73 дБ [1], а в РПДУ магистральной связи, выполненных по специальному заказу, подавление побочного излучения должно быть не менее 80 дБ [2]. Выбор конкретного эффективного метода уменьшения интермодуляционных колебаний (ИМК) в РПДУ во многом определяется причиной и методом их уменьшения.

Причинами возникновения интермодуляционных колебаний могут быть воздействия как внешних, так и внутренних факторов. К внешним относят влияние на РПДУ выходного сигнала или побочного излучения другого передатчика или любой другой радиотехнической системы, расположенных на близком расстоянии от рассматриваемого устройства (что характерно для передатчиков подвижных объектов), совместную работу нескольких передатчиков на общую антенну, сложную электромагнитную обстановку и использование недостаточных мер защиты от воздействия побочных продуктов других радиосистем [3]. При внешнем воздействии ИМК возникают следующим образом: выходной сигнал другого РПДУ поступает на антенну рассматриваемого передатчика, при этом, если частота этого сигнала (будем называть его помеховым) попадает в полосу пропускания антенного фильтра, то он приходит на коллектор транзистора выходного каскада и воздействует на основной сигнал устройства. В результате выходное излучение РПДУ помимо основного колебания будет иметь и ИМК.

Внутренние причины обусловлены процессами, происходящими внутри РПДУ. Параметры активного прибора изменяются во времени при воздействии электромагнитного поля, что приводит к модуляции сигнала на рабочей частоте и появлению интермодуляционных составляющих в спектре выходного сигнала. При построении выходных каскадов РПДУ ОВЧ диапазона на биполярных транзисторах ИМК могут возникнуть в результате многих факторов: модуляции толщины базы и инжекции эмиттерного перехода, работы коллекторного перехода в инверсном режиме, зависимости коэффициента передачи тока от режима работы. Основной причиной возникновения ИМК в устройствах на биполярных транзисторах является нелинейность характеристик транзистора. В полевых транзисторах уровень ИМК в основном определяется нелинейностью выходной проводимости канала и паразитной емкости затвор-сток [4].

В системах спутниковой связи при многостанционном доступе с частотным разделением каналов ИМК возникают из-за нелинейности амплитудной характеристики ретранслятора и преобразования амплитудной модуляции сигналов в фазовую [5].

Кроме физического механизма возникновения ИМК часто рассматривают математическую модель их образования [4]. При воздействии двухчастотного сигнала с частотами Ω_1 и Ω_2 на вход нелинейного элемента, для которого зависимость тока от напряжения имеет вид

$i(u) = \sum a_i u^i$, в спектре тока появляются гармоники и комбинационные составляющие,

наиболее опасными из которых являются ИМК третьего порядка (ИМК-3) с частотами $2\omega_1 - \omega_2$, $2\omega_2 - \omega_1$.

Можно выделить два механизма возникновения ИМК-3:

1. наличие в разложении $i(u)$ членов третьего и более высоких порядков ($a_3 \neq 0, a_5 \neq 0, \dots$);
2. наличие в разложении $i(u)$ членов второго порядка ($a_2 \neq 0$) и линейных цепей с ненулевыми импедансами на частотах $\omega_1 \pm \omega_2, 2\omega_1, 2\omega_2$.

Первый механизм возникновения ИМК называют прямым, а второй - косвенным. При этом составляющие с частотами $2\omega_1 - \omega_2$ имеют амплитуды $a_3 U_1^2 U_2 / 4$ и $a_2^2 U_1^2 U_2 / 4$, а с частотами $2\omega_2 - \omega_1 - a_3 U_2^2 U_1 / 4$ и $a_2^2 U_2^2 U_1 / 4$.

Математическая модель механизма возникновения ИМК позволяет рассчитать уровни интермодуляционных составляющих. Вид математической модели, а также точность, быстрота и алгоритмичность расчета ИМК во многом определяются методом аппроксимации, выбор которого зависит от погрешности (или среднеквадратической ошибки), допускаемой при расчете.

1. Литература

2. ГОСТ 12252-86. Радиостанции с угловой модуляцией сухопутной подвижной службы. Типы, основные параметры. Технические требования и методы измерений.
3. ГОСТ 13420-79. Передатчики для магистральной радиосвязи. Основные параметры, технические требования и методы измерений.
4. Электромагнитная совместимость радиоэлектронных средств и систем / Под ред. Н.М. Царькова. - М.: Радио и связь, 1985. - 272 с.
5. Хотунцев Ю.Л. Интермодуляционные искажения в приемных и передающих СВЧ полупроводниковых устройствах (обзор) // Изв. вузов. Радиоэлектроника. - 1983. - Т. 26, № 10. - С.28-37.
6. Спутниковая связь и вещание: Справочник/ В.А. Бартенев, Г.В. Болотов, В.Л. Быков и др; Под ред. Л.Я. Кантора. - М.: Радио и связь, 1997. - 528 с.

Карлин Е.С., Курилов И.А., Харчук С.М.

Муромский институт (филиал) федерального государственного образовательного учреждения высшего образования «Владимирский государственный университет имени Александра Григорьевича и Николая Григорьевича Столетовых»
602264, г. Муром, Владимирская обл., ул. Орловская, 23
E-mail: kh@mivlgu.ru

Частотные характеристики формирователя сигналов с ЦВС в тракте опорного сигнала

Назначение исследуемого формирователя сигналов - получение сетки высокостабильных частот с низким уровнем фазовых помех.

В [1] рассматривается ряд причин появления фазовых помех в формирователях сигналов.

При построении формирователя использован принцип гибридного синтеза частот на основе системы фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ) и цифрового вычислительного синтезатора частот (ЦВС). Особенностью исследуемой схемы является то, что сигнал вычислительного синтезатора при помощи смесителя частоты вводится в тракт опорного сигнала системы ФАПЧ. Кроме того применено устройство автоматической компенсации фазовых помех, в виде паразитного отклонения фазы выходного сигнала формирователя. Выходной сигнал фазового детектора системы ФАПЧ используется и для управления генератором ФАПЧ и для компенсации фазовых помех.

По передаточным функциям получены выражения амплитудночастотных (АЧХ) и фазочастотных характеристик формирователя с ЦВС в тракте опорного сигнала ФАПЧ при дестабилизирующих воздействиях на опорный генератор (ε_0), ЦВС ($\varepsilon_{ц}$), фазовый детектор ($\varepsilon_д$) и генератор, управляемый напряжением ($\varepsilon_г$).

Так при широкополосном фильтре $M(j\Omega)$, в системе ФАПЧ, при фильтре нижних частот в управляющем тракте $M_y(j\Omega)$ и воздействии на опорный генератор, выражение АЧХ принимает вид

$$A_{\varepsilon_0}(\Omega) = |H_{\varepsilon_0\Phi}(j\Omega)| = \left| \frac{K_{\varepsilon_0} (K_1 K_{C1} + K_3 K_{ц} K_{C2}) \frac{1}{\tau K_2 j\Omega}}{1 + \frac{1}{1 + T_y j\Omega} N + \frac{1}{\tau K_2^2 j\Omega}} \right|, \quad (1)$$

где: j - мнимая единица; Ω - частота воздействия; K_1 и K_2, K_3 - коэффициенты передачи первого множителя частоты и первого и второго делителей частоты соответственно; $K_{ц}$ - коэффициент передачи ЦВС; K_{C1}, K_{C2} - коэффициенты передачи смесителя; K_{ε_0} - коэффициент передачи помехи опорного генератора; T_y - постоянная времени фильтра нижних частот в тракте управления; N - коэффициент регулирования тракта компенсации; τ - постоянная времени системы ФАПЧ. АЧХ представлены на рис.1 и рис.2.

Для воздействия на фазовый детектор системы ФАПЧ, при $M(j\Omega) = M_y(j\Omega) = 1$, выражение для АЧХ принимает следующий вид

$$A_{\varepsilon_д}(\Omega) = |H_{\varepsilon_д\Phi}(j\Omega)| = \left| \frac{K_{\varepsilon_д}}{K_д \left(\tau K_2 j\Omega (1+N) + \frac{1}{K_2} \right)} \right|, \quad (2)$$

где: $K_д$ - коэффициент передачи фазового детектора; $K_{\varepsilon_д}$ - коэффициент передачи помехи детектора.

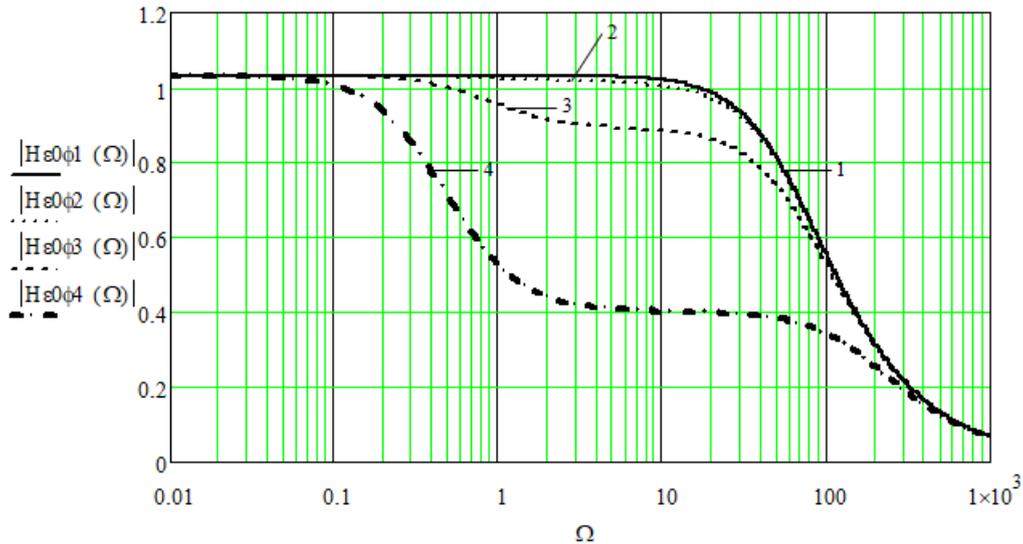


Рис.1. АЧХ при воздействии ϵ_0 . При $M(j\Omega)=1$, $M_y = \frac{1}{1+T_y j\Omega}$, $T = 0$, $T_y = 1$, график 1 – $N=0$; график 2 – $N=1$; график 3 – $N=10$; график 4 – $N=100$.

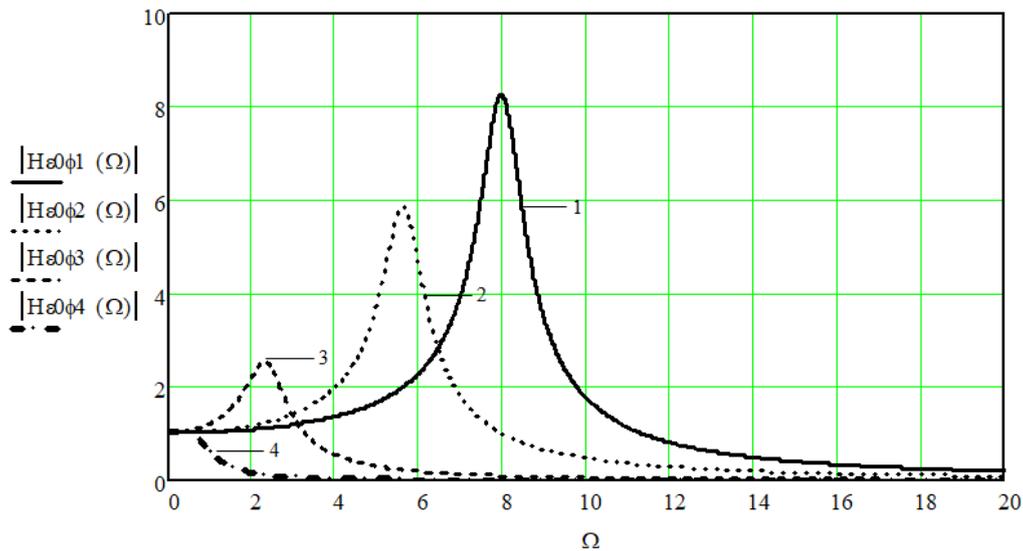


Рис.2. АЧХ при воздействии ϵ_0 . При $M = \frac{1}{1+T_j\Omega}$, $M_y(j\Omega)=1$, $T = 1$, $T_y = 0$ график 1 – $N=0$; график 2 – $N=1$; график 3 – $N=10$; график 4 – $N=100$.

Проведенный анализ графиков частотных характеристик подтверждает эффективность применения устройства автоматической компенсации для подавления фазовых помех.

Выражения частотных характеристик, полученные в процессе исследования и графические зависимости для всех видов рассматриваемых воздействий, позволяют исследовать частотные свойства формирователя сигналов с ЦВС в опорном тракте и оптимизировать параметры звеньев формирователя для обеспечения максимального подавления помехи.

Литература

1. Васильев Г.С., Курилов И.А., Харчук С.М. Моделирование нелинейного автокомпенсатора фазовых искажений ЦАП прямого цифрового синтезатора частот // Радиотехнические и телекоммуникационные системы. №2, 2014. – С. 30-38.

Костров В.В., Пронин А.А.

Муромский институт (филиал) федерального государственного образовательного учреждения высшего образования «Владимирский государственный университет имени Александра Григорьевича и Николая Григорьевича Столетовых»
602264, г. Муром, Владимирская обл., ул. Орловская, 23
E-mail: vvk@mit.ru

Метод формирования квадратурных составляющих на основе линии задержки

Современные радиоприемные устройства (РПрУ) используют цифровую обработку сигналов (ЦОС), которая занимает ведущее место в современных радиотехнических устройствах [1,2]. Обработка сигналов с выхода аналоговой части радиоприемного устройства, в частности демодуляция сигналов, производится с помощью блока ЦОС. Высокая стабильность частоты радиопередающих устройств позволяет организовать в цифровом РПрУ когерентную обработку, которая предполагает использование представления сигналов в комплексном виде [3]. Получение комплексной огибающей радиосигнала в виде отсчетов квадратурных составляющих позволяет для узкополосных сигналов существенно снизить тактовую частоту работы цифровых сигнальных процессоров. В данном докладе исследуется формирование квадратурных составляющих полосового радиосигнала с использованием линии задержки при его аналого-цифровом преобразовании (АЦП) в цифровом РПрУ.

Целью данной работы является анализ формирователя квадратурных составляющих узкополосных сигналов для последующей цифровой обработки.

В качестве идеальной схемы формирования квадратур, которая широко используется в схемах цифровых радиоприемных устройств, использована схема разложения сигнала на ортогональные составляющие с одновременным переносом спектра сигнала в область нулевых частот. В докладе показана аналитическая взаимосвязь исходного колебания с квадратурными составляющими. Показано, что если значения отсчетов в каналах задержаны на четверть периода несущей частоты, то значения отсчетов не задержанного и задержанного сигналов численно равны значениям отсчетов синфазной и задержанной квадратурной составляющих. Для получения квадратурных составляющих при таком подходе требуется выбор частоты дискретизации в соответствии с соотношением $f_{диск} = 4f_0$, где f_0 – центральная частота сигнала. Как правило, такие преобразования производятся над сигналом с выхода усилителя промежуточной частоты.

С помощью математического моделирования проведены исследования данного метода формирования квадратур, влияния нелинейности аналогового тракта РПрУ и разрядности на точность преобразования. Получены зависимости СКО представления квадратурного сигнала от ширины спектра сигнала, от степени нелинейности, разрядности АЦП.

В результате выполненных исследований разработана методика выбора разрядности АЦП и определения требований к характеристикам линейного тракта РПрУ. Основным недостатком рассмотренного метода является то, что отсчеты квадратур относятся к разным моментам времени, поэтому для совмещения во времени отсчетов обоих квадратурных сигналов используется цифровой интерполирующий фильтр.

Литература

1. Маркович И.И. Цифровая обработка сигналов в системах и устройствах. – Ростов н/Д: Издательство Южного федерального университета, 2012. – 236 с.
2. Галкин В.А. Основы программно-конфигурируемого радио. – М.: Горячая Линия–Телеком, 2013 - 372 с.
3. Смит С. Цифровая обработка сигналов. Практическое руководство для инженеров и научных работников. Пер. с англ. – М.: Додэка-XXI, 2012. – 720 с.

Курилов И.А., Кузичкин О.Р., Суржик Д.И., Васильев Г.С., Харчук С.М.
 Муромский институт (филиал) федерального государственного образовательного
 учреждения высшего образования «Владимирский государственный университет
 имени Александра Григорьевича и Николая Григорьевича Столетовых»
 602264, г. Муром, Владимирская обл., ул. Орловская, 23
 E-mail: kh@mivlgu.ru

Передаточные характеристики формирователя сигналов с ЦВС в тракте обратной связи

В докладе приводятся результаты исследования формирователя сигналов, позволяющего получить сетку высокостабильных частот с низким уровнем фазовых помех.

В работах [1-3] рассматривается ряд причин появления фазовых помех в формирователях сигналов и основные методы их подавления.

Исследуемый формирователь реализует принцип гибридного синтеза частот на основе системы фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ) и цифрового вычислительного синтезатора частот (ЦВС). При чем, сигнал вычислительного синтезатора вводится в тракт обратной связи системы ФАПЧ. Для введения сигнала ЦВС используется преобразователь частоты. Дополнительной особенностью исследуемой схемы является применение устройства автоматической компенсации дестабилизирующего воздействия с использованием специально введенного управляемого фазовращателя и с использованием выходного сигнала фазового детектора системы ФАПЧ.

Структурная модель формирователя сигналов при воздействии дестабилизирующих факторов четырех видов представлена на рис.1.

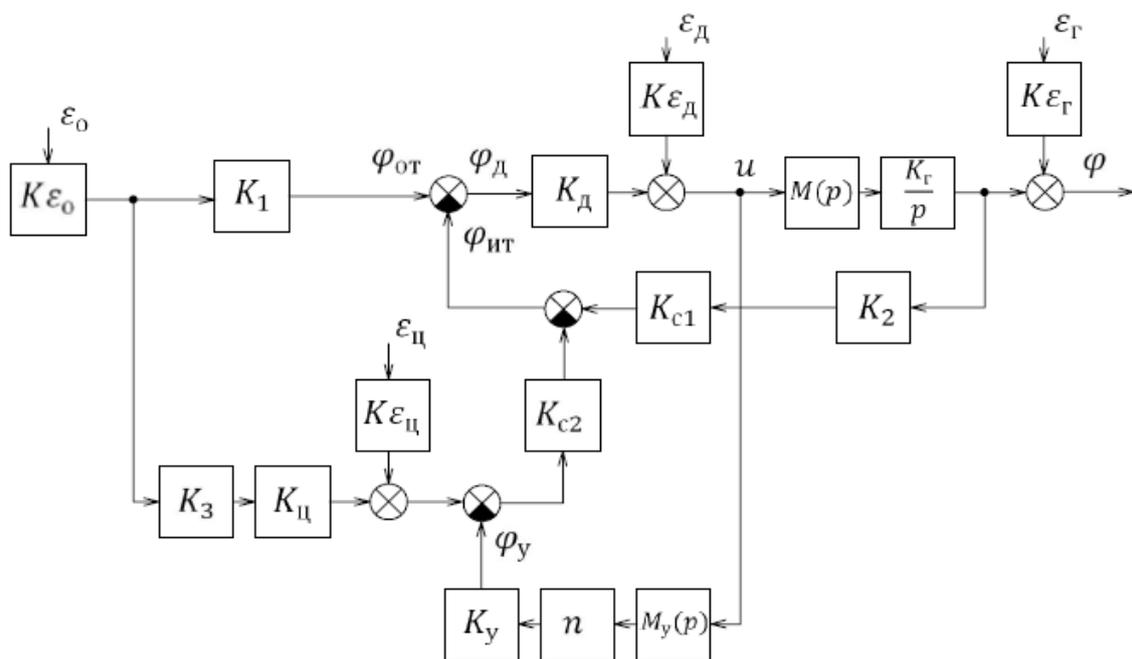


Рис.1

На модели приняты следующие обозначения: ε_0 , $\varepsilon_ц$, $\varepsilon_д$, $\varepsilon_г$ – дестабилизирующие воздействия соответственно на опорный генератор, ЦВС, фазовый детектор и генератор, управляемый напряжением; p – оператор Лапласа ($p \rightarrow d/dt$); K_1 – коэффициент передачи первого делителя частоты; K_2 – коэффициент передачи второго делителя частоты; K_3 – коэффициент передачи множителя частоты; $K_ц$ – коэффициент передачи ЦВС; n – коэффициент передачи усилителя тракта управления; $M_у(p)$ – передаточная функция фильтра тракта управления; $M(p)$ – передаточная функция фильтра системы ФАПЧ; $K_д$ – коэффициент передачи фазового

детектора; K_y – коэффициент передачи управляемого фазовращателя; K_r – передаточная функция ГУН; K_{c1} и K_{c2} – коэффициенты передачи преобразователя частоты; K_{ε_0} – коэффициент передачи воздействия помехи на опорный генератор; $K_{\varepsilon_{ц}}$ – коэффициент передачи воздействия помехи на ЦВС; $K_{\varepsilon_{д}}$ – коэффициент передачи воздействия помехи на фазовый детектор; $K_{\varepsilon_{г}}$ – коэффициент передачи воздействия помехи на генератор, управляемый напряжением; φ – отклонение фазы выходного сигнала.

Разработка структурной модели позволила составить дифференциальное уравнение формирователя и получить его решение в виде четырех передаточных функций, связывающих конкретное дестабилизирующее воздействие на заданный блок формирователя с отклонением фазы его выходного сигнала. В частности для дестабилизирующего воздействия на опорный генератор формирователя передаточная функция принимает вид

$$H_{\varepsilon_0\varphi} = \frac{\varphi}{\varepsilon_0} = \frac{K_{\varepsilon_0} \frac{M(p)}{p\tau K_2 K_{c1}} (K_1 + K_3 K_{ц} K_{c2})}{1 + N M_y(p) + \frac{K_{c1} M(p)}{p\tau}},$$

где $N = K_{д} n K_y K_{c2}$ - коэффициент регулирования тракта компенсации воздействия, $\tau = \frac{1}{K_{д} K_r K_2}$ - постоянная времени системы ФАПЧ.

Полученные выражения передаточных функций позволяют исследовать устойчивость системы. А также исследовать частотные и динамические характеристики формирователя сигналов с ЦВС в тракте обратной связи, выбрать и оптимизировать параметры составляющих формирователь блоков.

Литература

1. Jon Bredeson, Micheal Parten, John Borrelli. Direct Digital Frequency Synthesis // Texas Tech University, Shashikant Shrimali, May 2007. – 80 p.
2. Суржик Д. И., Курилов И. А., Васильев Г. С. Компенсация искажений ЦВС в гибридных синтезаторах частот // Радиотехнические и телекоммуникационные системы. - 2015. – № 4(20). - С. 13-19.
3. Курилов И.А., Рудаков А.М., Харчук С.М., Романов Д.Н. Математическое моделирование автокомпенсации фазовых искажений на выходе ЦАП прямого цифрового синтезатора частот // Радиотехнические и телекоммуникационные системы. №2 (10), 2013. – С. 19-25.

передачи помехи опорного генератора; $K_{\varepsilon_{\text{д}}}$ —коэффициент передачи помехи ЦВС; $K_{\varepsilon_{\text{д}}}$ —коэффициент передачи помехи фазового детектора; $K_{\varepsilon_{\text{д}}}$ —коэффициент передачи помехи генератора, управляемого напряжением; φ_0 —отклонение фазы сигнала опорного генератора; φ_{ε_0} —отклонение фазы сигнала при воздействии помехи на опорный генератор; $\varphi_{\text{ц}}$ —отклонение фазы сигнала при воздействии помехи на ЦВС; $\varphi_{\text{у}}$ —отклонение фазы сигнала на выходе тракта управления; $\varphi_{\varepsilon_1}, \varphi_{\varepsilon_2}$ —отклонение фазы сигнала на выходе смесителя; $\varphi_{\text{д}}$ —отклонение фазы сигнала на выходе фазового детектора; φ —отклонение фазы выходного сигнала формирователя.

На основе структурной модели составлены дифференциальные уравнения формирователя для основных видов дестабилизирующих воздействий. В ходе исследований найдены решения дифференциальных уравнений, для каждого воздействия в виде передаточных функций. Они в аналитической форме описывают зависимости дестабилизирующего воздействия на заданный блок формирователя и отклонения фазы выходного сигнала. Всего получены выражения для четырех передаточных функций.

Например, для дестабилизирующего воздействия на фазовый детектор формирователя передаточная функция принимает вид

$$H_{\varepsilon_{\text{д}}\varphi} = \frac{\varphi}{\varepsilon_{\text{д}}} = \frac{K_{\varepsilon_{\text{д}}}}{K_{\text{д}} \left(\frac{\tau K_2 p}{M(p)} (1 + NM\psi(p)) + \frac{1}{K_2} \right)},$$

где N - коэффициент регулирования тракта компенсации воздействия, τ - постоянная времени системы ФАПЧ.

Дальнейшие исследования формирователя сигналов удобно проводить по выражениям передаточных функций с подстановкой конкретных параметров и характеристик составляющих звеньев. Передаточные функции позволяют оптимизировать параметры составляющих звеньев для конкретных видов дестабилизирующих воздействий и повысить качественные показатели формирователя сигналов с ЦВС в тракте опорного сигнала.

Литература

1. Васильев Г.С., Курилов И.А., Харчук С.М. Моделирование нелинейного автокомпенсатора фазовых искажений ЦАП прямого цифрового синтезатора частот // Радиотехнические и телекоммуникационные системы. №2, 2014. – С. 30-38.

Маркин В.И., Харчук С.М., Курилов И.А.

Муромский институт (филиал) федерального государственного образовательного учреждения высшего образования «Владимирский государственный университет имени Александра Григорьевича и Николая Григорьевича Столетовых»
602264, г. Муром, Владимирская обл., ул. Орловская, 23
E-mail: ks_ksm@mail.ru

Частотные характеристики формирователя сигналов с ЦВС в выходном тракте

Формирователи сигналов позволяют получить сетку высокостабильных частот с высокой скоростью перестройки и малым шагом перестройки [1]. Применение в формирователях устройств автоматической компенсации фазовых помех позволяет повысить чистоту спектра и качественные показатели их выходных сигналов.

Исследуемый формирователь построен по методу гибридного синтеза частот на основе системы фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ) и цифрового вычислительного синтезатора частот (ЦВС). В данном варианте построения сигнал вычислительного синтезатора при помощи преобразования частоты вводится в выходной тракт системы ФАПЧ. Компенсация фазовых помех осуществляется инверсным управлением фазой обрабатываемого сигнала.

Для воздействий на опорный генератор и фазовый детектор системы ФАПЧ выражения АЧХ соответственно принимают вид

$$A_{\varepsilon_0}(\Omega) = \left| K_{\varepsilon_0} \left(K_3 K_{\text{ц}} K_{\text{с}2} + \frac{K_1 \left(\frac{M(j\Omega) K_{\text{с}1}}{\tau j \Omega K_2} - N M_y(j\Omega) \right)}{1 + \frac{M(j\Omega)}{\tau j \Omega}} \right) \right|, \quad (1)$$

$$A_{\varepsilon_{\text{д}}}(\Omega) = \left| \frac{K_{\varepsilon_{\text{д}}}}{K_{\text{д}}} \cdot \frac{1}{1 + \frac{M(j\Omega)}{\tau j \Omega}} \left(\frac{M(j\Omega) K_{\text{с}1}}{\tau j \Omega K_2} - N M_y(j\Omega) \right) \right|, \quad (2)$$

где: j - мнимая единица; Ω – частота воздействия; K_1 и K_2 , K_3 –коэффициенты передачи первого множителя частоты и первого и второго делителей частоты соответственно; $K_{\text{ц}}$ –коэффициент передачи ЦВС; $K_{\text{с}1}$, $K_{\text{с}2}$ –коэффициенты передачи смесителя; K_{ε_0} и $K_{\varepsilon_{\text{д}}}$ –коэффициент передачи помех опорного генератора и фазового детектора; $M(j\Omega)$ и $M_y(j\Omega)$ – передаточные функции фильтров системы ФАПЧ и тракта компенсации воздействия; N - коэффициент регулирования тракта компенсации воздействия, τ - постоянная времени системы ФАПЧ.

Графики АЧХ и ФЧХ построенные по (1), представлены на рис.1 и рис.2.

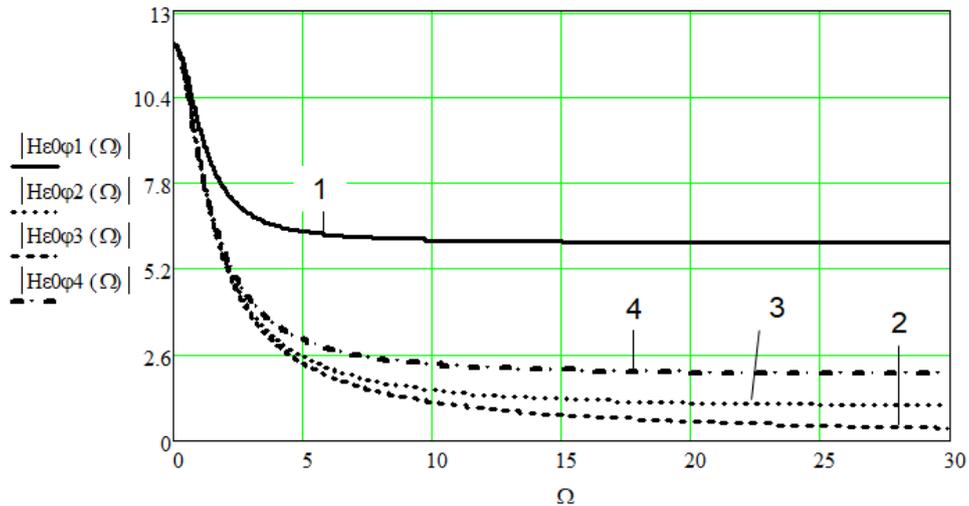


Рис.1. АЧХ устройства при дестабилизирующем воздействии на опорный генератор при $M(j\Omega)=My(j\Omega)=1$ График 1 - $N=0$, график 2 - $N=10$, график 3 - $N=12$, график 4 - $N=16$

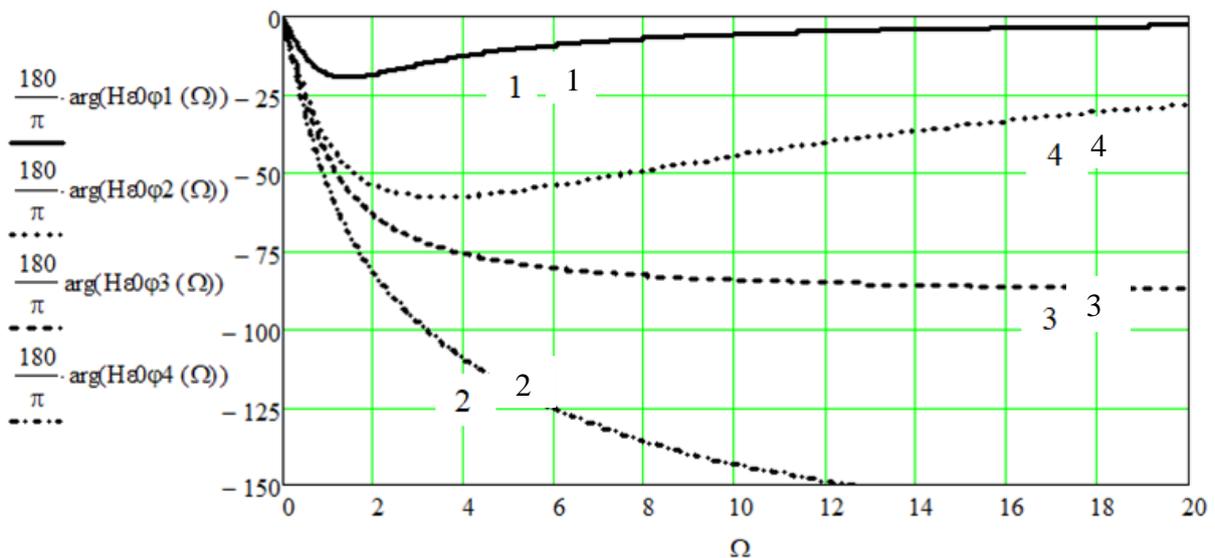


Рис.2. ФЧХ при дестабилизирующем воздействии на опорный генератор при $M(j\Omega)=My(j\Omega)=1$. График 1 - $N=0$, график 2 - $N=10$, график 3 - $N=12$, график 4 - $N=16$

В работе проводится исследование АЧХ и ФЧХ при дестабилизирующих воздействиях на опорный генератор, ЦВС, фазовый детектор и генератор, управляемый напряжением. Анализ частотных характеристик позволяет оптимизировать параметры составляющих формирователь звеньев для обеспечения эффективного подавления фазовых помех.

Литература

1. Суржик Д. И., Курилов И. А., Васильев Г. С. Компенсация искажений ЦВС в гибридных синтезаторах частот // Радиотехнические и телекоммуникационные системы. - 2015. - № 4(20). - С. 13-19.

Ромашов В.В., Докторов А.Н., Матерухин С.Е., Сочнева Н.А.
 Муромский институт (филиал) федерального государственного образовательного
 учреждения высшего образования «Владимирский государственный университет
 имени Александра Григорьевича и Николая Григорьевича Столетовых»
 602264, г. Муром, Владимирская обл., ул. Орловская, 23
 E-mail: romashovmurot@mail.ru, doctorov_a_n@mail.ru

Коэффициенты передачи шумовых характеристик быстродействующих цифроаналоговых преобразователей в различных режимах работы

Развитие технологии цифроаналогового преобразования привело к созданию нескольких новых режимов работы цифроаналоговых преобразователей [1-3], предназначенных для использования образов основной частоты [4-6]. Применение новых режимов работы ЦАП позволяет увеличить отношение сигнал/шум без использования дополнительных устройств, путем изменения огибающей частотной характеристики. В целом все это приводит к улучшению шумовых характеристик формирователей сигналов [7-9].

Рассмотрим режимы работы быстродействующего цифроаналогового преобразователя.

1. Нормальный режим работы, или non-return-to-zero (NRZ). Максимум частотной характеристики приходится на первую зону Найквиста.

2. Режим работы ЦАП, в котором применяется уменьшение длительности τ тактовых импульсов, получил название return-to-zero (RZ) mode. [1-3].

3. Принципиально другим режимом работы, применяемым в некоторых быстродействующих ЦАП, является radio frequency (RF) [3]. При его реализации каждый тактовый импульс режима NRZ представляется двумя разнополярными импульсами длительностью $\tau = T/2$ (рис. 3, в).

4. Путем уменьшения длительности разнополярных импульсов режима RF реализован еще один режим работы, известный как RFZ (radio frequency return-to-zero mode) [1-2].

5. Еще один режим работы ЦАП, условно названный RFZ2 [10]. В нем изменение длительности тактовых импульсов осуществляется относительно $t = 0$ и $t = T/2$.

Для оценки изменения огибающей спектра выходного сигнала, используют коэффициенты передачи шумовых характеристик. Перейти к СПМ фазовых шумов возможно с помощью квадрата коэффициента передачи фазовых шумов:

$$Z_{RZ}(K_{ЦBC}, q, n) = \frac{1}{K_{RZ}} = 10 \lg \left(\left(\frac{\sin(\pi|n + K_{ЦBC}|)}{\sin\left(\pi \frac{|n + K_{ЦBC}|}{q}\right)} \right)^2 \right), \quad (4)$$

Коэффициент передачи фазовых шумов для режима RFZ имеет вид:

$$Z_{RFZ}(K_{ЦBC}, q, n) = 10 \lg \left(\left(\frac{\sin(\pi|n + K_{ЦBC}|)}{2 \sin^2\left(\pi \frac{|n + K_{ЦBC}|}{q}\right)} \right)^2 \right), \quad (5)$$

В режиме RFZ2 коэффициент передачи фазовых шумов равен:

$$Z_{RFZ2}(K_{ЦBC}, q, n) = 10 \lg \left(\left(\frac{\sin(\pi|n + K_{ЦBC}|)}{2 \sin\left(\pi \frac{|n + K_{ЦBC}|}{q}\right)} \cdot \sin\left(\pi \frac{|n + K_{ЦBC}|}{2}\right) \right)^2 \right) \quad (7)$$

На рисунке 1 приведены зависимости коэффициента передачи шума от скважности для различных номеров образов для $K_{ЦBC} = 0,25$

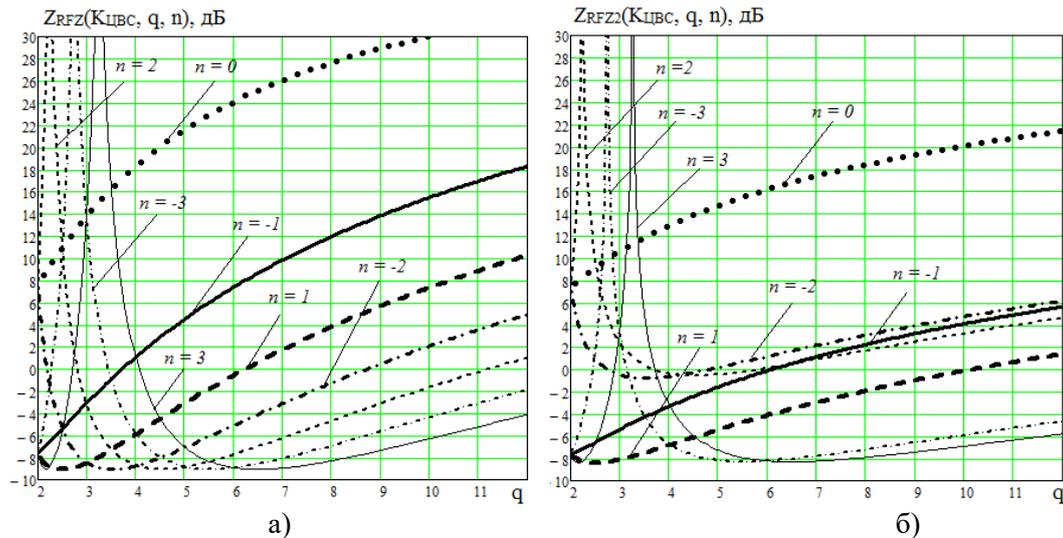


Рис. 1 – Зависимость коэффициента передачи шума от скважности для различных номеров образов основной частоты ЦБС: а) режим RFZ; б) режим RFZ2

Анализируя зависимости на рисунке 1, можно отметить, что использование режимов RFZ и RFZ2 позволяет дополнительно снизить уровень шума на 8..9 дБ в зависимости от выбранного образа и скважности.

Таким образом, применение специальных режимов работы быстродействующих ЦАП позволяет изменять огибающую частотной характеристики так, чтобы увеличилась амплитуда соответствующего высокочастотного компонента спектра. В целом все это приводит к росту отношения сигнал/шум или эквивалентному снижению уровня шумов. Наиболее эффективными для достижения данной цели оказались режимы RFZ и RFZ2.

Литература

1. High-Speed DACs [Электронный ресурс]: сайт компании Maxim Integrated, 2017. URL: <https://para.maximintegrated.com/en/results.mvp?fam=hsdacs&tree=master>
2. High Speed DAC [Электронный ресурс]: сайт компании Analog Devices, Inc., 2017. URL: <http://www.analog.com/en/products/digital-to-analog-converters/high-speed-da-converters.html>
3. Kuckreja Ajay, Ostrem Geir, "High-Speed DACs ease transmitter designs," Microwave & RF, August 2010.
4. Romashov V.V., Romashova L.V., Khramov K.K., Yakimenko K.A. "The Use of Images of DDS in the Hybrid Frequency Synthesizers," 2014 24th International Crimean Conference Micro-wave and Telecommunication Technology Conference Proceedings. 2014, pp. 302-303.
5. Romashov V.V., Khramov K.K., Doktorov A.N. "The Use of Images of DDS Fundamental Frequency for High-Frequency Signals Formation," 2014 24th International Crimean Conference Microwave and Telecommunication Technology Conference Proceedings. 2014, pp. 310-311.
6. Ромашов В.В., Храмов К.К. Формирователи сетки опорных частот возбудителя передатчика с использованием образов основной частоты // Методы и устройства передачи и обработки информации. 2011, № 13. С. 44-47.
7. 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.
8. 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.
9. 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.
10. Khramov K.K., Romashov V.V. Mathematical modeling of operational modes of high-speed DACs. В сборнике: Информационные технологии и нанотехнологии. Сборник трудов ИТНТ-

2018. Самарский национальный исследовательский университет имени академика С.П. Королева. 2018. С. 1403-1411.

Ромашов В.В., Ромашова Л.В., Докторов А.Н.
 Муромский институт (филиал) федерального государственного образовательного
 учреждения высшего образования «Владимирский государственный университет
 имени Александра Григорьевича и Николая Григорьевича Столетовых»
 602264, г. Муром, Владимирская обл., ул. Орловская, 23
 E-mail: romashovmurot@mail.ru, doctorov_a_n@mail.ru

Коэффициент передачи шумовых характеристик устройства передискретизации выходного сигнала цифрового вычислительного синтезатора

Применение передискретизации выходного сигнала цифрового вычислительного синтезатора позволяет изменять огибающую частотной характеристики цифроаналогового преобразователя. Это явление позволяет увеличить амплитуду образов основной частоты, и как следствие, уменьшить отношение шум/сигнал.

Общий принцип передискретизации выходного сигнала ЦВС, и практическая схема передискретизатора, состоящая из преобразователя скважности и аналогового ключа, приведена в [1, 2], где показано схемотехническое моделирование работы данного устройства.

Добавим в структурную схему формирователя сигналов [3-6], структурные блоки передискретизатора: преобразователь скважности (ПС) и аналоговый коммутатор (АК), и разработаем математическую модель шумовых характеристик полученного устройства. На рис. 1 показана результирующая структурная схема формирователя сигналов с использованием передискретизации образов основной частоты ЦВС.

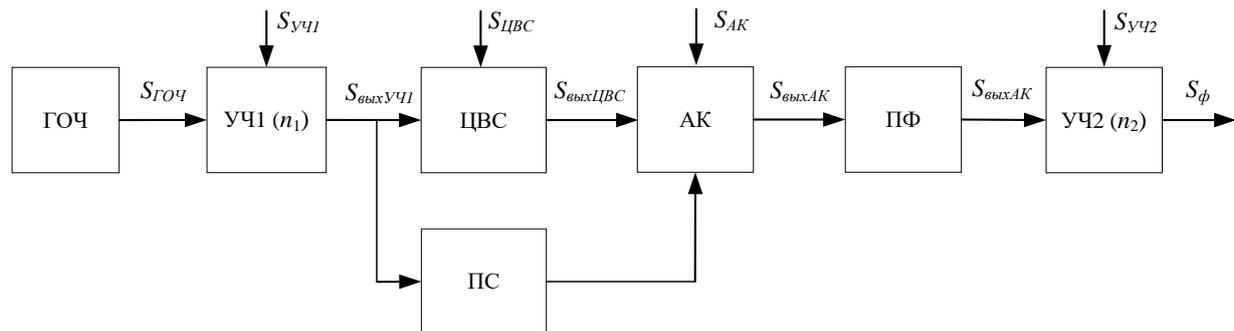


Рисунок 1 – Структурная схема формирователя сигналов с применением передискретизации выходного сигнала ЦВС

Математическая модель СПМ фазовых шумов, вносимых передискретизатором, определяется как

$$S_{AK}(F) = \frac{10^{-14.5}}{F} + 10^{-17}, \quad (1)$$

Данное выражение характерно не только для собственных шумовых характеристик передискретизатора, но и для других устройств, выполненных на основе цифровых микросхем [7].

В статье [8] получены основные выражения, описывающие теорию работы передискретизатора выходного сигнала ЦВС. Коэффициент передачи аналогового коммутатора, который представляет собой отношение комплексной огибающей выходного сигнала к комплексной огибающей входного сигнала коммутатора имеет вид

$$K_{AK}(\omega, q) = 10 \lg \left(\left(\frac{\dot{S}_{K0}(\omega)}{\dot{S}_{d0}(\omega)} \right)^2 \right) = 10 \lg \left(\left(\frac{|\sin(\omega T / 2q)|}{|\sin(\omega T / 2)|} \right)^2 \right), \quad (2)$$

где T – период дискретизации, q – скважность импульсов передискретизатора.

Получим такое же соотношение для номеров образов основной частоты ЦВС. Для этого перейдем к циклической частоте

$$K_{AK}(f, q) = 10 \lg \left(\left(\frac{|\sin(\pi f / f_T q)|}{|\sin(\pi f / f_T)|} \right)^2 \right), \quad (3)$$

Поскольку $f = f_T |n + K_{ЦВС}|$, тогда $f / f_T = |n + K_{ЦВС}|$ и получаем следующее выражение

$$K_{AK}(K_{ЦВС}, q, n) = 10 \lg \left(\left(\frac{|\sin(\pi \frac{|n + K_{ЦВС}|}{q})|}{|\sin(\pi |n + K_{ЦВС}|)|} \right)^2 \right), \quad (4)$$

где n – номер образа, $K_{ЦВС} = f_{ЦВС} / f_T$ – коэффициент передачи частоты, q – скважность импульсов передискретизации.

Данное соотношение характеризует коэффициент передачи аналогового коммутатора для выходного сигнала ЦВС. Коэффициент передачи по фазовым шумам является его обратной величиной. Поэтому, результирующий коэффициент передачи аналогового коммутатора для СПМ фазовых шумов определяется следующей формулой:

$$Z_{AK}(K_{ЦВС}, q, n) = \frac{1}{K_{AK}(K_{ЦВС}, q, n)} = 10 \lg \left(\left(\frac{|\sin(\pi |n + K_{ЦВС}|)|}{|\sin(\pi \frac{|n + K_{ЦВС}|}{q})|} \right)^2 \right), \quad (5)$$

Данный коэффициент характеризует изменение СПМ фазовых шумов на выходе устройства передискретизации после цифрового вычислительного синтезатора, в зависимости от номера образа и скважности импульсов передискретизации. Исследование данных зависимостей позволит определить максимальное снижение уровня фазовых шумов для всех номеров образов.

Литература

1. Докторов, А.Н. Хазов Д.А. Исследование влияния передискретизации выходного сигнала цифрового вычислительного синтезатора на уровень дискретных составляющих // Методы и устройства передачи и обработки информации, 2016, № 17. С. 4-11.
2. Ромашов В.В., Ромашова Л.В., Храмов К.К., Докторов А.Н.. Исследование влияния передискретизации на спектр выходного сигнала цифрового вычислительного синтезатора // Наука и образование в развитии промышленной, социальной и экономической сфер регионов России. VII Всероссийские научные Зворыкинские чтения: сб. тез. докл. – Муром, 6 февр. 2015 г. – Муром: ИПЦ МИ ВлГУ, 2015.– С. 221-222.
3. Romashov V.V., Khramov K.K., Doktorov A.N. “The Use of Images of DDS Fundamental Frequency for High-Frequency Signals Formation,” 2014 24th International Crimean Conference Microwave and Telecommunication Technology Conference Proceedings. 2014, pp. 310-311.
4. 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.
5. 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.
6. 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.
7. Рыжков, А.В. Синтезаторы частот в технике радиосвязи / А.В. Рыжков, В.Н. Попов. // М.: Радио и связь, 1991. – 264 с.
8. 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.

Ромашов В.В., Якименко К.А.

*Муромский институт (филиал) федерального государственного образовательного учреждения высшего образования «Владимирский государственный университет имени Александра Григорьевича и Николая Григорьевича Столетовых»
602264, г. Муром, Владимирская обл., ул. Орловская, 23
E-mail: yakimenko.kirill@yandex.ru.*

Алгоритм определения параметров гибридных синтезаторов частот, обеспечивающих наименьший уровень фазовых шумов выходного сигнала

Гибридные синтезаторы частот на основе прямого цифрового (цифровые вычислительные синтезаторы – ЦВС) и косвенного (системы фазовой автоподстройки частоты – ФАПЧ) методов синтеза формируют широкий диапазон выходных частот с малым шагом перестройки, обеспечивая при этом низкий уровень фазовых шумов и малое количество дискретных побочных составляющих в спектре выходного сигнала [1, 2]. Для анализа шумовых характеристик гибридных синтезаторов частот используются математические модели спектральной плотности мощности (СПМ) фазовых шумов на основе степенных полиномов [3]. При проектировании гибридного синтезатора на основе ФАПЧ и ЦВС перед разработчиком стоит задача рассчитать частотные соотношения в структуре системы ФАПЧ. Исходными данными для расчета, как правило, являются значения входной (опорной) частоты, частоты сравнения в фазовом дискриминаторе, выходной частоты синтезатора [4]. Однако, для некоторых типов гибридных синтезаторов (например, для гибридного синтезатора с ЦВС в качестве генератора подставки или для гибридного синтезатора, использующего образы основной частоты ЦВС) достигнуть требуемое значение выходной частоты можно при различных комбинациях параметров синтезатора (значений коэффициентов деления делителей частот, коэффициентов умножения умножителей частот, коэффициентов передачи ЦВС). Количество таких комбинаций может достигать нескольких тысяч. Поэтому актуальной задачей представляется выбрать из этого набора комбинаций одну, при установке, которой синтезатор будет формировать требуемый сигнал с наименьшим уровнем фазовых шумов. Таким образом, целью данной работы является разработка на основе математических моделей СПМ фазовых шумов алгоритма определения параметров гибридных синтезаторов, обеспечивающих наименьший уровень фазовых шумов выходных сигналов.

Алгоритм определения параметров, обеспечивающих наименьший уровень фазовых шумов, сводится к расчёту и сравнению значений СПМ фазовых шумов по математическим моделям при всех возможных комбинациях параметров гибридных синтезаторов, обеспечивающих формирование заданных частот:

Шаг 1. Ввод набора параметров гибридного синтезатора, обеспечивающих формирование заданной выходной частоты.

Задаётся набор Par из всех возможных параметров гибридного синтезатора (общим количеством – i), получившихся при частотном планировании, при установке которых гибридный синтезатор сформирует сигнал с заданной выходной частотой.

Для гибридного синтезатора с ЦВС в качестве генератора подставки ФАПЧ массив Par будет состоять из параметров $(N_1, N_2, n_1, K_{ЦВС})$

$$Par = \begin{bmatrix} (N_1)_1 & (N_1)_2 & \dots & (N_1)_i \\ (N_2)_1 & (N_2)_2 & \dots & (N_2)_i \\ (n_1)_1 & (n_1)_2 & \dots & (n_1)_i \\ (K_{ЦВС})_1 & (K_{ЦВС})_2 & \dots & (K_{ЦВС})_i \end{bmatrix}.$$

Для гибридного синтезатора, использующего образы основной частоты ЦВС, массив Par дополняется номером образа n :

$$\text{Par} = \begin{bmatrix} (N_1)_1 & (N_1)_2 & \dots & (N_1)_i \\ (N_2)_1 & (N_2)_2 & & (N_2)_i \\ (n_1)_1 & (n_1)_2 & & (n_1)_i \\ (n)_1 & (n)_2 & & (n)_i \\ (K_{\text{ЦВС}})_1 & (K_{\text{ЦВС}})_2 & & (K_{\text{ЦВС}})_i \end{bmatrix}.$$

Шаг 2. Подпрограмма расчета значений СПМ фазовых шумов на заданных частотах отстройки F от несущей.

На данном этапе параметры из массива Par поочередно подставляются в соответствующие математические модели СПМ фазовых шумов. Для каждой комбинации параметров рассчитываются значения СПМ фазовых шумов для заданных значений отстроек от несущей (F_1, F_2, \dots, F_j). Полученные результаты записываются в двумерный массив данных SGC :

$$\text{SGC} = \begin{bmatrix} \text{SGC}_{11} & \text{SGC}_{12} & \text{SGC}_{13} & \dots & \text{SGC}_{1i} \\ \text{SGC}_{21} & \text{SGC}_{22} & \text{SGC}_{23} & & \text{SGC}_{2i} \\ \text{SGC}_{31} & \text{SGC}_{32} & \text{SGC}_{33} & & \text{SGC}_{3i} \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ \text{SGC}_{j1} & \text{SGC}_{j2} & \text{SGC}_{j3} & & \text{SGC}_{ji} \end{bmatrix}.$$

Шаг 3. Подпрограмма сравнения и выбора вариантов, при которых обеспечивается наименьший уровень фазовых шумов.

На данном этапе в полученном массиве SGC происходит сравнение значений по столбцам. В случае, когда все значения одного столбца больше всех значений другого столбца, столбец с большими значениями отсеивается. В результате остаётся столбец, с наименьшими значениями СПМ фазовых шумов, либо несколько столбцов, в которых значения при одних отстройках больше, чем значения на аналогичных отстройках, а при других меньше.

Шаг 4. Подпрограмма выбора параметров.

На данном этапе необходимо решить, какой набор параметров обеспечивает наименьший уровень фазовых шумов, то есть из оставшихся столбцов выбрать один по определённому критерию. Данный критерий зависит от области применения гибридного синтезатора. Для одних применений критичным является уровень фазовых шумов на ближних отстройках, для других – на дальних. Поэтому выбор критерия на данном этапе определяется пользователем.

Алгоритм был реализован в виде подпрограммы, входящей в состав программного комплекса, разработанного в [5].

Литература

1. Chenakin A. Frequency Synthesizers: From Concept to Product. New York: Artech House, 2010. 235 p.
2. Romashov V.V., Romashova L.V., Khramov K.K., Yakimenko K.A., Doktorov A.N. Wide-band hybrid frequency synthesizer with improved noise performance // Moscow Workshop on Electronic and Networking Technologies, MWENT 2018 - Proceedings. № 1. 2018. С. 1–4. DOI: 10.1109/MWENT.2018.8337224.
3. 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. С. 5–20.
4. Ромашов В.В., Якименко К.А. Разработка математического аппарата для частотного планирования гибридных синтезаторов частот // Проектирование и технология электронных средств. 2016. № 3. С. 3–9.
5. Ромашов В.В., Якименко К.А. Программный комплекс для проектирования гибридных синтезаторов частот и моделирования их шумовых характеристик // Радиотехнические и телекоммуникационные системы. 2018. № 1. С. 36–44.

Харчук С.М., Курилов И.А., Кузичкин О.Р., Васильев Г.С., Суржик Д.И.
 Муромский институт (филиал) федерального государственного образовательного
 учреждения высшего образования «Владимирский государственный университет
 имени Александра Григорьевича и Николая Григорьевича Столетовых»
 602264, г. Муром, Владимирская обл., ул. Орловская, 23
 E-mail: kh@mivlgu.ru

Частотные характеристики формирователя сигналов с ЦВС в тракте обратной связи

В докладе рассматриваются результаты исследования частотных характеристик формирователя сигналов, позволяющего получить сетку высокостабильных частот с низким уровнем фазовых помех.

Поскольку воздействие дестабилизирующих факторов часто носит периодический характер [1], важно знать реакцию формирователя на воздействие в диапазоне частот.

Исследуемый формирователь реализует принцип гибридного синтеза частот на основе системы фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ) и цифрового вычислительного синтезатора частот (ЦВС). При этом, сигнал вычислительного синтезатора вводится в тракт обратной связи системы ФАПЧ. Для введения сигнала ЦВС используется преобразователь частоты. Кроме того, в схему включено устройство автоматической компенсации дестабилизирующего воздействия.

Получены выражения для амплитудночастотных (АЧХ) и фазочастотных характеристик формирователя сигналов при дестабилизирующих воздействиях на опорный генератор, ЦВС, фазовый детектор и генератор, управляемый напряжением. Они обозначены соответственно ε_{Ω} , ε_{Ω} , ε_{Δ} и ε_{Γ} .

Так в частности, при воздействии на ЦВС и на генератор, управляемый напряжением выражения АЧХ принимают следующий вид

$$A_{\Omega}(\Omega) = |H_{\varepsilon_{\Omega\varphi}}(j\Omega)| = \left| \frac{K_{\varepsilon_{\Omega}} K_{c2} \frac{M(j\Omega)}{j\Omega\tau K_2 K_{c1}}}{1 + NM_y(j\Omega) + \frac{K_{c1} M(j\Omega)}{j\Omega\tau}} \right|, \quad (1)$$

$$A_{\Gamma}(\Omega) = |H_{\varepsilon_{\Gamma\varphi}}(j\Omega)| = \left| \frac{K_{\varepsilon_{\Gamma}} (NM_y(j\Omega) + 1)}{1 + NM_y(j\Omega) + \frac{K_{c1} M(j\Omega)}{j\Omega\tau}} \right|. \quad (2)$$

В выражениях (1) и (2) приняты следующие обозначения: j - мнимая единица; Ω – частота воздействия; K_2 – коэффициент передачи делителя частоты; $M_y(j\Omega)$ и $M(j\Omega)$ – передаточные функции тракта управления и ФАПЧ; K_{c1} и K_{c2} – коэффициенты передачи преобразователя частоты; $K_{\varepsilon_{\Omega}}$, $K_{\varepsilon_{\Gamma}}$ – коэффициент передачи воздействия помехи на ЦВС и управляемый генератор; N - коэффициент регулирования ; τ - постоянная времени системы ФАПЧ. Графики АЧХ построенные по (1) и (2), представлены на рис.1 и рис.2.

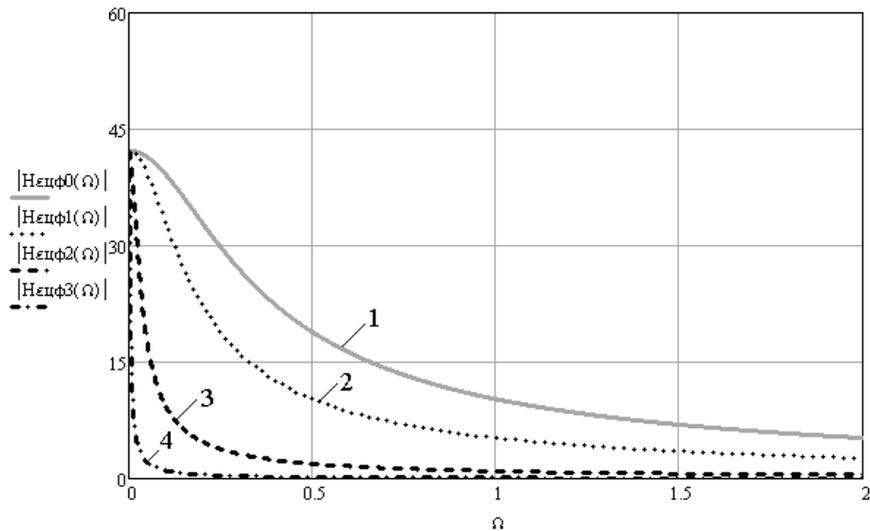


Рис.1. АЧХ при воздействии возмущения на ЦВС при $N = 0$ (1); $N = 1$ (2); $N = 10$ (3); $N = 100$ (4)

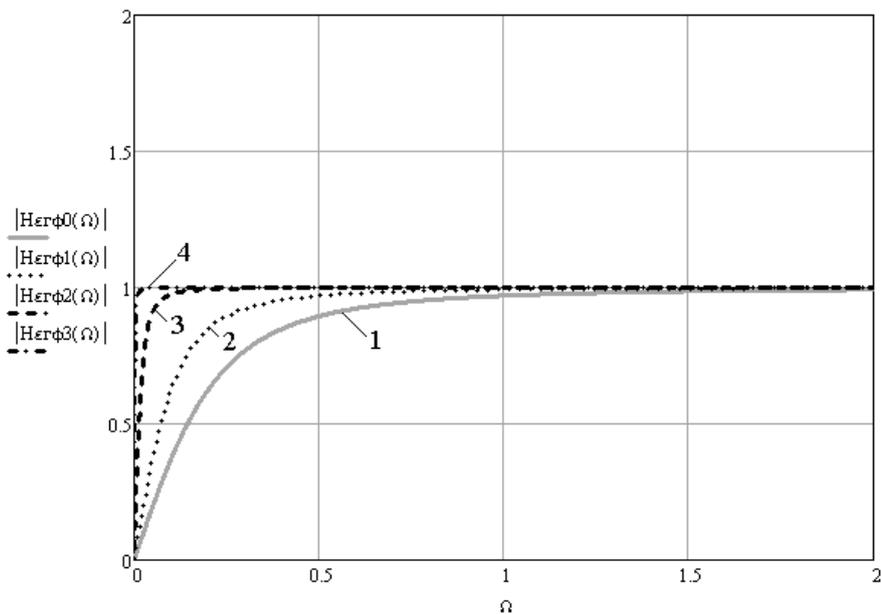


Рис.2. АЧХ при воздействии возмущения на управляемый генератор при $N = 0$ (1); $N = 1$ (2); $N = 10$ (3); $N = 100$ (4)

Полученные выражения и графические зависимости для всех видов рассматриваемых воздействий, позволяют исследовать частотные свойства формирователя сигналов с ЦВС в тракте обратной связи, выбрать и оптимизировать параметры составляющих формирователь блоков для обеспечения требуемого подавления помехи в заданном диапазоне частот.

Литература

1. Суржик Д. И., Курилов И. А., Васильев Г. С. Компенсация искажений ЦВС в гибридных синтезаторах частот // Радиотехнические и телекоммуникационные системы. - 2015. - № 4(20). - С. 13-19.

Харчук С.М., Курилов И.А., Кузичкин О.Р., Суржик Д.И., Васильев Г.С.
 Муромский институт (филиал) федерального государственного образовательного
 учреждения высшего образования «Владимирский государственный университет
 имени Александра Григорьевича и Николая Григорьевича Столетовых»
 602264, г. Муром, Владимирская обл., ул. Орловская, 23
 E-mail: kh@mivlgu.ru

Передаточные характеристики формирователя сигналов с ЦВС в выходном тракте

Работа посвящена исследованию формирователя сигналов, позволяющего получить сетку высокостабильных частот с низким уровнем фазовых помех.

В работах [1,2] рассматриваются причины появления фазовых помех в формирователях сигналов, а так же методы их компенсации.

Исследуемый формирователь реализует метод синтеза частот на основе гибридного сочетания системы фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ) и цифрового вычислительного синтезатора частот (ЦВС). В рассматриваемой схеме сигнал вычислительного синтезатора вводится в выходной тракт системы ФАПЧ. Ввод сетки высокостабильных частот осуществляется путем преобразования частоты выходного сигнала системы ФАПЧ. Для понижения уровня фазовых помех формирователя используется метод автоматической компенсации помех на основе преобразования выходного сигнала фазового детектора системы ФАПЧ. Сам процесс компенсации осуществляется противофазным управлением фазой выходного сигнала ЦВС.

В работе рассматривается воздействие дестабилизирующих факторов на опорный генератор, ЦВС, фазовый детектор и генератор, управляемый напряжением

Структурная модель формирователя сигналов при воздействии дестабилизирующего фактора на генератор, управляемый напряжением, представлена на рис.1.

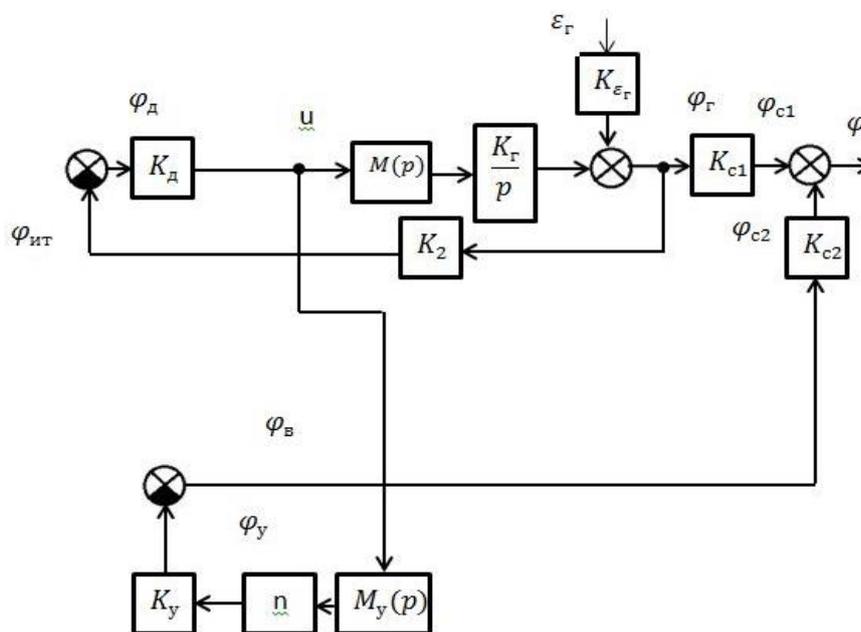


Рис.1

На модели приняты следующие обозначения: ε_g – дестабилизирующее воздействие на генератор, управляемый напряжением; p – оператор Лапласа ($p \rightarrow d/dt$); K_2 – коэффициент передачи делителя частоты; n – коэффициент передачи усилителя тракта управления; $M_y(p)$ – передаточная функция фильтра тракта управления; $M(p)$ – передаточная функция фильтра системы ФАПЧ; K_d – коэффициент передачи фазового детектора; K_y – коэффициент передачи управляемого фазовращателя; K_g – передаточная функция генератора, управляемого

напряжением; K_{c1} и K_{c2} – коэффициенты передачи преобразователя частоты; K_{ε_r} – коэффициент передачи воздействия помехи на генератор, управляемый напряжением; φ_y – отклонение фазы сигнала на выходе тракта управления; $\varphi_{c1}, \varphi_{c2}$ – отклонение фазы сигнала на выходе преобразователя частоты; φ_d – отклонение фазы сигнала на выходе фазового детектора; φ – отклонение фазы выходного сигнала формирователя.

На основании структурной модели были составлены дифференциальные уравнения формирователя для четырех вариантов воздействия: $\varepsilon_o, \varepsilon_{ц}, \varepsilon_d, \varepsilon_r$ – это дестабилизирующие воздействия соответственно на опорный генератор, ЦВС, фазовый детектор и генератор, управляемый напряжением.

Для каждого уравнения получены решения в виде четырех передаточных функций. Передаточные функции связывают каждое дестабилизирующее воздействие с отклонением фазы выходного сигнала формирователя.

Например, для дестабилизирующего воздействия на генератор, управляемый напряжением передаточная функция формирователя принимает вид

$$H_{\varepsilon_r \varphi} = \frac{\varphi}{\varepsilon_r} = K_{\varepsilon_r} \frac{1}{1 + \frac{M(p)}{T}} \left(K_{c1} - \frac{NM_y(p)}{\frac{M(p)}{T} K_2} \right),$$

где N – коэффициент регулирования тракта компенсации воздействия, T – постоянная времени системы ФАПЧ.

Полученные выражения передаточных функций позволяют проводить исследования склонности формирователя сигналов с ЦВС в выходном тракте к самовозбуждению, и изучить реакцию системы при воздействии дестабилизирующих факторов различного характера, а так же оптимизировать параметры составляющих формирователь блоков.

Литература

1. Суржик Д. И., Курилов И. А., Васильев Г. С. Компенсация искажений ЦВС в гибридных синтезаторах частот // Радиотехнические и телекоммуникационные системы. - 2015. – № 4(20). - С. 13-19.
2. Ромашов В.В., Ромашова Л.В., Храмов К.К. Шумовые характеристики формирователей сигналов на основе цифровых вычислительных синтезаторов и умножителей частоты. – Радиопромышленность. 2012. № 2. С. 31-38.

Храмов К.К., Ивушкин* М.Ю.

Муромский институт (филиал) федерального государственного образовательного учреждения высшего образования «Владимирский государственный университет имени Александра Григорьевича и Николая Григорьевича Столетовых»
602264, г. Муром, Владимирская обл., ул. Орловская, 23

E-mail: hramovkk.lan@mit.ru

*АО «Муромский завод радиоизмерительных приборов»
602267, г. Муром, Владимирская обл., Карачаровское шоссе, 2.

E-mail: global@mzrip.ru

Цифровое формирование высокочастотных сигналов в радиолокационных системах при использовании быстродействующих ЦАП

Формирование сложных радиосигналов с требуемыми спектрально-временными характеристиками сводится к следующим основным задачам: синтез модулирующих сигналов на относительно низкой промежуточной частоте, перенос спектра синтезированных сигналов на требуемую несущую частоту, их усиление и фильтрация. В радиолокационных системах первая задача, чаще всего, решается путем использования различных типов программируемых логических интегральных схем (ПЛИС), базовых матричных кристаллов или, реже, процессоров цифровой обработки сигналов [1]. Относительно низкая тактовая частота ПЛИС, не превышающая несколько сотен мегагерц, в настоящее время не позволяет обойтись без последующего преобразования частоты при работе систем в УВЧ и СВЧ диапазонах. Поэтому для решения второй задачи в передающих трактах, как правило, применяются аналоговые каскады: умножители частоты, смесители и квадратурные преобразователи.

В современных цифровых формирователях сигналов широко используются высокочастотные цифро-аналоговые преобразователи (ЦАП), позволяющие формировать радиосигнал на промежуточной и несущей частоте. Функционирование таких ЦАП основано на использовании специальных режимов работы [2].

Полная или частичная реализация преобразования частоты в цифровом виде позволяет снизить уровень дискретных составляющих в спектре выходного сигнала, улучшить шумовые характеристики передающего устройства, уменьшить его массы и габаритов, снизить сложность и стоимость изготовления.

В работе рассматривается вариант реализации цифрового формирователя радиолокационных сигналов в УВЧ диапазоне при использовании быстродействующих ЦАП. На рис. 1 приведена упрощенная структурная схема такого формирователя. Она включает в себя ПЛИС, которая содержит несколько каналов синтеза модулирующих сигналов (СМС) на низкой промежуточной частоте, и ЦАП, объединяющий эти каналы и формирующий аналоговый сигнал на радиочастоте.

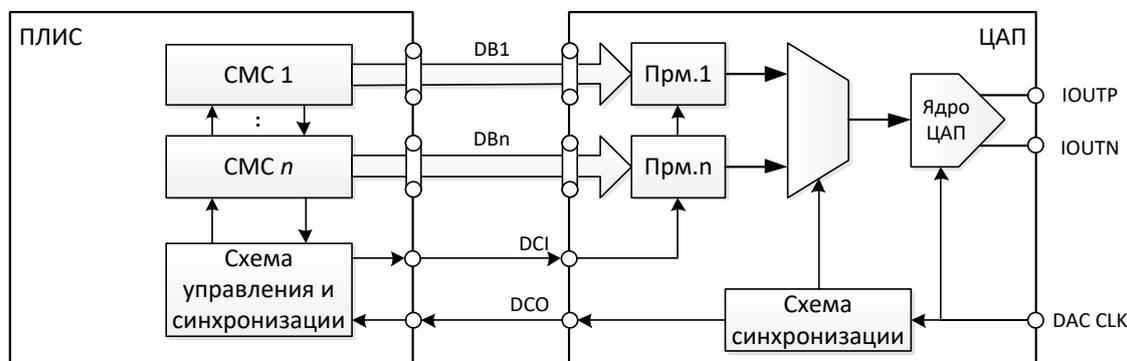


Рис.1. Обобщенная структурная схема цифрового формирователя высокочастотных сигналов

В докладе рассматриваются вопросы аппаратной реализации формирователя, построения синтезаторов модулирующих сигналов, анализируются возможные режимы работы быстродействующих ЦАП. Обсуждаются также вопросы синхронизации работы блоков цифрового формирователя.

Литература

1. Храмов К.К., Ивушкин М.Ю. Формирование квадратурных модулирующих сигналов специальной формы // Наука и образование в развитии промышленной, социальной и экономической сфер регионов России. VIII Всероссийские научные Зворыкинские чтения: сб. тез. докл. Всероссийской межвузовской научной конференции. Муром, 5 февр. 2016 г. – Муром: Изд.-полиграфический центр МИ ВлГУ, 2016.– 478 с.: ил. – [Электронный ресурс]: 1 электрон. опт. диск (CD-ROM). – С.74.

2. Khramov K.K., Romashov V.V. Mathematical modeling of operational modes of high-speed DACs // Информационные технологии и нанотехнологии (ИТНТ-2018): сб. трудов. IV Международной конференции и молодежной школы. Самара, 24-27 апреля 2018 г. Самарский национальный исследовательский университет имени академика С.П. Королева. – Самара: Новая техника, 2018. – С. 1403-1411.