

СЕКЦИЯ 9

Методы и устройства повышения качества передачи информации

Быков А.А.

Исследование эффективности
объективной оценки разборчивости речевого сигнала
методом оценки индекса артикуляции

Бычевой А.В.

Применение дискретного преобразования Фурье
и дискретного преобразования Хартли
для спектрального анализа сигнала

Васильев Г.С., Курилов И.А., Харчук С.М., Суржик Д.И.

Исследование динамических характеристик
амплитудно-фазовых преобразователей с фильтром верхних частот
методом фазовой плоскости

Исследование усилителя с автоматической регулировкой усиления
на основе обобщенной схемы
амплитудно-фазового преобразования сигналов

Численный анализ динамических характеристик
преобразователей сигналов пятого порядка с ФВЧ

Гашин И.В., Сарибжанов И.Р.

Синтезаторы частоты прямого цифрового синтеза

Жиганова Е.А.

Влияние уровня помехового сигнала
на искажения ЧМ сигнала в усилителях мощности

Ермолаев В.А., Кропотов Ю.А.

Алгоритм подавления акустических помех методом ДПФ

Кульков Я.Ю.

Разработка комбинированного метода
выделения частоты основного тона

Курилов И.А., Рудаков А.М., Юдаев А.Ю., Суржик Д.И.

Анализ узлов синтезаторов частот на основе НКЛФ

Исследование синтезаторов частот на основе обобщенной схемы
амплитудно-фазового преобразования сигналов

Полушин П.А., Матюха В.А., Леммле Д.А.

Возможности улучшения характеристик
многочастотной передачи информационных сигналов

Романов Д.Н.

Спектральный анализ радиосигналов
на основе непрерывных кусочно-линейных функций

Ромашов В.В., Докторов А.Н.

Частотное планирование формирователей сигналов
на основе интегральных цифровых вычислительных синтезаторов

Ромашов В.В., Ромашов А.В., Фомичёв А.Н.

Методы построения гибридных синтезаторов частот
на основе ФАПЧ и ЦВС

Ромашов В.В., Ромашова Л.В.

Моделирование шумовых характеристик
интегральных цифровых вычислительных синтезаторов

Ромашов В.В., Храмов К.К.

Модель цифрового вычислительного синтезатора,
работающего на образах основной частоты

Построение формирователей сетки опорных частот
возбудителя передатчика РЛС
с использованием образов основной частоты

Ромашова Л.В., Докторов А.Н.

Анализ фазовых шумов формирователей сигналов
на основе интегральных ЦВС
с умножителем тактовой частоты на ФАПЧ

Ростокин И.Н., Ростоккина Е.А.

Виды поляризаторов, используемых в СВЧ конверторных модулях

Ростокина Е.А., Ростокин И.Н.

Исследование структуры современных СВЧ конверторных модулей

Храмов К.К., Никитина В.А.

Разработка и исследование шлейфного квадратурного моста
для систем радиосвязи

Шульпин О.В.

Принципы построения систем звукового оповещения

Юдаев А.Ю., Курилов И.А., Харчук С.М.

Анализ динамических режимов системы ФАПЧ
с нелинейным детектором
на основе непрерывных кусочно-линейных функций

Анализ систем ФАПЧ методом фазовой плоскости
на основе непрерывных кусочно-линейных функций

Исследование эффективности объективной оценки разборчивости речевого сигнала методом оценки индекса артикуляции

Для определения разборчивости речевых сигналов, как правило, используют различные методы экспертной оценки. Но все они предлагают сложные, длительные и дорогостоящие процедуры оценки с привлечением большого количества дикторов, а объективные методы определения разборчивости, позволяющие получить быстрые и автоматизированные оценки, которые хорошо совпадают с субъективными экспертизами, пока еще разработаны недостаточно. Одним из методов объективной оценки разборчивости речи является определение индекса артикуляции AI (Articulation Index), не требующего проведения артикуляционных измерений.

Целью работы является исследование эффективности объективной оценки разборчивости речевого сигнала методом оценки индекса артикуляции. Результатом работы является готовый программный продукт, который в реальном времени позволяет провести оценку разборчивости речи. Слоговая разборчивость S определялась из аналитического соотношения (1) [1].

$$S = \begin{cases} 4 \cdot R^{1,43}, & \text{если } R \leq 0,15; \\ 1,1 \cdot [1 - 1,17 \cdot \exp(-2,9 \cdot R)], & \text{если } 0,15 < R \leq 0,7; \\ 1,01 \cdot [1 - 9,1 \cdot \exp(-6,9 \cdot R)], & \text{если } R > 0,7; \end{cases} \quad (1)$$

где

R – интегральный индекс артикуляции (понимаемости) речи;

r_i – спектральный индекс артикуляции речи;

A_i – формантный параметр спектра сигнала в октавной полосе;

k_i – весовой коэффициент октавной полосы частот;

E_i – октавное соотношение сигнал/шум на месте возможного размещения микрофонов, находящееся инструментальным и расчетно-инструментальным методом.

Оценка спектральных характеристик речевых сигналов и акустических помех на коротких интервалах проводилась по алгоритму, приведенному в [2].

$$S_{cp}(l \cdot f_l) = \frac{1}{M} \sum_{m=1}^M \sum_{l=0}^{L-1} |S_m(l \cdot f_l)|, \quad (2)$$

где

M – число интегрированных кратковременных ДПФ,

l – дискретная частотная составляющей m -ой кратковременной спектральной плотности.

Результаты исследования эффективности метода оценки AI были получены путем определения слоговой и словесной разборчивости при различных входных данных. Как показали исследования, разборчивость словесная речевого сигнала без наличия шумов имеет значение, близкое к 1 и мало изменяется при наличии речи или ее отсутствии. При этом по слоговой разборчивости можно определить момент усиления или ослабления речевого сигнала. При этом, при равной словесной разборчивости, значения слоговой разборчивости могут сильно отличаться. Также разборчивость речи одинаково оценивается для голосов различной тональности.

При исследовании оценки разборчивости зашумленного речевого сигнала использовались различные модели шумов (белый шум, красный шум, синий шум), а так же различные реализации естественных акустических шумов, записанные в различных условиях.

При высоком количестве шума значения разборчивости почти равны нулю, при отсутствии речи, и имеют большее значение, когда появляется сигнал. Данный способ анализа подходит в случае, когда необходимо оценить разборчивость речи, не имея информации об интенсивности шума. В данном случае значения слоговой и словесной разборчивости практически равны.

Реализация алгоритма AI в виде программы позволяет оперативно определять значение разборчивости речевого сигнала, в отличие от метода артикуляционных измерений, который может занять несколько недель и требует привлечения большого количества специалистов. В разработанной программе происходит сравнение реализаций акустических шумов с входным сигналом. Информация о разборчивости представляется в графическом и текстовом виде. Допускается изменять значение входного буфера аудиоданных, коэффициент усиления микрофона и выбирать модель цветного шума.

Таким образом, исследования показали, что определение разборчивости речи методом оценки индекса артикуляции имеет высокую эффективность. При высокой точности результата и малых затратах ресурсов на обработку исходных данных данный метод показывает высокую эффективность при его использовании для оценки параметров телекоммуникационных систем предприятий или на транспорте.

Литература

1. Железняк, В.К. Некоторые методические подходы к оценке эффективности защиты речевой информации / В.К. Железняк, Ю.К. Макаров, А.А. Хорев // Специальная техника.— М.: 2000.— № 4.
2. Быков, А.А. Спектральный анализ речевых сигналов на конечных интервалах / А.А. Быков, Ю.А. Кропотов // Методы и устройства передачи и обработки информации: межвуз. сб. науч. тр.— Вып.10.— Под ред. В.В. Ромашова.— М.: «Радиотехника», 2008.— С. 205 – 209.

Применение дискретного преобразования Фурье и дискретного преобразования Хартли для спектрального анализа сигнала

Спектральный анализ сигнала является важнейшим и необходимым инструментом, который позволяет определить все свойства и параметры исследуемого сигнала. Для его реализации на сегодняшний день применяется множество методов, но наиболее распространенным является использование дискретного преобразования Фурье (ДПФ) и дискретного преобразования Хартли (ДПХ).

Функция ДПФ определяется соотношением:

$$F(\nu) = N^{-1} \sum_{\tau=0}^{N-1} f(\tau) \exp[-j2\pi\nu\tau / N],$$

где

τ – время наблюдения сигнала;

$f(\tau)$ – исследуемый сигнал;

ν – частота сигнала.

Функция ДПХ определяется соотношением:

$$H(\nu) = N^{-1} \sum_{\tau=0}^{N-1} f(\tau) \text{cas}(2\pi\nu\tau / N), \text{ где } \text{cas}(2\pi\nu\tau / N) = \cos(2\pi\nu\tau / N) + \sin(2\pi\nu\tau / N). [1]$$

Величины здесь означают то же, что и в ДПФ. Нетрудно заметить, что эти преобразования похожи и различаются только алгоритмом обработки. Следовательно, и методика их использования для анализа сигнала схожа. Например, если есть исследуемый сигнал, выраженный некоторой функцией $f(\tau)$, то, чтобы получить его спектр, нужно перенести этот сигнал из временной области в частотную. Для этого необходимо включить функцию сигнала в преобразование – либо ДПФ, либо ДПХ. В результате расчетов получится множество результирующих значений. По этим значениям необходимо построить график, на котором расчетные значения будут отображены в зависимости от частоты. Этот график и будет результатом спектрального анализа исследуемого сигнала. Из графика можно увидеть все необходимые параметры сигнала, такие, как уровень основной гармоники, уровень побочных гармоник, на какой частоте расположена основная гармоника и т. д. [2].

В качестве примера рассмотрим спектральный анализ сигнала, представляющего сумму трех синусоидальных колебаний с параметрами: амплитудой $u_1(t) = 1$, $u_2(t) = 1,5$, $u_3(t) = 0,7$; частотой $u_1(t) = 150$ Гц, $u_2(t) = 3$ кГц, $u_3(t) = 4,1$ кГц. Частота дискретизации 10 кГц. На рис. 1 представлен результат ДПФ, на рис. 2 результат ДПХ.

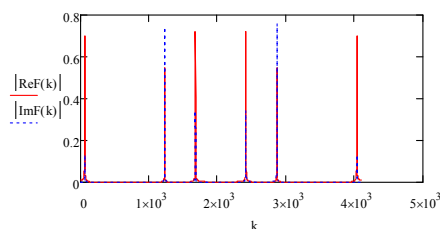


Рис. 1. Спектр сигнала по ДПФ

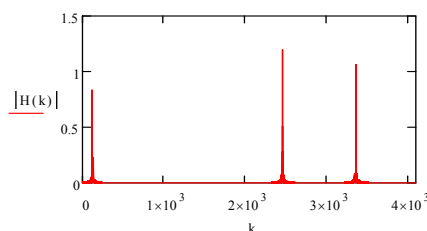


Рис. 2. Спектр сигнала по ДПХ

На рис. 1 мы видим шесть гармоник вместо положенных трех потому, что преобразование разделено на действительную и мнимую части. Сравнение графиков показывает, что использование ДПФ более предпочтительно, поскольку ДПХ имеет более высокий уровень боковых лепестков. Однако алгоритм ДПХ с вычислительной точки зрения более эффективен, поскольку отсутствуют операции с комплексными числами.

Литература

1. Брейсуэлл, Р. Преобразование Хартли / Р. Брейсуэлл. – М.: Мир, 1990. – 175 с.
2. Дженкинс, Г. Спектральный анализ и его приложения / Г. Дженкинс, Д. Ваттс. – М.: Мир, 1971.

Г.С. Васильев
И.А. Курилов
С.М. Харчук
А.Ю. Суржик

Муромский институт Владимирского государственного университета
602264 г. Муром, Владимирской обл., ул. Орловская, д. 23

Исследование динамических характеристик амплитудно-фазовых преобразователей с фильтром верхних частот методом фазовой плоскости

Исследование режимов ряда нелинейных радиотехнических устройств удобно проводить на основе схемы амплитудно-фазового преобразователя (АФП) с регулированием по отклонению.

Для исследования динамических характеристик (ДХ) преобразователя на его вход подается скачок величиной X_n параметра (амплитуды или фазы) входного сигнала $x(t)$, где t – время. Характеристика управляющего устройства – линейная функция с крутизной K_y . Детектор управляющего тракта имеет треугольную характеристику $F(y)$, где $y = y(t)$ – отклонение параметра выходного сигнала преобразователя. Фильтр верхних частот, входящий в состав УТ, имеет коэффициент передачи $M(p) = p/(1 + p)$, где p – оператор Лапласа.

Обозначим n – коэффициент передачи весового распределителя, $N = K_y n$ – коэффициент регулирования тракта регулирования по отклонению.

С учетом принятых обозначений уравнение АФП принимает вид:

$$y(t) = x(t) - N \times M(p) \times F(y(t)). \quad (1)$$

Подставим $M(p)$ в (1) и заменим оператор p на $\frac{dy}{dt}$

$$dy(t)/dt = x(t) - y(t) - N \times M(p) \times dF(y)/dt. \quad (2)$$

Учитывая, что $\frac{dF(y)}{dt} = \frac{dF(y)}{dy} \frac{dy}{dt}$, выразим из (2) $\frac{dy}{dt}$ и получим выражение для фазового портрета АФП $\frac{dy}{dt} = \frac{1}{N \times dF(y)/dy} (X_n - y)$.

В работе получено решение (2) методом Рунге-Кутты для различных значений X_n . Фазовый портрет, построенный для значений $X_n = 1; 1,9; 3; 3,9; 4; 4,1; 5; 6,1; 7$, приведен на рис.1, временные характеристики преобразователя представлены на рис. 2. Значения $Y_{сх}$ и $Y_{уд}$ (рис. 1) соответствуют началу и концу неустойчивого участка характеристики детектора, имеющего отрицательную крутизну.

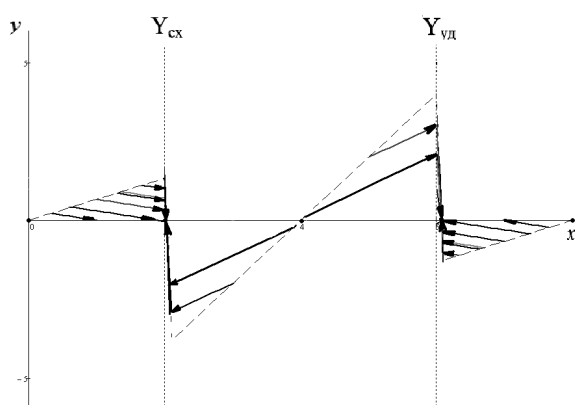


Рис. 1

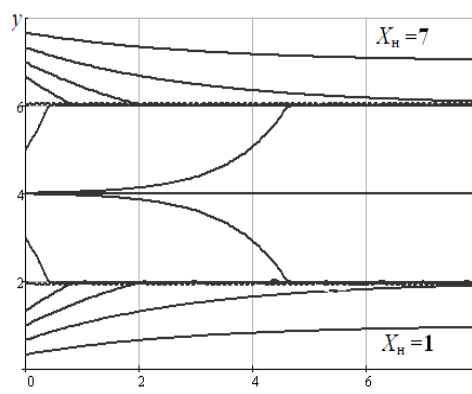


Рис. 2

Графики позволяют исследовать динамический режим АФП при изменении характеристик входящих в его состав звеньев.

Г.С. Васильев
И.А. Курилов
С.М. Харчук
Д.И. Суржик

Муромский институт Владимирского государственного университета
602264 г. Муром, Владимирской обл., ул. Орловская, д. 23

Исследование усилителя с автоматической регулировкой усиления на основе обобщенной схемы амплитудно-фазового преобразования сигналов

Формирование и обработка сигналов в различных радиотехнических устройствах (РТУ) может рассматриваться как амплитудно-фазовое преобразование сигнала. Обобщенная схема амплитудно-фазового преобразователя (АФП) с соответствующими коэффициентами позволяет исследовать конкретные РТУ с использованием выражений обобщенного АФП.

В состав обобщенного преобразователя (рис. 1) входят: аналогичные ему АФП, управляющие устройства (УУ), управляющие тракты (УТ) и весовые распределители (ВР). УТ образован последовательным соединением детектора отклонения и фильтра. В нем происходит формирование управляющего сигнала. Задачей ВР является установление необходимых пропорций передачи сигналов с его входов на выходы.

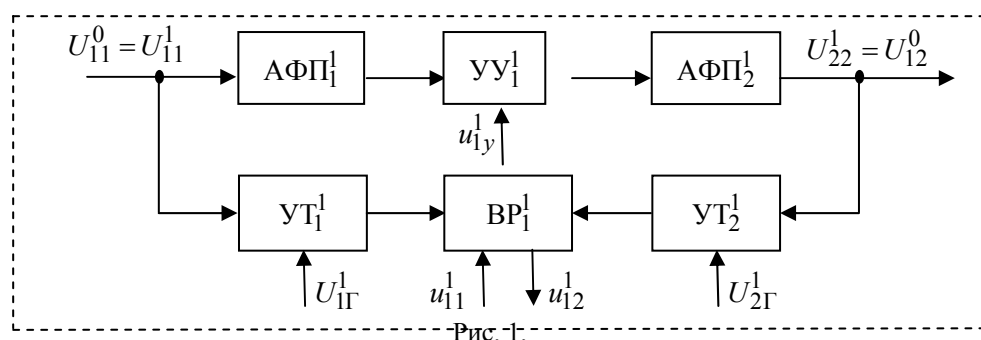


Рис. 1.

На рис. 1 представлены нулевой (пунктир) и первый уровни раскрытия схемы обобщенного преобразователя. Дальнейшее увеличение числа преобразований сигнала в канале достигается за счет раскрытия по базовой схеме свернутых АФП, содержащихся в предыдущем уровне.

Передачная функция для произвольного числа раскрытых уровней $A \geq 1$

$$Q^A = \prod_{\beta=1}^A \prod_{\gamma=1}^B \prod_{\delta=1}^G P_{\beta}^{\delta} K_{\gamma}^{\delta},$$

где

α – текущий номер раскрываемого слоя;

A – максимальное число раскрытых в АФП слоев;

β, γ – номера передаточных функций АФП и УУ;

B и G – максимальные значения β и γ ;

P и K – передаточные функции АФП и УУ с соответствующими индексами.

Проведена аппроксимация схемы усилителя с автоматической регулировкой усиления (АРУ) схемой АФП, при этом коэффициенты передачи АФП₁¹ и УТ₁¹ равны нулю.

В качестве фильтра УТ₂¹ (фильтра АРУ) выбраны фильтры нижних частот первого и второго порядков с постоянной времени одного звена – T , характеристика УУ₁¹ – линейная функция и линейная функция с двухсторонним ограничением, характеристика детектора – ломанная прямая.

На основе передаточной функции обобщенного АФП получены выражения статической регулировочной характеристики и амплитудно частотной регулировочной характеристики. Построены графики соответствующих зависимостей для трех значений коэффициента передачи ВР₁¹ (усилителя постоянного тока АРУ). Исследования подтверждают эффективность рассматриваемого метода анализа РТУ.

Г.С. Васильев
И.А. Курилов
С.М. Харчук
Д.И. Суржик

*Муромский институт Владимирского государственного университета
602264 г. Муром, Владимирской обл., ул. Орловская, д. 23*

Численный анализ динамических характеристик преобразователей сигналов пятого порядка с ФВЧ

Применение обобщенных схем амплитудно-фазовых преобразователей (АФП) позволяет существенно упростить анализ радиотехнических устройств различного назначения. В этом случае анализ устройств может быть сведен к подстановке коэффициентов исследуемого радиоустройства в конечные выражения обобщенного преобразователя.

Вывод конечных выражений обобщенного АФП осуществляется на основе аппарата непрерывных кусочно-линейных функций [1 – 3]. В тоже время для проверки правильности проведенного анализа и получения точностных характеристик метода на основе НКЛФ необходимо получение значений, аналогичных характеристикам на основе численных методов.

В общем случае анализ переходного процесса преобразователя сигналов сводится к решению нелинейного неоднородного дифференциального уравнения при заданных начальных воздействиях.

Рассматривается получение динамических характеристик (ДХ) преобразователя сигналов пятого порядка с фильтрами верхних частот (ФВЧ) в управляющих трактах. Для исследования наиболее удобным представляется метод Рунге-Кутты [4]. Он обладает относительной простотой, высокой точностью и наличием реализаций в различных вычислительных средах.

Для повышения устойчивости преобразователя в управляющем тракте цепи регулирования по возмущению применен фильтр третьего порядка, а в цепи регулирования по отклонению – второго порядка. Их передаточные характеристики соответственно

$$M_1(p) = \frac{\lambda_1 \lambda_2 \lambda_3 T^3 p^3}{(\lambda_1 T p + 1)(\lambda_2 T p + 1)(\lambda_3 T p + 1)},$$
$$M_2(p) = \frac{\beta_1 \beta_2 T^2 p^2}{(\beta_1 T p + 1)(\beta_2 T p + 1)},$$

где

$\lambda_{1,2,3}$ и $\beta_{1,2}$ – коэффициенты фильтров,

T – постоянная времени ФВЧ,

p – оператор Лапласа.

Характеристика управляющего устройства – арктангенсоидальная функция, характеристики детекторов управляющих трактов – синусоидальные функции. В качестве входного воздействия рассмотрено скачкообразное отклонение параметра входного сигнала.

Численное решение нелинейного дифференциального уравнения осуществлялось в среде MathCAD.

В результате исследования получены численные значения ДХ для следующих значений коэффициентов передачи весового распределителя: для цепи регулирования по возмущению $n_1 = 0, 1, 1, 5$; для цепи регулирования по отклонению $n_2 = 0, 1, 3, 5, 10$. Построены графические зависимости рассчитанных характеристик преобразователя сигналов и проведен их сравнительный анализ.

Литература

1. Курилов, И.А. Анализ нелинейных режимов автокомпенсаторов фазовых помех на основе непрерывных кусочно-линейных функций / И.А. Курилов // Радиолокация, навигация, связь: X международная научно-техническая конференция 13 – 15 апреля 2004. – Т.1. – Воронеж, 2004. – С. 456 – 460
2. Курилов, И.А. Динамические характеристики нелинейного амплитудно-фазового преобразователя с регулированием по отклонению / И.А. Курилов, Г.С. Васильев // Радиотехника. – 2009. – №11.
3. Курилов, И.А. Обобщенная схема амплитудно-фазового преобразования сигналов / И.А. Курилов // Радиотехника. – 2006. – №6.
4. Березин, И.С. Методы вычислений. Т. 2 / И.С. Березин. – М., 1959. – 620 с.

Синтезаторы частоты прямого цифрового синтеза

Разработчики приемо-передающих устройств часто сталкиваются с проблемой качественного синтеза сигналов в широком спектре частот. Это обусловлено недостаточно хорошими параметрами используемых синтезаторов частот. В настоящее время (особенно в аппаратуре бытового назначения) в основном применяются синтезаторы частот на основе ФАПЧ (фазовой автоматической подстройки частоты; когда сигнал с выходной частотой получается с помощью дополнительного генератора, который охвачен петлей автоподстройки фазы) благодаря небольшому увеличению сложности при сравнительно чистом спектре выходного сигнала. В то же время такие синтезаторы имеют ряд недостатков, которые призвано устранить внедрение синтезаторов прямого цифрового синтеза. Эти недостатки связаны с применением в построении данных устройств аналоговых элементов (параметры которых неидеальны и это свойство сказывается на работе всего устройства в целом), в цифровых же синтезаторах появление этих недостатков сведено к минимуму благодаря их цифровой схемотехнике.

Цифровой синтезатор – это устройство, формирующее на своем выходе сигнал, чаще всего синусоидальной формы, методом прямого цифрового синтеза (DDS, Direct Digital Synthesis). Формирование сигнала происходит в цифровом виде с помощью последовательности отсчетов функции требуемой формы, которая подается на цифроаналоговый преобразователь (ЦАП). Он, в свою очередь, преобразует цифровой код частоты в аналоговый сигнал [1].

Следует подробнее остановиться на основных параметрах синтезаторов частоты и сравнении параметров синтезаторов с DDS и ФАПЧ.

К основным параметрам, характеризующим качество синтезатора частоты, относятся:

- чистота спектра выходного сигнала (уровень побочных компонентов и уровень шума);
- диапазон перестройки;
- скорость перестройки;
- разрешение по частоте;
- количество генерируемых частот;
- неразрывность фазы выходного сигнала при перестройке [2].

Преимущества прямого цифрового синтеза – это высокое разрешение по частоте и фазе, быстрый переход на другую частоту (фазу), перестройка по частоте без разрыва фазы, выбросов и пр.

Цифровая схемотехника и цифровой интерфейс позволяют без труда организовать микроконтроллерное управление частотой и фазой синтезатора, а также возможность его сопряжения с компьютером, что очень важно в настоящее время, когда роль цифровой техники в приборостроении постоянно возрастает.

В то же время с процессами дискретизации и цифро-аналогового преобразования, которые имеют место в DDS, связаны и некоторые ограничения. Во-первых, максимальная частота выходного сигнала не может быть выше половины тактовой (частоты опорного генератора), на практике она составляет не более трети. Это ограничивает область применения DDS синтезаторов на уровне сотен мегагерц. Во-вторых, спектральная чистота выходного сигнала зависит от качества используемого цифроаналогового преобразователя, в некоторых случаях побочные составляющие на выходе синтезатора могут быть значительными. В-третьих, имеет место довольно высокое энергопотребление вследствие применения цифровых микросхем, но это может быть критично лишь для устройств с батарейным питанием, а если учесть, что в настоящее время портативные устройства все чаще питаются от аккумуляторов, то можно считать этот недостаток не столь серьезным.

Несмотря на вышеперечисленные особенности, совершенствование и применение синтезаторов прямого цифрового синтеза в аппаратуре бытового и специального назначения видится экономически оправданным и перспективным направлением.

Литература

1. Стариков, О. Прямой цифровой синтез частоты и его применение / О. Стариков // Chip News. – 2002. – № 3(66). – С. 56 – 64.
2. DDS: прямой цифровой синтез частоты. http://rf.atnn.ru/s6/DDS_1.htm
3. Ченакин, А. Частотный синтез: текущие решения и новые тенденции / А. Ченакин // Microwave Journal. – Май 2007. – С. 256 – 266

Влияние уровня помехового сигнала на искажения ЧМ сигнала в усилителях мощности

В схеме с автоматической компенсацией фазовых и амплитудных искажений, возникающих в усилителях мощности, происходит уменьшение интермодуляционных колебаний, вызванных нелинейностью звеньев схемы и из-за воздействия помехового сигнала на нелинейные элементы [1].

Для оценки степени влияния амплитуды помехового сигнала в квадратурном усилителе мощности ЧМ сигналов с автокомпенсацией интермодуляционных колебаний на их уменьшение воспользовались разработанными ранее инструментальными средствами в среде MathCAD.

В данной работе было проведено исследование усилителя мощности ЧМ сигналов с автоматической компенсацией ИМК с использованием нелинейного уравнения, полученного в [2]. Это уравнение описывает нелинейные процессы, протекающие в схеме из-за наличия нелинейностей и воздействия помеховых сигналов на них. Оно позволяет провести оценку степени компенсации интермодуляционных колебаний. Анализ выходного сигнала квадратурного усилителя ЧМ сигналов с автокомпенсацией интермодуляционных колебаний при коэффициентах регулирования $K_A = K_\Phi = 1$ показал, что уже при этих значениях коэффициентов регулирования происходит уменьшение уровня интермодуляционных составляющих.

В результате математического моделирования схемы при коэффициентах регулирования $K_A = K_\Phi = 1$ был рассчитан коэффициент внутриполосных колебаний $K_{ВПК}$ при различных соотношениях амплитуд ЧМ сигнала и помехового сигнала U_1/U_2 , графическая зависимость которого приведена на рисунке 1.

Выходной сигнал помимо интермодуляционных составляющих с частотами $k\omega_1 - l\omega_2$ и $k\omega_2 - l\omega_1$, которые были названы *высокочастотными ИМК*, содержит интермодуляционные составляющие модулированного ЧМ сообщения с частотами $k\omega_1 \pm \Omega \pm n\Delta\omega_2$, их назвали *модуляционными ИМК*. Поэтому коэффициент внутриполосных колебаний был рассчитан с учетом высокочастотных и модуляционных разностных нечетных порядков интермодуляции.

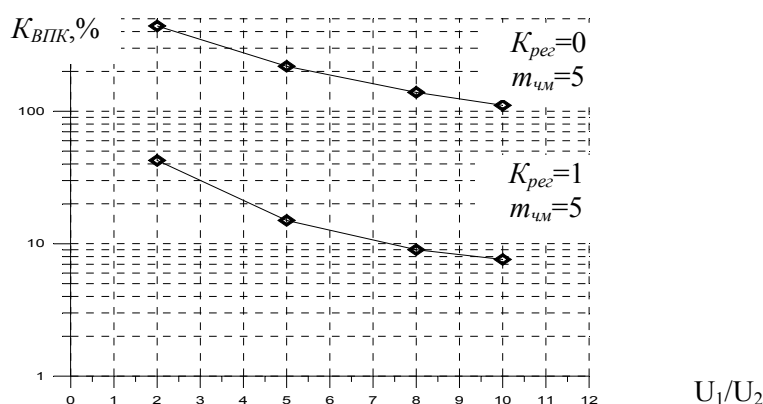


Рис. 1. Зависимость коэффициента внутриполосных колебаний от отношения амплитуд воздействующих сигналов

Из рис. 1 видно, что чем меньше значение соотношения амплитуд сигналов, тем больше коэффициент $K_{ВПК}$. Если амплитуда помехового сигнала меньше в 10 раз амплитуды ЧМ сигнала, то $K_{ВПК} = 7,6 \%$, а если амплитуда помехового сигнала меньше в 2 раза амплитуды ЧМ сигнала, то $K_{ВПК} = 42 \%$. Однако, $K_{ВПК}$ в среднем в 10 ... 15 раз меньше в схеме с автокомпенсатором, чем без него при тех же значениях U_1/U_2 .

Литература

1. Жиганова, Е.А. Анализ устойчивости квадратурного усилителя мощности с автокомпенсацией интермодуляционных колебаний / Е.А. Жиганова // Будущее технической науки: тез. докл. VIII Международной молодеж. научно-техн. конф.– НГТУ им. Р.Е. Алексеева.– Нижний Новгород, 2009.– С. 22 – 23.
2. Ромашов, В.В. Нелинейное уравнение квадратурного усилителя мощности с автокомпенсацией интермодуляционных колебаний / В.В. Ромашов, Е.А. Жиганова // Методы и устройства передачи и обработки информации: межвузовский сборник научных трудов / Под ред. В.В. Ромашова.– СПб.: Гидрометеиздат, 2002.– С.189 – 194.

Алгоритм подавления акустических помех методом ДПФ

В работе рассматривается вычисление спектральной функции отсчетов в пределах сегмента речевых сигналов с помощью алгоритма ДПФ. Таким образом, получаем последовательности конечной длины из N отсчетов, где $N = \tau_c / T$; τ_c – длительность сегмента, T – период дискретизации. В этом случае получаем спектральную функцию акустического сигнала – речи в дискретной форме, в виде отсчетов спектральных составляющих через интервал дискретизации по частоте $f_1 = F_d / N$ [1], в l точках, равномерно расположенных на окружности единичного радиуса z -плоскости, соответствующим значениям $z^{j\omega} = z^{jl \cdot 2\pi f_1 T}$.

В случае вычисления ДПФ сигнала в виде отсчетов аддитивной суммы $y(n) = x(n) + r(n)$, где $x(n)$ – отсчеты речевого сигнала, $r(n)$ – акустическая помеха, при $0 \leq n \leq N-1$, получаем значение спектральной составляющей на частоте $l \omega_1$ в виде

$$s(jl\omega_1) = \frac{1}{N} \sum_{l=0}^{0,5N-1} \sum_{n=0}^{N-1} y(n) e^{-j \frac{2\pi}{N} \cdot l \cdot n}, \quad \omega_1 = 2\pi f_1.$$

Модуль данной составляющей в виде

$$|s(j \cdot l \cdot \omega_1)|_{c+n} = \sqrt{A^2 + B^2},$$

где $A = \frac{1}{N} \sum_{l=0}^{0,5N-1} \sum_{n=0}^{N-1} y(n) \cos\left(\frac{2\pi}{N} \cdot l \cdot n\right)$, $B = \frac{1}{N} \sum_{l=0}^{0,5N-1} \sum_{n=0}^{N-1} y(n) \sin\left(\frac{2\pi}{N} \cdot l \cdot n\right)$.

Можно показать, что модуль спектральных составляющих, вычисленных с помощью ДПФ для речевого сигнала, в виде

$$s(j \cdot l \cdot \omega_1)_c = \frac{1}{N} \sum_{l=0}^{0,5N-1} \sum_{n=0}^{N-1} x(n) e^{-j \frac{2\pi}{N} \cdot l \cdot n},$$

имеет значение существенно меньшее, чем значение модуля составляющих для $y(n)$, то есть

$$|s(j \cdot l \cdot \omega_1)_c| \ll |s(j \cdot l \cdot \omega_1)_{c+n}|.$$

Данное соотношение модулей составляющих позволяет реализовать многоканальный адаптивный алгоритм фильтрации речевых сигналов и подавления акустических помех в виде структурной схемы

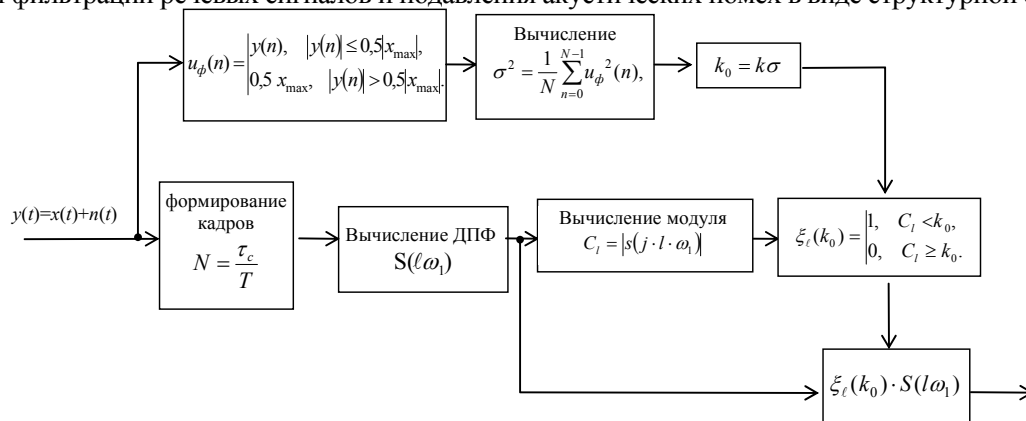


Рис. 1. Структурная схема канала многоканального адаптивного алгоритма подавления акустических помех

Подобный алгоритм представлен в заявке на изобретение (заявка №2011116625 от 26.04.2011) и в настоящее время рассматривается в ФИПС.

Литература

1. Быков, А.А. Исследование методов спектрального анализа речевых сигналов / А.А. Быков, А.А. Кропотов., Проскуряков // 18-я Международная Крымская конференция «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (КрыМиКо'2008). Севастополь, Украина, 8-12 сентября 2008 г.: Материалы конф. в 2т. – Севастополь, Украина: Вебер, 2008.

Разработка комбинированного метода выделения частоты основного тона

В системах громкоговорящего оповещения передаваемая речь подвергается воздействию акустических шумов. Разборчивость речи в системах ГГС является результатом взаимодействия системы звукоусиления с акустическими условиями озвучиваемого объекта. Основными задачами систем громкоговорящей связи являются: обеспечение хорошей слышимости в различных точках прослушивания при воздействии акустических шумов, обеспечение разборчивости речи.

Исследование различных систем ГГС в реальных условиях показывает, что необходимо разработать алгоритмы предварительной обработки речевого сигнала, чтобы сигнал оставался разборчивым даже после воздействия шумов, присущим объекту озвучивания [1].

Речевой сигнал в цифровой форме может рассматриваться с позиций волнового, спектрального или параметрического описания. Последнее, в силу своей компактности, широко используется при решении задач анализа, синтеза, компрессии и распознавания речи. В его основе лежит классическая модель речеобразования [2], состоящая в первом приближении из пассивного речевого тракта с переменными во времени параметрами и источника возбуждения в нем акустических колебаний.

Одним из важнейших параметров сигнала возбуждения колебаний в речевом тракте является частота основного тона (ОТ) речи, характеризующая высоту голоса при произнесении вокализованных звуков речи. Человек легко определяет частоту ОТ на слух или на глаз при анализе осциллограмм или спектрограмм речи, однако построить устройство, автоматически определяющее частоту ОТ с малой ошибкой и малой задержкой во времени, даже при относительно низком уровне помех, довольно трудно [3].

Были проведены экспериментальные исследования, в которых определялась F-картина исследуемого речевого сигнала. Далее выборочно усиливались частоты спектра, соответствующие первым трем формантам исследуемого голоса.

К настоящему времени разработано огромное количество алгоритмов оценки ОТ, отвечающих различным требованиям и построенных на различных принципах. Однако актуальность задачи построения помехоустойчивых выделителей ОТ сохраняется до сих пор.

Так как все известные алгоритмы в какой-либо мере дают не точные результаты определения (например, ложные пики на не вокализованных участках речевого сигнала, или приблизительное значение) частоты ОТ, поэтому в качестве наиболее приемлемых методов на практике можно выделить те, которые дают точное представление ОТ, такие как кепстральный и корреляционный методы.

Кепстральный метод основан на анализе отображения, называемого вещественным кепстром. Кепстр получают путем расчета спектра мощности сигнала, являющегося логарифмом спектра мощности исходного речевого сигнала. Кратковременная оценка кепстра может быть получена как обратное дискретное преобразование Фурье от логарифма спектра амплитуд прямого. Кепстр полностью сохраняет информацию о спектре амплитуд исходного сигнала, но понижает спектральный контраст частотных компонент, что делает его устойчивым к формантной структуре сигналов. В точках на оси времени, близких к периоду ОТ, для вокализованных звуков наблюдался максимум кепстра, обусловленный периодическим характером спектра сигнала возбуждения.

Одной из особенностей данного метода является усиление влияния компонент шума низкого уровня за счет операции логарифмирования спектра. Поэтому, из-за невысокой стойкости к шумам и вычислительной сложности кепстральный подход не получил широкого развития для решения задач выделения ОТ.

Корреляционный метод – для анализа нестационарных сигналов, одним из которых является речевой сигнал, широко используется кратковременная автокорреляционная функция. Для вокализованных речевых сигналов АКФ будет иметь четкий максимум в районе задержек, равных периоду ОТ.

Перед расчетом АКФ из сигнала должна быть удалена постоянная составляющая. Длина окна анализа N выбирается не менее двух периодов ОТ, предпочтительней использовать прямоугольную форму окна для взвешивания входного сигнала $x(n)$, который за пределами окна полагается равным нулю.

Главным недостатком при анализе отображений, построенных на основе АКФ, является наличие большого числа дополнительных максимумов, обусловленных формантной структурой сигнала. Преимуществом является возможность получения точной оценки и использованием малого размера окна.

Проведенное исследование данных алгоритмов выделения частоты основного тона показало, что данные методы непригодны к использованию для повышения разборчивости речи путем усиления формантных частот, так как их основными недостатками являются появление ложных срабатываний, неточности в определении, большой интервал анализа. Для поставленных задач возможно построение комбинированных схем выделения частоты ОТ, путем объединения этих двух методов.

Комбинированный метод позволяет повысить точность определения при минимальном времени. Кепстральный метод дает точное представление о наличии или отсутствии ОТ на анализируемом участке, но дает грубую оценку частоты. Автокорреляционный метод дает точную оценку частоты, но на невокализованных участках дает ложные срабатывания. При комбинации указанных методов за основу берется автокорреляционный метод, ошибки которого устраняются путем анализа результатов кепстрального метода.

Разработанный комбинированный метод, примененный в схеме коррекции спектра речевого сигнала, дает повышение разборчивости на фоне акустических помех и не дает ложных срабатываний. Измерение показало, что разборчивость выросла с 3,5 до 4 пунктов, измеренных по показателю взвешенного артикуляционного метода. Полученные данные коррелируют с экспертными оценками.

В результате проведенных исследований получен вывод, что комбинированный метод позволяет получать оценку частоты основного тона без ложных срабатываний. Применение кепстрального метода для предварительного выделения вокализованных участков сигнала и последующая оценка при помощи корреляционного метода позволяет получать точное значение частоты основного тона речевого сигнала на текущем временном окне.

Литература

1. Кропотов, Ю.А. Анализ факторов снижения разборчивости речи в системах громкоговорящей связи / Ю.А. Кропотов, Я.Ю. Кульков // Информационные технологии в науке, образовании и производстве (ИТНОП): материалы III Международной научно-технической конференции.— Орел, 2008.— С. 129—134.
2. Фланаган, Дж. Л. Анализ, синтез и восприятие речи. Под ред. А. А. Пирогова / Дж. Л. Фланаган.— М.: Связь, 1968.
3. Вокодерная телефония. / Под ред. А. А. Пирогова.— М: Связь, 1974.

И.А. Курилов
А.М. Рудаков
А.Ю. Юдаев
Д.И. Суржик

*Муромский институт Владимирского государственного университета
602264 г. Муром, Владимирской обл., ул. Орловская, д. 23
e-mail: oid@mivlgu.ru*

Анализ узлов синтезаторов частот на основе НКЛФ

В настоящее время широкое распространение получил метод прямого цифрового синтеза (DDS). Он позволяет получить аналоговый сигнал за счет генерации временной последовательности цифровых отсчетов и их дальнейшего преобразования в аналоговую форму при помощи цифро-аналогового преобразователя (ЦАП). Метод обеспечивает быстрое переключение частот, высокое разрешение по сетке частот и работу в широком диапазоне частот.

В состав различных вариантов синтезаторов частот входят: опорный генератор; генератор, управляемый напряжением (ГУН); аккумулятор фазы; постоянное запоминающее устройство; ЦАП; детектор; фильтр нижних частот, а так же преобразователи частот, ограничители амплитуды, накапливающие сумматоры, цифровые умножители частот, компараторы и регистры.

Исследования показали, что эффективным методом анализа процесса формирования и преобразования сигналов является применение аппарата непрерывных кусочно-линейных функций (НКЛФ) [1,2]. При помощи НКЛФ могут аппроксимироваться как сигналы, так и характеристики составляющих синтезатора блоков. Достоинством метода является линейность аппроксимирующих отрезков и непрерывность самой аппроксимирующей функции.

Сигналы синтезаторов содержат составляющие паразитной амплитудной и фазовой модуляции. Спектр основного сигнала и паразитных составляющих видоизменяется при прохождении колебания через блоки устройства. Это видоизменение обусловлено, например, тем, что каждое устройство на пути прохождения сигнала имеет свой уровень амплитудных и фазовых помех, которые в процессе работы взаимодействуют со спектром формируемого колебания, вызывая дополнительную паразитную модуляцию обрабатываемого сигнала. В работе на основе НКЛФ в аналитическом виде получены выражения на выходе основных блоков синтезатора DDS.

Учет в аналитическом виде паразитных составляющих сигналов в виде паразитных амплитудной и фазовой модуляций позволил оценить их влияние, как на работу анализируемых блоков, так и – в ряде случаев – на выходной сигнал синтезатора в целом. В частности, проведены аппроксимации входного сигнала ЦАП и его передаточной функции, что позволило получить выражение выходного сигнала ЦАП и провести моделирование его работы в условиях действия паразитных составляющих входного сигнала.

Кроме того, проведен анализ прохождения сигнала через выходной фильтр синтезатора. Поскольку общее точное решение дифференциальных уравнений, описывающих реакцию фильтра третьего и более высокого порядка, отсутствует, это делает невозможным получение аналитических зависимостей, описывающих выходной сигнал фильтра. Применение аппроксимации частотной характеристики фильтра на основе НКЛФ позволило аппроксимировать спектр выходного сигнала и представить выходной сигнал в виде аналитического выражения.

Результаты анализа иллюстрируются графическими зависимостями спектральных и временных характеристик входных и выходных сигналов АЦП и фильтра синтезатора частот.

Литература

5. Курилов, И.А. Базовая непрерывная кусочно-линейная функция / И.А. Курилов, Д.Н. Романов // Методы и устройства передачи и обработки информации: Межвуз. сб. науч. тр.–Вып.4. / Под ред. В.В. Ромашова, В.В. Булкина.– СПб: Гидрометеопиздат, 2004.– С 75 – 79.

6. Курилов, И.А. Анализ нелинейных режимов автокомпенсаторов фазовых помех на основе непрерывных кусочно-линейных функций / И.А. Курилов // Радиолокация, навигация, связь. X международная научно-техническая конференция 13-15 апреля 2004.– Т.1.– Воронеж, 2004.– С. 456 – 460.

И.А. Курилов
Г.С. Васильев
С.М. Харчук
Д.И. Суржик

Муромский институт Владимирского государственного университета
602264 г. Муром, Владимирской обл., ул. Орловская, д. 23
e-mail: rt@mivlgu.ru

Исследование синтезаторов частот на основе обобщенной схемы амплитудно-фазового преобразования сигналов

Исследование радиотехнических устройств различного назначения удобно проводить на основе схем амплитудно-фазовых преобразователей сигналов (АФП). Радиоустройство представляется эквивалентной схемой, состоящей из соединения вариантов схем обобщенного АФП с соответствующими характеристиками.

Подстановка коэффициентов конкретного варианта радиоустройства в соответствующие выражения обобщенного АФП позволяет получить аналитические выражения характеристик конкретного радиотехнического устройства, либо непосредственно осуществить расчет численных значений исследуемых характеристик.

На основе АФП могут быть эквивалентно представлены [1] такие устройства, как радиопередатчик сигналов с амплитудной и угловой модуляцией, ряд схем автоматических компенсаторов искажений радиосигнала и др.

В работе проведен сравнительный анализ двухкольцевого частотно-модулированного цифрового синтезатора частот [2]. Рассмотрена схема синтезатора и ее модель. Схема синтезатора аппроксимирована эквивалентной схемой, состоящей из последовательно включенных схем обобщенного АФП.

На рис. 1 представлен вариант аппроксимации на уровне модели двухкольцевого синтезатора частот. На рис. 1 приняты следующие обозначения: УУ – управляющее устройство, УТ – управляющий тракт, ВР – весовой распределитель, Д – детектор отклонения параметра АФП, верхние индексы блоков обозначают номер уровня раскрытия АФП, нижние – номер блока. Обозначим так же передаточные функции блоков: АФП $\rightarrow \Pi$, УУ $\rightarrow K$, ВР $\rightarrow n$, УТ $\rightarrow W$. Верхние и нижние индексы функций соответствуют верхним и нижним индексам своих блоков.

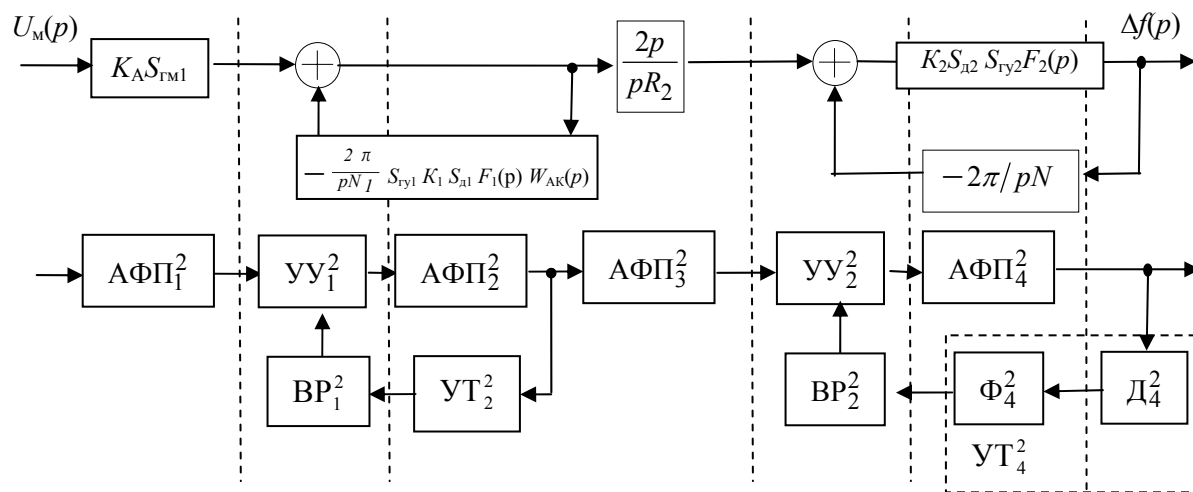


Рис. 1.

Кроме того, на рис. 1 обозначено K_A – коэффициент передачи управляемого аттенюатора, R_2, N_2 – коэффициенты деления делителей с дробно-переменным коэффициентом деления, N_1 – коэффициент деления делителя с фиксированным коэффициентом деления, $S_{ГМ1}, S_{Г2}$ – крутизны управления по модулирующему и управляющим входам генераторов, управляемых

напряжением, $F_1(p)$, $F_2(p)$ – передаточные функции фильтров нижних частот, K_1 , K_2 – коэффициенты усиления усилителей, $S_{д1}$, $S_{д2}$ – крутизны детекторных характеристик частотно-фазовых детекторов, $W_{\text{АК}}(p)$ – передаточная функция автокомпенсатора, S_m – крутизна модуляционной характеристики импульсно-фазового модулятора, $\Delta f(p)$ – функция отклонения частоты выходного сигнала, $U_m(p)$ – модулирующий сигнал.

В соответствии со схемой синтезатора передаточные функции отдельных блоков обобщенной схемы: $\Pi_1^2 = K_A S_{\text{гм1}}$, $K_1^2 = n_1^2 = \Pi_1^1 = K_2^2 = n_2^2 = 1$, $W_2^2 = \frac{2\pi}{pN_1} S_{\text{гy1}} K_1 S_{д1} F_1(p) W_{\text{АК}}(p)$,

$$\Pi_3^2 = \frac{2\pi}{pR_2}, \Pi_4^2 = S_{\text{гy2}} K_2 S_{д2} F_2(p), W_4^2 = \frac{2\pi}{pN} \text{ (значения остальных коэффициентов равно нулю)}.$$

Определив передаточную функцию всего устройства для модулирующего сигнала и произведя замену оператора p на $j\Omega$, получаем выражения нормированных амплитудно-частотных модуляционных характеристик первого и второго колец импульсно-фазовой автоподстройки частоты в составе исследуемого синтезатора частот

$$A_1^H(F) = 2\pi F T_1 \sqrt{\frac{(1 + Np)^2 + (2\pi F T_{н1})^2}{[1 - (2\pi F)^2 T_1 T_{н1}]^2 + (2\pi F T_1)^2 (1 + Np)^2}}, \quad (1)$$

$$A_2^H(F) = \frac{1}{\sqrt{[1 - (2\pi F)^2 T_2 T_{н2}]^2 + (2\pi F T_2)^2}}, \quad (2)$$

где F – частота модулирующего сигнала в Гц,

$$T_1 = N_1 / 2p \times S_{д1} \times S_{\text{гy1}} \times K_1,$$

$$T_2 = N_2 / 2p \times S_{д2} \times S_{\text{гy2}} \times K_2 \text{ – постоянные времени колец автоподстройки.}$$

В результате исследований построены соответствующие графики модуляционных характеристик для четырех значений параметров звеньев синтезатора и компенсационного тракта. Результаты исследования совпадают с модуляционными характеристиками [2], что подтверждает правильность предложенного метода анализа различных радиотехнических устройств.

Литература

1. Курилов, И.А. Обобщенная схема амплитудно-фазового преобразования сигналов / И.А. Курилов // Радиотехника. – 2006. – №6.
2. Курилов, И.А. Автоматическая компенсация частотных искажений в двухкольцевых частотно-модулированных цифровых синтезаторах частот / И.А. Курилов, С.Л. Анисимов // Радиотехника. – 2008. – №9.

П.А. Полушин
В.А. Матюха
Д.А. Леммле

*Муромский институт Владимирского государственного университета
602264 г. Муром, Владимирской обл., ул. Орловская, д. 23
e-mail: pap@vlsu.ru*

Возможности улучшения характеристик многочастотной передачи информационных сигналов

Многочастотная передача позволяет в значительной мере снизить негативное влияние межсимвольной интерференции (МСИ) при многолучевом распространении цифровых сигналов. Однако остаются открытыми вопросы о пропадании части парциальных информационных потоков из-за частотно-селективных замираний. МСИ при этом устранена, но информация начинает теряться по другой причине.

Одним из возможных выходов в этой ситуации является использование параметрической избыточности сигналов.

Ее реализация возможна в различных формах. В частности, если используются цифровая передача, то общий поток цифровых сигналов эффективно разбивать на ряд частных потоков, каждый из которых передается в своей частной полосе. Длительность символов в каждом из частных потоков существенно больше, чем в исходном потоке, поэтому каждый из них может передаваться в узкой частной полосе. (На этом подходе основан метод OFDM, который достаточно эффективен при межсимвольной интерференции цифровых сигналов.) Поскольку в каждом частном канале символы следуют существенно реже, чем в исходном цифровом потоке, то их можно сделать длиннее по времени в число раз, равное количеству частных каналов. Если раньше за счет межсимвольной интерференции на каждый принятый символ накладывались несколько предыдущих символов, то теперь за счет подобного эффекта может поражаться только небольшая часть длины каждого символа, что мало повлияет на результаты демодуляции.

Это рассмотрение не учитывает других эффектов, присутствующих при многолучевом распространении. Сумма флуктуирующих по уровню сигналов по лучам с различной длительностью задержки кроме межсимвольной интерференции характеризуется также частотно-селективными замираниями. В полосе исходного широкополосного сигнала будет наблюдаться значительная неравномерность амплитудно-частотной характеристики вплоть до ее провалов в различных участках спектра, при этом расположение и уровень коэффициента передачи в районе провалов случайно меняются по времени.

Когда ширина полос пропускания частных полос меньше величины радиуса частотной корреляции в данном общем многолучевом канале, то значительная изрезанность АЧХ внутри одного частного канала будет отсутствовать, несмотря на уровень среднего коэффициента передачи в данном канале. Внутри каждого частного канала будут наблюдаться лишь «гладкие» замирания. При этом, вероятно, можно сделать вывод, что заметных межсимвольных искажений не будет вообще, и даже часть длительности символов, о которой говорилось выше, повреждаться не будет.

Избавление от МСИ, тем не менее, значительно не улучшает качественные показатели, так как не избавляет от другого негативного эффекта. При достаточно большой общей полосе канала на ее протяженности почти всегда будут наблюдаться несколько глубоких провалов. Это означает, что несколько частных сигналов всегда будут пропадать, как будет безвозвратно пропадать и информация, передаваемая в этих частных каналах. Поэтому метод OFDM тут не обладает достаточной эффективностью при борьбе с последствиями многолучевого распространения сигналов.

Эффективно использование дополнительных полос в системах передачи, где общая используемая полоса спектра может быть несколько расширена [3, 4]. Для этого в распоряжении системы передачи должна находиться полоса частот, несколько большая, чем полоса, требующаяся для передачи исходного цифрового потока. В этой дополнительной полосе располагаются несколько

новых частных каналов, одинаковых по ширине полосы с уже имеющимися основными частными полосами.

Совокупность одновременно передаваемых символов в основных частных полосах может рассматриваться в каждый момент времени, как совокупность информационных символов некоторого блочного кода. В тот же момент времени по дополнительным частным полосам передаются символы проверочной части блока, сформированные на основе информационных символов основных частных полос. При общем рассмотрении новые частные полосы можно считать равноправными с основными частными полосами, и не имеет значения, в каких именно полосах передаются информационные, а в каких – проверочные символы кода.

Корректирующие коды (здесь – блочные) обладают свойством исправлять в каждом блоке количество ошибок, равное числу проверочных символов, если положение ошибочных символов известно. Таким образом, передаваемая информация безвозвратно не потеряется, а может быть восстановлена путем декодирования, даже если одновременно будут происходить частотно-селективные замирания в нескольких частных полосах, число которых определяется количеством дополнительных частных каналов. С использованием известной статистики замираний необходимое количество вводимых дополнительных полос может быть определено, исходя из требований на допустимую вероятность ошибки.

Ранее вся исходная общая полоса была необходима для передачи исходного информационного потока, а в результате частотно-селективных замираний некоторые участки полосы стали непригодны для использования, то интуитивно понятно, что для передачи того же информационного потока необходимо так или иначе использовать дополнительный ресурс, например в виде дополнительной полосы частот.

Литература

1. Скляр, Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение / Б. Скляр. – М.: Изд. дом “Вильямс”, 2003. – 1104 с.
2. Полушин, П.А. Избыточность сигналов в радиосвязи / П.А. Полушин, А.Г. Самойлов. – М.: Радиотехника, 2007. – 256 с.
3. Никитин, О.Р. Повышение скорости передачи информации по каналам с рассеянием по времени / О.Р. Никитин, П.А. Полушин, М.В. Гиршевич, В.А. Пятов // Информация и космос. – 2009. – №3. – С. 21 – 23.
4. Патент №85050(RU) / Устройство обработки цифровых сигналов. / М.В. Гиршевич, О.Р. Никитин, П.А. Полушин, В.А. Пятов. – Зарегистрировано 20.06.2009.

Спектральный анализ радиосигналов на основе непрерывных кусочно-линейных функций

В настоящее время активно развивается цифровая обработка сигналов. Одной из задач цифровой обработки сигналов является спектральный анализ. В настоящее время одним из самых распространенных алгоритмов спектрального анализа является быстрое преобразование Фурье (БПФ).

Этот метод показывает высокую точность и быстродействие, однако обладает тем недостатком, что для его использования требуется большое количество отсчетов сигнала [1]. При этом количество отсчетов мало зависит от формы самого сигнала (и составляет 2^N), так как отсчеты берутся с фиксированным шагом.

Для устранения указанных недостатков было предложено использовать алгоритмы вычисления спектра на основе непрерывных кусочно-линейных функций (НКЛФ). Главным достоинством НКЛФ является то, что алгоритмы расчета спектра импульсных сигналов (видеоимпульсов) на их основе требуют малого количества отсчетов. Ключевыми отсчетами являются: начало отсчета времени, начало и конец переднего фронта, начало и конец заднего фронта, период импульса. Недостатком данного алгоритма является то, что он работает только с видеоимпульсами. При анализе радиоимпульсов с высокочастотным заполнением данный алгоритм не дает никакого выигрыша. Для устранения этого недостатка предлагается изменить вычислительный алгоритм.

Огибающая радиоимпульса описывается выражением:

$$F(t) = \sum_{n=1}^N K_n \cdot |t - t_n|,$$

где

n – счетчик суммы;

t_n – значения узлов аппроксимации;

K_n – коэффициент аппроксимации.

Коэффициенты ряда Фурье для m -гармоник:

$$a_0 = \frac{2}{T} \int_{t_1}^{t_2} s(t) dt; \quad a_m = \frac{2}{T} \int_{t_1}^{t_2} s(t) \cos(m\omega_1 t) dt; \quad b_m = \frac{2}{T} \int_{t_1}^{t_2} s(t) \sin(m\omega_1 t) dt, \quad \text{где } \omega_1 = 2\pi/T,$$

где $s(t) = F(t) \cdot \sin(\Omega \cdot t)$ – радиоимпульс с высокочастотным заполнением с частотой Ω .

Вычисление коэффициента a_0 сводится к вычислению типового интеграла вида:

$$\int_{t_1}^{t_2} (t - t_n) \cdot \sin(\Omega \cdot t) dt, \quad (1)$$

а вычисление коэффициентов a_m и b_m к вычислению интегралов вида: $\int_{t_1}^{t_2} (t - t_n) \cdot \sin(\Omega \cdot t) \sin(\omega_1 \cdot t) dt$

и $\int_{t_1}^{t_2} (t - t_n) \cdot \sin(\Omega \cdot t) \cos(\omega_1 \cdot t) dt$, которые после преобразования произведения синуса на синус и косинуса

на косинус, приводятся к виду (1).

Результатом вычисления коэффициентов a_0 , a_m и b_m являются выражения, содержащие суммы синусов и косинусов. Эти тригонометрические функции можно реализовать на основе ряда Тэйлора, что позволяет вычислять спектр радиоимпульсов на основе НКЛФ с помощью цифровых средств.

Литература

1. Голд, Б. Цифровая обработка сигналов / Б. Голд, Ч. Рейдер; пер. с англ. под ред. А. М. Трахтмана. – М.: Сов. радио, 1973. – 368 с.

Частотное планирование формирователей сигналов на основе интегральных цифровых вычислительных синтезаторов

В последнее время для формирования сетки частот широко используют цифровые вычислительные синтезаторы (ЦВС), реализованные в интегральном исполнении. Однако в настоящее время частоты выходного сигнала ЦВС ограничиваются значением в 400 МГц при тактовой частоте ЦВС до 1000 МГц. Для повышения тактовой частоты интегральные ЦВС имеют встроенный умножитель. Для повышения выходной частоты используют либо дальнейшее умножение частоты, либо используют образы основной частоты ЦВС. Возможна и комбинация умножителей частоты с интегральным ЦВС в режиме образов основной частоты.

Обобщенную схему формирователей сигналов радиосистемы на основе ЦВС можно представить в виде, изображенном на рис. 1.

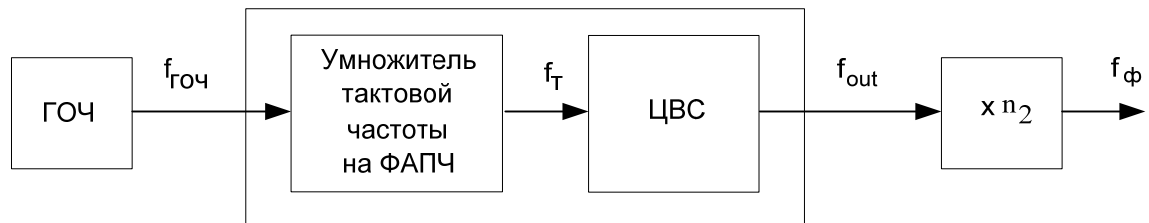


Рис.1. Обобщенная схема формирователя сигналов

Данная схема может быть применена для обоих типов формирователей, единственное отличие – коэффициент умножения n_2 выходного умножителя для схемы с ЦВС в режиме образов частот должен быть меньше, чем для схемы первого типа.

Выходной сигнал интегрального цифрового вычислительного синтезатора представляет собой совокупность основной частоты и ее образов. Основная компонента имеет частоту f_{out} , частоты образов основной частоты рассчитываются по формуле

$$f_{ЦВС} = n \times f_T \pm f_{out},$$

где

$n = 1, 2, 3, \dots$ – номер образа,

f_T – тактовая частота,

f_{out} – частота выходного сигнала ЦВС.

Все высокочастотные побочные компоненты подавляются с помощью фильтра ФНЧ с частотой среза $f_T/2$. В режиме образов с помощью фильтра выделяется не основная составляющая, а одна из побочных. Таким способом можно получить более высокочастотный выходной сигнал ЦВС. Но имеются и некоторые ограничения. В результате работы ЦАП амплитуда побочных компонент оказывается модулированной весовой функцией вида $\text{sinc}(\pi f_{out} / f_T)$. Это является главным недостатком такого режима работы ЦВС, так как снижается отношение сигнал / шум, поэтому при $n > 4$ режим образов не используют [1].

Частотное планирование для первого варианта схемы, когда интегральный ЦВС работает в обычном режиме, осуществляется по следующим формулам:

$$f_\Phi = n_2 \times f_{out}, \quad \Delta f_\Phi = n_2 \times \Delta f_{out}.$$

Для схемы второго типа выходная частота формирователя сигналов

$$f_{\phi} = n_2 \times (n \times f_T \pm f_{out}), \Delta f_{\phi} = n_2 \times \Delta f_{out}.$$

Пример расчета частот при использовании образов основной частоты для формирования сетки частот в определенной полосе приведен на рис. 2. Далее выбор соответствующей полосы синтезируемых частот осуществляется полосовым фильтром.

Значение синтезируемых частот должно быть таким, чтобы можно было легко отфильтровать частоту соответствующего образа от остальных компонент. Это наиболее просто достигается при $f_{out} \approx 0,3 \times f_T$.

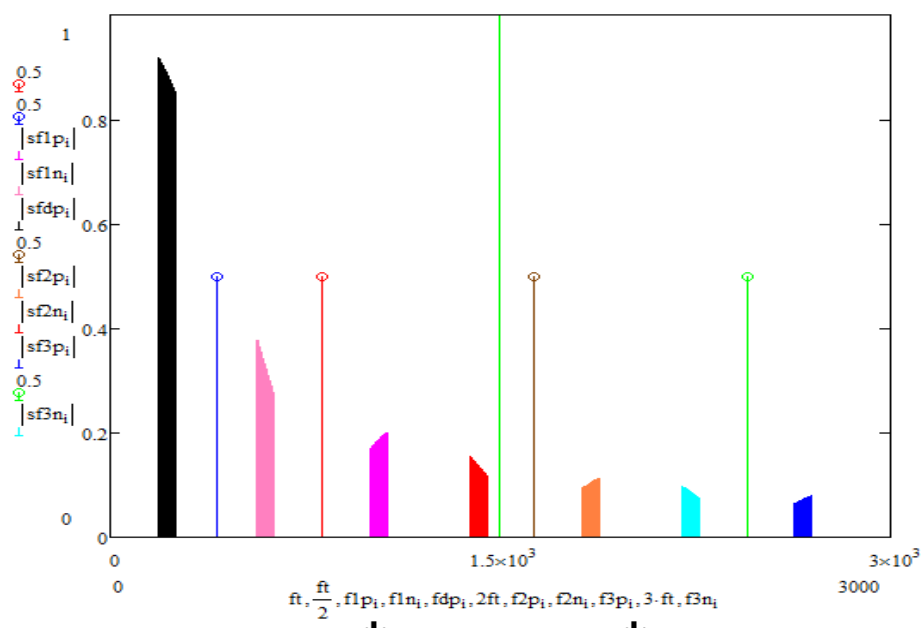


Рис. 2. Частотный план ЦВС при использовании образов основной частоты $f_T = 816$ МГц, $f_{out} = 184$ МГц, шаг сетки частот $\Delta f = 0,3333$ МГц, количество частот $i = 200$

Работа выполнена при поддержке гранта РФФИ 11-07-00650-а.

Литература

1. A Technical Tutorial on Digital Signal Synthesis.– 1999, Analog Devices Inc. Available: <http://www.analog.com>.

Методы построения гибридных синтезаторов частот на основе ФАПЧ и ЦВС

Одним из основных элементов современных радиосистем являются синтезаторы частот, позволяющие формировать стабильную сетку частот. Основными методами синтеза частот являются следующие: прямой аналоговый синтез, косвенный синтез на основе системы ФАПЧ и прямой цифровой синтез. Каждый из методов имеет свои недостатки и преимущества. Комбинирование нескольких методов синтеза в одной системе позволяет существенно улучшить характеристики синтезаторов.

В данной статье рассматриваются варианты построения гибридных синтезаторов на основе систем ФАПЧ и цифровых вычислительных синтезаторов (ЦВС). В первой схеме ЦВС является генератором опорного сигнала в системе ФАПЧ (рис. 1). Данная комбинация позволяет перекрыть очень широкий диапазон частот, в то время как выходная частота ЦВС будет меняться в очень малом диапазоне. Это упрощает конструкцию и позволяет получить очень хорошее подавление побочных компонентов [1].

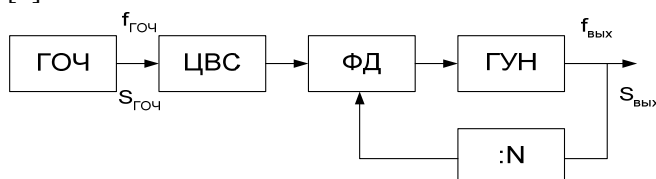


Рис. 1. Гибридный синтезатор: использование ЦВС в качестве опорного генератора системы ФАПЧ
(ГОЧ – генератор опорной частоты, ФД – фазовый детектор, :N – делитель частоты, ГУН – генератор, управляемый напряжением)

Здесь вместо опорной частоты для ФАПЧ используется выходная частота ЦВС. ЦВС имеет фазовые шумы на уровне качественного опорного генератора. Этот метод является подходящим для всех применений, где скорость переключения частоты – не основополагающий фактор (хотя предварительной настройкой можно достигнуть увеличения скорости, но редко удастся достичь менее микросекунды), и где фазовый шум не является критическим [3].

Во второй схеме ЦВС используется в качестве делителя частоты в цепи обратной связи системы ФАПЧ (рис. 2).

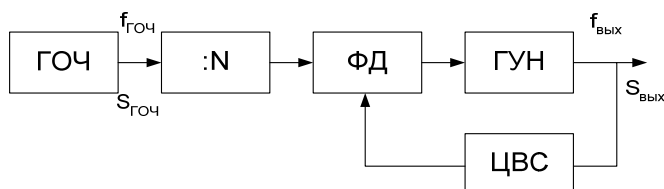


Рис. 2. Гибридный синтезатор: использование ЦВС как делителя частоты в системе ФАПЧ

Преимущества данной схемы в том, что она позволяет обеспечить широкую полосу выходных частот, низкий уровень фазового шума, малый уровень побочных спектральных составляющих, относительно низкую мощность электропотребления [4]. Но необходимо также учитывать, что при переносе частоты на более высокий уровень увеличиваются также и шумовые составляющие.

Третий метод построения гибридного синтезатора частоты основан на сдвиге частоты. Это достигается при помощи ЦВС. Схемы подобного синтезатора приведены на рис. 3 [1, 2].

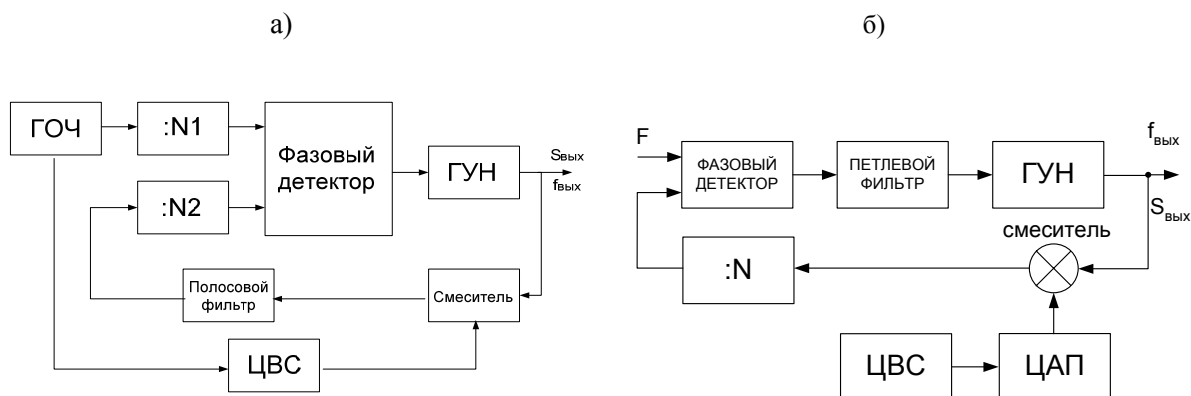


Рис. 3. Схемы гибридных синтезаторов с использованием ЦВС для сдвига частоты (ЦАП – цифро-аналоговый преобразователь)

В случае рис.3 (а) частотное разрешение гибридного синтезатора будет таким же, как и у ЦВС. Одновременно такой синтезатор будет иметь широкую полосу рабочих частот, свойственную синтезаторам на основе ФАПЧ. Преимущества такой схемы следующие: быстрая перестройка по частоте, низкий уровень шумов (благодаря небольшому коэффициенту умножения в системе ФАПЧ). Фазовые шумы выходного сигнала в полосе пропускания петли равны фазовым шумам опорного генератора.

Схема на рис.3 (б) также основана на смещении частоты с помощью ЦВС. Данный гибрид подобен конструкции многопетлевой ФАПЧ, только здесь малый шаг частоты обеспечивается благодаря ЦВС [3] даже при относительно большой опорной частоте. Основные преимущества этого варианта – отличное разрешение по частоте с постоянным шагом (благодаря ЦВС); низкий фазовый шум, низкий побочный шум, относительно низкая мощность энергопотребления.

В данной работе проведен обзор наиболее распространенных схем гибридных синтезаторов частот на основе системы ФАПЧ и ЦВС, которые позволяют формировать сигналы с параметрами, превосходящими параметры исходных схем.

Работа выполнена при поддержке гранта РФФИ 11-07-00650-а.

Литература

1. Ридико, Л.И. DDS: прямой цифровой синтез частоты / Л.И. Ридико // Компоненты и технологии.– 2003.– №11.– С. 50 – 56.
2. Мёрфи, Е. Всё о синтезаторах DDS / Е. Мёрфи, К. Слэттери // Analog Dialogue.– 2004.– 38-08
3. Chenakin, A. Frequency synthesis: current solutions and new trends / A. Chenakin // Microwave journal.– 2007, may.– Pp. 256 – 266.
4. Никитин, О.Р. Спектральные характеристики гибридных синтезаторов частот / О.Р. Никитин, Л.В. Ромашова, А.В. Ромашов, А.Н. Фомичев // Радиотехнические и телекоммуникационные системы.– 2011 – №1.– С. 16 – 21.

Моделирование шумовых характеристик интегральных цифровых вычислительных синтезаторов

Для формирования сетки частот в современных радиосистемах широко применяются цифровые вычислительные синтезаторы (ЦВС). Важнейшей их характеристикой является спектральная плотность мощности (СПМ) фазовых шумов.

Для расчета фазовых шумов ЦВС в [1] получено выражение для СПМ вычислительных синтезаторов

$$S(F) = \left(\frac{f_{out}}{f_T} \right)^2 \left(\frac{10^{k_2}}{F^2} + \frac{10^{k_1}}{F} + 10^{k_4} \right) + 10^{k_3} + S_{кв}, \quad (1)$$

где коэффициенты k_2 , k_1 , k_4 , k_3 определяют уровень СПМ $1/F^2$ шума, $1/F$ шума, естественной шумовой составляющей входных цепей и естественной шумовой составляющей сопротивления нагрузки, соответственно, $S_{кв}$ – СПМ шума квантования.

Методика расчета коэффициентов аппроксимации СПМ для любого ЦВС по его экспериментальным шумовым характеристикам приведена в [2].

Для интегральных ЦВС фирмы Analog Device в таблице 1 рассчитаны значения коэффициентов аппроксимации СПМ фазовых шумов.

Таблица 1

Микросхемы интегральных ЦВС фирмы Analog Device	N – кол. разрядов ЦАП	k1	k2	k3	k4
AD9851	10	-8,2	-6,5	-15,9	-13,6
AD9858	10	-9,8	-8,8	-15,6	-13,4
AD9911	10	-9,0	-8,3	-17,8	-14,8
AD9913	10	-9,1	-8,7	-17,5	-14,3
AD9852	12	-9,3	-8,8	-16,2	-14,0
AD9854	12	-9,3	-8,8	-16,2	-14,0
AD9910	14	-9,2	-8,4	-16,8	-14,5
AD9912	14	-9,2	-7,2	-17,2	-15,3
AD9951	14	-8,1	-6,4	-15,9	-13,6
AD9956	14	-8,3	-8,9	-16,5	-13,5

С помощью (1) и таблицы 1 проведено моделирование и исследование СПМ фазовых шумов интегральных ЦВС: от частоты расстройки, величин тактовой и выходной частот, вклада составляющих фазовых шумов от этих параметров. На рис. 1 приведены СПМ фазовых шумов ЦВС в зависимости от частоты расстройки, а на рис. 2 – в зависимости от выходной частоты при различных тактовых частотах.

Как видно, рассчитанные зависимости СПМ фазовых шумов по полученному выражению с учетом рассчитанных коэффициентов аппроксимации k_i хорошо совпадают с экспериментальными характеристиками. Небольшая погрешность на рис. 1 между теоретическими и экспериментальными зависимостями наблюдается при синтезируемых частотах, близких к половине значения тактовой.

Уменьшение тактовой частоты синтезатора в 5 раз для синтезатора AD9910 приводит к увеличению уровня СПМ на 15 дБ/Гц (рис. 2). С ростом выходной синтезируемой частоты наиболее быстро увеличиваются $1/f$ и $1/f^2$ шумы, то есть шумы при малых отстройках от несущей.

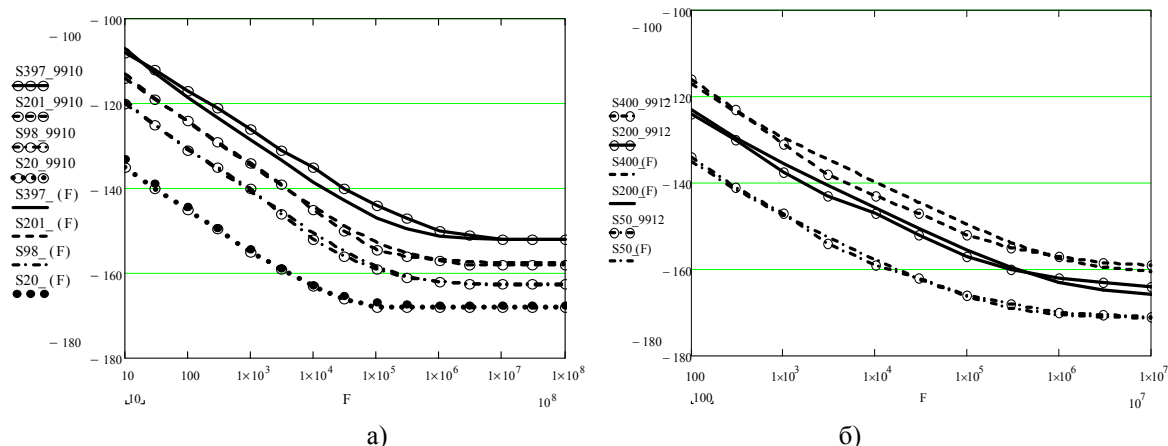


Рис. 1 Экспериментальные (с кружочками) и теоретические СПМ фазовых шумов:
 а) ЦВС AD9910 для выходных частот 397 МГц, 201 МГц, 98 МГц, 20 МГц при тактовой частоте 1000 МГц,
 б) ЦВС AD9912 для выходных частот 400 МГц, 200 МГц, 50 МГц при тактовой частоте 1000 МГц

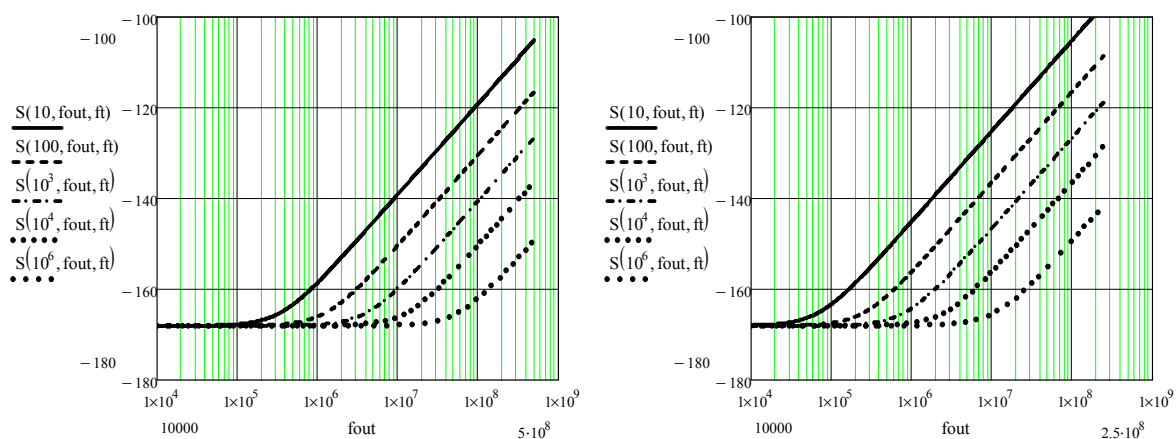


Рис. 2. СПМ фазовых шумов ЦВС AD9910 в зависимости от выходной частоты
 при различных частотах отстройки (10, 100, 1000, 10^4 , 10^6 Гц), тактовыми частотам 1 ГГц и 200 МГц

Таким образом, применение предложенной модели СПМ фазовых шумов ЦВС позволяет с достаточной для практического применения точностью проводить анализ шумовых характеристик интегральных синтезаторов при произвольных значениях выходных и тактовых частот и при произвольных отстройках от основной частоты.

Работа выполнена при поддержке гранта РФФИ 11-07-00650-а.

Литература

1. Romashov, V.V. Research of Phase Noise of Direct Digital Synthesizers / V.V. Romashov, L.V. Romashova, K.K. Khramov // Proceedings of the 2011 IEEE International Siberian Conference on Control and Communications, SIBCON, Krasnoyarsk: Siberian Federal University. Russia, Krasnoyarsk, September 15 – 16, 2011. – IEEE Catalog Number: CFP11794-CDR. – PP. 168 – 171.

Ромашова, Л.В. Методика расчета коэффициентов аппроксимации спектральной плотности мощности фазовых шумов цифровых вычислительных синтезаторов / Л.В. Ромашова, А.В. Ромашов // Проектирование и технология электронных средств. – 2011. – №1. – С. 22 – 25.

Модель цифрового вычислительного синтезатора, работающего на образах основной частоты

Одним из наиболее существенных ограничений при использовании цифровых вычислительных синтезаторов (ЦВС) в радиочастотных приложениях является недостаточная максимальная выходная частота, которая, в соответствии с теоремой Котельникова, не превышает половины тактовой частоты f_T . На практике максимальная выходная частота синтезаторов снижается еще сильнее вследствие неидеальности характеристик устройств и составляет $(0,3 \dots 0,4) f_T$.

Одним из способов повышения выходной частоты ЦВС является использование побочных компонентов выходного спектра синтезатора.

Частоты побочных компонентов, называемых образами основной частоты, определяются выражением $f_{\text{обр}} = n \times f_T \pm f_c$, где $n = 1, 2, 3 \dots$ – номер образа; f_c – основная частота ЦВС.

Огибающая спектра выходного сигнала ЦВС имеет вид $\text{sinc}(x)$. При использовании образов основной частоты необходимо учитывать, что выбросы и нелинейность ЦАП могут явиться причиной появления дополнительных побочных компонентов, которые могут попасть в интересующий частотный диапазон. Кроме того, огибающая спектра выходного сигнала ЦВС вида $\text{sinc}(x)$ вызывает уменьшение амплитуды побочных компонентов по сравнению с основной выходной частотой. В результате отношение сигнал/шум при использовании побочных компонентов будет хуже. В случае если требуется перестройка по частоте, нужно очень внимательно проанализировать выходной спектр ЦВС, так как на одной из частот настройки в полосу пропускания фильтра могут попасть сразу несколько компонентов.

Таким образом, работая за пределами тактовой частоты, можно сразу получить необходимые частоты, сэкономив дорогостоящие высокочастотные схемы (гетеродин, смеситель, фильтр). Практически можно использовать только 3 – 4 первых побочных компонента, так как дальше их амплитуда падает, и отношение сигнал/шум становится неудовлетворительным.

Основным узлом синтезатора является накапливающий сумматор (НС), который работает как генератор адреса для адресации постоянного запоминающего устройства (ПЗУ), содержащего отсчеты синтезируемой функции, как правило, тригонометрической.

Разрешение по частоте ЦВС данного типа определяется как

$$\Delta f = \frac{f_T}{M},$$

где

$M=2^p$ – емкость НС,

p – разрядность НС.

Для улучшения разрешения по частоте и увеличения числа синтезируемых частот необходимо увеличение разрядности НС. С другой стороны, если использовать все разряды НС для адресации ПЗУ, то это потребует увеличения объема ПЗУ в степенной зависимости от числа разрядов НС, что практически сложно реализовать технически и увеличивает стоимость синтезатора. Из-за этого для адресации ПЗУ используется $a < p$ разрядов НС, величина $b = p - a$ называется числом битов округления.

Для составления математической модели сигнала ЦВС с образами основной частоты воспользуемся моделью из [1]

$$s[i] = \sin \left(2\pi \frac{2^b}{2^p} \text{trunc} \left[\frac{K}{2^{p-a}} i \right] \right), \quad (1)$$

где $K = \text{round} \left(\frac{f_c M}{f_T} \right)$ – код синтезируемой частоты,

$\text{round}(x)$ – округление до ближайшего целого.

В связи с тем, что частоты образов превышают тактовую частоту, для отображения спектра с частотами образов необходимо произвести передискретизацию сигнала (1), увеличив количество отсчетов в 2^{2n} раз путем добавления текущих значений, где $n=1,2,3\ldots$ – номер используемого образа основной частоты.

Полученные временные диаграммы сигналов приведены на рис. 1.

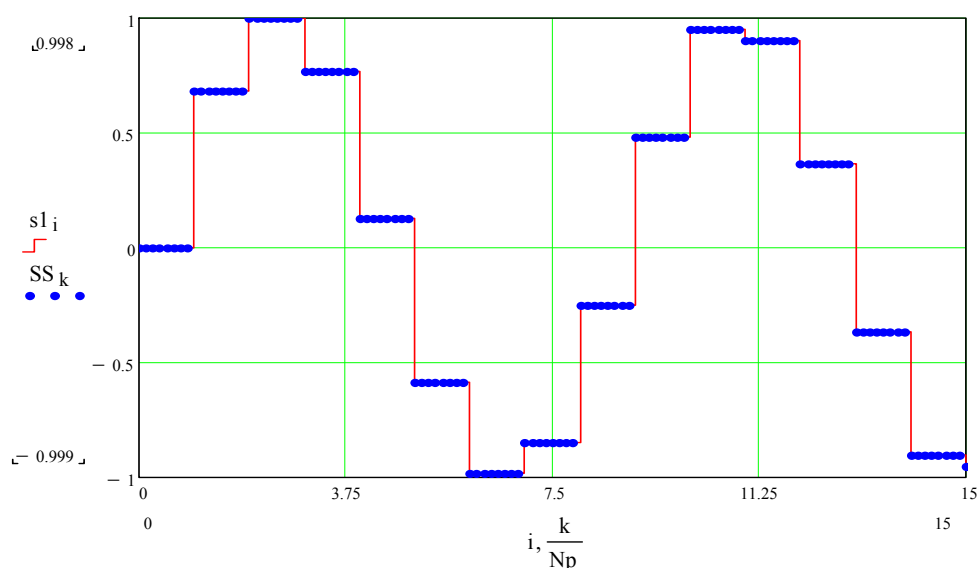


Рис. 1. Временные диаграммы сигналов: сплошной – с частотой дискретизации 100 МГц, точками – с частотой дискретизации 800 МГц

Полученный спектр передискретизированного сигнала приведен на рис. 2.

Видно, что амплитуда 4-го образа почти на 30 дБ меньше амплитуды основного сигнала. Для выделения сигнала с частотой необходимого образа используют полосовые фильтры.

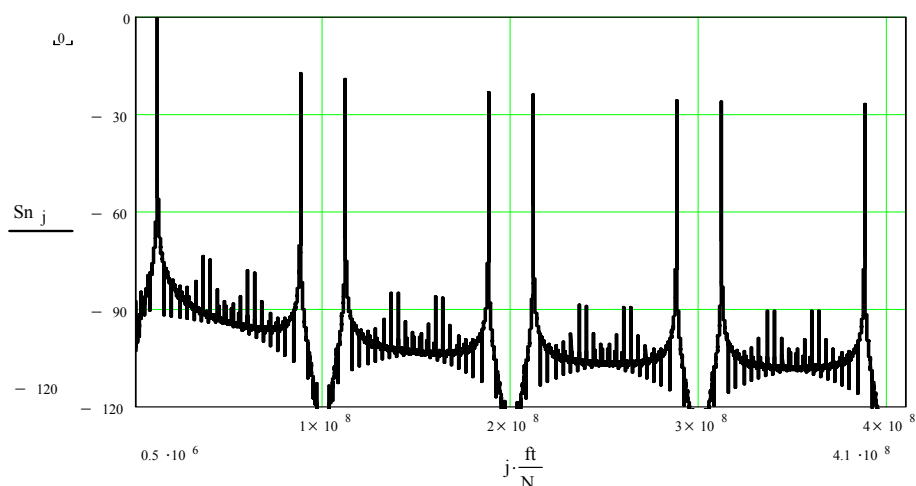


Рис. 2. Спектр выходного сигнала ЦВС с образами основной частоты: тактовая частота 100 МГц, основная частота 12 МГц

Таким образом, предложенная модель выходного сигнала ЦВС, использующего образы основной частоты, позволяет проводить спектральный анализ сигналов с частотами, большими, чем тактовая частота синтезатора.

Работа выполнена при поддержке гранта РФФИ 11-07-00650-а.

Литература

1. Ромашов, В.В. Исследование формирователей высокочастотных сигналов при использовании образов рабочей частоты DDS-синтезаторов / В.В. Ромашов, А.В. Мергурьев // Радиотехника. – 2009. – №11. – С. 89 – 92.

Построение формирователей сетки опорных частот возбудителя передатчика РЛС с использованием образов основной частоты

К возбудителю современного радиолокационного передатчика предъявляются жесткие требования по ряду параметров: диапазону рабочих частот, параметрам и видам модуляции, уровням фазового шума и побочных спектральных составляющих, скорости переключения между рабочими частотами и др. Это приводит к необходимости поиска таких способов построения узлов возбудителя, которые способны обеспечить заданные технические характеристики и параметры.

В настоящее время активно используются цифровые способы формирования частот и сигналов [1 – 2].

В общем виде возбудитель передатчика (ВП) может быть представлен в виде структурной схемы, изображенной на рис. 1. Возбудитель состоит из формирователя сетки частот f_c (ФСЧ), тактируемого от опорного высокостабильного (как правило, кварцевого) генератора (ОКГ) с частотой f_0 , и модулятора (М). Параметры и режимы блоков возбудителя могут изменяться внешними сигналами управления (Упр.1, Упр.2).

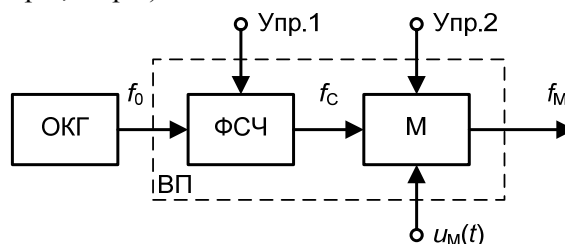


Рис. 1. Структура возбудителя передатчика

В докладе рассмотрены различные варианты построения одного из важнейших блоков возбудителя передатчика – формирователя сетки опорных частот при использовании образов основной частоты цифрового вычислительного синтезатора (ЦВС) [3 – 4].

Проводится сравнительный анализ исследуемых структур с различных точек зрения: простоты их реализации, универсальности, гибкости и обеспечения когерентности колебаний передатчика и приемника радиолокационной станции.

На основании такого анализа предлагается конкретная структура ФСЧ, использующего цифровой метод синтеза и обеспечивающего требуемую ширину полосы синтезируемых частот и малую относительную неравномерность по амплитуде в этой полосе, высокую точность формирования сетки частот, низкое время переключения между частотами и заданный уровень шума.

Работа выполнена при поддержке гранта РФФИ 11-07-00650-а.

Литература

1. Direct Digital Frequency Synthesizers / V.F. Kroupa. – John Wiley & Sons, Ltd. – 1998. – 396 p.
2. Белов, Л. Модуляторы сигналов сверхвысоких частот. Основные классы / Л. Белов, А. Голубков, А. Кондрашов, А. Карутин // Электроника: Наука, Технология, Бизнес. – М., 2008. – №3. – С. 76 – 83.
3. Ромашов, В.В. Формирование сигналов в ОВЧ и УВЧ диапазонах при использовании метода прямого цифрового синтеза частот / В.В. Ромашов, К.К. Храмов // Радиотехника. – 2007. – №6. – С.39 – 41.
4. Храмов, К.К. Эффективное использование образов спектра в ОВЧ и УВЧ диапазонах при прямом цифровом синтезе частот / К.К. Храмов // Методы и устройства передачи и обработки информации. – М.: Радиотехника. – 2009. – № 11. – С. 108 – 112.

Анализ фазовых шумов формирователей сигналов на основе интегральных ЦВС с умножителем тактовой частоты на ФАПЧ

В настоящее время для формирования сетки частот широко используются цифровые вычислительные синтезаторы (ЦВС) частот. Для повышения выходной частоты таких формирователей в интегральных ЦВС используют умножители тактовой частоты, реализованные на основе системы ФАПЧ с делителем с переменным коэффициентом деления в цепи обратной связи, изменяемым в широких пределах. Структурная схема формирователя сигналов приведена на рис. 1.

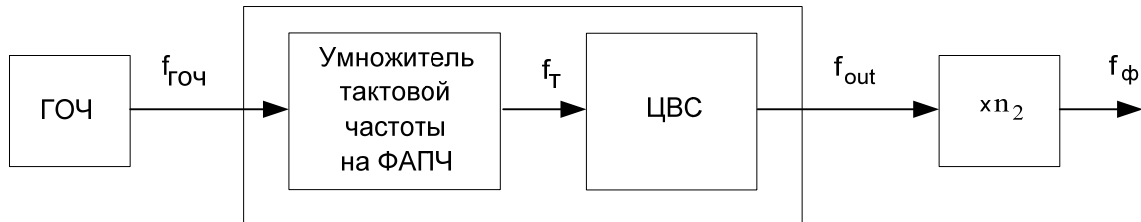


Рис. 1. Структурная схема формирователя сигналов

Одним из важнейших параметров формирователей сигналов является уровень фазового шума выходного сигнала.

Для оценки шумовых свойств в диапазоне отстроек воспользуемся соотношением для спектральной плотности мощности (СПМ) фазовых флуктуаций выходного сигнала формирователя, которое можно записать в виде

$$S_{\text{фоп}}(F) = \left(K_{\text{ЦВС}}^2 S_{\text{ФАПЧ}}(F) + S_{\text{ЦВС}}(F) \right) \cdot n_2^2 + S_{\text{уч}}(F), \quad (1)$$

где

$S_{\text{ФАПЧ}}(F)$ – спектральная плотность мощности фазовых шумов сигнала на выходе системы ФАПЧ,

$S_{\text{ЦВС}}(F)$ – собственные шумы ЦВС,

$S_{\text{уч}}(F)$ – собственные шумы выходного умножителя частоты,

$K_{\text{ЦВС}}^2 = \left(\frac{f_{\text{out}}}{f_T} \right)^2$ – коэффициент передачи входного шума ЦВС,

n_2^2 – коэффициент передачи входного шума умножителем частоты,

f_{out} – частота выходного сигнала ЦВС,

f_T – тактовая частота.

Воспользуемся выражениями для СПМ фазовых шумов выходного сигнала ФАПЧ из [1], для выходного умножителя частоты СПМ фазовых шумов из [2], для СПМ фазовых шумов интегрального ЦВС из [3]:

$$S_{\text{ЦВС}}(F) = \left[\frac{10^{k_2}}{F^2} + \frac{10^{k_1}}{F} + 10^{k_4} \right] \times \left(\frac{f_{\text{out}}}{f_T} \right)^2 + 10^{k_3} + 2^{-2N-0.59} \left(\frac{f_{\text{out}}}{f_T^2} \right) \quad (2)$$

Результаты расчета СПМ фазовых шумов выходного сигнала интегрального ЦВС AD9910 производства фирмы Analog Devices (коэффициенты аппроксимации $k_1 = -9,2$, $k_2 = -8,4$, $k_3 = -16,8$, $k_4 = -14,5$ из [4]) приведены на рис. 2. Как видно, СПМ фазовых шумов выходного сигнала формирователя при

различных коэффициентах умножения тактовой частоты и умножителя, когда их произведение постоянно, совпадают.

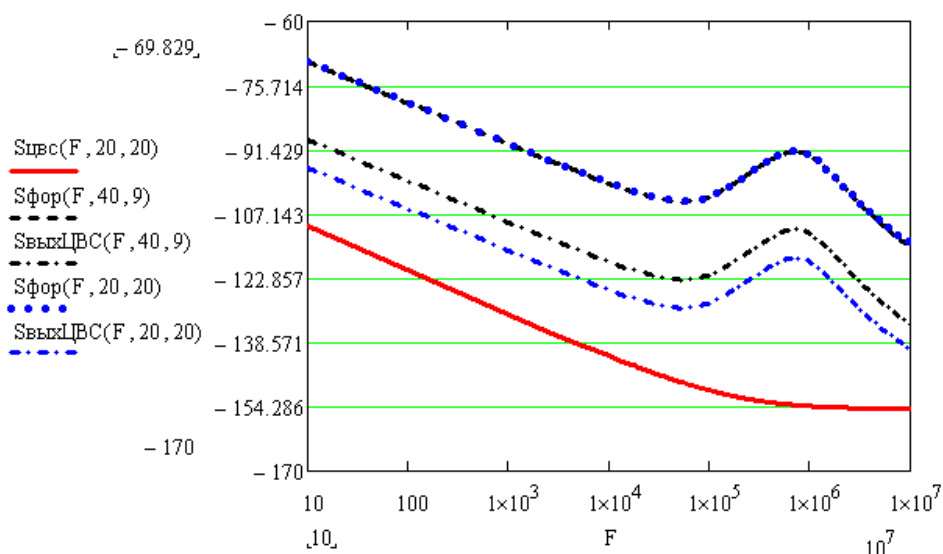


Рис. 2. СПМ фазовых шумов выходных сигналов формирователя сигналов на ЦВС AD9910 со встроенным умножителем тактовой частоты для выходной частоты 3000 МГц:

синим цветом: $f_T = 960$ МГц, $N_2=40$, $f_{out} = 333$ МГц, $n_2=9$;

черным цветом: $f_T = 480$ МГц, $f_{out} = 150$ МГц, $n_2=20$

Таким образом, показана возможность расчета уровня фазовых шумов выходного сигнала формирователя на основе интегрального ЦВС со встроенным умножителем тактовой частоты и дискретных умножителей частоты при любых значениях их коэффициентов умножения. Получено, что СПМ фазового шума выходного сигнала не зависит от соотношения коэффициентов умножения тактовой частоты и умножителей частоты после ЦВС, а определяется только их произведением. Это указывает на то, что собственные шумы ЦВС не влияют на результирующий уровень шума.

Работа выполнена при поддержке гранта РФФИ 11-07-00650-а.

Литература

1. Ромашова, Л.В. Исследование фазовых шумов интегральных вычислительных синтезаторов со встроенным умножителем тактовой частоты // Вопросы радиоэлектроники, сер. РЛС.— 2011.— Вып. 1.— С. 33 – 38.
2. Рыжков, А.В. Синтезаторы частот в технике радиосвязи / А.В. Рыжков, В.Н Попов.— М.: Радио и связь, 1991.— 264 с.
3. Никитин, О.Р. Разработка модели относительной спектральной плотности фазовых шумов цифровых вычислительных синтезаторов / О.Р. Никитин, Л.В. Ромашова // Вопросы радиоэлектроники, сер. РЛС.— 2011.— Вып. 1.— С. 25 – 33.
4. Ромашова, Л.В. Методика расчета коэффициентов аппроксимации спектральной плотности мощности фазовых шумов цифровых вычислительных синтезаторов / Л.В. Ромашова, А.В. Ромашов // Проектирование и технология электронных средств.— 2011.— №1.— С. 20 – 25.

Виды поляризаторов, используемых в СВЧ конверторных модулях

Поляризаторы СВЧ конверторных модулей могут быть электромагнитными или механическими. Физический принцип действия электромагнитного поляризатора основан на эффекте Фарадея. Достоинство поляризатора, основанного на использовании эффекта Фарадея, состоит в отсутствии подвижных элементов и в возможности осуществлять юстировку направления поляризации плавным изменением величины тока, протекающего через катушку. Потери, вносимые такими поляризаторами, составляют обычно 0,2 – 0,3 дБ. Недостатком поляризаторов является постоянное потребление энергии [1].

Если необходимо с помощью однозеркальной антенны осуществить одновременный прием сигналов двух поляризаций, то для линейно поляризованных сигналов в этом случае применяют специальные устройства – фазовращатели (разделители) поляризации (Ortomode Transducer). В подобных устройствах, выполненных в виде волноводного тройника, волны вертикальной и горизонтальной поляризаций поступают на вход круглого волновода, а выходят разделенными по поляризации через основной и боковой выходы, выполненные в виде волноводов с прямоугольным сечением.

В последних разработках СВЧ конверторов используют сдвоенные СВЧ-тракты, а волны горизонтальной и вертикальной поляризаций принимают из кругло-входного волновода с помощью двух ортогональных емкостных штырей. Лучшие результаты получаются, если один штырь расположен от короткозамкнутого конца волновода на расстоянии $\lambda/4$, а другой – $3(\lambda/4)$, однако это удлиняет конвертор. Часто применяются поляризаторы, в которых переключение плоскости поляризации осуществляется электромеханическим поворотом зонда, находящегося в круглом волноводе облучателя.

Для приема сигналов с лево- и правосторонней поляризацией применяются волноводные устройства, преобразовывающие круговую поляризацию в линейную. Один из вариантов такого преобразования может быть осуществлен с помощью фазирующих диэлектрических вставок, размещенных под углом 45° в круглом волноводе с волной H_{11} .

Экспериментальные исследования СВЧ конверторов проводились с целью оценки частотного диапазона и поляризационной развязки между каналами горизонтальной и вертикальной поляризации.

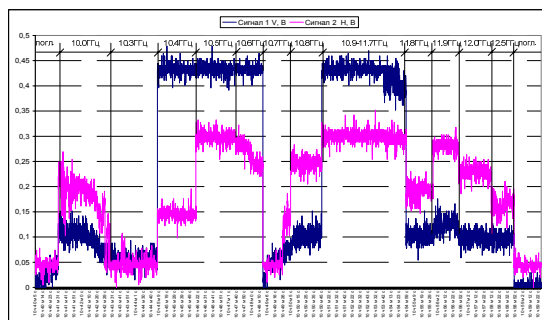


Рис. 1. Исследование рабочей полосы пропускания двухканального СВЧ конвертора

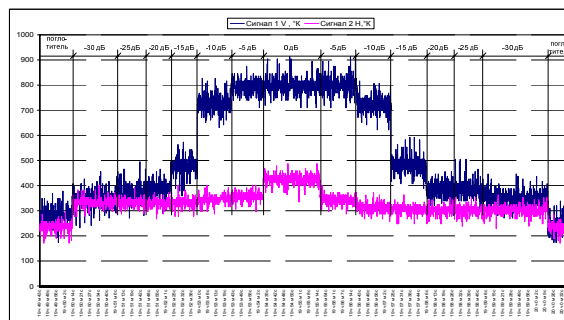


Рис. 2. Исследование поляризационной развязки между каналами двухканального СВЧ конвертора

Исследование квазитеплового микроволнового излучения проводилось с помощью радиометрической системы, подробно описанной в работах [2, 3], которая принимала радиоизлучение на вертикальной и горизонтальной поляризации, в диапазоне длин волн 2,8 – 2,3 см.

На рис. 1 приведена запись выходного сигнала двухканального конвертора при изменении частоты генератора от 10,0 до 12,5 ГГц.

Исследования подтвердили наличие двух диапазонов уверенного приема в интервале частот 10,4 – 10,7 и 10,9 – 11,8 ГГц.

С целью исследования поляризационной развязки между каналами горизонтальной и вертикальной поляризации было проведено измерение квазитеплого излучения полупроводникового генератора шума (ГШ), используемого в качестве точечного излучателя, находящегося в ближней зоне зеркальной антенны СВЧ радиометра (рис. 2). Спектральная плотность мощности шума ГШ изменялась с помощью волноводного плавного аттенюатора от 0 до -30 дБ. Начало и конец записи сопровождалось процедурой калибровки по поглотителю.

В результате проведенных экспериментальных исследований современных СВЧ конверторных модулей были получены следующие результаты:

- двухдиапазонность СВЧ конверторов позволяет производить измерения на нескольких частотах с помощью одного прибора, изменяя частоту гетеродина путем добавления к питающему напряжению тонового сигнала;
- наличие встроенного поляризатора позволяет производить выбор поляризации принимаемого теплового излучения путем изменения питающего напряжения СВЧ конвертора;
- использование двухвыходного конвертора с независимыми каналами позволяет одновременно с помощью одного СВЧ конвертора принимать сигналы горизонтальной и вертикальной поляризации;
- использование современных СВЧ конверторных модулей в качестве основы СВЧ-блока радиометра позволяет создать сравнительно не дорогой СВЧ радиометрический комплекс, предназначенный для поляризационных исследований атмосферы с осадками, обладающий достаточно высокими характеристиками.

Литература

1. Федосеева, Е.В. Результаты СВЧ радиометрических измерений в условиях городской застройки / Е.В. Федосеева, И.Н. Ростокин // Радиотехнические и телекоммуникационные системы.– 2011.– Выпуск 1.– С. 8 – 10.
2. Федосеева, Е.В. Характеристики излучения двухканальной двухмодовой антенны радиометрической системы с компенсацией фоновых помех / Е.В. Федосеева, И.Н. Ростокин // Вопросы радиоэлектроники. Серия «Радиолокационная техника» (РЛТ).– 2011.– Выпуск 1.– С. 44 – 51.
3. Федосеева, Е.В. Оценка параметров модового разделителя двухканальной зеркальной антенны радиотеплолокационной системы / Е.В. Федосеева, Е.А. Росточкина, И.Н. Ростокин // Радиотехника.– 2006.– №6.– С.126 – 128.

Исследование структуры современных СВЧ конверторных модулей

Технология производства СВЧ конверторов основана на опыте, накопленном при создании малошумящих усилителей (LNA – Low Noise Amplifier).

Малошумящий усилитель только усиливает сигнал, тогда как СВЧ конвертор (LNB – Low Noise Blockconverter), помимо обеспечения необходимого усиления при минимально возможном уровне шумов, преобразует входной сигнала до частоты 950 – 1750 МГц или 900 – 2150 МГц.

Полнодиапазонные конверторы (10,70 – 12,75 ГГц) работают в трех поддиапазонах: FSS (Fixec Satellite Servies) – 10,7 – 11,7 ГГц; DBS (Direct Broadcast Servies) – 11,70 – 12,45 ГГц и BSS (Broadcast Satellite Servies) – 12,45 – 12,75 ГГц.

Данные конверторы имеют один МШУ, а разделение диапазонов происходит в полосовом фильтре ПФ. Каждая из зон (10,7 – 11,7 и 11,70 – 12,75 ГГц) имеет свой смеситель и гетеродин, общий ПУПЧ.

Для конверторов такого типа не надо применять магнитные или механические поляризаторы. Переключение поляризации происходит при изменении напряжения питания конвертора с 13 на 18 В.

Более низкое напряжение (13 В) включает вертикальную поляризацию V, а более высокое – горизонтальную H.

Для переключения с диапазона на диапазон применяется специальный компаратор, управляемый служебным сигналом частотой 22 кГц.

В случае отсутствия сигнала работает первый диапазон (10,7 – 11,7 ГГц), а при его включении – второй диапазон (11,70 – 12,75 ГГц).

Использование полнодиапазонных конверторов позволяет исключить потери преобразования в поляризаторах (0,2 – 0,3 дБ) и добиться лучших шумовых характеристик за счет использования двух независимых МШУ [1].

Разработаны конверторы с двумя или четырьмя выходами. Как правило, они имеют встроенный поляризатор, управляемый напряжением 13/18 В.

По характеру выходных сигналов такие конверторы делятся на два типа:

- конверторы первого типа имеют два или четыре равноценных выхода с независимым переключением диапазонов и поляризации;

- если у конвертора второго типа 2 выхода, то на них выводятся соответственно сигналы вертикальной и горизонтальной поляризации, а если 4 – то сигнал делится еще и по диапазонам.

Двухвыходные конверторы такого типа удобно использовать, если планируется осуществлять прием верхнего или нижнего поддиапазона. В таком случае на один СВЧ-вход приемника подается горизонтальная поляризация, а на другой – вертикальная [2].

Литература

1. Федосеева, Е.В. Результаты СВЧ радиометрических измерений в условиях городской застройки / Е.В. Федосеева, И.Н. Ростокин // Радиотехнические и телекоммуникационные системы. Выпуск 1.– 2011.– С.8 – 10.
2. Федосеева, Е.В. Характеристики излучения двухканальной двухмодовой антенны радиометрической системы с компенсацией фоновых помех / Е.В. Федосеева, И.Н. Ростокин // Вопросы радиоэлектроники. Серия «Радиолокационная техника» (РЛТ). Выпуск 1.– 2011.– С. 44 – 51.

Разработка и исследование шлейфного квадратурного моста для систем радиосвязи

В настоящее время для передачи, приема и обработки сигналов в современных системах связи интенсивно используется диапазон сверхвысоких частот (СВЧ). В связи с этим, СВЧ-устройства усложняются, возникает необходимость создания миниатюрных схем, работающих в заданном частотном диапазоне.

Стремление к снижению массы и габаритов аппаратуры привело к появлению техники печатного монтажа. Стала развиваться теория полосковых линий связи, хорошо переносящих ударные нагрузки, простых в изготовлении и обладающих малыми размерами [1].

В ряде случаев требуется строить радиопередающие устройства такой мощности, которая может быть получена от нескольких параллельно работающих твердотельных усилителей так, что их энергия должна суммироваться.

Для решения подобных задач в технике радиопередающих устройств широко используют квадратурные мостовые схемы сложения мощностей усилителей на микрополосковых линиях (МПЛ) в диапазоне СВЧ (или на коаксиальных линиях на более низких частотах).

Квадратурный (или шлейфный) мост представляет собой четырехплечное устройство, в котором два параллельных отрезка микрополосковой линии соединены между собой несколькими шлейфами (чаще всего двумя или тремя), имеющими длину и интервал между ними равными четверти длины волны в линии передачи на средней частоте рабочего диапазона. Мост является квадратурным, поскольку сдвиг фаз в выходных плечах составляет $\pi/2$. Он полностью симметричен, поэтому его свойства одинаковы со стороны любого плеча.

Топология квадратурного моста позволяет использовать его как в режиме сложения мощности, так и в режиме ее деления.

Важной задачей при проектировании мостовой схемы является выбор материала подложки и проводников. Подложка должна обладать достаточно большой диэлектрической проницаемостью, стабильностью в широком диапазоне частот и температур, малыми потерями. Материал проводников для МПЛ должен иметь высокую электропроводимость и малую величину температурного коэффициента сопротивления.

В качестве материала разрабатываемой платы выбран флан – листовый материал, предназначенный для изготовления печатных и полосковых плат микроволнового диапазона, элементов антенн и других изделий СВЧ-техники.

Разработка конструкции квадратурного моста СВЧ-диапазона требует высокой точности проектирования, что достаточно сложно обеспечить исключительно аналитическими методами. Поэтому дополнительно моделирование и анализ устройства производится в программном пакете AWR Microwave Office. Применение данной инструментальной среды позволило наиболее эффективно, с высокой точностью и при минимальных временных затратах разработать топологию квадратурного моста в микрополосковом исполнении.

В докладе рассматриваются проблемы использования квадратурных устройств сложения мощностей, а также передачи высокочастотных сигналов через них с наименьшими потерями. В работе производится разработка шлейфных мостов для суммирования и деления мощности в нескольких частотных диапазонах. Рассчитываются возможные потери в отрезках микрополосковых линий, а также их влияние на параметры шлейфного моста. Проводится анализ полученных результатов.

Литература

1. Микроэлектронные устройства СВЧ: Учеб. пособие для радиотехнич. спец. вузов. Под ред. Г. И. Веселова. – М.: Высш. шк., 1988. – 280 с.

Принципы построения систем звукового оповещения

Прогнозируемые, а также возникающие вне прогноза техногенные и природные чрезвычайные ситуации (ЧС) требуют оперативных и скоординированных действий со стороны всех уровней единой государственной системы предупреждения и ликвидации ЧС России (РСЧС). В число основных задач РСЧС входит оповещение ответственных должностных лиц в оперативных единых дежурно-диспетчерских службах (ЕДДС) МЧС РФ, департаментах, управлениях, отделах, ведомствах, службах, а также оповещение населения, находящегося в районе ЧС. На решение комплекса этих задач направлена работа действующих систем оповещения ГО.

На основании федерального закона (технический регламент, ГОСТ Р) большинство зданий и сооружений должны быть оснащены системами оповещения и управления эвакуацией (СОУЭ).

Под СОУЭ подразумевается комплекс технических средств, направленных на своевременное оповещение людей о пожаре или других чрезвычайных ситуациях. По нормам пожарной безопасности системы оповещения также как здания и сооружения делятся на 5 типов. Первые два типа – это простые системы, которые в случае возникновения чрезвычайной ситуации осуществляют звуковую и световую сигнализацию. В качестве звуковой сигнализации в таких системах может применяться, например, простая сирена.

Наиболее распространенными являются системы 3, 4, 5 типов. Для этих типов характерно решение комплексных задач. Непременной составляющей систем безопасности является звуковая система оповещения. Система оповещения – это комплекс технических средств, предназначенный для оповещения людей в одной или нескольких выделенных зонах с целью передачи информации. Кроме этого, система оповещения:

- должна быть полностью автоматической;
- иметь несколько приоритетов (приоритетность позволяет при обнаружении пожара блокировать все менее важные функции (например, музыкальную трансляцию) и осуществить трансляцию аварийного сообщения в нужные зоны);
- система должна быть работоспособной в течении заранее рассчитанного времени;
- система должна осуществлять контроль линий громкоговорителей.

Системы оповещения можно разделить по нескольким признакам:

- по способу передачи информации (проводные, беспроводные);
- по способу передачи звуковой информации (аналоговые, цифровые);
- по направлению передачи информации (односторонние, двусторонние);
- по конструктивному исполнению.

Проводные системы отличаются повышенной надежностью, удобством в обслуживании, простотой в монтаже. Поэтому все сложные системы (где это возможно), строятся по проводному принципу. Как правило, подобные системы строятся как многозоновые. Разбивка на зоны удобна с точки зрения гибкости, удобства управления, уменьшения нагрузки на отдельные магистрали, уменьшения паразитной обратной связи. Для минимизации потерь в проводах применяется высоковольтный принцип передачи. Наиболее распространенным на сегодняшний день являются 100 / 70 / 30 В стандарты.

Стандарты передачи сигналов управления в современных системах безопасности также достаточно разнообразны. Наиболее частое распространение, в локальных системах, получил вариант на основе протокола RS485. Для более распределенных систем широко используется протокол TCP/IP.

А.Ю. Юдаев
И.А. Курилов
С.М. Харчук

Муромский институт Владимирского государственного университета
602264 г. Муром, Владимирской обл., ул. Орловская, д. 23

Анализ систем ФАПЧ методом фазовой плоскости на основе непрерывных кусочно-линейных функций

Для упрощения исследования динамических характеристик реальных нелинейных систем эффективным приемом является замена нелинейной функции, входящей в уравнение системы и затрудняющей решение задачи, близкой к ней по значениям функцией, составленной из отрезков прямых.

Использование непрерывных кусочно-линейных функций (НКЛФ) [1] позволяет описать нелинейную характеристику, например нормированную характеристику фазового детектора (ФД), непрерывным выражением, одновременно справедливым для любого ее участка. Причем в каждый момент рассматривается только один участок, соответствующий значению аргумента функции в этот момент. Это позволяет значительно снизить вычислительные затраты по сравнению с методом обычной кусочно-линейной аппроксимации (припасовывания), и упростить анализ исходной нелинейной системы фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ) в динамическом режиме.

В работе исследовано поведение системы ФАПЧ путем построения фазовых портретов системы при различных величинах скачкообразного изменения начальной расстройки. В качестве фильтров рассматриваются интегрирующие фильтры нижних частот (ИФ) первого и второго порядков.

На основе НКЛФ аппроксимируется характеристика фазового детектора (ФД) треугольной формы. Характеристика детектора

$$U_n = \sum_{n=0}^{N-1} F_n(\varphi) \cdot Q_n(\varphi),$$

где $F_n = K_n \varphi + B_n$ – аппроксимирующая прямая, n – текущий номер узла аппроксимации, N – максимальный номер узла аппроксимации, K_n , B_n – крутизна и постоянный коэффициент аппроксимирующей прямой, φ – фаза сигнала, $Q_n(\varphi)$ – функция включения интервала аппроксимации, принимающая значения 0 или 1.

После соответствующих подстановок и преобразований уравнения ФАПЧ с ИФ первого порядка (ИФ1) принимают вид

$$d\varphi(t)/dt = \varphi(t), \quad d^2\varphi(t)/dt^2 = 2\pi\Delta f_n/T - 1/T + 2 \cdot \pi \times S_y \times \sum_{n=0}^{N-1} F_n(\varphi) \times Q_n(\varphi) / T,$$

где T – постоянная времени фильтра, $\varphi(t)$ – закон изменения фазы во времени, d/dt – оператор дифференцирования, Δf_n – начальная расстройка по частоте, S_y – крутизна характеристики управляющего элемента. Аналогично получено выражение для фильтра второго порядка (ИФ2).

Методом фазовой плоскости для $T=1$ с, $S_y = 20$ мА/В, рассмотрено поведение системы при восьми значениях начальной расстройки.

Проведено моделирование системы в среде Mathcad и построены графики фазовых траекторий. Анализ графиков ФАПЧ с ИФ1 показывает, что по мере увеличения начального отклонения изменяется характер фазового портрета и уменьшается радиус спирали фазовой траектории. При включении в схему ИФ2 форма фазовых траекторий становится более ломаной, уменьшается плавность, однако, спиралевидная форма портрета (колебательный характер) сохраняется. Величины установившихся значений фазы, аналогичны результатам, полученным при использовании однозвенного ИФ1.

Литература

1. Курилов, И.А. Динамические характеристики нелинейного амплитудно-фазового преобразователя с регулированием по отклонению / И.А. Курилов, Г.С. Васильев // Радиотехника. – 2009. – №11.

Анализ динамических режимов системы ФАПЧ с нелинейным детектором на основе непрерывных кусочно-линейных функций

При линейном управляющем устройстве работа системы фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ) в нелинейном режиме может быть обусловлена выходом отклонения фазы сигнала за пределы линейного участка характеристики фазового детектора (ФД) или попаданием отклонения на участок характеристики детектора с отрицательной крутизной. Значительные динамические возмущения в системе появляются, в частности, в переходном режиме, возникающем после включения системы [1].

В работе проанализированы переходные характеристики системы ФАПЧ с интегрирующим фильтром нижних частот первого (ИФ1) и второго (ИФ2) порядков при различных величинах начального скачка фазы выходного сигнала. Поведение системы исследуется при отклонениях фазы, равных 135^0 , 175^0 и 225^0 . Анализ проводится для пилообразной и шатрообразной характеристик ФД. Характеристики детектора аппроксимированы на основе непрерывных кусочно-линейных функций (НКЛФ) [2].

Основное уравнение автоподстройки относительно частоты, для участка n аппроксимации характеристики ФД, имеет вид

$$\Delta f_{СТ}(t) = \Delta f_{СТС}(t) + K_{ФДn} \times K_{Ф} \times K_{У} \times [\Delta f_{ЭТ}(t) - \Delta f_{СТ}(t)],$$

где $\Delta f_{СТС}(t)$ – функция, описывающая изменение собственной частоты стабилизируемого автогенератора, $\Delta f_{ЭТ}(t)$, $\Delta f_{СТ}(t)$ – изменение частоты эталонного и стабилизируемого автогенераторов, $K_{ФДn}$, $K_{Ф}$, $K_{У}$, – характеристики, описывающие действие сравнивающего звена – ФД, фильтра и управляющего элемента, соответственно.

С учетом проведенной аппроксимации получены аналитические выражения уравнения автоподстройки системы ФАПЧ с ИФ1 и ИФ2. Уравнения являются кусочно-линейными и непрерывными. Функция выходного сигнала ФД определена при произвольном значении отклонения фазы. Переход с одного участка аппроксимации осуществляется автоматически во всем диапазоне отклонения фазы.

В результате моделирования переходных процессов системы в среде Mathcad установлено, что для шатрообразной характеристики при применении в схеме ИФ1 установившееся значение фазы для всех величин скачков не изменяется, а время установления увеличивается при увеличении возмущения (с 13 с при скачке в 135^0 до 16 с при скачке 315^0). В случае применения в системе ИФ2 для скачка 135^0 время установления составляет 4,8 с., для скачка 315^0 – 5,5 с.

При характеристике фазового детектора пилообразного типа, как для ИФ1, так и ИФ2 все переходные процессы устанавливаются в значение, равное 6,28 радиан, независимо от величины входного скачка, а время установления в целом возрастает при увеличении скачка, что совпадает по характеру со случаем характеристики фазового детектора, заданной на основе шатровых функций. Проанализирована зависимость времени установления при данном типе характеристики и проведено сравнение динамических характеристик системы для двух видов характеристики ФД при аппроксимации НКЛФ.

Литература

1. Шахгильдян, В.В. Системы фазовой автоподстройки частоты / В.В. Шахгильдян, А.А. Ляховкин. – М.: Связь, 1972. – 448 с.
2. Курилов, И.А. Базовая непрерывная кусочно-линейная функция / И.А. Курилов, Д.Н. Романов // Методы и устройства передачи и обработки информации: Межвуз. сб. науч. тр. – Вып.4. / Под ред. В.В. Ромашова, В.В. Булкина. – СПб: Гидрометеопиздат, 2004. – с. 75 – 79.