

Албу С.И., Синенко А.Е., Леншин А.В.
 ВУНЦ ВВС «ВВА имени профессора Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина»
 г. Воронеж, ул. Старых Большевиков, 54а
 andrey-lenshin@yandex.ru

Особенности проектирования радиоприемного устройства РЛС с синтезированной апертурной антенной

Синтезирование апертуры антенны (СА) – метод обработки сигналов, позволяющий существенно повысить поперечную линейную разрешающую способность РЛС относительно направления диаграммы направленности антенны (ДНА) и улучшить детальность радиолокационного изображения местности (РЛИ) местности. РЛС обзора земной поверхности (ОЗП) с синтезированием апертуры (РЛС СА) предназначены для получения высокоточного изображения местности, располагающейся одновременно ниже и вдоль пути следования самолета [1].

На сегодняшний день малогабаритными РСА реализуются практически все режимы съемки, являющиеся типовыми для средств радиолокационного мониторинга земной поверхности: 1) режим полосовой съемки (Stripmap); 2) режим телескопической (прожекторной) съемки (Spotlight); 3) режим обнаружения наземных движущихся целей (GMTI – Ground Motion Target Indicator); 4) режим видео; 5) режим когерентного обнаружения изменений (CCD – Coherent Change Detection); 6) режим интерферометрической съемки (Interferometric SAR – INSAR); 7) поляриметрический режим съемки (Polarimetric SAR – PolSAR) [2, 3].

Структурная схема РЛС обзора земной поверхности показана на рисунке 1 [1].

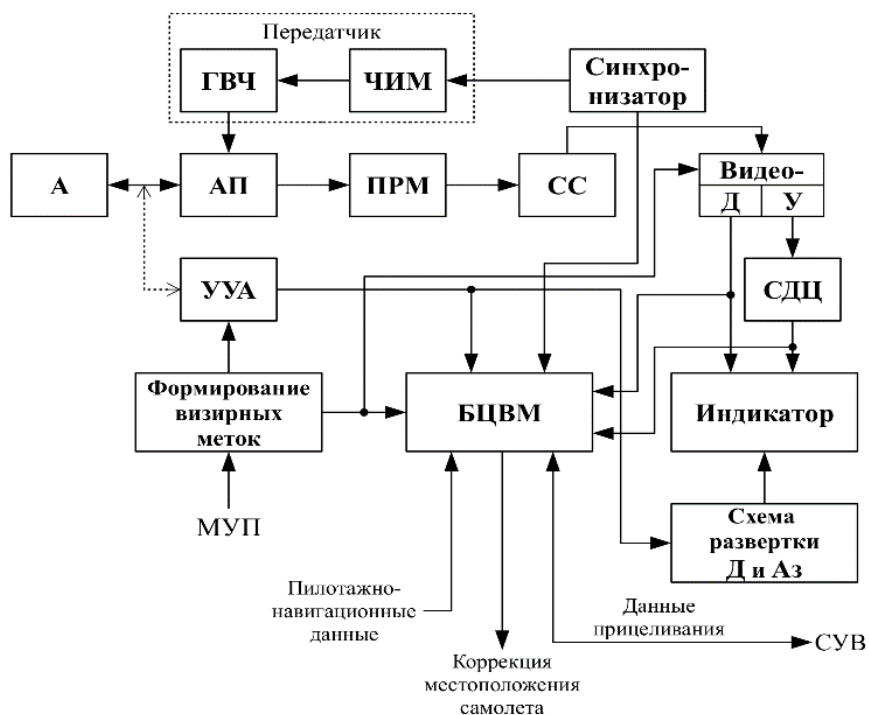


Рисунок 1 – Структурная схема РЛС обзора земной поверхности

Частотно-импульсный модулятор (ЧИМ) запускается импульсом синхронизатора. ГВЧ формирует импульсы длительностью 100...500 мкс, несущая частота которых изменяется по линейному закону. Интенсивность отраженных от земли сигналов на малых дальностях велика, поэтому приемник должен иметь большой динамический диапазон. Схема сжатия (СС) представляет собой линию задержки, которая задерживает частотные составляющие спектра сигнала на различное время в зависимости от частоты. Чем больше частота спектральной составляющей, тем на меньшее время она задерживается.

ADIsimRF – интерактивная программа фирмы «Analog Devices» для расчета передающих и приемных радиоустройств [4]. Параметры для расчета радиотрактов: а) количество звеньев радиотракта (Number of Stages); б) значение входной мощности (Input Power); в) полосы сигнала (Analysis Bandwidth); г) пик фактора (PEP-to-RMS Ratio); д) запас от точки однодецибелной компрессии (точка, в которой отклонение амплитудной характеристики устройства от идеальной составляет 1 дБ) (P1dB Backoff Warning); е) запас относительно точки компрессии пиковой мощности для каждого элемента радиотракта (Peak Backoff Warning); ж) минимальное отношение «сигнал/шум» для демодулятора (Min S/N for Demod).

Основное окно программы ADIsimRF показано на рисунке 2.

The screenshot shows the ADIsimRF software interface. At the top, there is a menu bar with 'File', 'Stage', 'Selection Tables', 'Reference Data', 'Mode', and 'Help'. Below the menu is the 'Transmit Mode' section, which includes a 'Number of Stages' field set to 7. The main area is a table with 7 columns representing stages (Stage 1 to Stage 7) and several rows of parameters. Each stage has a small schematic icon above its name. Below the table, there is an 'Input Power' field set to 0 dBm and a 'Calculate Cascade' button. To the right, a 'Cascaded Analysis' box displays summary statistics.

	Stage 1	Stage 2	Stage 3	Stage 4	Stage 5	Stage 6	Stage 7
Number of Stages:	7						
IQ-Mod	ADL5375-1E	BPF	Atten	Amp	Atten	Amp	LPF
Temp Part	Temp Part	Temp Part	ADL5601	Temp Part	ADL5323	Temp Part	Temp Part
Output Freq(MHz)	1280	1280	1280	1280	1280	1280	1280
Zin(Ohms)	100	50	50	50	50	50	50
Zout(Ohms)	50	50	50	50	50	50	50
Power Gain(dB)	-0.4	-1	-2	15.3	-2	20.9	-0.5
Voltage Gain(dB)	-3.4	-1	-2	15.3	-2	20.9	0
Output IP3(dBm)	21.4	39	38	43	38	39.6	60
Output P1dB(dBm)	10.1	28	27	19	27	27.2	40
Noise Figure(dB)	16.7	0	0	3.7	0	4.2	0
Voltage(V)	5	0	0	5	0	5	0
Current(mA)	200	0	0	83	0	320	0

Cascaded Analysis	
Power Gain:	30.8 dB
Output Power:	30.8 dBm
Output IP3:	39.3 dBm
Output P1dB:	26.5 dBm
Noise Figure:	17 dB
Output Noise Density:	-126.2 dBm/Hz
Pwr Consumption:	3 Watt

Рисунок 2 – Основное окно программы ADIsimRF

Проектирование приемного ВЧ-тракта заключается в выборе и наполнении звеньев конкретными элементами (микросхемами). При выборе элементов ключевыми становятся такие характеристики, как коэффициент усиления элемента (Power Gain), точки однодецибелной компрессии по входу элемента (IP1) и выходу (OIP1), точки пересечения интермодуляционных искажений 3-го порядка по входу элемента (IP3) и выходу (OIP3), коэффициента шума (Noise Figure), напряжение питания (Voltage) и ток потребления (Current).

Приводятся результаты проектирования (расчет параметров и выбор компонентов) высокочастотной части радиоприемного устройства РЛС с синтезированием апертуры антенны L-диапазона (ширина спектра – 160 МГц, несущая частота – 1260 МГц, динамический диапазон (по отношению сигнал/шум) АЦП: –70...0 дБм) с помощью программы ADIsimRF.

Литература

1. Леньшин А.В., Тихомиров Н.М., Попов С.А. Комплексы авиационного радиоэлектронного оборудования: учебное пособие. – Воронеж: ВУНЦ ВВС «ВВА», 2016. – 374 с.
2. Купряшкин И.Ф., Лихачев В.П., Рязанцев Л.Б. Малогабаритные РЛС с непрерывным частотно-модулированным излучением. Монография – М.: Радиотехника, 2019. – 280 с.
3. Комплексы с беспилотными летательными аппаратами. В 2-х кн.: Кн. 1. Принципы построения и особенности применения комплексов с БЛА. Монография / Под ред. В.С. Вербы, Б.Г. Татарского. – М.: Радиотехника, 2017. – 512 с.
4. ADIsimRF request for software. – URL: https://form.analog.com/Form_Pages/RFCComms/ADISimRF.aspx (дата обращения 30.11.2019).

Жиганова Е.А.

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

О влиянии соотношения амплитуд воздействующих сигналов на искажения ЧМ сигнала в усилителе мощности

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

Для оценки степени влияния амплитуд воздействующих сигналов в квадратурном усилителе мощности ЧМ сигналов с автокомпенсацией интермодуляционных колебаний (ИМК) на их уменьшение воспользовались инструментальными средствами в среде MathCAD.

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

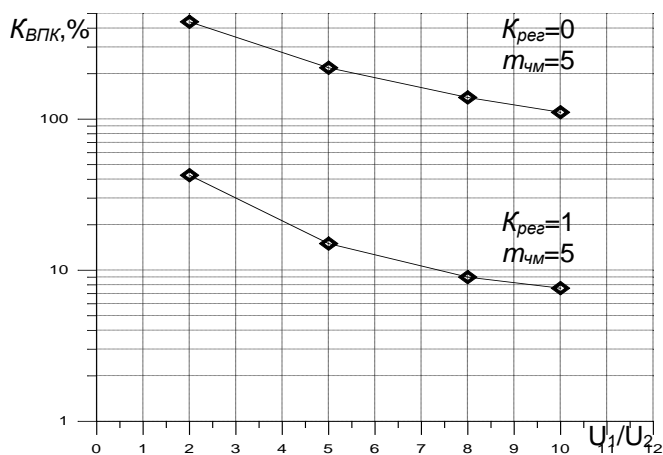


Рисунок 1

Из рисунка 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 .

Моделирование квадратурного усилителя мощности ЧМ сигналов с автокомпенсацией ИМК показало, что использование подобной схемы в вы-

ходных каскадах радиопередающего устройства позволяет уменьшить ИМК, тем самым снизить уровень побочного излучения и уменьшить искажения информационного сообщения.

1. Литература

- ГОСТ 12252-86. Радиостанции с угловой модуляцией сухопутной подвижной службы. Типы, основные параметры. Технические требования и методы измерений.
- ГОСТ 13420-79. Передатчики для магистральной радиосвязи. Основные параметры, технические требования и методы измерений.
- Электромагнитная совместимость радиоэлектронных средств и систем / Под ред. Н.М. Царькова. - М.: Радио и связь, 1985. - 272 с.

5. Хотунцев Ю.Л. Интермодуляционные искажения в приемных и передающих СВЧ полупроводниковых устройствах (обзор) // Изв. вузов. Радиоэлектроника. - 1983. - Т. 26, № 10. - С.28-37.

6. Спутниковая связь и вещание: Справочник/ В.А. Бартнев, Г.В. Болотов, В.Л. Быков и др; Под ред. Л.Я. Кантора. - М.: Радио и связь,1997. – 528 с.

Жиганова Е.А.

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

О методах оптимизации нагрузки в усилителях мощности

Целью данной работы является обзор литературы по методам оптимизации нагрузки, используемых с целью уменьшения внеполосного и внутриволнового излучений. Самыми опасными из внутриволновых колебаний являются интермодуляционные колебания ИМК, которые из-за близкого расположения к частоте основного сигнала попадают в полосу пропускания фильтра, что приводит к искажению информационного сообщения.

Проведенный обзор показал, что при незначительном уменьшении коэффициента усиления согласование транзистора по выходу на минимум ИМК позволяет уменьшить их уровень на 20-30 дБ. Нагрузка выбирается так, чтобы обеспечить компромиссное соотношение между усилением и уровнем ИМК.

В широкополосном ОВЧ усилителе мощности на МДП транзисторах для уменьшения ИМК-3 предложено в режиме В обеспечивать короткое замыкание на частоте второй гармоники полезного сигнала. Этого можно достичь двумя путями: либо включением параллельно нагрузке последовательного колебательного контура, настроенного на эту частоту, либо применением двухтактной схемы, что предпочтительнее для широкополосных усилителей. Аналогичные меры в режиме А приводят к возрастанию уровня ИМК-3. Дополнительно снизить уровень ИМК можно путем уменьшения паразитной индуктивности и увеличения входного импеданса цепи нагрузки в области низких частот за пределами рабочего диапазона. Указанные меры позволяют достичь уровня ИМК минус 52-60 дБ.

При оптимизации в балансных трактах широкополосных усилителей условия согласования сопротивлений в сечениях различны для трансформаторов и мостовых устройств. Применение схем с электрической развязкой позволяет подавить ИМК-2 на 16-20 дБ.

При известной частоте помехового сигнала (анализ электромагнитной обстановки) в усилителях на нелинейных двухполюсниках можно добиться полной компенсации ИМК-3 методом подбора импедансов на нерабочих частотах: разностной $\omega_1 - \omega_2$ и удвоенных $2\omega_1$, $2\omega_2$. В трехчастотном параметрическом усилителе-преобразователе использование двухчастотной накачки уменьшает ИМК на 42 дБ.

Литература

1. Ромашов В.В., Жиганова Е.А. Оценка возможности снижения интермодуляционных колебаний в квадратурных усилителях мощности ЧМ сигналов / Методы и устройства передачи и обработки информации: Межвузовский сборник научных трудов / Под ред. В.В. Ромашова. – Гидрометеиздат, С.-Петербург, 2001. – С.42-44.
2. Жиганова Е.А. Разработка и исследование методов анализа и автоматической компенсации интермодуляционных колебаний в усилителях мощности ЧМ сигналов: Дис. ... канд. техн. наук. - Владимир, 2003. – 158 с.
3. Жиганова Е.А., Ромашов В.В. Метод анализа интермодуляционных колебаний в нелинейных безинерционных устройствах в узкой полосе частот. Радиотехника. С. 80-83. №11, 2004.
4. Пурий А.Л., Малевич А.П. Оптимизация нагрузки широкополосного усилителя диапазона ОВЧ по минимальному уровню интермодуляционных искажений третьего порядка // Техника средств связи. Сер. ТПС. - 1991. - Вып. 4. - С.40-44.
5. Малевич И.Ю., Горбачев К.Л. Оптимизация интермодуляционных характеристик широкополосных согласованных усилительных трактов в базе присоединительных параметров // Радиотехника. - 1992. - № 3. - С.26-28.

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

Переходные процессы формирователя сигналов с ЦВС в тракте опорного сигнала

Исследуемый формирователь сигналов – позволяет синтезировать сетку высокостабильных частот с пониженным уровнем фазовых помех в выходном сигнале при воздействии дестабилизирующих факторов.

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

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

По передаточным функциям получены выражения, описывающие переходные процессы формирователя с ЦВС в тракте опорного сигнала ФАПЧ при дестабилизирующих воздействиях на опорный генератор (ε_o), ЦВС ($\varepsilon_{ц}$), фазовый детектор (ε_d) и генератор, управляемый напряжением (ε_r).

Так при широкополосном фильтре $M(p)$ ($p = d/dt$ - оператор), в системе ФАПЧ, при фильтре нижних частот в управляющем тракте $M_y(p)$ и воздействии на опорный генератор, выражение для отклонения фазы выходного сигнала

$$\varphi_{\varepsilon_o}(p) = \frac{K_{\varepsilon_o} (K_1 K_{C1} + K_3 K_{ц} K_{C2}) \frac{1}{\tau K_2}}{1 + \frac{1}{1 + T_y p} N + \frac{1}{\tau K_2^2 p}}, \quad (1)$$

где: K_1 и K_2, K_3 - коэффициенты передачи первого умножителя частоты и первого и второго делителей частоты соответственно; $K_{ц}$ - коэффициент передачи ЦВС; K_{C1}, K_{C2} - коэффициенты передачи смесителя; K_{ε_o} - коэффициент передачи помехи опорного генератора; T_y - постоянная времени фильтра нижних частот в тракте управления; N - коэффициент регулирования тракта компенсации; τ - постоянная времени системы ФАПЧ.

Для скачкообразного дестабилизирующего воздействия на фазовый детектор системы ФАПЧ, при $M(p) = M_y(p) = 1$, выражение для отклонения фазы выходного сигнала принимает следующий вид

$$\varphi_{\varepsilon_d}(p) = \frac{K_{\varepsilon_d}}{K_d p \left(\tau K_2 p (1 + N) + \frac{1}{K_2} \right)}, \quad (2)$$

где K_d - коэффициент передачи фазового детектора; K_{ε_d} - коэффициент передачи помехи детектора.

Построены графики переходных процессов для значений $N=0;1;10;100$, и для основных вариантов используемых типов фильтров системы. Проведено исследование времени установления от типов фильтров и величины постоянной времени.

Проведенный анализ графиков переходных процессов подтверждает эффективность применения устройства автоматической компенсации для подавления фазовых помех.

Выражения переходных характеристик, полученные в процессе исследования и графические зависимости для всех видов рассматриваемых воздействий, позволяют

оптимизировать параметры звеньев формирователя для обеспечения максимального подавления помехи формирователя сигналов с ЦВС в опорном тракте.

Литература

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

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

Динамические характеристики формирователя сигналов с преобразованием частоты

В работе исследуются характеристики формирователя сигналов, позволяющего получить сетку высокостабильных частот с низким уровнем фазовых помех. В качестве дестабилизирующих воздействий выбраны ступенчатые изменения дестабилизирующих факторов на опорный генератор и на фазовый детектор системы фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ)

Основные причины появления фазовых помех в формирователях сигналов рассмотрены в [1].

При построении формирователя использован принцип гибридного синтеза частот на основе системы ФАПЧ, а так же принцип цифрового вычислительного синтеза частот и реализующий данный принцип цифровой вычислительный синтезатор частот (ЦВС). Особенностью исследуемой схемы является то, что сигнал вычислительного синтезатора вводится в тракт опорного сигнала системы ФАПЧ.

Для ввода сигнала ЦВС используется смеситель частот. Кроме того, применено устройство автоматической компенсации фазовых помех - паразитных отклонений фазы выходного сигнала формирователя. Для этого в систему введены управляемый фазовращатель, фильтр и усилитель постоянного тока. Управляющий сигнал тракта автокомпенсации формируется из выходного сигнала фазового детектора системы ФАПЧ.

На рис. 1 представлена структурная модель формирователя сигналов при воздействии динамических (ступенчатых) дестабилизирующих факторов на опорный генератор и на фазовый детектор системы ФАПЧ.

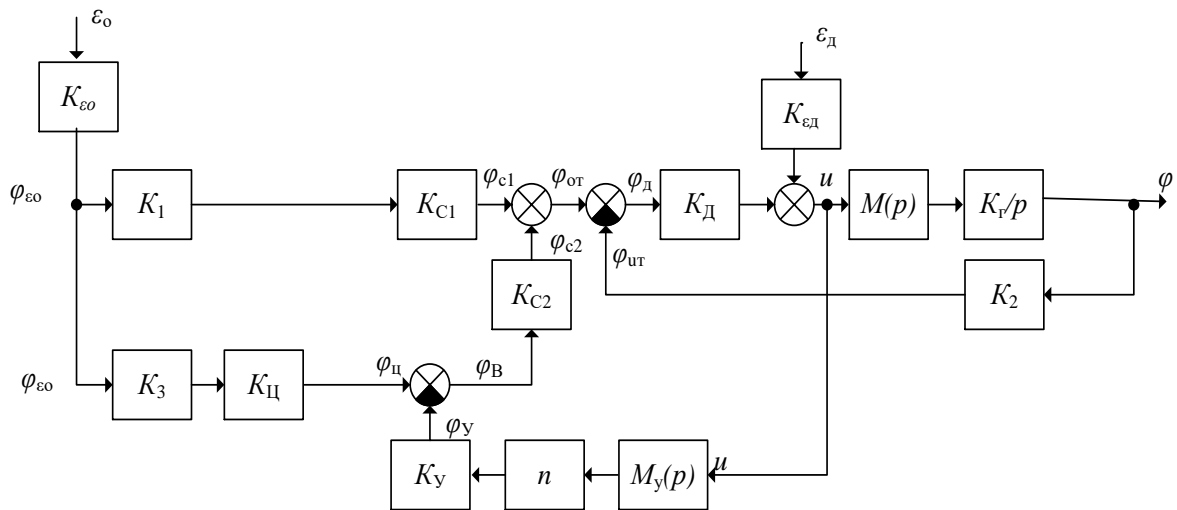


Рис.1

На модели обозначено: ϵ_0 , ϵ_d – дестабилизирующие воздействия соответственно на опорный генератор, ЦВС, фазовый детектор и генератор, управляемый напряжением; K_1 и K_2 , K_3 - коэффициенты передачи первого умножителя частоты и первого и второго делителей частоты соответственно; $K_{Ц}$ – коэффициент передачи ЦВС; K_{C1} , K_{C2} – коэффициенты передачи смесителя; $K_{У}$ – коэффициент передачи управляемого фазовращателя; n – усиление тракта управления; $M_{У}(p)$ - передаточная функция фильтра тракта управления; $K_{Д}$ – коэффициент передачи фазового детектора; $M(p)$ – передаточная функция фильтра ФАПЧ; $p=d/dt$ – оператор

Лапласа; K_{Γ} – передаточная функция генератора управляемого напряжением; K_{ϵ_0} – коэффициент передачи помехи опорного генератора; $K_{\epsilon_{д}}$ – коэффициент передачи помехи фазового детектора; φ_{ϵ_0} – отклонение фазы сигнала при воздействии помехи на опорный генератор; $\varphi_{д}$ – отклонение фазы сигнала при воздействии помехи на ЦВС; φ_{γ} – отклонение фазы сигнала на выходе тракта управления; $\varphi_{\epsilon_1}, \varphi_{\epsilon_2}$ – отклонение фазы сигнала на выходе смесителя; $\varphi_{д}$ – отклонение фазы сигнала на выходе фазового детектора; φ – отклонение фазы выходного сигнала формирователя. В данной модели принято, что в отсутствии дестабилизирующих воздействий отклонение фазы сигнала опорного генератора $\varphi_0=0$.

На основе структурной модели составлены дифференциальные уравнения формирователя и найдены решения дифференциальных уравнений, для каждого воздействия в виде передаточных функций. По передаточным функциям получены выражения для отклонения фазы выходного сигнала формирователя при динамических дестабилизирующих воздействиях.

Так, для дестабилизирующего воздействия на фазовый детектор формирователя операторное выражение для фазы выходного сигнала принимает вид

$$\varphi_{\epsilon_{д}} = \frac{K_{\epsilon_{д}}}{K_{д} \left(\frac{\tau K_2 p^2}{M(p)} (1 + NM_y(p)) + \frac{p}{K_2} \right)},$$

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

Проведены исследования динамических характеристик формирователя сигналов с подстановкой девяти конкретных параметров и трех видов фильтров составляющих звеньев. Проведенные исследования позволяют оптимизировать параметры составляющих звеньев для динамических дестабилизирующих воздействий и повысить качественные показатели формирователя сигналов с ЦВС в тракте опорного сигнала.

Литература

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

Лукин А.В., Сидорчук В.П., Леншин А.В.
 ВУНЦ ВВС «ВВА имени профессора Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина»
 г. Воронеж, ул. Старых Большевиков, 54а
 andrey-lenshin@yandex.ru

Алгоритм формирования сигналов с неортогональным частотным уплотнением на основе обратного быстрого преобразования Фурье

Современные системы высокоскоростной передачи различной информации в цифровой форме создаются, как правило, на основе технологии мультиплексирования с ортогональным частотным разделением каналов (OFDM – Orthogonal Frequency Division Multiplexing), включающей программную реализацию основных блоков приемных и передающих устройств [1], что легло в основу построения не только гражданских систем беспроводной связи стандартов IEEE802.11 (Wi-Fi) и IEEE802.16 (WiMAX), но и военных систем тактической и оперативно-тактической радиосвязи. В сетях пятого поколения (5G) появилась потребность в увеличении объема трафика и скорости информационного обмена [2]. В качестве альтернативы OFDM-сигналам на настоящий момент рассматриваются спектрально-эффективные сигналы с неортогональным частотным уплотнением (SEFDM – Spectrally Efficient Frequency Division Multiplexing), позволяющие обеспечить увеличение спектральной эффективности в несколько раз. Алгоритмы приема SEFDM-сигналов описываются в работе [3]. Массовое внедрение технологии OFDM [1] в системах связи началось сравнительно недавно благодаря появлению цифровых микросхем, способных эффективно осуществлять быстрое преобразование Фурье (БПФ или FFT – Fast Fourier Transform) [4].

В общем случае передаваемый сигнал OFDM можно записать следующим образом

$$s_{\text{OFDM}}(t) = \sum_{k=0}^{N-1} X_k \cos[2\pi(f + k/T)t + \arg(X_k)], \quad (1)$$

где X_k – передаваемые информационные символы; N – количество поднесущих частот; T – длительность OFDM-символа.

Сигнал с неортогональным частотным уплотнением можно представить в виде

$$s_{\text{SEFDM}}(t) = \sum_{k=0}^{N-1} C_k(t) \exp(j2\pi\Delta f k t), \quad (2)$$

где Δf – разнесение соседних поднесущих частот; $C_k(t)$ – комплексная функция, показывающая комплексные модуляционные символы и огибающую k -ой поднесущей во времени, $C_k(t) = \text{const}(t) = C_N^{(n)}(k)$ при $t \in [(n-1)T; nT]$, $n \in N$; $C_N^{(n)}(k)$ – манипуляционный символ, соответствующий n -ому символу сигнала с частотным мультиплексированием (FDM – Frequency Division Multiplexing); $T = 1/\Delta f_{\text{ORT}}$ – длительность FDM-символа; Δf_{ORT} – разнесение между поднесущими частотами, обеспечивающее их ортогональность.

В целях минимизации искажений в результате фильтрации в системах с частотным мультиплексированием применяются защитные интервалы по частоте

$$C_N^{(n)}(k) = 0, \text{ при } k \in [0; N_L - 1] \text{ и } k \in [N - N_R; N - 1]. \quad (3)$$

Одной из важнейших характеристик сигналов с частотным мультиплексированием является нормированный частотный разнос между сигналами на соседних поднесущих

$$\alpha = \Delta f T = \Delta f / \Delta f_{\text{ORT}}. \quad (4)$$

Величина, обратная α , определяется как коэффициент уплотнения $\beta = 1/\alpha$ [5].

Для формирования SEFDM-сигналов используется обратное быстрое преобразование Фурье (ОБПФ) [4]. Формирование SEFDM-сигнала происходит путем отбрасывания временных отсчетов с выхода ОБПФ. На вход модулятора поступают биты передаваемых данных (информационные биты), где они подвергаются модуляции QPSK или QAM-64. С выхода модулятора на вход мультиплексора (MUX) поступают уже комплексные модуляционные символы $C_N^{(n)}(k)$, ($k \in [0; N - 1]$). MUX преобразует последовательный поток модуляционных

символов в параллельный, тем самым обеспечивая работу N -мерного ОБПФ. Перед ОБПФ к полученному сигналу добавляется защитный интервал в виде нулевых отсчетов «справа» и «слева» от массива данных. С выхода ОБПФ происходит операция «урезания» ($N - L$) отсчетов при фиксированной длительности всего символа, что определяет коэффициент уплотнения поднесущих $\alpha = L/N$.

Далее отсчеты сигнала во временной области поступают на демультиплексор (DMUX), который преобразует их в последовательные временные отсчеты. Таким образом, основное отличие в схеме формирования SEFDM-сигналов от OFDM заключается в наличии операции «урезания» потока с выхода ОБПФ до L отсчетов. Структурная схема алгоритма формирования SEFDM-сигналов представлена на рисунке 1.

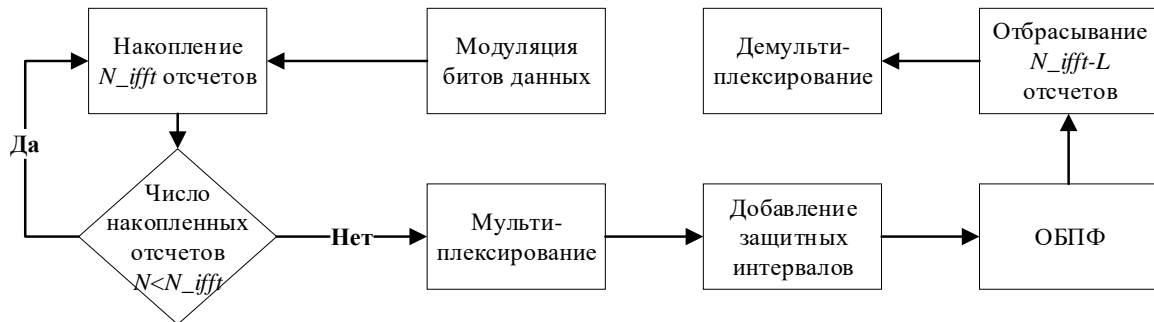


Рис. 1. Структурная схема алгоритма формирования SEFDM-сигналов

Информационные биты подвергаются квадратурной фазовой манипуляции (QPSK – Quadrature Phase Shift Keying) или квадратурной амплитудной модуляции QAM-64 (QAM – Quadrature Amplitude Modulation), образуя модуляционные символы (отсчеты). При накоплении требуемого количества отсчетов (N_{ift}) происходит их мультиплексирование (преобразование последовательного потока отсчетов в N_{ift} параллельных потоков). Далее к этому параллельному потоку отсчетов «справа» и «слева» добавляются нулевые отсчеты, представляющие собой защитный интервал в частотной области. Полученный массив отсчетов подвергается ОБПФ, затем происходит отбрасывание крайних $N_{ift} - L$ отсчетов. Оставшийся массив преобразуется в последовательность данных с помощью демультиплексора.

Литература

1. Дядюнов Н.Г., Сенин А.И. Ортогональные и квазиортогональные сигналы. – М.: Связь, 1977. – 224 с.
2. Бакулин М.Г., Крейнделин В.Б., Панкратов Д.Ю. Технологии в системах радиосвязи на пути к 5G. – М: Горячая линия–Телеком, 2018. – 280 с.
3. I. Kanaras, A. Chorti, M. Rodrigues, I. Darwazeh. An Investigation of Semidefinite Programming Detection for a non-orthogonal FDM system // 20th Personal, Indoor and Mobile Radio Communications Conference IEEE – PIMRC' 09. Japan. Tokyo. – September 2009. – P. 2827–2832.
4. Солонина А.И., Арбузов С.М. Цифровая обработка сигналов. Моделирование в MATLAB // СПб.: БХВ-Петербург, 2008. – 816 с.
5. Кислицын А.Б., Рашич А.В. Формирование и прием спектрально-эффективных многочастотных сигналов с неортогональным частотным уплотнением на основе БПФ/ОБПФ уменьшенной размерности // Электромагнитные волны и электронные системы. – 2014. – № 7. – Т. 19. – С. 46–53.
6. Сидорчук В.П., Зезюлин А.А., Лукин А.В. Формирование и прием сигналов с неортогональным частотным уплотнением на основе дискретного преобразования Фурье // Сборник научных статей по материалам VI Международной НПК «Академические Жуковские чтения». – Воронеж: ВУНЦ ВВС «ВВА», 2019. – С. 295–300.

Овчинников А.А., Леншин А.В.
 ВУНЦ ВВС «ВВА имени профессора Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина»
 г. Воронеж, ул. Старых Большевиков, 54а
 andrey-lenshin@yandex.ru

Алгоритм оценки надежности авиационных систем радиосвязи с псевдослучайной перестройкой частоты

Одним из направлений защиты линий радиосвязи от преднамеренных помех в авиации является применение методов с расширением спектра, в том числе использование радиосигналов с псевдослучайной перестройкой рабочих частот (ППРЧ) [1, 2]. Важнейшим требованием к бортовым системам радиосвязи является надежность. Реализация требуемой надежности на этапе проектирования систем радиосвязи обеспечивает выполнение возлагаемых на них функций. Поэтому задача разработки алгоритма оценивания надежности авиационных систем радиосвязи с ППРЧ является актуальной. Надежность системы радиосвязи определяется:

- а) технической надежностью аппаратуры радиоэлектронных средств в составе сети авиационной радиосвязи;
- б) надежностью летно-технической эксплуатации систем радиосвязи, обусловленная квалификацией и компетентностью персонала, характеризующейся готовностью выполнять функции в различных условиях оперативно-тактической обстановки;
- в) надежностью среды распространения радиосигнала, обеспечивающей доставку радиосигнала от передающей к принимающей сторонам с требуемым качеством. На готовность среды к передаче сигнала влияют как природные факторы (дальность, препятствия, подстилающая поверхность, космические шумы, активность ионосферы и др.), так и искусственные – факторы воздействия преднамеренных (от средств радиоэлектронного подавления (РЭП) и мер противодействия) и непреднамеренных помех (от других РЭС, взаимные помехи) [3].

В качестве критериев надежности могут быть использованы критерии, которые в теории надежности применяются для анализа надежности восстанавливаемых технических систем: вероятность безотказной работы $P(t)$; среднее время безотказной работы $T_{БР}$; функция готовности $K_{Г}(t)$; коэффициент готовности $K_{Г}$; наработка на отказ T . Коэффициент готовности является наиболее понятным и удобным $K_{Г} = \lim_{T \rightarrow \infty} [T_{БР} / (T_{БР} + T_{ОТК})]$, где $T_{ОТК}$ – время, когда система находится в состоянии отказа.

Коэффициент готовности бортовой системы связи определяется как

$$K_{Г} = K_{ГТС} \cdot K_{ГТЭ} \cdot K_{ГРС} \quad (1)$$

где $K_{ГТС}$ – коэффициент аппаратной готовности технических средств бортовой системы связи; $K_{ГТЭ}$ – коэффициент готовности персонала к летно-технической эксплуатации; $K_{ГРС}$ – коэффициент готовности среды распространения радиосигнала.

Надежность технических средств бортовой системы радиосвязи определяется надежностью всех радиостанций (РС), входящих систему радиосвязи

$$K_{ГТС} = \prod_{i=1}^N K_{ГРС(i)} \quad (2)$$

где $K_{ГРС(i)}$ – коэффициент готовности РС, $i \in \{1 \dots N\}$; N – количество РС, при использовании в системе радиосвязи однотипных РС $K_{ГТС} = K_{ГРС}^N$.

Надежность бортовых РС определяется надежностью: приемопередатчика $K_{ГПП}$, источника питания $K_{ГИП}$, коммутирующих устройств $K_{ГКУ}$, антенной системы $K_{ГАС}$

$$K_{ГРС}^N = K_{ГПП} \cdot K_{ГИП} \cdot K_{ГКУ} \cdot K_{ГАС} \quad (3)$$

Надежность летно-технической эксплуатации РС определяется умением и готовностью персонала выполнять свои функции $K_{ГТЭ} = \prod_{i=1}^N K_{ГТЭ(i)}$, где $K_{ГТЭ(i)}$ – коэффициент готовности персонала i -й РС. При использовании в системе радиосвязи однотипных РС

$$K_{ГТЭ} = K_{ГТЭРС}^N, \quad (4)$$

где $K_{ГТЭРС}$ – коэффициент готовности персонала (экипажа в целом или отдельных сотрудников) одной РС, может быть рассчитан на основе статистических данных, полученных в ходе учений и тренировок, либо оценен с использованием методов экспертных оценок.

Надежность среды распространения радиосигнала в системе радиосвязи определяется надежностью всех образующих ее M участков передачи сигналов между парами РС

$$K_{ГСРС} = \prod_{j=1}^M K_{ГУС(j)}, \quad (5)$$

где $K_{ГУС(j)}$ – коэффициент готовности j -го участка передачи сигналов.

Надежность среды распространения радиосигнала зависит от: условий распространения радиоволн, определяющих возможность доставки сигналов $K_{ГРРВ}$ и синхронизма ППРЧ $K_{ГППРЧ}$; работоспособности системы связи при наличии взаимных помех $K_{ГВП}$ и в условиях организации противником РЭП $K_{ГРЭП}$

$$K_{ГСРС} = K_{ГРРВ} \cdot K_{ГППРЧ} \cdot K_{ГВП} \cdot K_{ГРЭП}. \quad (6)$$

Коэффициент готовности среды к распространению радиоволн $K_{ГРРВ}$ определяется вероятностью того, что уровень сигнала в точке приема превысит требуемое значение P_{\min} ,

$$K_{ГРРВ} = W(P_C \geq P_{\min}), \quad (7)$$

где P_C – уровень мощности сигнала на входе приемника РС.

$K_{ГППРЧ}$ определяется вероятностью синхронизации ППРЧ-радиостанций в заданных условиях распространения радиоволн $K_{ГППРЧ} = W_{\text{СИНХ}}$. Расчет $W_{\text{СИНХ}}$ приведен в [1].

$K_{ГВП}$ определяется вероятностью отсутствия в текущий момент на используемой частоте взаимных помех от других РС других сетей связи $K_{ГВП} = 1 - P_{\text{ЧВКВП}}$ ($P_{\text{ЧВКВП}}$ – вероятность частотно-временного контакта (ЧВК) передаваемого сигнала с взаимными помехами). В итоге

$$K_{ГВП} = \prod_{k=1}^{N_{\text{ТП}}} (1 - P_{\text{ЧВКВП}(k)} P(S_{\text{ВП}(k)} \geq K_{\text{П}(k)} S_{\text{С}(k)})), \quad (8)$$

где $P(S_{\text{ВП}(k)} \geq K_{\text{П}(k)} S_{\text{С}(k)})$ – вероятность РЭП взаимной помехой в $k \in \{1 \dots N_{\text{ТП}}\}$ -й точке приема, $N_{\text{ТП}}$ – количество трактов передачи; $K_{\text{П}(k)}$ – коэффициент подавления в точке приема.

В случае преднамеренных помех от средств РЭП противника $K_{ГРЭП} = 1 - P_{\text{ЧВКРЭП}}$ ($P_{\text{ЧВКРЭП}}$ – вероятность ЧВК радиосигнала с преднамеренными помехами РЭП противника) и

$$K_{ГРЭП} = \prod_{k=1}^{N_{\text{ТП}}} (1 - P_{\text{ЧВКРЭП}(k)} P(S_{\text{РЭП}(k)} \geq K_{\text{П}(k)} S_{\text{С}(k)})), \quad (9)$$

где $P(S_{\text{РЭП}(k)} \geq K_{\text{П}(k)} S_{\text{С}(k)})$ – вероятность РЭП преднамеренными помехами в k -й точке приема.

Расчеты величин вероятностей ЧВК с преднамеренными помехами, вероятности РЭП и коэффициента подавления систем радиосвязи, рассмотрены в [3, 4].

Литература

1. Борисов В.И., Зинчук В.М. Помехозащищенность систем радиосвязи. Вероятностно-временной подход. – М.: Радио и связь, 1999. – 252 с.
2. Леньшин А.В., Тихомиров Н.М., С.А. Попов. Комплексы авиационного радиоэлектронного оборудования: учебное пособие – Воронеж: ВУНЦ ВВС «ВВА», 2016. – 374 с.
3. Леньшин А.В. Бортовые системы и комплексы радиоэлектронного подавления. – Воронеж: ИПЦ «Научная книга», 2014. – 590 с.
4. Борисов В.И., Зинчук В.М., Лимарев А.Е. и др. Пространственные и вероятностно-временные характеристики эффективности станций ответных помех при подавлении систем радиосвязи / Под ред. В.И. Борисова. – М: РадиоСофт, 2008. – 362 с.

Романов Д.Н.

*Муромский институт (филиал) федерального государственного образовательного учреждения высшего образования «Владимирский государственный университет имени Александра Григорьевича и Николая Григорьевича Столетовых»
602264, г. Муром, Владимирская обл., ул. Орловская, 23
E-mail: radon81@mail.ru*

Разработка программного комплекса для моделирования траекторий движения воздушных объектов

Программа выполнена в среде разработки LabView и предназначена формирования и отображения траекторий движения воздушных объектов.

Программа обеспечивает выполнение следующих функций: ввод параметров траектории движения воздушных объектов; ввод скорости движения воздушного объекта; динамическое и статическое отображение траектории движения воздушного объекта; отображение высоты движения воздушного объекта с учетом кривизны земной поверхности

Интерфейс фронт-панели программы состоит из двух частей: панели ввода данных и графического (визуального) отображения траекторий. Панель ввода данных представляет собой выбор количества участков траектории; порядок аппроксимации на каждом участке; ввод узловых точек для построения траектории на каждом участке (рис.1). После ввода параметров траектории осуществляется задание скорости движения воздушного объекта.

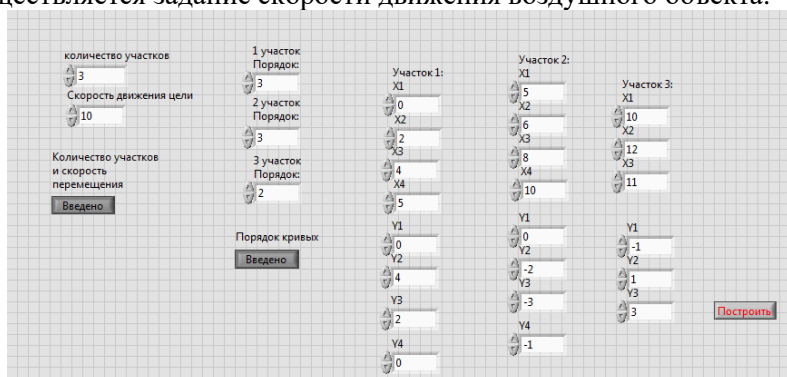


Рис.1

Панель отображения состоит из окна динамического отображения траектории, окна статического отображения траектории и индикатора высоты (рис.2).

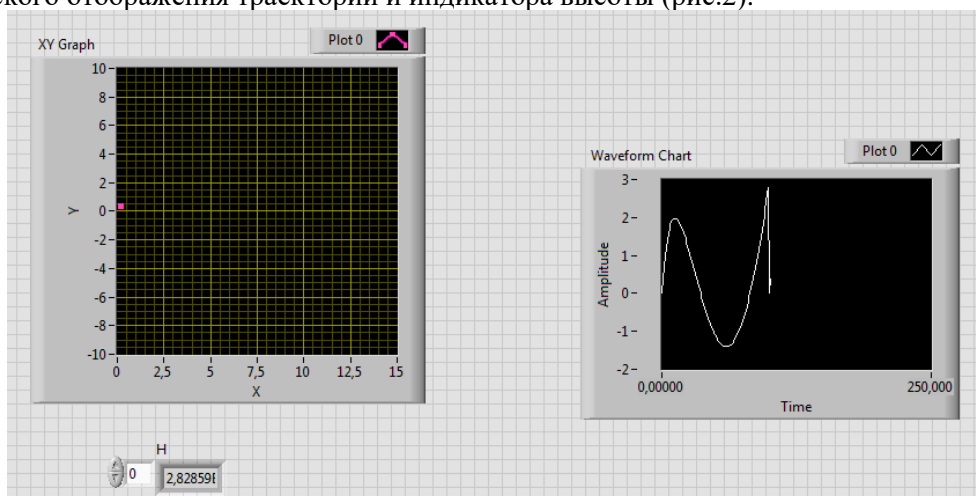


Рис.2

Окно динамического отображения демонстрирует построенную траекторию в виде движущейся точки. Окно статического отображения траектории демонстрирует кривую, соответствующую траектории движения воздушного объекта. Индикатор высоты показывает динамическое изменение высоты движения объекта.

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

Исследование коэффициентов передачи фазового шума быстродействующих цифроаналоговых преобразователей

Развитием широко используемого в технике синтеза частот метода прямого цифрового синтеза является применение быстродействующих цифроаналоговых преобразователей [1-3], позволяющих использовать образы основной частоты [4] более эффективно, за счет изменения огибающей частотной характеристики в специальных режимах работы.

Применение новых режимов работы ЦАП позволяет увеличить отношение сигнал/шум без использования дополнительных устройств, путем изменения огибающей частотной характеристики. В целом все это приводит к улучшению шумовых характеристик цифровых вычислительных синтезаторов [5, 6].

В работах [7, 8] были выведены основные соотношения, определяющие коэффициенты передачи фазовых шумов специальных режимов быстродействующих цифро-аналоговых преобразователей.

В режимах RZ, RF, RFZ, RFZ2 параметр q определяет коэффициент заполнения восстанавливающего импульса быстродействующего цифроаналогового преобразователя. Для режима NRZ q всегда равен 1, в режиме RF q всегда равен 2, а в остальных режимах его значение может изменяться от 1 до 8 и более. Физически он эквивалентен скважности и определяется отношением длительности восстановленного импульса и периода тактового сигнала.

Формула нормированного коэффициента передачи фазовых шумов ЦАП, приведенного к одной основной выходной частоте для режима RZ:

$$Z_{RZ_NRZ0}(K_{ЦВС}, n, q) = \frac{Z_{RZ}(K_{ЦВС}, n, q)}{Z_{NRZ}(K_{ЦВС}, 0, q) \cdot \frac{[n + K_{ЦВС}]^2}{K_{ЦВС}^2}} \quad (1)$$

Формулы нормированных коэффициентов других режимов (RF, RFZ, RFZ2) аналогичны данной формуле.

На рисунках 1, 2 приведены результаты анализа нормированных коэффициентов передачи фазовых шумов в зависимости от коэффициента заполнения q.

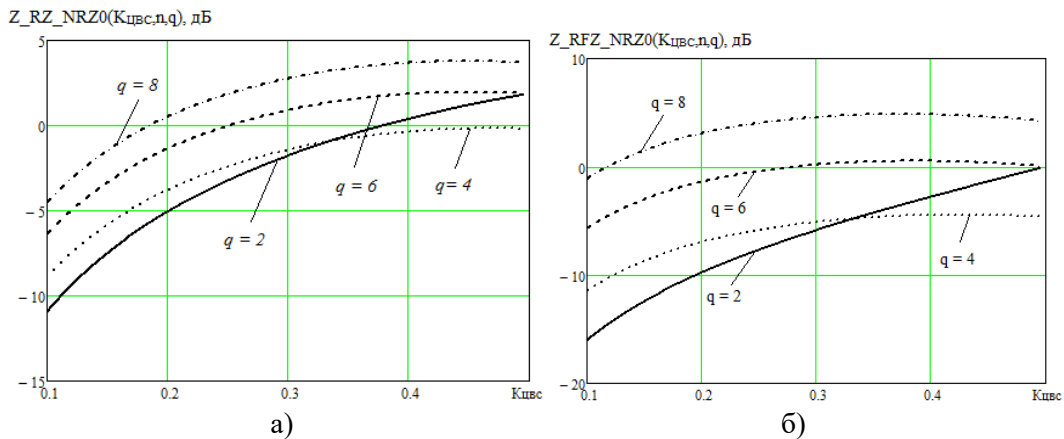


Рис.1 – Коэффициенты передачи фазовых шумов для номера образа $n = 1$:
 а) режим RZ, б) режим RFZ

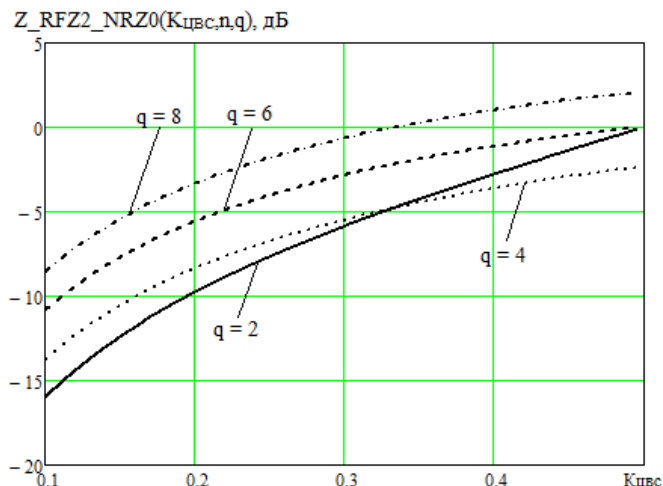


Рис.2 – Коэффициент передачи фазовых шумов режима RFZ2 для номера образа $n = 1$

Из анализа рисунков 1, 2 можно сделать следующие выводы. Во-первых, значительное увеличение коэффициента заполнения q ухудшает шумовые характеристики системы с быстродействующим ЦАП. Во-вторых, для образа с номером 1 оптимальным будет значение $q = 2$ для всех трех режимов с изменением q .

Уменьшение уровня фазовых шумов в требуемом диапазоне изменения $0,15 < K_{\text{ЦВС}} < 0,35$ на 3..12 дБ для первого образа достигается применением режимов RFZ и RFZ2 при коэффициенте заполнения $q = 2$. Для высокочастотных образов по сравнению с $n = 1$ применение коэффициента заполнения q со значениями больше 2 будет более эффективным, однако это требуется исследовать дополнительно.

Литература

1. High-SpeedDACs [Электронный ресурс]: сайт компании MaximIntegrated, 2017. URL: <https://para.maximintegrated.com/en/results.mvp?fam=hsdacs&tree=master>
2. High Speed DAC [Электронный ресурс]: сайт компании Analog Devices, Inc., 2017. URL: <http://www.analog.com/en/products/digital-to-analog-converters/high-speed-da-converters.html>
3. Kuckreja Ajay, OstremGeir, "High-Speed DACs ease transmitter designs," Microwave & RF, August 2010.
4. Romashov V.V., Khramov K.K., Doktorov A.N. "The Use of Images of DDS Fundamental Frequency for High-Frequency Signals Formation," 2014 24th International Crimean Conference Microwave and Telecommunication Technology Conference Proceedings. 2014, pp. 310-311.
5. Romashov V.V., Romashova L.V., Khramov K.K., Yakimenko K.A. "The Use of Images of DDS in the Hybrid Frequency Synthesizers," 2014 24th International Crimean Conference Microwave and Telecommunication Technology Conference Proceedings. 2014, pp. 302-303.
6. Ромашов В.В., Храмов К.К., Докторов А.Н. Частотное планирование формирователей сигналов радиосистем на основе цифровых вычислительных синтезаторов // Радиотехнические и телекоммуникационные системы. 2012, № 4. С. 10-15.
7. Khramov K.K., Romashov V.V. Mathematical modeling of operational modes of high-speed DACs. В сборнике: Информационные технологии и нанотехнологии. Сборник трудов ИТНТ-2018. Самарский национальный исследовательский университет имени академика С.П. Королева. 2018. С. 1403-1411.
8. Ромашов В.В., Докторов А.Н., Якименко К.А., Сочнева Н.А., Матерухин С.Е. Математическое моделирование шумовых характеристик формирователей высокочастотных сигналов на основе быстродействующих цифро-аналоговых преобразователей // Радиотехнические и телекоммуникационные системы. 2019. № 4. С. 52-59.

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

Исследование коэффициентов передачи фазового шума быстродействующих цифроаналоговых преобразователей при использовании образов основной частоты

Перспективным и активно развивающимся в настоящее время направлением синтеза частот является метод прямого цифрового синтеза. Формирование сеток частот высокочастотных диапазонов методом прямого цифрового синтеза предполагает использование современных подходов – быстродействующих цифроаналоговых преобразователей (ЦАП), использующих специальные режимы работы, позволяющие повысить эффективность использования побочных высокочастотных компонент спектра выходного сигнала. Данные компоненты называются образами основной частоты и образуются вследствие эффекта дискретизации.

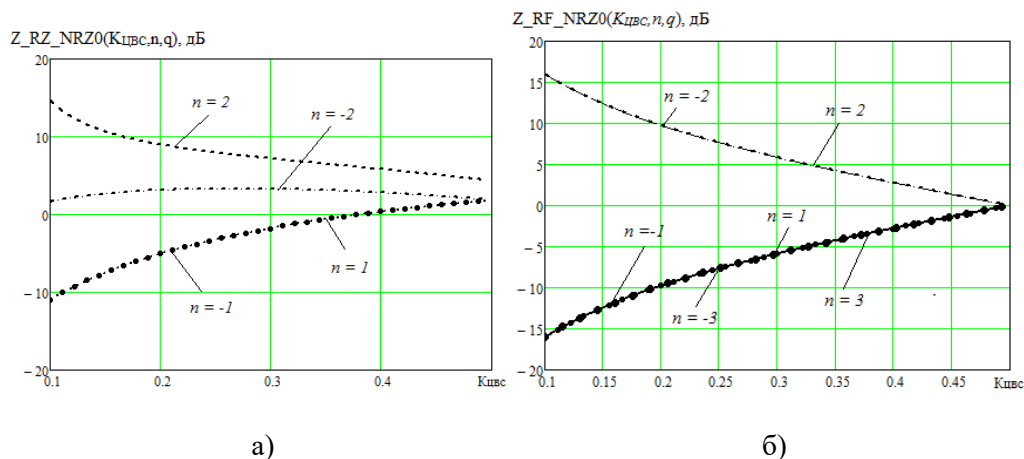
Применение новых режимов работы ЦАП позволяет увеличить отношение сигнал/шум без использования дополнительных устройств, путем изменения огибающей частотной характеристики. В целом все это приводит к улучшению шумовых характеристик цифровых вычислительных синтезаторов [1-3].

Ранее в [4] были описаны специальные режимы работы быстродействующих ЦАП [5-7], а также частотные характеристики цифро-аналоговых преобразователей в данных режимах. В [8] получены основные выражения, описывающие коэффициенты передачи фазового шума.

Нормирование коэффициентов передачи фазовых шумов ЦАП в специальных режимах относительно коэффициента передачи фазового шума в обычном режиме (NRZ) и приведение к одной основной выходной частоте позволяет анализировать и сравнивать режимы работы ЦАП с точки зрения уменьшения фазовых шумов. Пример формулы нормированного коэффициента для режима RZ:

$$Z_{RZ_NRZ0}(K_{ЦВС}, n, q) = \frac{Z_{RZ}(K_{ЦВС}, n, q)}{Z_{NRZ}(K_{ЦВС}, 0, q) \cdot \frac{[n + K_{ЦВС}]^2}{K_{ЦВС}^2}} \quad (1)$$

Формулы нормированных коэффициентов других режимов (RF, RFZ, RFZ2) аналогичны данной формуле. На рисунках 1, 2 приведены результаты анализа нормированных коэффициентов передачи фазовых шумов в зависимости от образов основной частоты.



а) б)
 Рис.1 – Коэффициенты передачи фазовых шумов:
 а) режим RZ при коэффициенте заполнения $q = 4$, б) режим RF

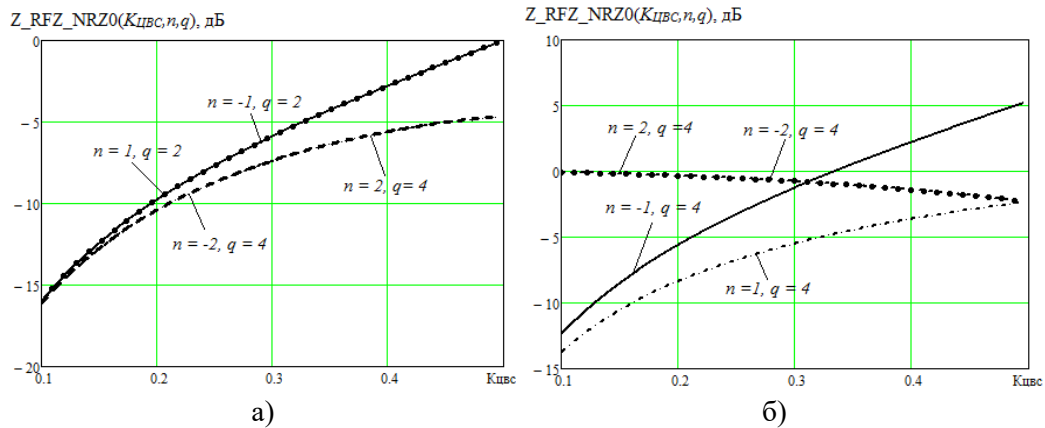


Рис.2 – Коэффициенты передачи фазовых шумов:
 а) режим RFZ при коэффициенте заполнения $q = 4$,
 б) режим RFZ2 при коэффициенте заполнения $q = 4$

Проанализируем полученные результаты. Для RZ режима лучше всего использовать первый положительный и первый отрицательный образы ($n = -1, 1$). В этом случае уменьшение уровня фазового шума может достигать 3.. 5 дБ в зависимости от значения $K_{ЦВС}$. Режим RFZ позволяет еще больше снизить уровень фазовых шумов, до 5...10 дБ при значениях $K_{ЦВС}$, оптимальных для фильтрации образов ($0,15 < K_{ЦВС} < 0,35$).

Из рисунка 2 видно, что наилучшим с точки зрения минимума фазовых шумов в RFZ режиме будет использование -2 и 2 образа. При этом уменьшение уровня фазовых шумов в требуемом диапазоне $K_{ЦВС}$ достигает 6..13 дБ. В RFZ2 некоторое преимущество дает использование первого положительного образа. Однако для режимов RZ, RFZ, RFZ2 требуется определить значения коэффициента заполнения восстанавливающего импульса ЦАП q , при которых снижение уровня фазовых шумов будет максимальным.

Литература

1. Romashov V.V., Khramov K.K., Doktorov A.N. "The Use of Images of DDS Fundamental Frequency for High-Frequency Signals Formation," 2014 24th International Crimean Conference Microwave and Telecommunication Technology Conference Proceedings. 2014, pp. 310-311.
2. Romashov V.V., Romashova L.V., Khramov K.K., Yakimenko K.A. "The Use of Images of DDS in the Hybrid Frequency Synthesizers," 2014 24th International Crimean Conference Microwave and Telecommunication Technology Conference Proceedings. 2014, pp. 302-303.
3. Ромашов В.В., Храмов К.К., Докторов А.Н. Частотное планирование формирователей сигналов радиосистем на основе цифровых вычислительных синтезаторов // Радиотехнические и телекоммуникационные системы. 2012, № 4. С. 10-15.
4. Khramov K.K., Romashov V.V. Mathematical modeling of operational modes of high-speed DACs. В сборнике: Информационные технологии и нанотехнологии. Сборник трудов ИТНТ-2018. Самарский национальный исследовательский университет имени академика С.П. Королева. 2018. С. 1403-1411.
5. High-SpeedDACs [Электронный ресурс]: сайт компании MaximIntegrated, 2017. URL: <https://para.maximintegrated.com/en/results.mvp?fam=hsdacs&tree=master>
6. High Speed DAC [Электронный ресурс]: сайт компании Analog Devices, Inc., 2017. URL: <http://www.analog.com/en/products/digital-to-analog-converters/high-speed-da-converters.html>
7. Kuckreja Ajay, OstremGeir, "High-Speed DACs ease transmitter designs," Microwave & RF, August 2010.
8. Ромашов В.В., Докторов А.Н., Якименко К.А., Сочнева Н.А., Матерухин С.Е. Математическое моделирование шумовых характеристик формирователей высокочастотных сигналов на основе быстродействующих цифро-аналоговых преобразователей // Радиотехнические и телекоммуникационные системы. 2019. № 4. С. 52-59.

Ромашов В.В., Ромашова Л.В., Якименко К.А.

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

Модели шумовых характеристик гибридного цифро-аналогового синтезатора частот

Для теоретического анализа шумовых характеристик устройств частотного синтеза используют модели спектральной плотности мощности (СПМ) фазовых шумов на основе степенных функций. Такие модели широко применяются для анализа и проектирования гибридных синтезаторов частот, позволяя обойтись без сложных экспериментальных исследований.

Как известно, наименьшие фазовые шумы имеют синтезаторы, использующие прямой аналоговый метод синтеза. Совмещение его с прямым цифровым синтезом в гибридных синтезаторах частот позволяет реализовать все преимущества цифровых методов.

Одним из вариантов схем гибридного цифро-аналогового синтезатора является схема на рис. 1.

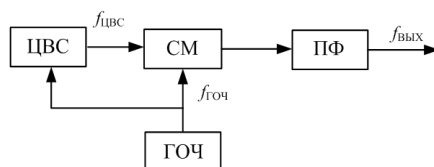


Рисунок 1. Структурная схема гибридного цифро-аналогового синтезатора частот

Основной принцип построения такого синтезатора заключается в переносе малого шага перестройки частоты, обеспечиваемого цифровым вычислительным синтезатором (ЦВС), на более высокий частотный диапазон путем смешения с частотой сигнала, формируемого одним или несколькими генераторами опорной частоты (ГОЧ). Достоинства таких гибридных синтезаторов – низкий уровень фазовых шумов, малый шаг и высокая скорость перестройки по частоте. Формирование высокой частоты ГОЧ $f_{ГОЧ}$ возможно путем умножения выходной частоты высокостабильных кварцевых или иных генераторов частот, что при больших коэффициентах умножения вносит существенный вклад в уровень шумов выходного сигнала. К недостаткам следует отнести также ограниченный диапазон выходных частот частотой ГОЧ.

Математическую модель СПМ фазовых шумов можно представить в виде

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

где $S_{ГОЧ}(F)$, $S_{ЦВС}(F)$, $S_{СМ}(F)$ – модели СПМ фазовых шумов генератора опорной частоты, ЦВС, смесителя частот, $K_{ЦВС}$ – коэффициент передачи ЦВС.

В широко применяемых цифровых вычислительных синтезаторах формирование сигналов на основной частоте ограничено частотами до $K_{ЦВС} f_{ГОЧ}$ при $K_{ЦВС} \leq 0,4$. Дальнейшее повышение частоты осуществляется с помощью умножителей частоты в n_2 раз. Использование образов основной частоты ЦВС позволяет отказаться от умножителей, так как на выходе синтезатора формируются частоты $n f_{ГОЧ} \pm f_{ЦВС}$, где $n = \pm 1, \pm 2, \dots$ – номер образа. При использовании $n=1$ ЦВС оказывается эквивалентен гибриднему синтезатору на рисунке 1.

Для сравнения шумовых свойств гибридного синтезатора с цифровыми используем модель СПМ фазовых шумов ЦВС на основной частоте с последующим умножением частоты до необходимой [1] и модель СПМ фазовых шумов ЦВС, работающий на образах основной частоты [2].

Результаты моделирования приведены на рисунке 2. Моделирование проведено для частоты выходного сигнала 920 МГц при частоте ГОЧ 1100 МГц, которая получена путем умноже-

ния на 8 частоты кварцевого генератора 96 МГц. При этом для всех случаев основная частота ЦВС равнялась 140 МГц, т.е. $K_{\text{ЦВС}}=0,146$.

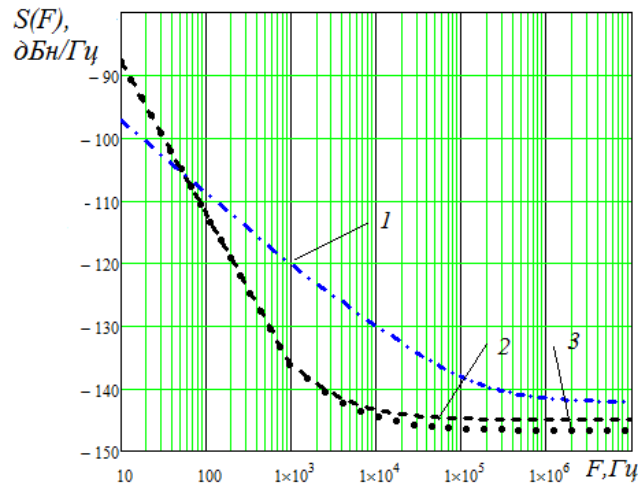


Рисунок 2. СПМ фазовых шумов: 1- ЦВС на основной частоте, 2 – ЦВС с использованием 1-го образа, 3 – гибридного цифро-аналогового синтезатора

Как видно, шумы гибридного синтезатора и ЦВС с использованием 1-го образа практически идентичны, что говорит о правильности примененных моделей. Шумы ЦВС на основной частоте существенно выше, так как для получения частоты 1100 МГц из 140 необходимо применить умножитель частоты с $n=8$, что увеличило шумы.

Таким образом, гибридный цифро-аналоговый синтезатор имеет практически такой же уровень фазовых шумов, что и ЦВС с применением образов основной частоты, но использует дополнительный смеситель частоты.

Литература

1. Ромашов В.В., Якименко К.А. Исследование фазовых шумов гибридного синтезатора частот на основе прямого цифрового и прямого аналогового методов синтеза // Наука и образование в развитии промышленной, социальной и экономической сфер регионов России. VII Всероссийские научные Зворыкинские чтения: сб. тез. докл. Всероссийской межвузовской научной конференции. Муром, 6 февр. 2015 г.– Муром: Изд.-полиграфический центр МИ ВлГУ, 2015.– 695 с.: ил.– [Электронный ресурс]: 1 электрон. опт. диск (CD-ROM). ISSN 2220-8763 (CD-ROM) – С.219-220.
2. Ромашов В.В., Ромашова Л.В. Моделирование шумовых характеристик интегральных цифровых вычислительных синтезаторов // Радиотехнические и телекоммуникационные системы. 2011, №4. С. 20 – 23.
3. Ромашов В.В., Ромашова Л.В., Храмов К.К., Докторов А.Н. Модель спектральной плотности мощности фазовых шумов цифровых вычислительных синтезаторов на образах основной частоты // Радиопромышленность. 2012, №2. С. 38 – 48.

Ромашов В.В., Якименко К.А.

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

Алгоритм минимизации уровня фазовых шумов гибридных синтезаторов на основе прямого цифрового и прямого аналогового методов синтеза

Низкий уровень фазовых шумов – важнейшее требование к синтезаторам частот, используемым в современных системах мобильной связи, системах радиолокации и контрольно-измерительной аппаратуре [1]. Наиболее перспективными в настоящее время являются гибридные синтезаторы, построенные на основе прямого цифрового и прямого аналогового методов синтеза. К их достоинствам относятся малый шаг сетки частот, высокая скорость перестройки, а также низкий по сравнению с системами косвенного синтеза уровень фазовых шумов.

Принцип действия гибридных синтезаторов частот на основе прямого цифрового и прямого аналогового методов синтеза заключается в следующем: синтезатор прямого цифрового метода синтеза – цифровой вычислительный синтезатор (ЦВС) с коэффициентом передачи $K_{\text{ЦВС}}$ формирует полосу частот с очень малым шагом перестройки (до 0,001 Гц). Затем выходной сигнал ЦВС переносится на более высокий частотный диапазон путем смешивания с одним или несколькими высокочастотными сигналами, формируемыми генераторами опорной частоты (ГОЧ). Одна из наиболее простых архитектур гибридного синтезатора на основе прямого цифрового и прямого аналогового методов синтеза представляет собой ГОЧ, выходной сигнал которого с частотой $f_{\text{ГОЧ}}$ подается на умножитель тактовой частоты ЦВС, где умножается в n_{Γ} -раз. Затем сигнал с умноженной частотой тактирует ЦВС, который формирует полосу частот практически от 0,0001 Гц до $0,4f_{\text{ГОЧ}}n_{\Gamma}$. Кроме этого, сигнал ГОЧ подается на умножитель с переменным коэффициентом умножения (технически это можно реализовать в виде генератора гармоник на диоде с накоплением заряда и банка колебательных контуров, настроенных на выделение требуемых гармоник). Далее сигнал с умноженной частотой $f_{\text{ГОЧ}}n_{\Gamma}$ подается на смеситель, где смешивается с выходным сигналом ЦВС. Выходной сигнал смесителя является выходным сигналом гибридного синтезатора. Частота выходного сигнала определяется по формуле

$$f_{\text{вых}} = f_{\text{ГОЧ}} (n_{\Gamma} K_{\text{ЦВС}} + n_{\Gamma}). \quad (1)$$

К достоинству представленной схемы следует отнести возможность формирования «неразрывной» сетки частот в широком диапазоне с малым шагом перестройки.

При проектировании гибридного синтезатора перед разработчиком стоит задача рассчитать оптимальные частотные соотношения в структуре синтезатора, т.е. подобрать коэффициенты умножения n_{Γ} и n_{Γ} , а также коэффициент передачи ЦВС $K_{\text{ЦВС}}$, при установке которых синтезатор будет способен сформировать требуемые выходные частоты. Бывает, что количество комбинаций коэффициентов достигает нескольких сотен и разработчику необходимо выбрать одну из них. Авторы данной работы предлагают считать критерием оптимальности при выборе уровень фазовых шумов. В данной работе предлагается алгоритм минимизации уровня фазовых шумов гибридных синтезаторов на основе прямого цифрового и прямого аналогового методов синтеза, или выбора комбинаций коэффициентов умножения и передачи ЦВС, обеспечивающих наименьший уровень фазовых шумов гибридного синтезатора. Алгоритм сводится к следующим действиям:

Шаг 1. задается значение опорной частоты $f_{\text{ГОЧ}}$ и значение выходной частоты $f_{\text{вых}}$ синтезатора.

Шаг 2. По формуле (1) производится расчет всех возможных комбинаций коэффициентов, при установке которых гибридный синтезатор сформирует сигнал с заданной частотой. В результате формируется двумерный массив, содержащий i -комбинаций n_{Γ} , n_{Γ} , $K_{\text{ЦВС}}$:

$$\text{Koeff} = \begin{bmatrix} (n_{\Gamma})_1 & (n_{\Gamma})_1 & (K_{\text{ЦВС}})_1 \\ (n_{\Gamma})_2 & (n_{\Gamma})_2 & (K_{\text{ЦВС}})_2 \\ (n_{\Gamma})_3 & (n_{\Gamma})_3 & (K_{\text{ЦВС}})_3 \\ \dots & \dots & \dots \\ (n_{\Gamma})_i & (n_{\Gamma})_i & (K_{\text{ЦВС}})_i \end{bmatrix}.$$

Шаг 3. Для анализа шумовых характеристик синтезаторов частот используются математические модели спектральной плотности мощности (СПМ) фазовых шумов в зависимости от частоты отстройки F от несущей [2]. Авторами была разработана математическая модель СПМ фазовых шумов гибридного синтезатора на основе прямого цифрового и прямого аналогового методов синтеза [3].

На данном шаге комбинации параметров из массива Koeff поочередно подставляются в математическую модель СПМ фазовых шумов. Для каждой комбинации параметров рассчитываются значения СПМ фазовых шумов для заданных значений отстроек от несущей (F_1, F_2, \dots, F_j). Полученные результаты записываются в двумерный массив данных SGC :

$$\text{SGC} = \begin{bmatrix} \text{SGC}_{11} & \text{SGC}_{12} & \dots & \text{SGC}_{1j} \\ \text{SGC}_{21} & \text{SGC}_{22} & \dots & \text{SGC}_{2j} \\ \text{SGC}_{31} & \text{SGC}_{32} & \dots & \text{SGC}_{3j} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ \text{SGC}_{i1} & \text{SGC}_{i2} & \dots & \text{SGC}_{ij} \end{bmatrix}.$$

Шаг 4. Подпрограмма сравнения и выбора вариантов, при которых обеспечивается наименьший уровень фазовых шумов.

На данном этапе в полученном массиве SGC происходит сравнение значений по строкам. В случае, когда все значения одной строки больше всех значений другой строки, строка с большими значениями отсеивается. В результате остаётся строка с наименьшими значениями СПМ фазовых шумов, либо несколько строк, в которых значения при одних отстройках больше, чем значения на аналогичных отстройках, а при других меньше. Комбинации коэффициентов для этих строк как раз и будут оптимальными с точки зрения уровня фазовых шумов гибридного синтезатора.

Конец алгоритма.

Таким образом, предлагаемый алгоритм позволит автоматизировать процесс расчета и оптимизации частотных соотношений в структуре гибридного синтезатора на основе прямого цифрового и прямого аналогового методов синтеза.

Исследование выполнено при финансовой поддержке Совета по грантам Президента Российской Федерации, а также Фонда содействия развитию малых форм предприятий в научно-технической сфере в рамках проекта по конкурсу УМНИК-2018.

Литература

1. Chenakin A. Frequency Synthesizers: From Concept to Product. New York: Artech House, 2010. 235 p.
2. Ромашов В.В., Ромашова Л.В., Храмов К.К., Докторов А.Н., Якименко К.А. Моделирование шумовых характеристик гибридных синтезаторов частот // Радиотехнические и телекоммуникационные системы. 2014. №1. С. 5–20.
3. Якименко К.А. Исследование шумовых характеристик гибридных синтезаторов частот на основе прямого аналогового и прямого цифрового методов синтеза // Методы и устройства передачи и обработки информации. 2017. Т.19. С. 9–15.

Ростокин И.Н., Ростокина Е.А.

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

Особенности построения перспективных радиолокационных станций

В последние годы для радиолокационных станций (РЛС) становятся все более актуальными требования реализации режима радиовидения и автоматического распознавания целей в реальном масштабе времени, обеспечения многофункциональности и помехозащищенности работы при одновременном повышении общей надежности и уменьшении массогабаритных характеристик.

Одновременное выполнение всех вышеперечисленных требований оказалось практически невозможным для современных антенных решеток на основе традиционной радиоэлектронной аппаратуры. Основной причиной этого является тот факт, что традиционная радиоэлектронная аппаратура не может обеспечить полноценное функционирование широкополосных и особенно сверхширокополосных (СШП) сканирующих антенных решеток из-за технических ограничений рабочей полосы пропускания, значительной инерционности, высоких частотно-зависимых потерь и недостаточной стабильности.

Микроволновая фотоника (МВФ) – это междисциплинарная область знаний, охватывающая оплотехнику, сверхвысокочастотную (СВЧ) радиоэлектронику и электронику [1].

Микроволновая фотоника (радиофотоника) за последнее десятилетие активно развивается в областях телекоммуникаций (аналоговые волоконно-эфирные системы), системах радиосвязи терагерцевого диапазона, системах радиолокации, радиоэлектронной борьбы и радиоэлектронного противодействия.

Радиофотоника – новое направление развития СВЧ – техники, в котором параметры устройств и систем радиочастотного диапазона совершенствуются с помощью методов и средств оптического диапазона, а также как направление оптической техники, в которой для построения и оптимизации систем передачи в ИК – диапазоне используются методы и средства, развитые для устройств и систем СВЧ – диапазона. Новое направление фотоники – сверхвысокочастотная оптоэлектроника, результат интеграции оптоэлектроники и СВЧ - радиоэлектроники [1].

Фундаментальные преимущества радиофотонной технологии, позволяющие совершенствовать характеристики СВЧ аппаратуры основаны на свойствах носителя информации – фотона (отсутствие массы и заряда, перемещение со скоростью света): повышенное быстродействие (десятки фемтосекунд); расширенная полоса пропускания (до терагерцевого диапазона); малые потери при передаче (менее 0,2 дБ/км); снижение массогабаритных характеристик (масса оптического кабеля 1,7 кг/км, при диаметре 250 мкм; масса коаксиального кабеля 560 кг/км при диаметре 10 мм); повышенная электромагнитная совместимость аппаратуры; улучшенные фазо-температурные характеристики. Внедрение данных технологий приведет к значительному улучшению основных тактико-технических характеристик РЛС [2].

Принципиальным недостатком использования радиофотонной технологии в РЛС является необходимость операции прямого и обратного преобразования в оптический диапазон, в ходе которых возникают неизбежные потери мощности СВЧ сигнала, которые компенсируются за счет малых собственных потерь в оптоволокне.

Литература

1. Урик Винсент Дж. - мл., Мак Кинни Джейсон Д., Вилльямс Кейт Дж. Основы микроволновой фотоники. М.: Техносфера, 2016. – 376 с., ISBN978-5-94836-445-2.
2. Ростокин И.Н., Каряев В.В., Ростокина Е.А. Особенности построения радиофотонных радиолокаторов. III Научный форум Телекоммуникации: Теория и технологии ТТТ-2019. Оптические технологии в телекоммуникациях ОТТ-2019: материалы XVII Международной научно-технической конференции. Казань, 18 –22 ноября 2019 года. – Казань: КНИТУ-КАИ, 2019. – Т. 2. – 296 с. С. 77 – 79 ISBN 978-5-7579-2419-2 (Т. 2) ISBN 978-5-7579-2416-8.

Ростокина Е.А., Ростокин И.Н.

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

Перспективы использования элементов радиопотоники в радиолокации

Одним из перспективных направлений создания современной радиолокационной аппаратуры является использование оптических методов синтеза, преобразования, передачи и обработки радиочастотных сигналов, а именно использование радиопотоники в РЛС [1].

Применение элементов радиопотоники обеспечит значительное улучшение следующих основных тактико-технических характеристик РЛС: резко повысит разрешающую способность по дальности и информативность – за счёт возможности значительного (на несколько порядков) расширения эффективной полосы сигнала; увеличит дальность обнаружения – за счет снижения потерь в длинных линиях при использовании оптического волокна и соответствующей коммутационной аппаратуры; обеспечит стабильность характеристик при изменяющихся климатических, прежде всего температурных, условиях за счет применения термостабильного оптического волокна; обеспечит высокую помехозащищенность – за счет значительно более слабой чувствительности оптико-электронной аппаратуры и волоконно-оптических линий связи (ВОЛС) к внешним электромагнитным воздействиям; уменьшит массогабаритные характеристики антенного полотна РЛС с ФАР/АФАР, что особенно заметно для крупноапертурных антенных систем; в перспективе – снизит стоимость РЛС – за счет перехода к крупносерийному производству радиопотонной элементной базы и меньшей материалоемкости изделий, а также планируемого в дальнейшем перехода к высокопроизводительным фотонным АЦП (ФАЦП) [2, 3].

Реализация перечисленных преимуществ достигается внедрением элементов, функциональных узлов и составных частей подсистем АФАР на основе электрооптических модуляторов (ЭОМ) и демодуляторов, источников и приемников оптического излучения, усилителей оптического сигнала, оптических линий задержки (ОЛЗ) или фазовращателей, ВОЛС и оптических пассивных элементов.

В диапазонах длин волн (850, 1300, 1550 нм) разработаны устройства излучения, преобразования и обработки оптического сигнала.

Большой интерес к радиопотонным системам традиционно связан с возможностью их военных применений для современных систем радиолокации. В последнее время стали очевидны возможности их гражданских применений в распределенных сотовых, беспроводных и спутниковых сетях, аэродромных антенных системах, обработке сигналов и визуализации.

Использование радиопотонных систем в беспроводных сетях – гибридные радиопотонные системы (hybrid fiber-radio systems – HFR) становится ключевой технологией для обеспечения надежного функционирования сложных беспроводных сетей будущего поколения (intelligent optical network – ION).

Радиопотоника открывает возможности для расширения функционала СВЧ систем на высоких частотах, а также открывает возможности для соединения их с информационно-коммуникационными системами.

Литература

1. Урик Винсент Дж. - мл., Мак Кинни Джейсон Д., Вилльямс Кейт Дж. Основы микроволновой фотоники. М.: Техносфера, 2016. – 376 с., ISBN 978-5-94836-445-2.
2. Ростокин И.Н., Каряев В.В., Ростокина Е.А. Особенности построения радиопотонных радиолокаторов. III Научный форум Телекоммуникации: Теория и технологии ТТТ-2019. Оптические технологии в телекоммуникациях ОТТ-2019: материалы XVII Международной научно-технической конференции. Казань, 18–22 ноября 2019 года. – Казань: КНИТУ-КАИ, 2019. – Т. 2. – 296 с. С. 77 – 79 ISBN 978-5-7579-2419-2 (Т. 2) ISBN 978-5-7579-2416-8.

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

Динамические режимы формирователя сигналов с ЦВС в тракте обратной связи

Широкое распространение гибридных синтезаторов частот обусловлено их возможностью достаточно просто формировать сетку высокостабильных частот с низким уровнем фазовых искажений и помех выходного сигнала.

Причины появления фазовых помех в формирователях сигналов рассматриваются в [1-2].

Исследуемый в докладе формирователь реализует принцип гибридного синтеза частот на основе системы фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ) и цифрового вычислительного синтезатора частот (ЦВС). Вычислительный синтезатор частот расположен в тракте обратной связи системы ФАПЧ. Для введения сигнала ЦВС используется преобразователь частоты. В схеме используется устройство автоматической компенсации дестабилизирующего воздействия. Для этого применен специально введенный управляемый фазовращатель а так же используется выходной сигнал фазового детектора системы ФАПЧ.

Разработана и представлена структурная модель формирователя сигналов при воздействии основных дестабилизирующих факторов.

При моделировании системы используются следующие обозначения: ε_0 , ε_π , ε_d , ε_r – дестабилизирующие воздействия соответственно на опорный генератор, ЦВС, фазовый детектор и генератор, управляемый напряжением; p – оператор Лапласа ($p \rightarrow d/dt$); K_1 – коэффициент передачи первого делителя частоты; K_2 – коэффициент передачи второго делителя частоты; K_3 – коэффициент передачи умножителя частоты; K_π – коэффициент передачи ЦВС; n – коэффициент передачи усилителя тракта управления; $M_y(p)$ – передаточная функция фильтра тракта управления; $M(p)$ – передаточная функция фильтра системы ФАПЧ; K_d – коэффициент передачи фазового детектора; K_y – коэффициент передачи управляемого фазовращателя; K_r – передаточная функция ГУН; K_{c1} и K_{c2} – коэффициенты передачи преобразователя частоты; K_{ε_0} – коэффициент передачи воздействия помехи на опорный генератор; K_{ε_π} – коэффициент передачи воздействия помехи на ЦВС; K_{ε_d} – коэффициент передачи воздействия помехи на фазовый детектор; K_{ε_r} – коэффициент передачи воздействия помехи на генератор, управляемый напряжением; φ – отклонение фазы выходного сигнала.

На основании структурной модели составлены дифференциальные уравнения формирователя и получены их решения в виде четырех передаточных функций, связывающих конкретное дестабилизирующее воздействие с отклонением фазы его выходного сигнала.

С применением операторного метода получены выражения фазового отклонения выходного сигнала формирователя, позволяющие исследовать динамические режимы системы при ступенчатом воздействии дестабилизирующего фактора

В частности, для ступенчатого дестабилизирующего воздействия на опорный генератор выражение для отклонения фазы выходного сигнала формирователя принимает вид

$$\varphi(p) = \frac{K_{\varepsilon_0} \frac{M(p)}{p\tau K_2 K_{c1}} (K_1 + K_3 K_\pi K_{c2})}{p(1 + NM_y(p) + \frac{K_{c1} M(p)}{p\tau})},$$

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

По полученным выражениям исследованы динамические режимы формирователя сигналов с ЦВС в тракте обратной связи для восьми параметров составляющих формирователь блоков.

Литература

1. Суржик Д. И., Курилов И. А., Васильев Г. С. Компенсация искажений ЦВС в гибридных синтезаторах частот // Радиотехнические и телекоммуникационные системы. - 2015. – № 4(20). - С. 13-19.
2. Jon Bredeson, Micheal Parten, John Borrelli. Direct Digital Frequency Synthesis // Texas Tech University, Shashikant Shrimali, May 2007. – 80 p.

Шуст И.С., Леншин А.В.
ВУНЦ ВВС «ВВА имени профессора Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина»
г. Воронеж, ул. Старых Большевиков, 54а
andrey-lenshin@yandex.ru

Особенности проектирования синтезатора частот с помощью программного обеспечения ADIsimDDS

Технологии прямого цифрового синтеза (DDS – Direct Digital Synthesis) частоты получили самое широкое распространение в устройствах формирования и обработки сигналов в самых разнообразных отраслях промышленности. Генераторы сигналов на основе DDS реализуют аппаратными или аппаратно-программными средствами с использованием программируемых логических интегральных схем (ПЛИС), специализированных микросхем DDS, микроконтроллеров. Синтезаторы частот (СЧ) DDS используются в тех случаях, когда другие способы формирования сигналов стабильной частоты оказываются неэффективными или экономически нецелесообразными, и являются незаменимыми в системах телекоммуникаций для формирования сигналов стабильной частоты с возможностью быстрой перестройки по частоте. Частота, амплитуда и фаза сигнала, формируемого на выходе СЧ DDS, в любой момент времени точно известны и могут быть запрограммированы. Параметры таких СЧ практически не зависят от температуры и старения элементов [1].

Основные преимущества СЧ DDS – высокое разрешение по частоте и фазе; высокая перестройка частоты (высокое быстродействие); перестройка по частоте без разрыва фазы и без выбросов напряжения; возможность формирования модулированных сигналов непосредственно в процессе синтеза. Архитектура DDS позволяет простым изменением слова настройки M менять частоту, не разрывая сигнал. При построении существует необходимость еще на этапе проектирования оценить влияние аналоговых узлов на качество работы систем с DDS.

Это решается с помощью пакетов прикладных программ со схемотехническим моделированием. Сигнал на выходе генератора DDS имеет сложную структуру, поэтому воспользуемся on-line программным обеспечением ADIsimDDS, которое служит для оказания помощи пользователю в выборе и оценке интегральных микросхем (ИС) DDS фирмы «Analog Devices» и позволяет получить общую оценку характеристик без учета погрешностей [2].

Процедура работы при проектировании СЧ DDS включает в себя следующие этапы:

1. На первом этапе необходимо выбрать конкретную микросхему из меню вверху слева «Select DDS». Список достаточно большой и включает DDS с числом разрядов от 8 до 16 и максимальной частотой дискретизации от 20 МГц до 1000 МГц (рисунок 1).

2. Далее задаются требуемые параметры в окне «DDS Selection and Operation», где:

- clock input (частота опорного тактового сигнала), из условий Найквиста, частота выходного сигнала ограничена значением около 40 % от частоты опорного тактового сигнала;
- multiplier (множитель частоты опорного сигнала), некоторые ИС DDS имеют внутреннюю цепь умножения частоты опорного тактового сигнала для повышения его частоты;
- system clock (частота опорного тактового сигнала при использовании множителя частоты);
- target output frequency (частота выходного тактового сигнала).

3. После ввода всех необходимых параметров будет показана реальная частота выходного сигнала (Actual Output Frequency) с небольшим отклонением от требуемой частоты.

4. На следующем этапе будет показано слово настройки частоты «Frequency Tuning Word». Его нужно записать в DDS для получения требуемой частоты выходного сигнала.

5. Для запуска процесса моделирования используется кнопка «Run Model».

Проведем анализ работы данного программного обеспечения, предварительно выбрав 12-разрядную ИС DDS AD9915, частоту опорного тактового сигнала 1 ГГц, множитель частоты, равный 1, частоту выходного тактового сигнала 400 МГц и шестнадцатеричное слово настройки частоты.

6. Используя окно «Signal to Display» (рисунок 2), появляется возможность конфигурировать, включать/исключать гармоники и образы в графике представления в частотной области.

7. В окне «Use Filter - Not Supplied» можно изменять частотную характеристику фильтра нижних частот (ФНЧ), тип фильтра (type), его схему (topology), частоту среза (Fc) и порядок фильтра (order). При необходимости возможно подключать или отключать ФНЧ, который не входит в состав микросхемы, предварительно настроив его (рисунок 3).

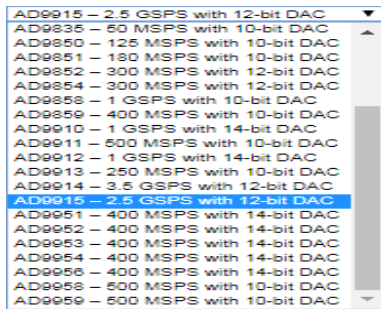


Рис. 1. СЧ DDS, доступных в ADIsimDDS

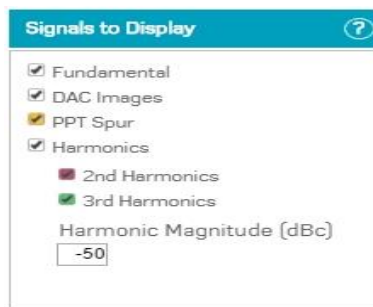


Рис. 2. Параметры настройки спектра сигнала в ADIsimDDS

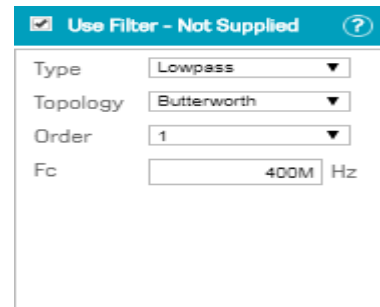


Рис. 3. Конфигурации частотных характеристик фильтра

8. В результате выполненного анализа параметров СЧ (рисунок 4) на экране формируется спектр выходного сигнала в частотной области (Frequency Domain) и выходной сигнал синтезатора во временной области (Time Domain).

9. При нажатии на главном экране кнопки «Spur Table» можно получить табличное представление информации о гармониках выходного сигнала СЧ (рисунок 4).

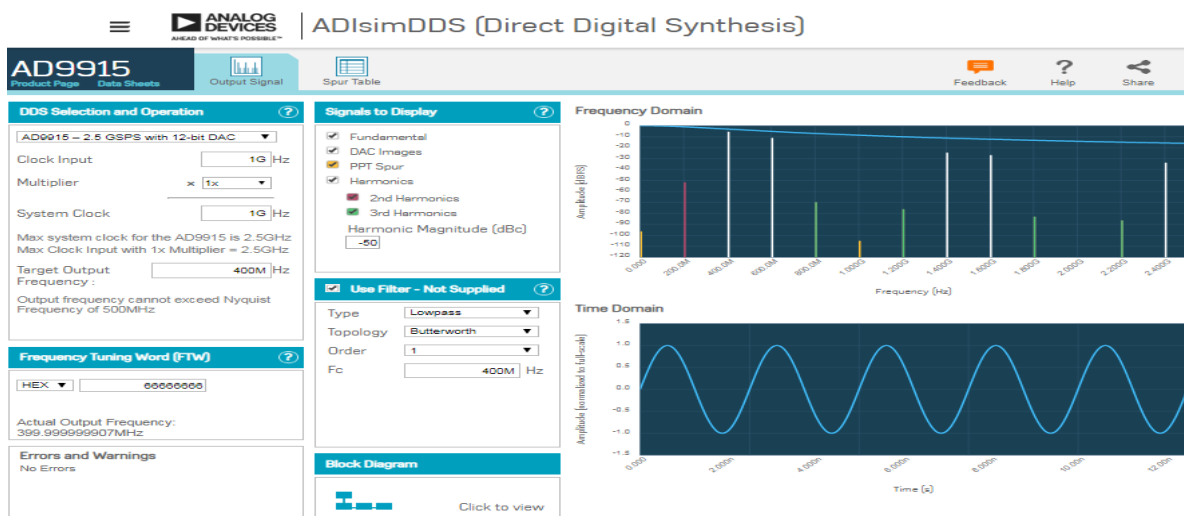


Рис. 4. Анализ параметров синтезатора в ADIsimDDS

Инструмент разработки ADIsimDDS обеспечивает ускоренный процесс анализа характеристик СЧ DDS, позволяет выбрать из большого набора ЭКБ необходимую ИС. Получены характеристики СЧ DDS на основе ИС AD9915 с помощью программного обеспечения ADIsimDDS. Для оценки основных характеристик в данном программном обеспечении ADIsimDDS используются математические уравнения, но не принимаются в расчет все возможные погрешности в работе. ADIsimDDS можно использовать только в целях разработки, но не в качестве замены реальных испытаний и оценок параметров аппаратуры.

Литература

- 1 Применение высокоскоростных систем / Под ред. У. Кестера. М.: Техносфера. 2009. 368 с.
- 2 <http://www.analog.com/designtools/es/simdds> (дата обращения 10.11.2019).