

Балиж<sup>1</sup> К.С., Костров<sup>2</sup> В.В.<sup>1</sup>АО «Научно-исследовательский институт «Субмикрон»  
124498, г.Москва, Зеленоград, Георгиевский проспект, д. 5, стр. 2<sup>2</sup>Муромский институт (филиал) федерального государственного образовательного  
учреждения высшего образования «Владимирский государственный университет  
имени Александра Григорьевича и Николая Григорьевича Столетовых»  
602264, г. Муром, Владимирская обл., ул. Орловская, 23  
E-mail: vvk\_2004@rambler.ru**Оценка величины доплеровского сдвига при неточности позиционирования луча антенны РСА космического базирования**

Одним из наиболее эффективных инструментов дистанционного зондирования Земли из космоса являются радиолокаторы с синтезированием апертуры антенны (РСА), которые обеспечивают выполнение целевых задач независимо от времени суток и погоды [1,2]. В отличие от радиолокаторов бокового обзора РСА существенно используют доплеровское смещение частоты, возникающее в отраженном от земной поверхности сигнале за счет движения носителя [1–3]. Стремление получить высокое пространственное разрешение приводит к увеличению времени синтезирования апертуры и, как следствие, к расширению спектра доплеровских частот траекторного сигнала [3,4]. Кроме этого, естественного для РСА доплеровского смещения в частоте сигнала возникают изменения за счет дополнительных факторов, в ряде случаев носящих случайный характер [4].

Целью доклада является оценка влияния неточности установки луча антенной системы РСА X-диапазона на доплеровское смещение частоты.

Вопрос о требованиях по обеспечению точности установки луча антенной системы РСА имеет системный характер, затрагивают весь космический комплекс, включая управление КА и режимы съемки бортового радиолокационного комплекса (БРЛК), формирование полетного задания на борту и обработку радиоголограмм в наземном центре.

Пределы и закон изменения доплеровского смещения частоты являются основополагающими при проектировании, как режима съемки, так и алгоритмов системы обработки сигналов. Далее будем ориентироваться на наиболее востребованный режим работы – маршрутный, при котором диапазон изменения частоты Доплера определяется шириной физической диаграммы направленности антенны.

Предположим, что в плоскости траверза антенна для опорной точки выведена на нулевой доплеровский сдвиг. Тогда в азимутальной плоскости максимальное доплеровское смещение частоты определяется соотношением

$$F_{d\max} = \pm \frac{2V_{КА}}{\lambda} \sin(0,5 \cdot \theta_{0,5a}),$$

где  $\theta_{0,5a}$  – ширина диаграммы направленности антенны (ДНА) в азимутальной плоскости,  $V_{КА}$  – скорость космического аппарата (КА),  $\lambda$  – длина волны. Ширина спектра траекторного сигнала  $\Delta F_{ts} = 2 |F_{d\max}|$  соответствует в первом приближении девиации частоты ЛЧМ сигнала (это относится к маршрутному и сканирующему режимам, когда используется квадратичная аппроксимация изменения расстояния).

Оценим приближенно ширину спектра для примера с учетом следующих данных: ширина диаграммы направленности  $\theta_{0,5a} = 0,5^\circ$ , скорость КА 7600 м/с, длина волны 0,0314 м. Получаем

$$\Delta F_{ts} = 2 \cdot \frac{2 \cdot 7600}{0,0314} \sin(0,5 \cdot 0,5^\circ) = 4224 \text{ Гц.}$$

Для получения уровня неоднозначности по азимуту порядка минус 20 дБ и неискаженного воспроизведения ЛЧМ сигнала (соответственно, для качественного сжатия по азимуту и синтеза РЛИ) необходимо иметь частоту повторения импульсов  $F_p = 1,14 \Delta F_{ts}$  без учета погрешностей установки луча. Практически нужно иметь запас по начальному доплеровскому смещению частоты (20...40 %)  $\Delta F_{ts}$  (в сканирующем режиме более 50%). В рассматриваемом примере это составляет порядка 850...1700 Гц в зависимости от частоты повторения. В противном случае будет наложение спектров, которое разрешить сложнее.

Одной из отличительных особенностей РСА космического базирования от аналогичных систем авиационного базирования заключается в том, что в процессе дистанционного зондирования Земли на доплеровское смещение частоты существенно влияет собственное

движение Земли. Это обусловлено в первую очередь высокими скоростями движения носителя (космического аппарата – КА) и вращения Земли вокруг своей оси. Ясно, что сложное взаимное движение РСА и объекта съемки приводит к влиянию на доплеровское смещение траекторного сигнала таких факторов как скорость вращения Земли в точке съемки, вид и параметры орбиты движения КА, ориентация КА в выбранной системе координат (крен, курс, тангаж), ориентация диаграммы направленности, восходящая или нисходящая ветви витка; местность, над которой пролетает КА (вызывает изменение высоты орбиты, появляется вертикальная составляющая скорости и дополнительное доплеровское смещение). Например, угловые отклонения осей КА также приводят к дополнительным радиальным компонентам скорости и дополнительному среднему доплеровскому смещению.

Перед радиолокационной съемкой проводятся соответствующие расчеты, и формируется полетное задание. Это делается с использованием специального программного обеспечения (ПО), как в наземном комплексе (общие параметры задания на съемку), так и в бортовом вычислительном комплексе (детальный расчет настроечных параметров). На основании общих параметров задания на съемку в бортовом вычислительном комплексе проводится расчёт параметров и времён выдачи команд управления системами КА и наведения луча антенной системы, установка длительности импульсов, периода следования, девиации и т.п. параметров БРЛК для каждого участка съёмки и режима съёмки. При расчёте используются геодезические координаты заданной опорной точки сцены, данные о возвышении этой точки относительно эллипсоида Красовского, координаты КА и др. баллистические параметры траектории. При необходимости производится коррекция пространственного положения КА таким образом, чтобы в момент достижения траверсного положения КА относительно опорной точки выполнялось условие нулевого доплеровского сдвига. Это достигается поворотом КА по курсу, тогда при произвольной широте объекта съемки можно скомпенсировать радиальную составляющую скорости Земли. Расчеты должны обеспечивать установку луча по отношению к объекту съемки с точностью 200...600 м (примерно до 5% от размера сцены). Это соответствует суммарной погрешности установки луча порядка 1...3 угловых минут, а с точки зрения доплеровской частоты необходим дополнительный запас на 140...420 Гц.

В современных РСА используются активные фазированные антенные решетки, в которых управление лучом осуществляется с помощью дискретных фазовращателей и аттенуаторов с цифровым управлением. Дискретизация управления, в конечном счете, приводит к погрешности в установке луча диаграммы направленности  $\Delta\theta$ , которая определяется конструкторскими параметрами и разрядностью управляющих элементов. Для снижения неравномерности радиометрических искажений требования к точности позиционирования диаграммы направленности антенны предъявляются порядка  $\frac{1}{16}\theta_{0,5}$ , что дает в пересчете к доплеровскому смещению частоты необходимость введения дополнительного запаса величиной 265 Гц. В вертикальной плоскости могут допускаться более существенные ошибки в расчете крена КА. В основном такие погрешности установки луча антенны приводят к росту радиометрической неравномерности РЛИ по кадру.

Решение задачи снижения и компенсации дополнительного доплеровского смещения частоты, возникающего из-за неточности установки луча антенной системы, может быть частично осуществлено при формировании и наземной обработке радиолокационных изображений (РЛИ). Для этого используется одна из вспомогательных программ обработки изображений, предназначенная для измерения средней доплеровской частоты по синтезируемому кадру. За счет того, что количество отсчетов велико и составляет в кадре несколько миллионов, точность измерения высока (десятые доли Гц). Измеренная частота вводится как поправка в алгоритм синтеза и, тем самым, обеспечивает качественный синтез РЛИ. Однако следует учитывать, что эффекты азимутальной неоднозначности с помощью этого приема не удаляются.

#### Литература

1. Верба В.С., Неронский Л.Б., Осипов И.Г., Турук В.Э. Радиолокационные системы землеобзора космического базирования / Под ред. В.С. Вербы. – М.: Радиотехника. 2010.
2. Радиолокационные системы воздушной разведки, дешифрирование радиолокационных изображений / Под ред. Л.А. Школьного. – М.: ВВИА им. проф. Н.Е. Жуковского, 2008.
3. Воздушная разведка. Автоматизированное дешифрирование радиолокационных изображений. Монография / Под ред. И.К. Антонова. – М: Радиотехника, 2021.
4. Костров В.В., Толстов Е.Ф. Проблемы дистанционного зондирования Земли с использованием космических РСА высокого разрешения // Проблемы дистанционного зондирования, распространения и дифракции радиоволн / VII Всероссийские Армандовские чтения: молод. школа. – Муром: ИПЦ МИ ВлГУ, 2017. – С.76-113.

Буславский В.Т., 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

**Динамические характеристики широкополосных каналов автокомпенсации паразитной угловой модуляции выходного сигнала синтезатора частот**

Изменение военно-политической обстановки в мире, анализ боевых действий в Сирии и в Украине указывают на увеличение значения Воздушно-космических сил в современных войнах и вооруженных конфликтах. Для успешного ведения современных боевых действий, для которых характерны сложные и динамично изменяющиеся условия, необходим надежный высокоскоростной информационный обмен. Проблемой проектирования синтезаторов частот (СЧ) с кольцом импульсно-фазовой автоподстройки частоты (ИФАПЧ) для бортовых средств радиосвязи (БСР) является обеспечение требуемого быстродействия при сохранении спектральной чистоты выходного сигнала [1]. В работе [2] представлены архитектуры каналов автоматической компенсации (АК) паразитной частотной (ПЧМ) и фазовой (ПФМ) модуляций СЧ с ЧМ.

Переходные характеристики (ПХ) канала АК ПЧМ и широкополосного канала АК ПФМ позволяют оценить процесс установления стационарного режима (динамические свойства устройства). Выражение для ПХ каналов автокомпенсации имеет вид

$$g_{\text{ПХ}}(t) = 1 + \frac{T_B(1 + K_{\text{PO}})}{T_{\text{H2}} - (1 + K_{\text{PO}})T_B} \cdot \exp\left[-\frac{1}{T_B} \cdot t\right] - \frac{T_B(1 + K_{\text{PO}})}{T_{\text{H2}} - (1 + K_{\text{PO}})T_B} \cdot \exp\left[-\frac{(1 + K_{\text{PO}})}{T_{\text{H2}}} \cdot t\right], \quad (1)$$

где  $K_{\text{PO}} = k_2 S_{\text{ЧФД2}} S_{\text{УФВ}}$  – коэффициент регулировки по отклонению;  $k_2$  – коэффициент усиления усилителя;  $S_{\text{ЧФД2}}$  – крутизна характеристики детектирования ЧФД<sub>2</sub>,  $S_{\text{УФВ}}$  – крутизна управления УФВ;  $T_B$ ,  $T_{\text{H2}}$  – постоянные времени ФВЧ и ФНЧ<sub>2</sub>.

ПХ может определить частные динамические характеристики (ЧДХ): 1) постоянную времени канала  $\tau_{\text{В\_АК}}$  – время, необходимое для достижения уровня ПЧМ 63 % своего установившегося значения; 2) время отклика канала  $\tau_{\text{О\_АК}}$  – время, необходимое для достижения 90 % от установившегося значения; 3) время успокоения канала  $\tau_{\text{У\_АК}}$ , уровень ПЧМ достигает уровня 95 % установившегося значения. БСР часто используют шаг сетки  $f_{\text{CP}} = 25$  кГц и  $f_{\text{CP}} = 8,33$  кГц [3]. На рисунке 1 приведены ПХ каналов АК ПЧМ и ПФМ при  $f_{\text{CP}} = 8,33$  кГц,  $K_{\text{PO}} = 10$ .

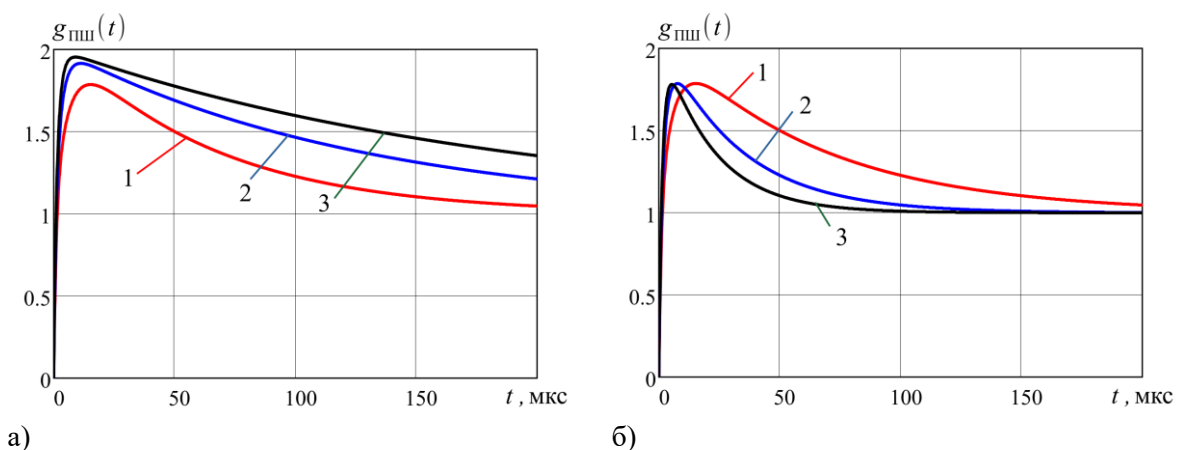


Рисунок 1 – ПХ широкополосного канала автокомпенсации ПЧМ и ПФМ: а) 1 –

$$T_{\text{H2}} = T_B = 6,34 \cdot 10^{-5};$$

$$2 - T_B = 2 \cdot 6,34 \cdot 10^{-5} \text{ и } T_{\text{H2}} = 6,34 \cdot 10^{-5} / 2; 3 - T_B = 3 \cdot 6,34 \cdot 10^{-5} \text{ и } T_{\text{H2}} = 6,34 \cdot 10^{-5} / 3;$$

$$б) 1 - T_{\text{H2}} = T_B = 6,34 \cdot 10^{-5}; 2 - T_B = T_{\text{H2}} = 6,34 \cdot 10^{-5} / 2; 3 - T_B = T_{\text{H2}} = 6,34 \cdot 10^{-5} / 3$$

Значения ЧДХ канала автокомпенсации ПУМ ( $f_{CP} = 8,33$  кГц) приведены в таблице 1.

Таблица 1 – ЧДХ каналов автокомпенсации ПУМ ( $f_{CP} = 8,33$  кГц)

	$T_{H2} = T_B = 6,34 \cdot 10^{-5}$	$T_B = T_{H2} = 6,34 \cdot 10^{-5} / 2$	$T_B = T_{H2} = 6,34 \cdot 10^{-5} / 3$
$\tau_{B AK}, \text{ мкс}$	53,89	26,94	17,96
$\tau_{O AK}, \text{ мкс}$	152,02	76,01	50,67
$\tau_{Y AK}, \text{ мкс}$	195,97	97,99	65,32

На рисунке 2 приведены ПХ канала автокомпенсации ПЧМ и ПФМ при  $f_{CP} = 8,33$  кГц,  $K_{PO} = 10$ . Значения ЧДХ канала автокомпенсации ПУМ ( $f_{CP} = 25$  кГц) приведены в таблице 2.

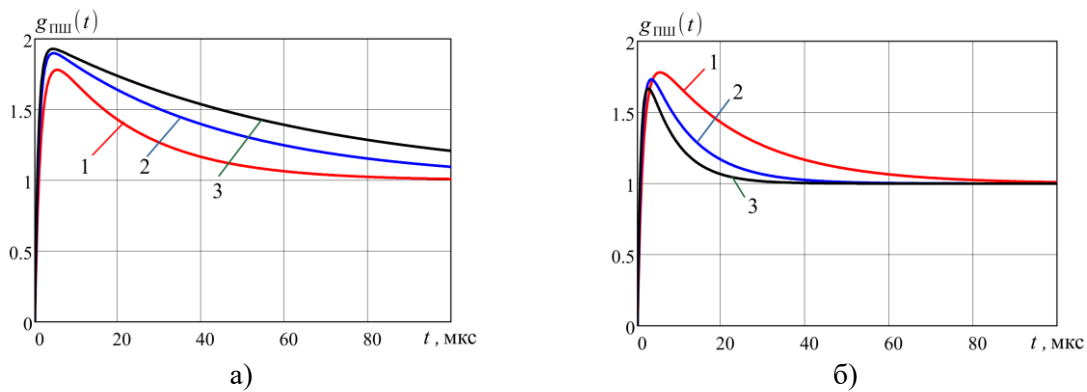


Рисунок 2 – ПХ широкополосного канала автокомпенсации ПЧМ и ПФМ: а) 1 –

$$T_{H2} = T_B = 2,11 \cdot 10^{-5};$$

$$2 - T_B = 2 \cdot 2,11 \cdot 10^{-5} \text{ и } T_{H2} = 2,11 \cdot 10^{-5} / 2; 3 - T_B = 3 \cdot 2,11 \cdot 10^{-5} \text{ и } T_{H2} = 2,11 \cdot 10^{-5} / 3;$$

$$\text{б) } 1 - T_{H2} = T_B = 2,11 \cdot 10^{-5}; 2 - T_B = T_{H2} = 2,11 \cdot 10^{-5} / 2; 3 - T_B = T_{H2} = 2,11 \cdot 10^{-5} / 3$$

Таблица 2 – ЧДХ каналов автокомпенсации ПУМ ( $f_{CP} = 25$  кГц)

	$T_{H2} = T_B = 2,11 \cdot 10^{-5}$	$T_B = T_{H2} = 2,11 \cdot 10^{-5} / 2$	$T_B = T_{H2} = 2,11 \cdot 10^{-5} / 3$
$\tau_{B AK}, \text{ мкс}$	17,93	8,96	5,94
$\tau_{O AK}, \text{ мкс}$	50,59	25,29	16,86
$\tau_{Y AK}, \text{ мкс}$	65,221	32,61	21,74

В работе проанализированы переходные и частные динамические характеристики широкополосных каналов АК паразитной угловой модуляции выходного сигнала СЧ БСР.

### Литература

1. Леньшин А.В., Тихомиров В.Н., Шаталов Е.В., Савченко М.П., Тихомиров Н.М. Модернизация синтезаторов частот радиостанции УКВ радиосвязи // Т-Сотт: Телекоммуникации и транспорт. – 2022. – № 9. – С. 20–27.

2. Лебедев В.В., Мушин А.Д., Буславский В.Т. Функциональные модели и архитектуры каналов компенсации паразитной угловой модуляции цифровых синтезаторов частот // Радиолокация, навигация, связь: сборник трудов XXVIII Международной научно-технической конференции. Т. 2. / ВГУ; АО «Концерн «Созвездие». – Воронеж: Изд. дом ВГУ, 2022. – С. 307–318.

3. Бортовые радиоэлектронные системы. Основы построения: учебное пособие / А.В. Леньшин, Н.М. Тихомиров, С.А. Попов; под ред. А.В. Леньшина. – 2 изд., перераб. и доп. – Воронеж: «Научная книга», 2021. – 486 с.

Буславский В.Т., 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

### Использование ФНЧ 4-го порядка в каналах компенсации паразитной угловой модуляции выходного сигнала синтезатора частот

Анализ вооруженных конфликтов и специальных военных операций последнего десятилетия показывает, что для успешного ведения современных боевых действий в сложных и непрерывно изменяющихся условиях необходим надежный высокоскоростной информационный обмен. Современные бортовые комплексы средств связи используют цифровые способы модуляции и многочастотные сигнально-кодовые конструкции, что накладывает достаточно жесткие требования к фазовым искажениям выходного сигнала синтезаторов частот, используемых в качестве возбудителей радиопередающих устройств и гетеродинов радиоприемных устройств [1].

Применение ФНЧ Чебышева 1-рода и Баттерворта в каналах компенсации паразитной угловой модуляции (ПУМ) синтезаторов частот (СЧ) способствует эффективному подавлению паразитных шумовых составляющих в выходном сигнале СЧ [2]. С целью улучшения динамических и спектральных характеристик выходного сигнала СЧ с широкополосным автокомпенсатором ПУМ следует рассмотреть использование ФНЧ 4-го порядка (Баттерворта или Чебышева 1-го рода) с передаточной функцией

$$H_{\text{ФНЧ-4}}(p) = \frac{h}{(T^2 p^2 + ATp + B)(T^2 p^2 + CTp + D)}, \quad (1)$$

где  $h=1$ ,  $A=0,7653$ ,  $B=1$ ,  $C=1,8477$ ,  $D=1$  – ФНЧ Баттерворта;  $h=0,125$ ,  $A=0,1703$ ,  $B=0,9031$ ,  $C=0,4112$ ,  $D=0,1959$  – ФНЧ Чебышева 1-го рода (показатель пульсаций  $\varepsilon=1$ ).

Характеристическое уравнение при использовании ФНЧ 4-го порядка имеет вид

$$a_0 p^5 + a_1 p^4 + a_2 p^3 + a_3 p^2 + a_4 p + a_5 = 0, \quad (2)$$

где  $a_0 = T_B T^4$ ;  $a_1 = (C + A)T_B T^3 + T^4$ ;  $a_2 = (AC + B + D)T_B T^2 + (C + A)T^3$ ;  $a_5 = BD + K_{\text{PO}}h$ ;  $a_3 = (AD + BC)T_B T + (AC + B + D)T^2$ ;  $a_4 = (BD + K_{\text{PO}}h)T_B + (AD + BC)T$ ;  $T_B$  – постоянная времени ФВЧ;  $K_{\text{PO}}$  – коэффициент регулировки по возмущению [2].

Согласно критерию устойчивости Гурвица для уравнения пятого порядка [3], кроме положительности всех коэффициентов характеристического уравнения, т.е.

$$T_B T^4 > 0, \quad [(C + A)T_B T^3 + T^4] > 0, \quad [(AC + B + D)T_B T^2 + (C + A)T^3] > 0, \\ [(AD + BC)T_B T + (AC + B + D)T^2] > 0, \quad [(BD + K_{\text{PO}}h)T_B + (AD + BC)T] > 0, \quad [BD + K_{\text{PO}}h] > 0,$$

требуется выполнение еще двух условий

$$\begin{cases} a_1 a_2 - a_0 a_3 > 0, \\ (a_1 a_2 - a_0 a_3)(a_3 a_4 - a_2 a_5) - (a_1 a_4 - a_0 a_5)^2 > 0. \end{cases} \quad (3)$$

При использовании ФНЧ 4-го порядка Баттерворта:  $a_{0\_Б} = T_B T^4$ ;  $a_{1\_Б} = 2,613 \cdot T_B T^3 + T^4$ ;  $a_{2\_Б} = 3,414 \cdot T_B T^2 + 2,613 \cdot T^3$ ;  $a_{3\_Б} = 2,613 \cdot T_B T + 3,414 \cdot T^2$ ;  $a_{4\_Б} = (1 + K_{\text{PO}})T_B + 2,613 \cdot T$ ;  $a_{5\_Б} = 1 + K_{\text{PO}}$ . В случае ФНЧ 4-го порядка Чебышева:  $a_{0\_Ч} = T_B T^4$ ;  $a_{1\_Ч} = 0,582 \cdot T_B T^3 + T^4$ ;  $a_{2\_Ч} = 1,169 \cdot T_B T^2 + 0,582 \cdot T^3$ ;  $a_{3\_Ч} = 0,405 \cdot T_B T + 1,169 \cdot T^2$ ;  $a_{4\_Ч} = 0,177 + 0,125 \cdot K_{\text{PO}}$ ;  $a_{5\_Ч} = (0,177 + 0,125 \cdot K_{\text{PO}})T_B + 0,405 \cdot T$ .

Проанализируем случай  $T_B = T$ . Коэффициенты характеристического уравнения будут следующие: 1) для ФНЧ 4-го порядка Баттерворта:  $a_{0\_Б} = T^5$ ;  $a_{1\_Б} = 3,613 \cdot T^4$ ;  $a_{2\_Б} = 6,027 \cdot T^3$ ;  $a_{3\_Б} = 6,027 \cdot T^2$ ;  $a_{4\_Б} = (3,613 + K_{\text{PO}}) \cdot T$ ;  $a_{5\_Б} = 1 + K_{\text{PO}}$ ; 2) для ФНЧ 4-го порядка Чебышева:

$a_{0\_ч} = T^5$ ;  $a_{1\_ч} = 1,582 \cdot T^4$ ;  $a_{2\_ч} = 1,751 \cdot T^3$ ;  $a_{3\_ч} = 1,574 \cdot T^2$ ;  $a_{4\_ч} = (0,582 + 0,125 \cdot K_{PO}) \cdot T$ ;  $a_{5\_ч} = 0,177 + 0,125 \cdot K_{PO}$ . Условие устойчивости для ФНЧ Баттерворта 4-го порядка имеет вид

$$\begin{cases} 15,749 \cdot T^7 > 0, \\ T^{10} \cdot (102,732 - 62,994 \cdot K_{PO} - 6,828 \cdot K_{PO}^2) > 0. \end{cases} \quad (4)$$

В случае использования ФНЧ Чебышева 4-го порядка условие устойчивости имеет вид

$$\begin{cases} 1,196 \cdot T^7 > 0, \\ T^{10} \cdot (0,171 - 0,135 \cdot K_{PO} - 0,005 \cdot K_{PO}^2) > 0. \end{cases} \quad (5)$$

Анализ выражения (5) приводит к заключению, что применение ФНЧ 4-го порядка наталкивается на достаточно жесткие ограничения коэффициента регулирования по отклонению  $K_{PO}$ :  $K_{PO} < 1,39$  – для ФНЧ Баттерворта;  $K_{PO} < 1,25$  – для ФНЧ Чебышева 1 рода. На рисунке 1 представлена схема реализации ФНЧ 4-го порядка из двух звеньев (с положительной обратной связью), используемых при реализации функций 2-го порядка.

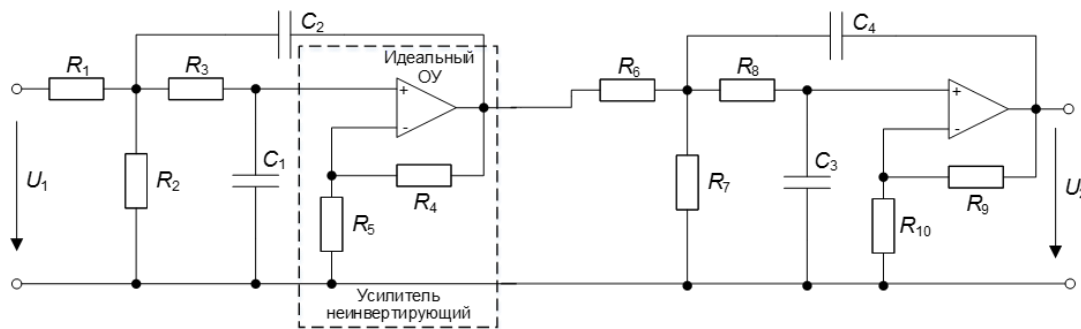


Рисунок 1 – Реализация ФНЧ 4-го порядка

Передаточная функция 1-го звена имеет вид

$$H_1(p) = \frac{R_2^2 R_5 + R_1^2 R_5 + R_2^2 R_4 + R_1^2 R_4 + 2R_1 R_2 R_5 + 2R_1 R_2 R_4}{R_1^2 R_2 R_3 R_5 C_1 C_2} \cdot \frac{1}{p^2 + \left[ \frac{2R_2 R_3 R_5 C_1 + R_1 R_3 R_5 C_1 - R_1 R_2 R_4 C_2}{R_1 R_2 R_3 R_5 C_1 C_2} \right] p + \frac{R_1 + R_2}{R_1 R_2 R_5 C_1 C_2}}. \quad (6)$$

В работе проанализированы возможности использования ФНЧ 4-го порядка в каналах компенсации ПУМ выходного сигнала СЧ. Определены условия устойчивости для ФНЧ Баттерворта и Чебышева 1-го рода, рассмотрен вариант реализации ФНЧ 4-го порядка из двух звеньев.

### Литература

1. Бортовые радиоэлектронные системы. Основы построения: учебное пособие / А.В. Леньшин, Н.М. Тихомиров, С.А. Попов; под ред. А.В. Леньшина. – 2 изд., перераб. и доп. – Воронеж: «Научная книга», 2021. – 486 с.
2. Лебедев В.В., Мушин А.Д., Буславский В.Т. Функциональные модели и архитектуры каналов компенсации паразитной угловой модуляции цифровых синтезаторов частот // Радиолокация, навигация, связь: сборник трудов XXVIII Международной научно-технической конференции. Т. 2. / ВГУ; АО «Концерн «Созвездие». – Воронеж: Изд. дом ВГУ, 2022. – С. 307–318.
3. Бессекерский В.А., Попов Е.П. Теория систем автоматического регулирования. – 4-е изд., перераб. и доп. – СПб.: Профессия, 2004. – 747 с.

Грошков И.Д.

Научно-образовательный центр воздушно-космической обороны «Алмаз-Антей». 121471, г. Москва, ул. Вере́йская д.41, строение 2. E-mail: info@nosvko.ru  
 АО «Муромский завод радиоизмерительных приборов». 602267 г. Муром, Владимирская область, Карачаровское шоссе, 2. E-mail: global@mzrip.ru

### Применение ЦАП с удвоенной скоростью передачи данных для синтеза сигналов с использованием образов основной частоты

Приводится описание реализации цифрового формирователя, который позволяет использовать удвоенную тактовую частоту для расширения спектра сигнала, формируемого на выходе ЦАП.

В настоящее время для синтеза СВЧ сигналов широко применяются цифро-аналоговые преобразователи (ЦАП) использующие формат передачи данных с удвоенной скоростью (англ. Double Data Rate – DDR) [1-3]. В таких устройствах данные передаются как по переднему, так и по заднему фронту тактового сигнала.

Современные быстродействующие ЦАП могут поддерживать специальные режимы работы с расширением спектра формируемого сигнала [1, 4, 5]. В нормальном режиме работы амплитуда копий спектра формируемого сигнала (образов) уменьшаются с увеличением зон Найквиста по закону  $\sin(x)/x$  в соответствии с рис. 1 (а). Расширение спектра сигнала, формируемого на выходе ЦАП возможно в режиме работы с возвратом к нулю (англ. return-to-zero – RZ) в соответствии с рисунком рис. 1 (б). Благодаря эффекту передискретизации увеличивается амплитуда образов во второй зоне Найквиста [4, 5].

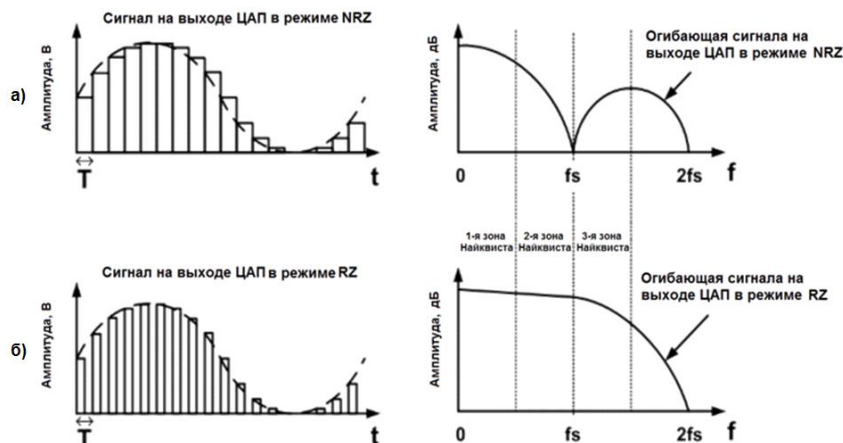


Рис. 1 – Сигнал на выходе ЦАП во временной и частотной области:  
 а) в нормальном режиме работы,  
 б) в режиме работы с возвратом к нулю

Однако некоторые ЦАП с удвоенной скоростью передачи данных не поддерживают режиме работы с возвратом к нулю [3], а его прямая реализация ограничена производительностью устройства формирования цифровых отсчётов.

На рис.2 приведена обобщенная структурная схема формирователя на основе радиочастотного ЦАП с удвоенной скоростью передачи данных, позволяющая реализовать синтез сигналов в режиме с возвратом к нулю, снизив требования к производительности цифрового формирователя отсчётов в два раза.

Генератор А4 тактирует ЦАП А2 с частотой  $f_{clk}$ . Тактирование внешнего цифрового формирователя отсчётов А1 осуществляется сигналом DCO, полученным с выхода делителя частоты (ДЧ) с коэффициентом  $\frac{1}{4}$ .

Цифровой формирователь обеспечивает выборку четырёх отсчётов из ПЗУ в соответствии с адресом полученным от аккумулятора фазы. Цифровые отсчёты данных S1-S4 группируются на чётные и нечётные пары с использованием регистров RG 1-RG 4 и затем мультиплексируются MUX 1 и MUX 2. DDR передатчик (DDR TX) транслирует чередующиеся

выборки данных S1-S4 через параллельный порт DA. На порт DB в качестве данных подаётся уровень логического нуля. Данные сопровождаются сигналом тактирования DCI.

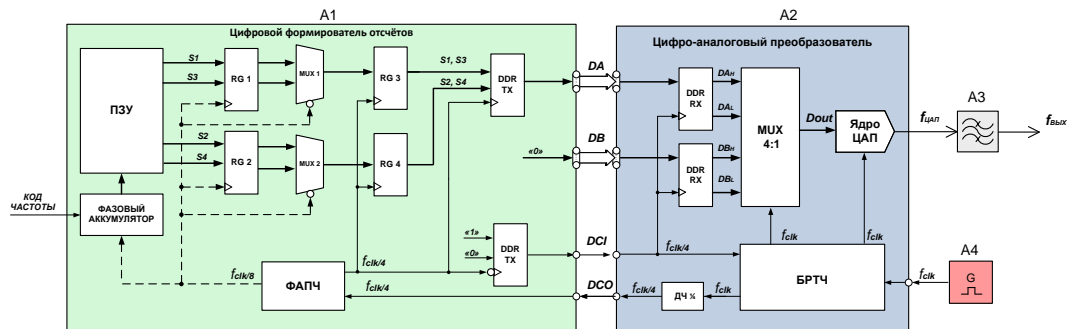


Рис. 2 – Структурная схема синтезатора на основе радиочастотного ЦАП с удвоенной скоростью передачи данных

DDR приемник ЦАП (DDR RX) фиксирует данные по переднему (DA<sub>H</sub>, DB<sub>H</sub>) и по заднему (DA<sub>L</sub>, DB<sub>L</sub>) фронтам сигнала DCI с частотой  $f_{clk}/4$ . Мультиплексор MUX, чередует отсчёты, обеспечивая обновления данных D<sub>OUT</sub> с частотой  $f_{clk}$ .

Временная диаграмма управляющих сигналов при работе ЦАП приведена на рис.3.

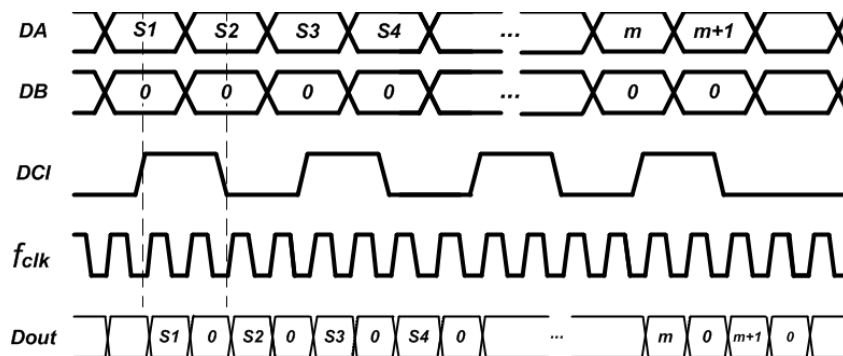


Рис.3 – Временная диаграмма управляющих сигналов при работе ЦАП с удвоенной скоростью передачи данных в режиме с возвратом к нулю

Таким образом, происходит дублирование данных, что позволяет передавать данные только по одному из каналов, снизив требования к производительности цифрового формирователя отсчётов в два раза. Реализация предложенного режима работы позволит увеличить амплитуду образов основной частоты, вследствие чего отпадает необходимость применения многокаскадных усилителей на выходе ЦАП.

### Литература

1. 14-Bit, 2.5 GSPS, RF Digital-to-Analog Converter AD9739 [Электронный ресурс]: сайт компании Analog Devices, Inc., 2023. URL: <https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/ad9739.pdf> (Дата доступа 03.01.2023).
2. EV12DS130AG EV12DS130BG Low Power 12-bit 3 Gbps Digital to Analog Converter with 4/2:1 Multiplexer Datasheet DS1080 [Электронный ресурс]: сайт компании Teledyne e2v Semiconductors SAS. URL: <https://www.e2v.com/resources/account/download-datasheet/2401> (Дата доступа 04.11.2022).
3. LTC2000A 16-/14-/11-Bit 2.7 Gbps DACs [Электронный ресурс]: сайт компании Analog Devices, Inc., 2022. URL: <https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/2000afb.pdf> (Дата доступа 04.11.2022).
4. Jaecheol Y. A Return-to-zero DAC with Tri-state Switching Scheme for Multiple Nyquist Operations / Jaecheol Y., Yun-Hwan J., Taegeun Y. // Journal of semiconductor technology and science, Vol.17, NO.3, June, 2017
5. Храмов К.К., Ромашов В.В. Сравнительный анализ режимов работы быстродействующих ЦАП / Радиотехнические и телекоммуникационные системы. 2018, №4. С. 44 – 54.



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

### Алгоритм обеспечения требуемой надежности радиоканала бортового комплекса средств связи

Современные бортовые комплексы средств связи (БКСС) характеризуются сложностью схемотехнических решений, наличием разнообразных радиоэлектронных модулей и блоков, внедрением цифровых методов модуляции и современных сигнально-кодовых конструкций. Надежность радиоканала (РК) БКСС характеризует способность БКСС обеспечивать передачу информации (сообщений) с сохранением требуемых показателей в заданных пределах в течение заданной наработки на отказ [1, 2].

С целью обеспечения требуемой надежности элементов (узлов, модулей и блоков) РК БКСС следует использовать следующую последовательность операций.

1. Первая операция включает определение минимально допустимых значений коэффициента готовности  $K_{\Gamma}^{\min}$  или максимально допустимых значений коэффициента простоя  $K_{\Pi}^{\max}$

$$K_{\Pi}^{\max} = 1 - K_{\Gamma}^{\min} . \quad (1)$$

2. Целью второй операцией является определение допустимой (минимально допустимой) вероятности безотказной работы  $P_{БР}^{\min}(t_C)$  в течение некоторого времени  $t_C$ .

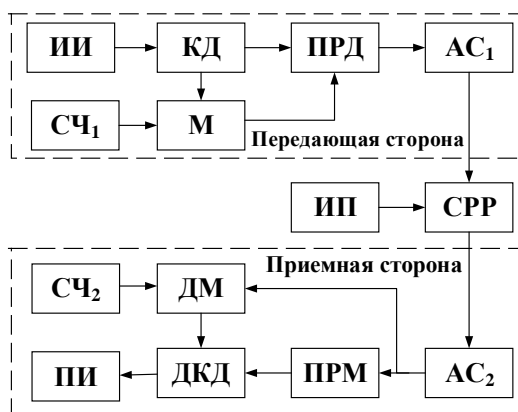
3. Третья операция включает в себя обоснование минимально допустимого значения среднего времени наработки на отказ  $T_{НО}^{\min}$  и максимально допустимого значения времени восстановления  $T_{В}^{\max}$ .

4. Четвертая операция подразумевает необходимость определения минимально допустимого значения коэффициента оперативной готовности  $K_{ОГ}^{\min}$ . При выполнении условий – 1) распределение времени безотказной работы экспоненциальное (интенсивность отказов постоянная); 2) вероятность безотказной работы объекта на интервале времени  $t_{ОГ}$  не зависит от момента начала работы ( $p(t_{ОГ}) = const$ ) – можно найти коэффициент оперативной готовности

$$K_{ОГ} = K_{\Gamma} \cdot p(t_{ОГ}) \geq K_{ОГ}^{\min} , \quad (2)$$

где  $p(t_{ОГ})$  – вероятность того, что в момент времени  $t$  устройство будет работоспособно [2].

На рисунке 1 показана структурная схема РК БКСС для анализа надежности [3].



**Рис. 1.** Структурная схема радиоканала БКСС

На рисунке 1 обозначено: СЧ<sub>1</sub>, СЧ<sub>2</sub> – синтезатор частоты; ИИ – источник информации; М – модулятор; АС<sub>1</sub>, АС<sub>2</sub> – антенная система; СРР – среда распространения радиосигнала; ИП

– источник помех; ДМ – демодулятор; ПИ – получатель информации; ПРД – передатчик; ПРМ – приемное устройство; КД – кодер; ДКД – декодирующее устройство (декодер).

Принято описывать каналы связи следующими основными характеристиками: 1) типы каналов; 2) методы разделения каналов; 3) методы коммутации каналов; 4) методы управления каналами [4]. Для описания параметров среды (СРР) целесообразно использовать показатель анизотропии РК – вероятность установления соединения  $P(d, f, C)$  в направлении передачи данных  $d$  на частоте  $f$  при заданной скорости  $C$ . Воздействие преднамеренных помех на РК можно учитывать количеством пораженных (непригодных) для каждого направления передачи частот  $N_{\text{пор}}(d)$ .

Надежность РК БКСС зависит от состояния среды передачи информации и от отказов элементов технических средств, блоков, модулей и устройств, входящих в состав БКСС. Обеспечение требуемой надежности РК БКСС необходимо осуществлять в несколько этапов. На первом этапе определяется структурная схема РК БКСС без резервирования. В соответствии с (1) в зависимости от сформированных требований по надежности можно установить перечень рассчитываемых показателей надежности радиоканала

$$K_{\Pi} = \sum_{i=1}^N K_{\Pi i}, \quad (3)$$

где  $K_{\Pi i}$  – коэффициенты простоя  $i$ -го элемента РК БКСС;  $N$  – количество элементов.

Запишем выражение (3) в расширенном виде в соответствии с рис. 1

$$K_{\Pi} = K_{\Pi \text{ИИ}} + K_{\Pi \text{СЧ}_1} + K_{\Pi \text{КД}} + K_{\Pi \text{М}} + K_{\Pi \text{ПРД}} + K_{\Pi \text{АС}_1} + K_{\Pi \text{СРР}} + \\ + K_{\Pi \text{ИП}} + K_{\Pi \text{АС}_2} + K_{\Pi \text{ПРМ}} + K_{\Pi \text{ДКД}} + K_{\Pi \text{СЧ}_2} + K_{\Pi \text{ДМ}} + K_{\Pi \text{ПИ}}. \quad (4)$$

На основании структурной схемы РК БКСС (рис. 1) можно определить

$$P_{\text{БР}}(t_c) = \prod_{i=1}^N P_{\text{БР}i}(t_c), \quad (5)$$

где  $P_{\text{БР}i}(t_c)$  – вероятность безотказной работы  $i$ -го элемента РК.

Выражение (5) с учетом возможной организации радиоэлектронного подавления

$$P_{\text{БР}}(t_c) = P_{\text{БРИИ}}(t_c) \cdot P_{\text{БРСЧ}_1}(t_c) \cdot P_{\text{БРКД}}(t_c) \cdot P_{\text{БРМ}}(t_c) \cdot P_{\text{БРПРД}}(t_c) \cdot P_{\text{БРАС}_1}(t_c) \cdot P_{\text{БРСРР}}(t_c) \times \\ \times P_{\text{БРИП}}(t_c) \cdot P_{\text{БРАС}_2}(t_c) \cdot P_{\text{БРПРМ}}(t_c) \cdot P_{\text{БРДКД}}(t_c) \cdot P_{\text{БРДМ}}(t_c) \cdot P_{\text{БРСЧ}_2}(t_c) \cdot P_{\text{БРПИ}}(t_c). \quad (6)$$

В зависимости от требований по надежности элементов РК, определяем

$$T_{\text{НО}} = \left[ \sum_{i=1}^N \frac{1}{T_{\text{НО}i}} \right]^{-1}, \quad (7)$$

где  $T_{\text{НО}i}$  – наработка на отказ  $i$ -го элемента РК. Запишем выражение (7) в соответствии с рис. 1

$$\sum_{i=1}^N \frac{1}{T_{\text{НО}i}} = \frac{1}{T_{\text{НОИИ}}} + \frac{1}{T_{\text{НОСЧ}_1}} + \frac{1}{T_{\text{НОКД}}} + \frac{1}{T_{\text{НОМ}}} + \frac{1}{T_{\text{НОПРД}}} + \frac{1}{T_{\text{НОАС}_1}} + \frac{1}{T_{\text{НОСРР}}} + \\ + \frac{1}{T_{\text{НОИП}}} + \frac{1}{T_{\text{НОАС}_2}} + \frac{1}{T_{\text{НОПРМ}}} + \frac{1}{T_{\text{НОДКД}}} + \frac{1}{T_{\text{НОДМ}}} + \frac{1}{T_{\text{НОСЧ}_2}} + \frac{1}{T_{\text{НОПИ}}}. \quad (8)$$

С учетом выражений (4), (7) и (8), можно записать

$$K_{\Pi} = \sum_{i=1}^N \frac{T_{\text{В}i}}{T_{\text{НО}i} + T_{\text{В}i}} = \frac{T_{\text{ВИИ}}}{T_{\text{НОИИ}} + T_{\text{ВИИ}}} + \frac{T_{\text{ВСЧ}_1}}{T_{\text{НОСЧ}_1} + T_{\text{ВСЧ}_1}} + \frac{T_{\text{ВКД}}}{T_{\text{НОКД}} + T_{\text{ВКД}}} + \frac{T_{\text{ВМ}}}{T_{\text{НОМ}} + T_{\text{ВМ}}} + \\ + \frac{T_{\text{ВПРД}}}{T_{\text{НОПРД}} + T_{\text{ВПРД}}} + \frac{T_{\text{ВАС}_1}}{T_{\text{НОАС}_1} + T_{\text{ВАС}_1}} + \frac{T_{\text{ВСРР}}}{T_{\text{НОСРР}} + T_{\text{ВСРР}}} + \dots + \frac{T_{\text{ВПИ}}}{T_{\text{НОПИ}} + T_{\text{ВПИ}}}. \quad (9)$$

Структурная схема радиоканала БКСС (рис. 1) представляет собой систему без резервирования элементов [3]. Вычисленные показатели надежности с помощью выражений (4), (6),

(7), (8) и (9) сравниваются с требованиями по надежности, обоснованными и сформированными в течение четырех операций по (1), (2). Надежность радиосвязи в диапазонах 160 МГц, 460 МГц (стандарт TETRA) и 900 МГц (стандарт GSM-R) должна быть не ниже 95 % (0,95) [5].

Опыт технического обслуживания и эксплуатации авиационных средств связи, БКСС позволяет сделать однозначный вывод о том, что требования по надежности во многих случаях невозможно удовлетворить при построении (проектировании) систем без резервирования элементов (узлов, модулей, блоков, устройств). Обобщенный алгоритм обеспечения заданной надежности РК БКСС представлен на рисунке 2.

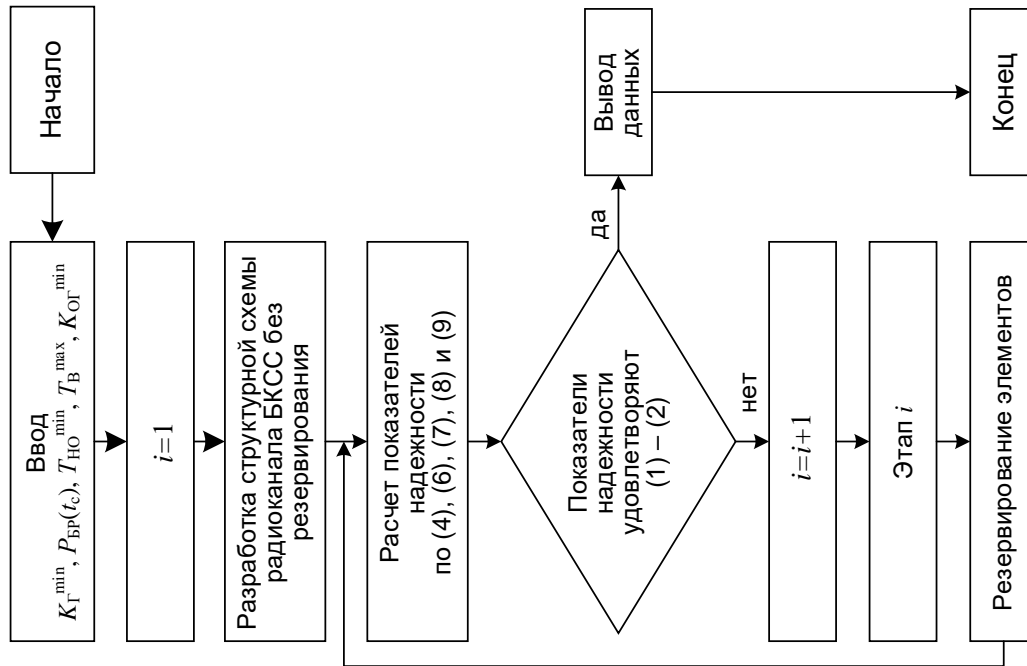


Рис. 2. Алгоритм обеспечения требуемой надежности радиоканала БКСС

Резервирование элементов структурной схемы РК БКСС необходимо осуществлять для обеспечения заданных показателей надежности РК – коэффициента простоя, вероятности безотказной работы, среднего времени наработки на отказ. Структурная схема радиоканала БКСС, с помощью которой обеспечиваются заданные показатели надежности, будет определять окончательный вариант построения радиоканала БКСС. Следует учитывать затраты на резервирование элементов структурной схемы РК, энергопотребление, а также массогабаритные и стоимостные ограничения.

### Литература:

1. Бортовые радиоэлектронные системы. Основы построения: учебное пособие / А.В. Леньшин, Н.М. Тихомиров, С.А. Попов; под ред. А.В. Леньшина. – 2 изд., перераб. и доп. – Воронеж: «Научная книга», 2021. – 486 с.
2. Тимошенко С.П., Симонов Б.М., Горошко В.Н. Основы теории надежности: учебник и практикум для вузов. – М.: Юрайт, 2022. – 445 с.
3. Борисов В.И. Помехозащищенность систем радиосвязи: основы теории и принципы реализации. – М. Наука, 2009. – 358 с.
4. Галкин В.А. Цифровая мобильная радиосвязь. Учебное пособие для вузов. – 3-е изд., перераб. и доп. – М.: Горячая линия–Телеком, 2022. – 518 с.
5. Нормативные значения коэффициентов готовности элементов сети. – URL: [https://studexpo.net/744479/radioelektronika/normativnye\\_znacheniya\\_koeffitsientov\\_gotovnosti\\_elementov\\_seti](https://studexpo.net/744479/radioelektronika/normativnye_znacheniya_koeffitsientov_gotovnosti_elementov_seti).

Костров В.В.

*Муромский институт (филиал) федерального государственного образовательного учреждения высшего образования «Владимирский государственный университет имени Александра Григорьевича и Николая Григорьевича Столетовых»  
602264, г. Муром, Владимирская обл., ул. Орловская, 23  
E-mail: vvk\_2004@rambler.ru*

### **Оценочно-компенсационный алгоритм поиска объектов на фоне нестационарного фона**

При организации автоматического поиска объектов на изображениях, получаемых от оптико-электронных систем (ОЭС) инфракрасного диапазона, одной из основных проблем является наличие нестационарного фона [1]. В случае наблюдения воздушного пространства таким фоном становится излучающая атмосфера, содержащая различные облачные и другие метеообразования. Матричные фотоприемные устройства позволяют получить развертку изображения, аналогичную телевизионному, причем растр, как правило, имеет прямоугольную конфигурацию, а сигнал представляется в виде набора строк. Такой сигнал обрабатывается в специальном видеопроцессоре, причем организация процедур обработки может ограничиваться в простейшем случае пределами одной строки, в более сложных случаях – охватывать несколько строк и, наконец, наиболее полную информацию можно получить обработкой нескольких кадров. В рамках данной работы для компенсации фона используется информация в пределах одного кадра.

Цель доклада – рассмотреть с общих позиций оценочно-компенсационного приема принципы и алгоритмы компенсации фона в нестационарных условиях.

Наблюдаемый процесс на входе устройства обработки сигналов ОЭС может быть представлен в традиционном виде [2, 3]

$$U_{ij}^{(k)} = \theta S_{ij} + V_{ij} + \xi_{ij},$$

где  $\theta$  – индикатор наличия или отсутствия сигнала,  $\theta = 0$  в случае отсутствия сигнала или  $\theta = 1$  при его наличии;  $S_{ij}$  – полезный сигнал;  $V_{ij}$  – коррелированная помеха, аппроксимирующая атмосферный фон (АФ);  $\xi_{ij}$  – широкополосный шум, аппроксимирующий некоррелированную составляющую наблюдаемого сигнала (шум усилителей сигналов и матричного приемника изображений);  $i$  – индекс времени по строке,  $i = 0, 1, 2, \dots, W$ ;  $j$  – номер строки,  $j = 0, 1, 2, \dots, H$ ;  $W \times H$  – размер изображения по ширине и высоте;  $k$  – номер кадра.

Информация об образе объекта ограничена и имеет существенную априорную неопределенность, начиная от пространственного положения объекта и заканчивая конфигурацией его отметки. Яркость объекта (уровень принимаемого сигнала) носит случайный характер. К известным характеристикам объекта можно отнести меньший размер по сравнению с размерами излучающих атмосферных неоднородностей, более интенсивное излучение по сравнению с АФ, поскольку искомый аэродинамический объект всегда имеет более высокую температуру, обусловленную горением топлива. Кроме того, можно отметить, что изображение точки является в общем случае размытым и вокруг точки наблюдается некоторое довольно быстрое снижение яркости. Если сравнивать системы видимого диапазона и ИК диапазона, то можно отметить, что резкость изображения с увеличением длины волны падает, и изображение точки растекается по соседним пикселям.

Такая постановка задачи наиболее полно отвечает использованию широкоугольных ОЭС. На больших расстояниях и широких углах обзора по азимутальной и угломестной координате при размерах объектов до 5...10 м относительное изображение объекта на изображении вырождается в точку. Атмосферный фон в таких условиях представляет собой нестационарный процесс, который может иметь большие перепады яркости, например при переходе линии горизонта. Вместе с тем, АФ имеет достаточно сильную корреляцию, зависящую от структуры облачных образований, что может быть использовано для фильтрации и компенсации АФ.

Перед устройствами обработки изображений (УОИ) стоят задачи обработки случайных сигналов в условиях априорной неопределенности и атмосферного фона, среди которых на первом плане стоит задача обнаружения сигналов. Данная задача является бинарной, в процессе решения которой УОИ должно произвести выбор между двумя гипотезами: 1) присутствует только аддитивная смесь шума электронных устройств ОЭС и атмосферного фона, 2) присутствует аддитивная смесь сигнала объекта, шума электронных устройств ОЭС и АФ.

Обобщенная структура ОЭС с компенсатором помех представлена на рис. 1. В типовой схеме (показана пунктиром) после оцифровки видеосигнал поступает на блок цифровой обработки видеопроцессора, где осуществляется повышение контраста, определение границ, сглаживание шума, коррекция битых пикселей и др. обработка для улучшения визуальных свойств изображений.

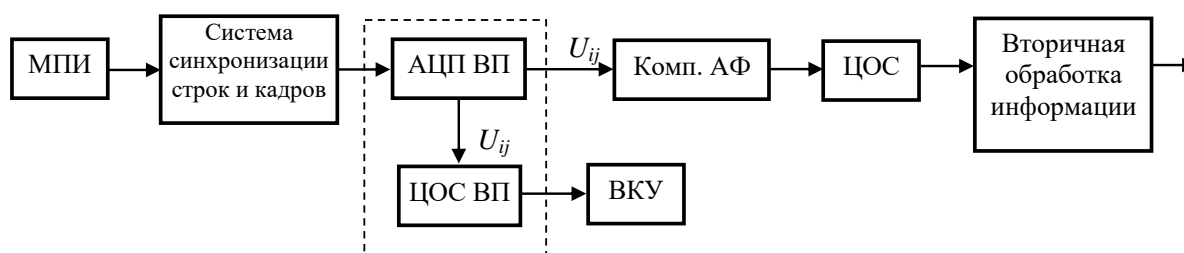


Рис. 1 – Обобщенная структура ОЭС с компенсатором помех

МПИ – матричный приемник изображений; АЦП ВП – аналого-цифровой преобразователь видеопроцессора; ЦОС – цифровая обработка сигналов; ЦОС ВП – цифровая обработка сигналов видеопроцессора; Комп. АФ – компенсатор атмосферного фона; ВКУ – видеоконтрольное устройство

В ЦОС после компенсации АФ проводится анализ изображения и принимается решение об обнаружении объектов, т.е. по существу производится переход к бинаризованным изображениям, содержащим только полезную информацию. На основании полученных изображений оцениваются координаты и размеры объекта, которые после вторичной обработки информации передаются дальше к исполнительным устройствам.

В автоматизированной системе обработки сигналов ОЭС центральное место занимает компенсатор атмосферного фона, структура которого приведена на рис. 2. Основой синтеза квазиоптимальных алгоритмов является устройство оценивания АФ. Способ получения оценки

$\hat{V}_{0(ij)-1}$  зависит от формы области  $G_{i,j}^{k-1}$ , которая используется для ее построения.

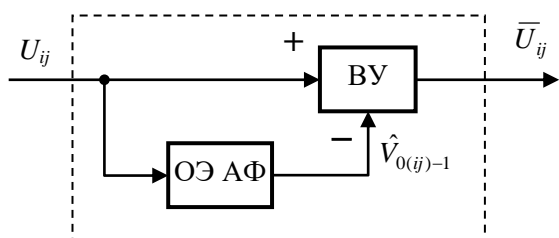


Рис. 2 – Структура компенсатора АФ:  
ОЭ АФ – оптимальный (квазиоптимальный) экстраполятор атмосферного фона

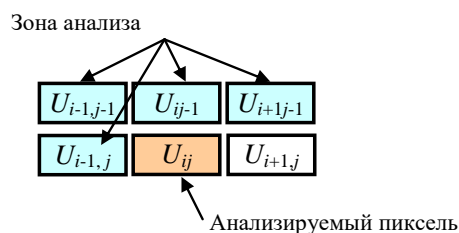


Рис. 3 – Возможная зона анализа и оценивания нестационарного фона

Одним из самых простых методов подавления коррелированных помех является череспериодная компенсация. В качестве оценки помехи используется ее предшествующее значение, что соответствует полной априорной неопределенности. Этот метод широко используется в радиолокационных системах селекции движущихся целей. Для компенсации пассивной помех из текущего значения наблюдаемого процесса вычитается его предыдущее. Результат компенсации при построчном методе будет записан следующим образом:

$\bar{U}_{ij} = U_{ij} - U_{i-1,j}$ , поэтому применительно к ОЭС данный подход целесообразно называть череспиксельной компенсацией.

В качестве области  $G_{i,j}^{k-1}$  оценивания нестационарного фона могут быть использованы более сложные конструкции, которые учитывают корреляционные связи между строками (по столбцам матричного представления пикселей). Пример такой области приведен на рис. 3. Для этой зоны область, по которой оценивается помеха, состоит из отсчетов  $U_{i-1,j-1}, U_{i,j-1}, U_{i+1,j-1}, U_{i-1,j}$ . Здесь 2 отсчета  $U_{i,j-1}, U_{i-1,j}$  учитывают корреляционные связи анализируемого пикселя по столбцу и строке и 2 отсчета  $U_{i-1,j-1}, U_{i+1,j-1}$  – диагональные корреляционные связи. Заметим, что эти отсчеты получены до приема текущего пикселя  $U_{ij}$ , поэтому они могут использоваться (также как при череспиксельной компенсации) для обработки в реальном времени. Оценка прогноза яркости АФ для компенсации в этом случае имеет вид

$$\hat{V}_{0(ij)-1} = \frac{1}{4} \left( U_{i-1,j} + \sum_{k=1}^{k-1} U_{i+k,j-1} \right).$$

На рис. 4 приведены результаты моделирования фоно-целевой обстановки и работы схемы череспиксельной компенсации. На рис. 4а представлены идеализированные цели, к которым подмешивался шум и нестационарный фон (рис. 4б). Рис. 4в соответствует сигналам после череспиксельной компенсации. Данное изображение показывает, что нестационарный фон скомпенсирован, присутствуют остаточные шумы устройства. Детальный анализ строк с объектами свидетельствует о том, что сигналы от объектов являются дифференцированными, двухполярными, средний уровень этих двухполярных сигналов и определяет общий серый фон. Кроме того, переходной процесс такого фильтра визуально приводит к появлению «тени». Тем не менее, автоматическое обнаружение с использованием адаптивного порога [4] дает устойчивое обнаружение объекта (рис. 4г). По форме полученные отметки легко ассоциируются с исходными изображениями рис. 4а. Дополнительная декорреляция сигналов по столбцам ухудшает визуальное восприятие объектов на изображении (рис. 4д), при этом начинает проявляться корреляционная связь по диагональным направлениям в виде характерной текстуры. Однако эта текстура не нарушает работу автоматического обнаружителя, результаты работы которого в виде бинарного изображения приведены на рис. 4е. Следует заметить, что объекты наблюдения превратились в компактные многоточечные цели, анализ и идентификацию которых необходимо производить на этапе вторичной обработки информации.

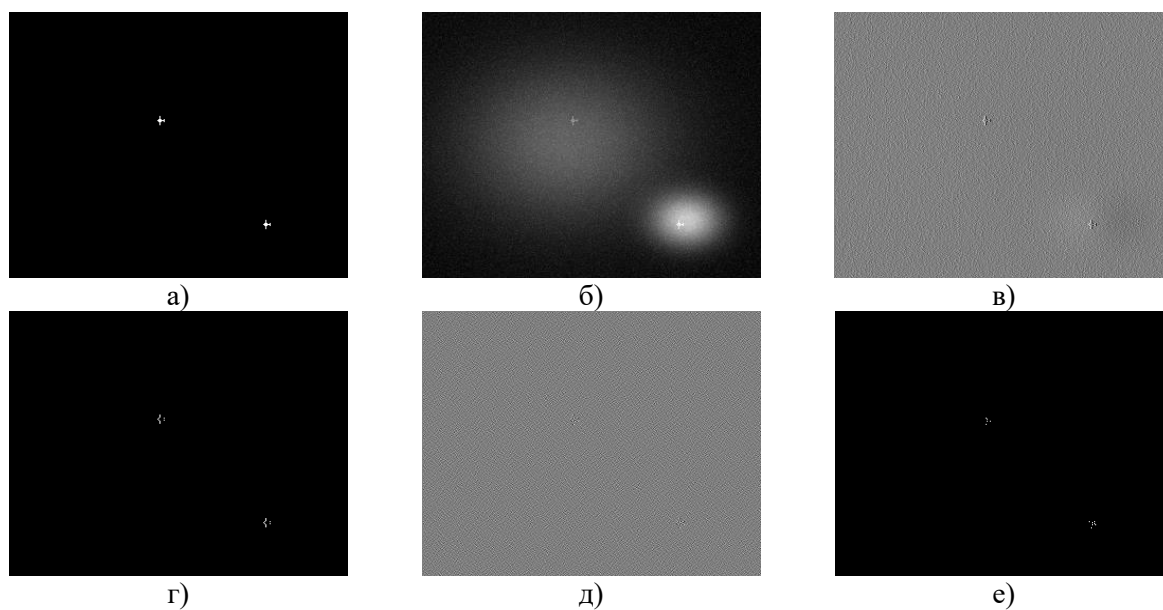


Рис.4 – Череспиксельная компенсация АФ при отношении сигнал-шум 10 дБ

В той же фоно-целевой обстановке производилась обработка с использованием четырехточечного каузального фильтра (рис. 3) оценивания нестационарного фона. На рис. 5а представлено изображение на выходе этого пространственного фильтра. По сравнению с рис. 4в и рис. 4д полученное изображение дает более четкие контуры объектов, которые еще более проявляются, если использовать модуль результата фильтрации (рис. 5б). Бинарное изображение результатов обнаружения (рис. 5в) дает более близкое к оригиналам отображение наблюдаемых объектов по сравнению с рис. 4е.

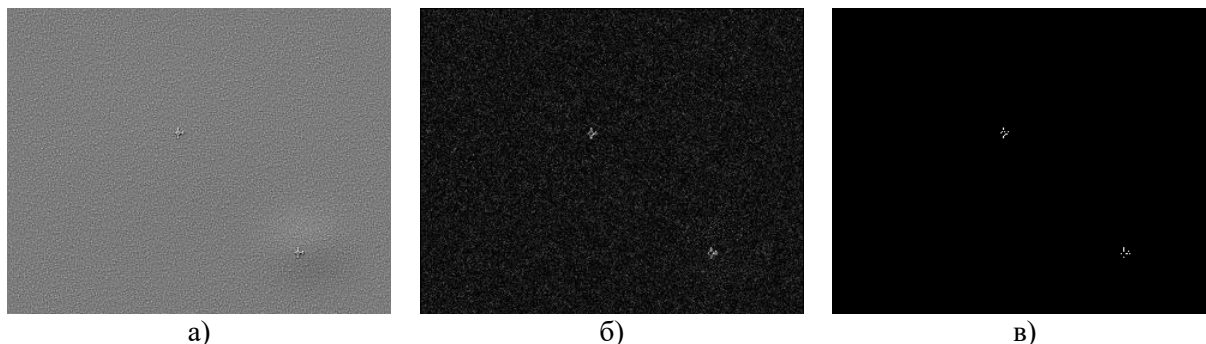


Рис. 5 – Результаты каузальной фильтрации нестационарного фона и обнаружения объектов

Следует отметить и дальнейшее развитие рассмотренного подхода к обнаружению объектов. Расширение видов каузальной фильтрации можно достичь путем изменения глубины анализа пространственного фильтра. Это можно сделать как за счет фильтрации дополнительных строк, так и за счет увеличения числа анализируемых предшествующих столбцов. Увеличение объема выборки дает, с одной стороны, увеличение точности экстраполяционной оценки фона, но, с другой стороны, усиление влияния нестационарности. Поэтому при выборе размерности пространственного фильтра необходим компромисс.

Очевидно, что для повышения качества обработки необходимо учитывать масштаб объекта на изображении, его ориентацию, а также геометрические параметры съемки (ракурс, угол визирования, разрешающую способность и т.п.). Эта стадия нормализации изображений также потребует дополнительных вычислительных затрат, причем результаты оптимизации времени вычислений будут зависеть от применяемого алгоритмического, программного и аппаратного обеспечения.

### Литература

1. Катулев А.Н., Храмичев А.А., Ягольников С.В. Цифровая обработка 2D слабоконтрастных изображений, формируемых оптико-электронным прибором в сложных фоновых условиях. Обнаружение, распознавание, сопровождение динамических объектов. Монография. – М.: Радиотехника, 2018.
2. Сосулин Ю.Г., Костров В.В., Паршин Ю.Н. Оценочно-корреляционная обработка сигналов и компенсация помех. – М.: Радиотехника, 2014.
3. Костров В.В. Компенсация помех в радиотехнических системах: оценочно-корреляционный подход // Радиотехнические и телекоммуникационные системы. 2014. Вып.1. С. 21-34.
4. Костров В.В., Ракитин А.В. Корреляционно-экстремальный алгоритм поиска объектов со стабилизацией вероятности ложной тревоги // Наука и образование в развитии промышленной, социальной и экономической сфер регионов России: XIV Всероссийские научные Зворыкинские чтения / Сборник тезисов докладов всероссийской научной конференции (4 февраля 2022 г., Муром). – Муром, ИПЦ МИ ВлГУ. – С.206-208.

Кузнецов Д.В., Матюков М.А., Федосеева Е.В.  
 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: dimakuznecov307@gmail.com

### Анализ влияния технологических допусков на параметры полоскового СВЧ полосопропускающего фильтра

Современные СВЧ радиотехнические устройства часто реализуются в микрополосковом варианте при решении задачи их миниатюризации, поэтому в проектировании таких устройств важное значение приобретает моделирование их характеристик с учетом сложным граничных условий в малых объемах [1, 2]. Для выполнения моделирования полосковых СВЧ устройств широко применяется программа Microwave, позволяющая выполнить моделирование характеристик устройства как во временной, так и в частотной области.

В данной работе рассматривается задача оценки влияния величин технологических допусков на точность выполнения топологии СВЧ устройства на его частотные параметры. Рассмотрен вариант полоскового СВЧ полосопропускающего фильтра, состоящего из параллельных резонаторов и четвертьволновых соединительных линий [1,2]. По заданным параметрам: полосе пропускания 9 - 11 ГГц, полосе заграждения 8,5 - 12,5 ГГц, выполнен расчет геометрических размеров семизвенного фильтра (рис.1). Построена модель в программе Microwave и получены частотные зависимости S параметров (рис.2).

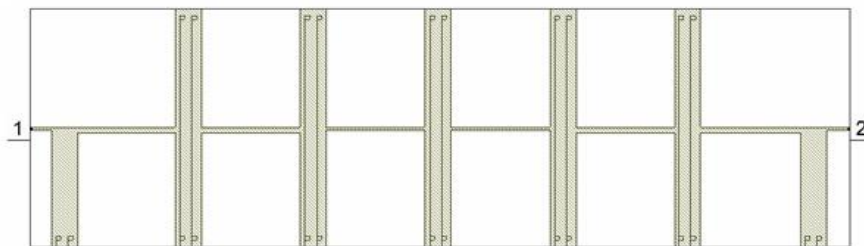


Рис.1 Модель полоскового СВЧ ППФ

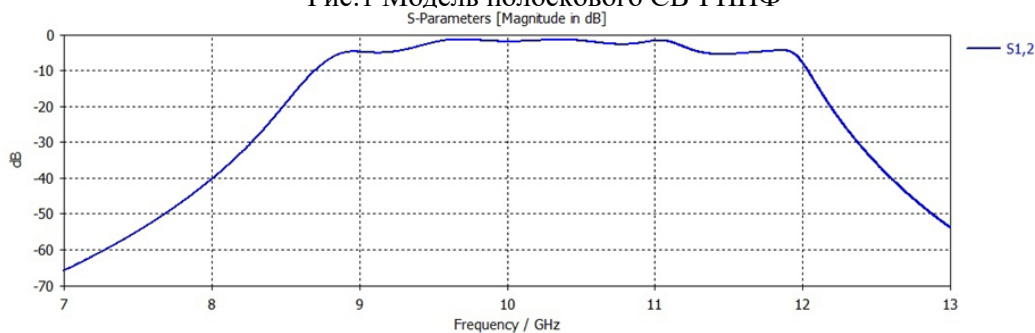


Рис. 2 Частотная зависимость коэффициента пропускания полоскового СВЧ ППФ

Для оценки влияния неточности выполнения топологии, обусловленной технологическими допусками были рассмотрены следующие варианты отклонения размеров элементов фильтра:

- изменение длины резонаторов на 0,05 мм и 0,1 мм;
- изменение ширины резонаторов на 0,05 мм и 0,1 мм.

Результаты моделирования фильтра в внесенными изменениями по размерам показали, что изменение ширины резонаторов к изменению ширины полосы пропускания, а изменение длины резонаторов - к смещению полосы пропускания и изменению ее ширины. Так увеличение длины резонаторов на 0,05 мм приводит к сдвигу полосы пропускания в область низких частот на 80 МГц и уменьшению полосы пропускания на 5%. Увеличение ширины резонаторов на 0,05 мм приводит к несимметричному уменьшению полосы пропускания на в основном 3 % со стороны высоких частот.

Таким образом полученные результаты показали необходимость учета влияния технологических допусков на исполнение топологии полосковых СВЧ фильтров на их частотные характеристики.

#### Литература

1. Матей Д. Л., Янг Л., Джонс Е. М. Т. «Фильтры СВЧ, согласующие цепи и цепи связи». Том 1. - М., Связь, 1972. – 223 с.
2. Роудз Дж. Д. «Теория электрических фильтров», - М.: Советское радио, 1980. - 128 с



Матюков М.А., Федосеева Е.В.

*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: elenafedoseeva@yandex.ru*

### Моделирование трехдиапазонного модового разделителя СВЧ радиометрической системы

Особенностью СВЧ радиометрических систем является шумовой характер входного сигнала, по усредненному уровню мощности которого решается задача оценки параметров зондируемой среды [1].

Для решения задач многочастотного зондирования с уменьшением влияния фоновых шумов на результаты измерений была предложена СВЧ радиометрическая система с формированием на выходе антенны на высшей моде круглого волновода  $E_{01}$  дополнительного сигнала пропорционального помеховой составляющей основного входного сигнала с выполнением ее компенсации при окончательной обработке [2, 3].

Для более точной оценки параметров модового разделителя антенны СВЧ радиометрической системы было выполнено его электродинамическое моделирование при условии, что входной сигнал - белый шум с центральной частотой выделенной полосы частот, совпадающей с центральной частотой рабочего диапазона каждой секции трехдиапазонной СВЧ радиометрической системы.

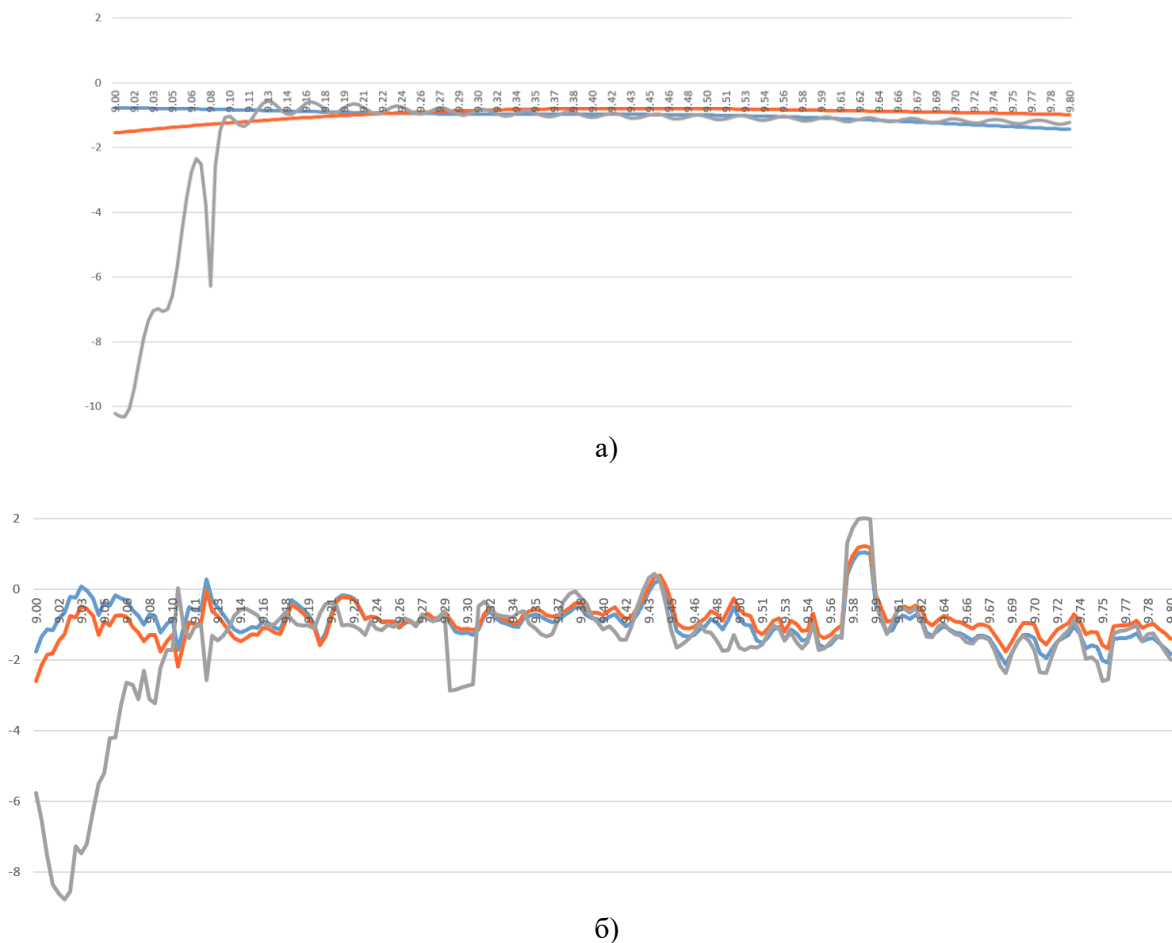


Рисунок 1 - Результаты моделирования частотных зависимостей коэффициентов передачи средней части модового разделителя СВЧ радиометрической системы

Были получены временные зависимости выходных сигналов и частотные зависимости коэффициентов передачи трех секций модового разделителя для трех первых мод.

На рисунке приведены результаты моделирования для средней секции модового разделителя с центральной частотой рабочего диапазона 9,375 ГГц частотных зависимостей коэффициентов передачи для трех мод круглого волновода для гармонического (а) и шумового (б) входного сигналов.

Выполненное моделирование показало сохранение средних зависимостей параметров модового разделителя для случая гармонического и шумового характера входных сигналов.

Исследование выполнено за счет гранта Российского научного фонда № 21-19-00378, <https://rscf.ru/project/21-19-00378/>

### Литература

1. Есепкина Н.А., Корольков Д.В., Парийский Ю.Н. Радиотелескопы и радиометры - М.:Наука, 1973 - 419с.
2. Фалин В.В. Радиометрические системы СВЧ - М:Луч, 1997 - 440 с.
3. Федосеева Е.В., Щукин Г.Г., Ростокин И.Н., Ростокина Е.А. Компенсация помех в работе СВЧ радиометрических систем // Радиотехнические и телекоммуникационные системы. – 2014. – №1. – С.50 – 62.

Орлов П.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: orlovpavel.1989@mail.ru*

### **Современные отечественные решения в области проведения антенных измерений**

Современные антенные системы военного и гражданского назначения, работающие в различных диапазонах волн, должны отвечать достаточно разнообразным требованиям. На всех этапах их жизненного цикла, начиная с проектирования и заканчивая эксплуатацией и обслуживанием, параметры антенных систем и их составных частей необходимо контролировать.

В настоящее время в России существуют достаточно крупные комплексы для измерения параметров антенн и прочих измерений в области распространения радиоволн, например, представленные следующими организациями - компанией «Трим», компанией «Радиолайн», «НТЦ «Сирин». Также присутствуют компании, отдельно занимающиеся поставкой необходимого измерительного оборудования, измерительных антенн, устройств позиционирования, сооружением безэховых камер и изготовлением материалов для них («Электронприбор», «Западприбор», «2Test», «АнтЭМС Групп», «Rohde & Schwarz», «Tesart» и др.)

Современными комплексами реализуются различные методы измерений антенн: метод дальней зоны, коллиматорный метод и метод ближней зоны.

Каждый метод имеет свои достоинства и недостатки, и его выбор зависит от специфических особенностей проверяемых изделий и от предъявляемых к ним требований [1].

Основные функциональные возможности, реализуемые измерительными комплексами:

- измерение амплитудной диаграммы направленности;
- измерение фазовой диаграммы направленности;
- измерение коэффициента усиления;
- измерение коэффициента направленного действия;
- измерение поляризационной характеристики;
- измерение координат фазового центра;
- измерение коэффициента стоячей волны;
- измерение ЭПР объектов;
- измерение поглощающих и отражающих свойств материалов.

Основными элементами, из которых как правило состоит измерительный комплекс, являются:

- измерительное и вспомогательное оборудование (генератор, осциллограф, анализатор спектра, измеритель комплексных коэффициентов передачи и отражений, измеритель мощности, элементы СВЧ тракта и т.п.);
- измерительные антенны;
- позиционеры (опорно-поворотные устройства);
- коллиматоры;
- сканеры;
- безэховые камеры;
- программное обеспечение.

Используемое в измерительных комплексах оборудование достаточно разнообразное, но в своем большинстве иностранного производства, например, компания "Радиолайн" предпочитает использовать векторные анализаторы цепей серии PNA от Keysight Technologies (США). Данный выбор компания объясняет удобством программирования приборов, высокой скоростью потоковой передачи данных на персональный компьютер, широким набором опций и высочайшей точностью. Другие компании предлагают использовать оборудование брендов

Keysight Technologies, Rohde & Schwarz, Anritsu, Fluke Corporation, Tektronix, National Instruments, Планар, Микран.

Вероятно, единственной компанией, которая освоила производство практически всех составных частей из состава комплексов, в том числе радиопоглощающих материалов, измерительного оборудования (генераторов и осциллографов) и антенных систем, является компания «Trim» [2].

На основании вышесказанного можно утверждать, что в настоящее время в России существует достаточно большое количество готовых решений в области проведения измерений параметров антенно-фидерных устройств, удовлетворяющих требованиям заказчиков, однако, следует отметить два важных момента.

Во-первых, в большинстве представленных на рынке решениях используются зарубежные программно-аппаратные средства и материалы, что не соответствует поставленному ещё в 2015 году Правительством Российской Федерации курсу на импортозамещение [3]. Прекращение технической и гарантийной поддержки (одной из причин которого может являться напряженная политическая мировая обстановка), применяемого оборудования может привести к прекращению работоспособности всего измерительного комплекса.

Во-вторых, следует отметить финансовую сторону представленных решений в области антенных измерений. Далеко не всем потребителям требуется проводить высокоточные и комплексные измерения на всех этапах разработки и производства, а их проведение на дорогостоящих измерительных комплексах зачастую является экономически нецелесообразным.

Таким образом, можно сделать вывод, что в настоящий момент явно назрела необходимость разработки собственных решений в области антенных измерений, разработки комплексов, полностью состоящих из отечественного измерительного оборудования, устройств позиционирования, измерительных антенн, применяемых материалов и с использованием собственного программного обеспечения. Всё это в совокупности позволит одновременно создавать как конкурентноспособные высокоточные, так и недорогие, доступные для проведения базовых исследований измерительные комплексы, тем более что все возможности в настоящее время для этого имеются.

### Литература

1. Миляев П.В., Калинин Ю.Н., Савченко Д.И. Современные методы и средства измерения радиотехнических характеристик антенн // Альманах современной метрологии. 2019. №2 (18). С. 133-157.
2. Будаев А.Г. Современные методы измерения характеристик антенн. Практическая реализация планарных измерений в ближней зоне / А.Г. Будаев, А.П. Гринчук, А.В. Громько // Приборостроение - 2017 : материалы 10-й Международной научно-технической конференции, 1-3 ноября 2017 года, Минск, Республика Беларусь / Белорусский национальный технический университет ; редкол.: О.К. Гусев [и др.]. - Минск : БНТУ, 2017. - С. 115-116.
3. Приказ Минпромторга России от 31.03.2015 N 662 (ред. от 17.12.2015) «Об утверждении отраслевого плана мероприятий по импортозамещению в радиоэлектронной промышленности Российской Федерации».

Орлов П.А., Храмов К.К.

*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: orlovpavel.1989@mail.ru*

### **Современные решения в области проведения антенных измерений, представленные в России**

Современные антенные системы двойного и гражданского назначения, работающие в различных диапазонах волн, должны отвечать жестким и разнообразным требованиям. На всех этапах их жизненного цикла, начиная с этапа проектирования и заканчивая эксплуатацией и обслуживанием, параметры антенных систем и их составных частей необходимо контролировать.

В настоящее время в России существуют достаточно крупные комплексы для измерения параметров антенн и прочих измерений в области распространения радиоволн, например, представленные компаниями ООО «НПП «ТРИМ», ООО «Радиолайн», ООО «НТЦ «СИРИН». Также присутствуют организации, занимающиеся поставкой необходимого измерительного оборудования, измерительных антенн, устройств позиционирования, сооружением безэховых камер и изготовлением материалов для них, например: ООО «Электронприбор», интернет-магазин «Западприбор», компания «2TEST», ООО «АнтЭМС Групп», компания «Rohde & Schwarz», ООО «НПК «ТЕСАРТ» и др.

Современными автоматизированными антенными измерительно-вычислительными комплексами (АИВК) реализуются различные методы измерений характеристик антенн во временной и частотной областях: методы дальней, квазидальней и ближней зоны. Каждый метод имеет свои достоинства и недостатки, и его выбор зависит от особенностей проверяемых изделий и от предъявляемых к ним требований [1-2].

Основные функциональные возможности, реализуемые АИВК, сводятся к измерению:

- амплитудной диаграммы направленности;
- фазовой диаграммы направленности;
- коэффициента усиления;
- коэффициента направленного действия;
- поляризационной характеристики;
- координат фазового центра;
- коэффициента стоячей волны;
- ЭПР объектов;
- поглощающих и отражающих свойств материалов.

Основными элементами, из которых состоит измерительный комплекс, являются:

- измерительное и вспомогательное оборудование (генератор, осциллограф, анализатор спектра, измеритель комплексных коэффициентов передачи и отражений, измеритель мощности, элементы СВЧ тракта и т.п.);
- измерительные антенны;
- позиционеры (опорно-поворотные устройства);
- коллиматоры;
- сканеры;
- безэховые камеры;
- программное обеспечение.

Используемое в измерительных комплексах оборудование достаточно разнообразное, но в своем большинстве иностранного производства. Такой выбор компаний-поставщиков объясняется удобством программирования приборов, высокой скоростью потоковой передачи данных на персональный компьютер, широким набором опций и высочайшей точностью. Чаще всего компании предлагают использовать оборудование брендов Keysight Technologies, Rohde & Schwarz, Anritsu, Fluke Corporation, Tektronix, National Instruments, Планар, Микран.

Вероятно, единственной отечественной компанией, которая освоила производство практически всех составных частей АИВК, в том числе радиопоглощающих материалов, измерительного оборудования и антенных систем, является ООО «НПП «ТРИМ» [1-3].

На основании вышесказанного можно утверждать, что в настоящее время в России существует достаточно большое количество готовых решений в области проведения измерений параметров антенно-фидерных устройств, удовлетворяющих требованиям заказчиков. Однако следует отметить две особенности:

- во-первых, в большинстве представленных на рынке решений используются зарубежные программно-аппаратные средства и материалы, что не соответствует поставленному ещё в 2015 году Правительством Российской Федерации курсу на импортозамещение [4]. При этом возможное прекращение технической и гарантийной поддержки применяемого оборудования может привести к прекращению работоспособности всего измерительного комплекса.

- во-вторых, не нужно забывать о финансовой стороне представленных решений в области антенных измерений. Далеко не всем потребителям требуется проводить высокоточные и комплексные измерения на всех этапах разработки и производства, а их проведение на дорогостоящих измерительных комплексах зачастую является экономически нецелесообразным.

Таким образом, можно сделать вывод о том, что в настоящий момент назрела необходимость разработки решений в области антенных измерений, разработки комплексов, состоящих из отечественного измерительного оборудования, устройств позиционирования, измерительных антенн, применяемых материалов и т.д. с использованием собственного программного обеспечения. Всё это в совокупности позволит одновременно создавать как конкурентноспособные высокоточные, так и недорогие, доступные для проведения базовых исследований измерительные комплексы, тем более что все возможности в настоящее время для этого имеются.

В докладе анализируются известные методы и средства в области реализации антенных измерений, их состав, функциональные возможности и особенности. Рассматривается структура и алгоритм построения измерительного комплекса, предназначенного для проведения базовых исследований характеристик антенн.

### Литература

1. Миляев П.В., Калинин Ю.Н., Савченко Д.И. Современные методы и средства измерения радиотехнических характеристик антенн // Альманах современной метрологии. 2019. №2 (18). С. 133-157.

2. Миляев П.В., Калинин Ю.Н. Современные методы и средства измерения радиотехнических характеристик антенн // Метрология в радиоэлектронике: Материалы XI Всероссийской научно-технической конференции. В 2-х томах, Менделеево, Московская обл., 19-21 июня 2018 года / Федеральное государственное унитарное предприятие "Всероссийский научно-исследовательский институт физико-технических и радиотехнических измерений" (ФГУП "ВНИИФТРИ"). Том 1. – Менделеево, Московская обл.: Федеральное государственное унитарное предприятие "Всероссийский научно-исследовательский институт физико-технических и радиотехнических измерений", 2018. – 232 с. – ISBN 978-5-903232-70-3. – EDN XVNSZN. – С. 19-25.

3. Будаё А.Г. Современные методы измерения характеристик антенн. Практическая реализация планарных измерений в ближней зоне / А.Г. Будаё, А.П. Гринчук, А.В. Громько // Приборостроение - 2017: материалы 10-й Международной научно-технической конференции, 1-3 ноября 2017 года, Минск, Республика Беларусь / Белорусский национальный технический университет; редкол.: О.К. Гусев [и др.]. – Минск: БНТУ, 2017. – С. 115-116.

4. Приказ Минпромторга России от 31.03.2015 № 662 (ред. от 17.12.2015) «Об утверждении отраслевого плана мероприятий по импортозамещению в радиоэлектронной промышленности Российской Федерации».

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

### Математические модели шумовых характеристик гибридных цифро-аналоговые форми- рователей сигналов на быстродействующих ЦАП

В современных радиосистемах используются формирователи радиосигналов на основе цифровых вычислительных синтезаторов, у которых пока еще ограничен частотный диапазон. Для его увеличения используют копии спектра основной частоты (образы основной частоты) выходного сигнала быстродействующих цифро-аналоговых преобразователей (ЦАП).

В последнее время уделяется большое внимание применению специальных режимов ЦАП, позволяющих увеличить амплитуду образов основной частоты по сравнению с амплитудой основной частоты в нормальном режиме работы NRZ.

Среди таких режимов выделяют [1]:

1. Режим 2xNRZ — ЦАП работает с удвоенной тактовой частотой.
2. Режим return-to-zero (RZ), в котором уменьшается длительность тактовых импульсов, вследствие чего увеличивается амплитуда образа во второй зоне Найквиста.
3. Режим радиочастоты RF, при котором каждый тактовый импульс режима NRZ представляется двумя разнополярными импульсами длительностью  $\tau = T/2$ . Максимальная амплитуда у образов во второй и третьей зонах Найквиста.
4. Режим RFZ (radio frequency return-to-zero mode), уменьшается длительность разнополярных импульсов режима RF относительно момента  $t = 0$ .
5. Режим, условно названный RFZ2. Длительность разнополярных импульсов, также как в режиме RFZ, составляет  $\tau < T/2$ , однако изменение их длительности осуществляется относительно моментов времени  $t = 0$  и  $t = T/2$ .

6. Режимы RFZ3 и RFZ4, с удвоением биполярных импульсов на выходе быстродействующего цифро-аналогового преобразователя. Они позволяют увеличить амплитуду гармоник образов основной частоты в восьмой и девятой зонах Найквиста до 20 и 15 дБ, соответственно, относительно огибающей спектра основного режима работы NRZ.

Для анализа шумовых характеристик радиоустройств используется спектральная плотность мощности (СПМ) фазовых шумов, представляющая собой отношение мощности шумов на частоте  $F$  одной боковой полосы в полосе частот 1 Гц к мощности сигнала.

В [2,3] предложены модели СПМ фазовых шумов ЦАП в режиме работы NRZ

$$S_{\text{ЦАП}}(F) = K_{\text{ЦАП}}^2 \left( \frac{10^{k_2}}{F^2} + \frac{10^{k_1}}{F} + 10^{k_4} \right) + 10^{k_3} + S_{\text{кв}}, \quad (1)$$

где  $F$  - отстройка от несущей частоты,  $S_{\text{кв}} = 2^{-2N-0.59} \frac{f_{\text{ЦАП}}}{f_{\text{T}}^2}$  - шумы квантования,  $N$  - количество разрядов ЦАП,  $K_{\text{ЦАП}} = f_{\text{ЦАП}}/f_{\text{T}}$  - коэффициент передачи ЦАП.

Коэффициенты  $k_1, k_2, k_3, k_4$  определяют уровень СПМ  $1/F^2$  шума,  $1/F$  шума, естественной шумовой составляющей входных цепей и естественной шумовой составляющей сопротивления нагрузки. Например, для ЦАП AD9164 величины коэффициентов:  $k_1=-8,4, k_2=-5,7, k_3=-17,1, k_4=-15,4$ .

При использовании образов основной частоты в специальных режимах модель отличается коэффициентом  $K_{\text{АЧХ}}(F)$  ЦАП

$$S_{\text{ЦАП,обр}}(F) = S_{\text{ЦАП}}(F)/K_{\text{АЧХ}}^2(F). \quad (2)$$

Для СПМ фазовых шумов ЦАП с учетом шумов генератора опорной частоты  $S_{\text{ГОЧ}}(F)$

$$S_{\text{ЦАП,ГОЧ}}(F) = S_{\text{ГОЧ}}(F)(n^2 + K_{\text{ЦАП}}^2) + S_{\text{ЦАП,обр}}(F), \text{ где } n = \pm 1, \pm 2 \dots \text{ номера образа.} \quad (3)$$

Рассмотрим СПМ фазовых шумов ЦАП на образцах основной частоты для двух режимов NRZ и RF.

Коэффициенты  $K_{\text{АЧХ}}(F)$  для режимов NRZ и RF имеют вид [4]

$$K_{\text{NRZ}}(F) = \frac{\sin(\pi|n + K_{\text{ЦАП}}|)}{\pi|n + K_{\text{ЦАП}}|}$$

$$K_{\text{RF}}(F) = \frac{2(\sin(\pi|n + K_{\text{ЦАП}}|))^2}{\pi|n + K_{\text{ЦАП}}|}$$

На рисунке 2 приведены рассчитанные для двух режимов работы ЦАП СПМ фазовых шумов на образцах основной частоты.

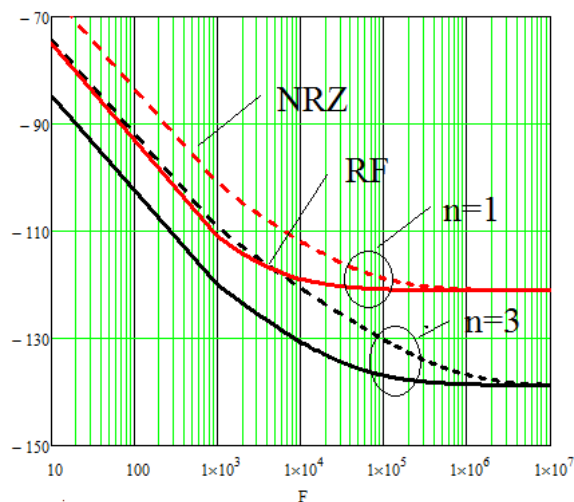


Рисунок 1 СПМ фазовых шумов ЦАП на образцах основной частоты  
 $f_{\text{ЦАП}} = 120$  МГц,  $f_T = 600$  МГц,  
 выходная частота ЦАП при  $n = 1 - 720$  МГц, при  $n = 3 - 1900$  МГц\

Видно, что применение образов ЦАП в режиме RF позволяет уменьшить СПМ фазовых шумов формирователя радиосигналов по сравнению с режимом NRZ до частот отстройки 100 кГц на 10 дБ.

### Литература

1. Ромашов В.В., Храмов К.К., Докторов А.Н., Якименко К.А., Сочнева Н.А. Повышение эффективности использования высших зон Найквиста при прямом цифровом синтезе высокочастотных сигналов // Радиотехника. 2022. Т. 86. № 5. С. 135-144.
2. В.В.Ромашов, Л.В.Ромашова, И.Д.Грошков, Н.А.Сочнева Математические модели шумовых характеристик цифро-аналоговых преобразователей // Радиотехнические и телекоммуникационные системы. 2021, №2. С. 50 – 57.
3. Romashov, V.V., Romashova, L.V., Doktorov, A.N., Yakimenko, K.A., Sochneva, N.A. Mathematical models of noise characteristics of high - speed digital - to -analog converters of radar signal generators // Journal of Physics: Conference Series. Volume 1991. Russian open scientific conference «Modern problems of remote sensing, radar, wave propagation and diffraction» (MPRS-RWPD) 2021 25-27 May 2021. DOI: 10.1088/1742-6596/1991/1/012024.
4. Сочнева Н.А. Исследование коэффициентов передачи фазового шума быстродействующих цифро-аналоговых преобразователей при использовании образов основной частоты // Методы и устройства передачи и обработки информации. 2019, №21. С. 31-37.



Ромашов В.В., Храмов К.К., Якименко К.А., Докторов А.Н., Сочнева Н.А.  
 Муромский институт (филиал) федерального государственного образовательного  
 учреждения высшего образования «Владимирский государственный университет име-  
 ни Александра Григорьевича и Николая Григорьевича Столетовых»  
 602264, г. Муром, Владимирская обл., ул. Орловская, 23  
 e-mail: hramovkk@gmail.com

### Математические модели быстродействующих цифро-аналоговых преобразователей в специальных режимах работы

Достижения в области микроэлектроники позволили существенно увеличить частоту преобразования цифро-аналоговых преобразователей (ЦАП) до 6...12 ГГц и создать высокочастотные (быстродействующие) ЦАП, формирующие аналоговый сигнал непосредственно на несущей частоте в УВЧ диапазоне [1].

Использование быстродействующих ЦАП с разрядностью 12...16 бит позволило разработать широкополосные многоканальные цифровые радиопередающие устройства [2]. В таких устройствах тактовая частота быстродействующих ЦАП задается, как правило, генератором с цифровым управлением и определяется при частотном планировании. Преимуществами такой архитектуры являются ее универсальность, более низкий уровень дискретных составляющих в спектре выходного сигнала, улучшение шумовых характеристик передающего устройства, уменьшение его массы и габаритов, снижение сложности и стоимости изготовления.

Традиционно в ЦАП реализуется интерполяция нулевого порядка, когда сигнал тактируется прямоугольными импульсами с амплитудой  $A_0$  и длительностью  $T$ :

$$h_{\text{NRZ}}(t) = A_0, \quad 0 \leq t \leq T. \quad (1)$$

Такой режим работы ЦАП называют non-return-to-zero (NRZ) или normal mode [3].

Быстродействующие ЦАП позволяют реализовать специальные режимы работы [2–4]. В этих режимах происходит изменение формы огибающей спектра выходного сигнала так, чтобы увеличить амплитуды требуемых образов спектра. В работах [4–7] были исследованы режимы работы RZ, RF, RFZ, RFZ2, которые позволяют увеличить амплитуды образов основной частоты во второй, третьей и четвертой зонах Найквиста. Импульсные отклики в этих режимах описываются выражениями:

$$h_{\text{RZ}}(t) = \begin{cases} A_0, & T/4 \leq t \leq 3T/4, \\ 0, & (t < T/4) \cup (t > 3T/4); \end{cases} \quad (2)$$

$$h_{\text{RF}}(t) = \begin{cases} A_0, & 0 \leq t \leq T/2, \\ -A_0, & T/2 < t \leq T; \end{cases} \quad (3)$$

$$h_{\text{RFZ}}(t) = \begin{cases} A_0, & T/4 \leq t \leq T/2, \\ -A_0, & T/2 < t \leq 3T/4, \\ 0, & (t < T/4) \cup (t > 3T/4); \end{cases} \quad (4)$$

$$h_{\text{RFZ2}}(t) = \begin{cases} A_0, & T/4 \leq t \leq T/2, \\ -A_0, & 3T/4 \leq t \leq T, \\ 0, & (t < T/4) \cup (T/2 < t < 3T/4). \end{cases} \quad (5)$$

Авторами [8] были исследованы еще два специальных режима работы быстродействующих ЦАП – RFZ3 и RFZ4. Режим RFZ3 является производным от режима RFZ, однако в каждом из интервалов  $T/2$  содержится по два разнополярных импульса длительностью  $T/8$ . Импульсный

отклик в этом режиме имеет вид

$$h_{\text{RFZ3}}(t) = \begin{cases} A_0, & (T/8 \leq t \leq T/4) \cup (3T/8 \leq t \leq T/2), \\ -A_0, & (T/2 < t \leq 5T/8) \cup (3T/4 \leq t \leq 7T/8), \\ 0, & (t < T/8) \cup (T/4 < t < 3T/8) \cup (5T/4 < t < 3T/4) \cup (t > 7T/8); \end{cases} \quad (6)$$

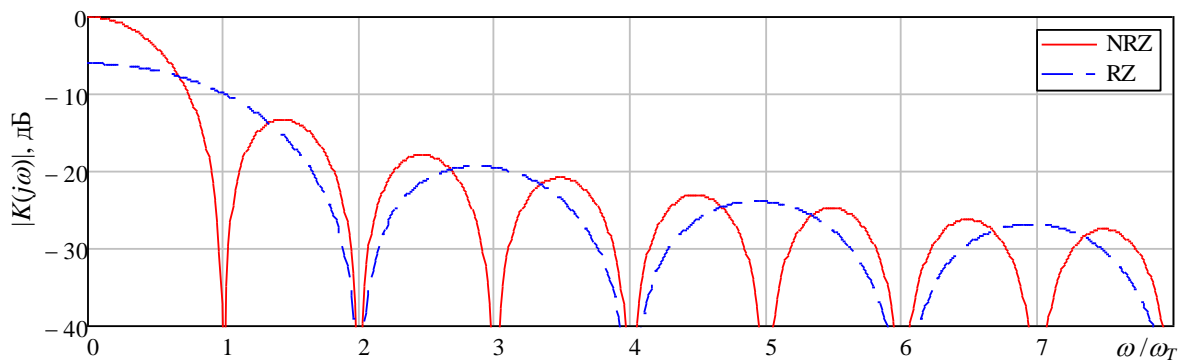
Режим RFZ4 аналогичен режиму RFZ3, но отрицательные импульсы имеют временной сдвиг на интервал  $T/8$ :

$$h_{\text{RFZ4}}(t) = \begin{cases} A_0, & (T/8 \leq t \leq T/4) \cup (3T/8 \leq t \leq T/2), \\ -A_0, & (5T/8 \leq t \leq 3T/4) \cup (7T/8 \leq t \leq T), \\ 0, & (t < T/8) \cup (T/4 < t < 3T/8) \cup (T/2 < t < 5T/8) \cup (3T/4 < t < 7T/8). \end{cases} \quad (7)$$

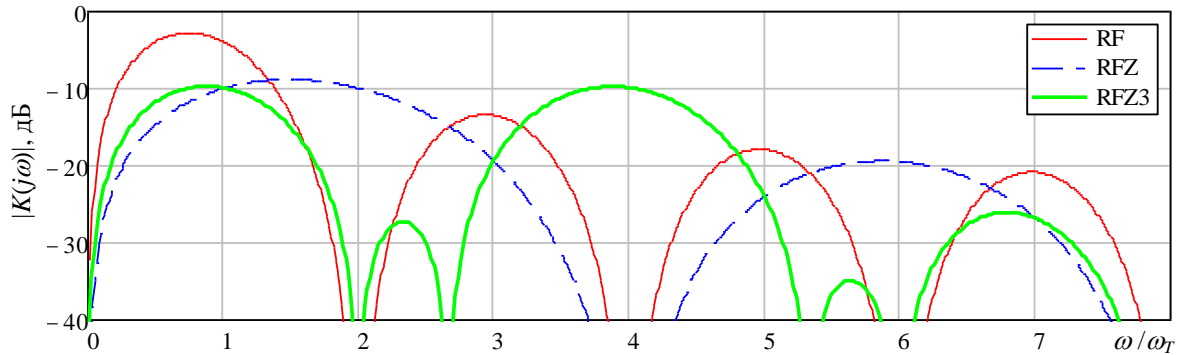
Функции (1) и (2) являются четными, а (3), (4) и (6) – нечетными функциями времени относительно момента  $T/2$ .

На основании выражений (1)–(7) были построены математические модели быстродействующих ЦАП в специальных режимах работы и проведено их исследование. Получены огибающие спектра выходного сигнала ЦАП (рис. 1) с использованием выражения

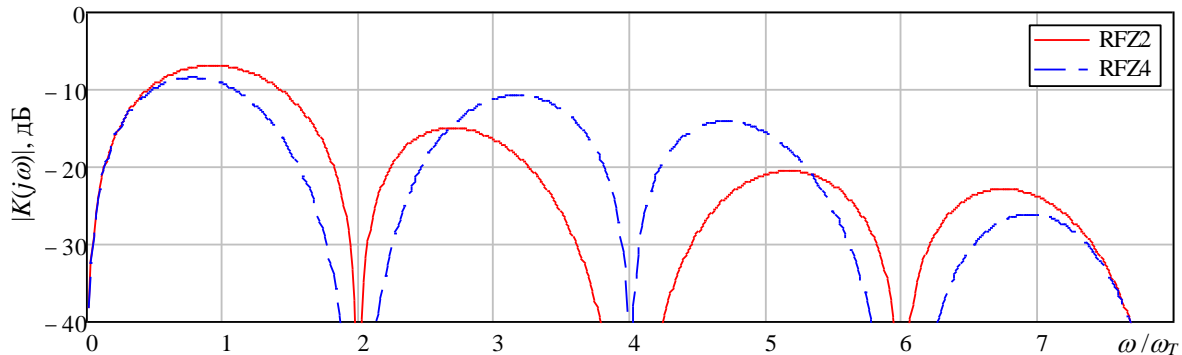
$$K(j\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} h(t) \exp(-j\omega t) dt. \quad (8)$$



а



б



в

Рис. 1. Нормированные огибающие спектра выходного сигнала быстродействующих ЦАП в различных режимах работы

Как следует из приведенных выше графиков, во всех режимах работы амплитудные значения спектральных компонент 2...8 зон Найквиста удастся увеличить на несколько децибел за счет перераспределения энергии в спектре выходного сигнала ЦАП. В режимах RF, RFZ, RFZ2, RFZ3 и RFZ4 постоянная составляющая в выходном сигнале отсутствует. В режиме RFZ создаются условия для формирования широкополосного сигнала, охватывающего 2...5 зоны Найквиста, но уровень этого сигнала не превышает значения минус 9 дБ относительно полной шкалы ЦАП.

Применение режима RFZ3 наиболее эффективно для образов спектра, расположенных в зонах Найквиста с номерами 2, 3, 7, 8, 9. Режим RFZ4 оказывается наиболее эффективным для образов основной частоты, лежащих в 2, 3, 6, 7, 10 и 11 зонах, причем для 6 и 7 зон его использование позволяет увеличить амплитуду гармоник на 10...20 дБ при значениях основной синтезируемой частоты не превышающих 15% от частоты  $\omega_T = 2\pi/T$ .

Общим недостатком всех режимов, за исключением RFZ, является принципиальная невозможность формирования сигнала в окрестностях частоты  $\omega = 2\omega_T$ .

В докладе рассматриваются математические модели быстродействующих ЦАП в специальных режимах работы, проводится анализ амплитудного и фазового спектра выходного сигнала.

Исследование выполнено за счет гранта Российского научного фонда № 22-79-00149, <https://rscf.ru/project/22-79-00149/>

### Литература

1. Быстродействующие ЦАП [Электронный ресурс]: сайт НИИ электронной техники. – Режим доступа: <https://niiet.ru/product-category/chips/dais/cap/fast>.
2. Kuckreja Ajay, Ostrem Geir, “High-Speed DACs ease transmitter designs,” *Microwave & RF*, August 2010.
3. Храмов К.К., Ромашов В.В. Сравнительный анализ режимов работы быстродействующих ЦАП // *Радиотехнические и телекоммуникационные системы*. 2018, № 4. С. 44-54.
4. V V Romashov, A N Doktorov, K A Yakimenko and K K Khramov “Development of technology of high-speed digital-to-analogue converters to improve the efficiency of direct digital synthesis of radio-frequency signals,” *Journal of Physics: Conference Series*. 2021. Vol. 2094 (2021) 022067 DOI: 10.1088/1742-6596/2094/2/022067.
5. Chen S.Y.-S, Kim N.S., Rabaey J.M. Multi-mode sub-nyquist rate digital-to-analog conversion for direct waveform synthesis, 2008 IEEE Workshop on Signal Processing Systems, SiPS: Design and Implementation. Article number 4671747. Pp 112-117. Washington, DC, 8 October 2008 - 10 October 2008. DOI: 10.1109/SIPS.2008.4671747.
6. Wei-Hsin Tseng, Chi-Wei Fan, and Jieh-Tsorng Wu, A 12-Bit 1.25-GS/s DAC in 90 nm CMOS With >70 dB SFDR up to 500 MHz, *IEEE Journal Solid-State Circuits*, Vol. 46, No. 12, December 2011.
7. Khramov K.K., Romashov V.V. “Operational modes of high-speed DACs: analysis and mathematical modeling,” *Journal of Physics: Conference Series*, Volume 1096, Issue 1, 2019, p. 012158. DOI: 10.1088/1742-6596/1096/1/012158.
8. Ромашов В.В., Храмов К.К., Докторов А.Н., Якименко К.А., Сочнева Н.А. Повышение эффективности использования высших зон Найквиста при прямом цифровом синтезе высокочастотных сигналов // *Радиотехника*. 2022. Т. 86. № 5. С. 135-144. DOI: <https://doi.org/10.18127/j00338486-202205-16>

Ромашов В.В., Якименко К.А., Грошков И.Д.,  
Сочнева Н.А., Докторов А.Н., Храмов К.К.

*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: romashovamur@yandex.ru, sochnewa.natalya@yandex.ru*

### Гибридные цифро-аналоговые формирователи сигналов на быстродействующих ЦАП

В современных радиосистемах используются формирователи радиосигналов на основе цифровых вычислительных синтезаторов, у которых пока еще ограничен частотный диапазон. Для его расширения вверх применяются различные методы, одним из которых является применение гибридных синтезаторов частот. При этом для формирования радиосигналов используются цифровые методы с применением быстродействующих цифро-аналоговых преобразователей ЦАП, а для повышения частоты выходного сигнала могут использоваться простейшие аналоговые системы преобразования вверх, системы фазовой автоподстройки частоты и другие.

Применение формирователей на основе ЦАП совместно с аналоговыми системами преобразования реализует цифро-аналоговый формирователь радиосигналов. Достоинством таких систем является простота реализации, к недостаткам следует отнести невыдающиеся шумовые характеристики. Однако для ряда приложений их оказывается достаточным.

Рассмотрим схему цифро-аналогового формирователя на основе ЦАП и смесителя, приведенную на рисунке 1.

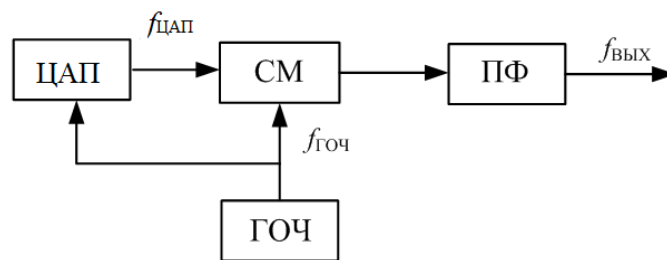


Рисунок 1 Цифро-аналоговый формирователь радиосигналов

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

В качестве альтернативы гибриднему цифро-аналоговому формирователю можно использовать копии спектра выходного сигнала ЦАП (образы основной частоты), частоты которых представляют суммарную и разностную частоты и эквивалентны в схеме со смесителем.

Одной из основных технических характеристик, определяющих качество устройств формирования радиосигналов, является спектральная плотность мощности (СПМ), представляющая собой отношение мощности шумов на частоте  $F$  одной боковой полосы в полосе частот 1 Гц к мощности сигнала. Сравним эти 2 варианта построения формирователя по уровню СПМ фазовых шумов.

Для моделирования СПМ фазовых шумов такого цифро-аналогового формирователя используем математическую модель в виде

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

где  $S_{\text{ГОЧ}}$ ,  $S_{\text{СМ}}$  модели СПМ фазовых шумов генератора опорной частоты ГОЧ и смесителя СМ;  $K_{\text{ЦАП}} = f_{\text{ЦАП}}/f_{\text{Г}}$  – коэффициент передачи ЦАП;  $K_{\text{СМ}}$  – коэффициент передачи смесителя.

В качестве модели СПМ ЦАП используем [1]

$$S_{\text{ЦАП}}(F) = K_{\text{ЦАП}}^2 \left( \frac{10^{k_2}}{F^2} + \frac{10^{k_1}}{F} + 10^{k_4} \right) + 10^{k_3} + S_{\text{кв}}, \quad (2)$$

где  $F$  - отстройка от несущей частоты,  $S_{\text{кв}} = 2^{-2N-0.59} \frac{f_{\text{ЦАП}}}{f_T^2}$  - шумы квантования,  $N$  - количество разрядов ЦАП.

Коэффициенты  $k_1, k_2, k_3, k_4$  определяют уровень СПМ  $1/F^2$  шума,  $1/F$  шума, естественной шумовой составляющей входных цепей и естественной шумовой составляющей сопротивления нагрузки. С учетом методики расчета данных коэффициентов на основе экспериментальных характеристик, приведенной в [2], для исследуемого ЦАП AD9164 величины коэффициентов:  $k_1=-8,4, k_2=-5,7, k_3=-17,1, k_4=-15,4$ .

Для ЦАП на образах основной частоты СПМ фазовых шумов из [3] запишется в виде

$$S_{\text{ЦАП-обр}}(F) = S_{\text{ЦАП}}(F) \left( \frac{\pi |n + K_{\text{ЦАП}}|}{\sin(\pi |n + K_{\text{ЦАП}}|)} \right)^2 \quad (3)$$

где  $n = \pm 1, \pm 2 \dots$  номера образа,

а для формирователя с учетом шумов ГОЧ

$$S_{\text{ЦАФ}}(F) = S_{\text{ГОЧ}}(F)(n^2 + K_{\text{ЦАП}}^2) + S_{\text{ЦАП-обр}}(F).$$

На рис. 1 приведено сравнение шумовых характеристик цифро-аналогового формирователя со смесителем с характеристиками ЦАП с использованием образов.

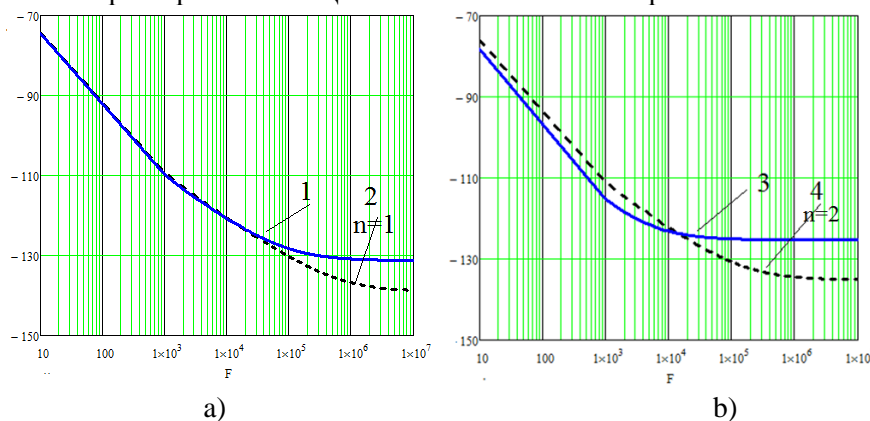


Рисунок 2 СПМ фазовых шумов формирователей радиосигналов:

1 и 3 – цифро-аналогового формирователя со смесителем, 2 и 4 - ЦАП на образах основной частоты,

а)  $f_{\text{ЦАП}} = 160$  МГц,  $f_T = 600$  МГц, выходная частота формирователей 760 МГц;

б)  $f_{\text{ЦАП}} = 160$  МГц,  $f_T = 1200$  МГц, выходная частота формирователей 1360 МГц

Видно, что применение образов ЦАП позволяет уменьшить СПМ фазовых шумов формирователя радиосигналов по сравнению с цифро-аналоговым формирователем со смесителем, причем с увеличением тактовой частоты уровень шумов для первого уменьшается, а для второго увеличивается.

### Литература

1. В.В.Ромашов, Л.В.Ромашова, И.Д.Грошков, Н.А.Сочнева Математические модели шумовых характеристик цифро-аналоговых преобразователей // Радиотехнические и телекоммуникационные системы. 2021, №2. С. 50 – 57.

2. Л.В.Ромашова, Н.А.Сочнева Обзор методов моделирования шумовых характеристик устройств формирования радиосигналов // Методы и устройства передачи и обработки информации. 2021, выпуск 23. С. 55 – 61.

3. Romashov, V.V., Romashova, L.V., Doktorov, A.N., Yakimenko, K.A., Sochneva, N.A. Mathematical models of noise characteristics of high - speed digital - to - analog converters of radar signal generators // Journal of Physics: Conference Series. Volume 1991. Russian open scientific conference «Modern problems of remote sensing, radar, wave propagation and diffraction» (MPRS-RWPD) 2021 25-27 May 2021. DOI: 10.1088/1742-6596/1991/1/012024.

Сидоренко И.А., Черкасов Д.А.  
 ВУНЦ ВВС «ВВА имени профессора Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина»  
 г. Воронеж, ул. Старых Большевиков, 54а  
 Ivan.Sidorenko.95@yandex.ru

### Применение нейросетевых технологий в современных системах радиомониторинга для классификации радиосигналов

Стремительное увеличение количества и возможностей радиоэлектронных средствах (РЭС) и средств радиотехнической разведки (РТР) повышает требования, предъявляемые к средствам радиомониторинга, по оперативности и достоверности проведения радио и радиотехнического контроля (РРТК). Наиболее распространенными методами в настоящее время является спектральный и статистический анализ [1], однако они не позволяют в полной мере достичь требований к современным средствам радиомониторинга. Одним из новых методов является применение нейросетевых технологий в процессе распознавания и классификации радиотехнических сигналов и РЭС.

При применении данного метода, необходимо на этапе обработки радиотехнического сигнала выделить его информационные признаки, позволяющие распознать сигнал, классифицировать и определить его принадлежность. В качестве таких признаков наиболее эффективными себя показали статистические параметры сигналов [2]. Определяемые параметры должны в значительной степени отличаться между разными классами объектов и иметь незначительные, индивидуальные отличия между однотипными объектами одного класса. Различение полученных признаков является главной задачей, при применении нейросетевых технологий. При анализе признаков разнородных объектов получаются области допустимых значений для объектов определенного класса, в пределах которых могут изменять индивидуальные параметры РЭС, позволяющие классифицировать конкретное средство. Преимуществом использования статистических параметров сигнала, является отсутствие обязательного условия фильтрации входного сигнала, если помеха на входе приемного устройства является эргодическим случайным процессом.

Для практической реализации, при обработке радиотехнического сигнала, получена совокупность входных признаков объекта РРТК, включающая: математическое ожидание, среднеквадратичная ошибка (СКО), эксцесс и асимметрия:

$$m = \int_{-\infty}^{\infty} x \cdot f(x) dx, \quad (1)$$

$$D = \int_{-\infty}^{\infty} (x - m)^2 \cdot f(x) dx, \quad (2)$$

$$\gamma_1 = \frac{\mu_3}{\sigma^3}, \quad (3)$$

$$\gamma_2 = \frac{\mu_4}{\sigma^4} - 3, \quad (4)$$

$$\mu_n = \sum_{i=0}^N ((-1)^i \cdot C_n^i v_{n-i} * v_1^i), \quad (5)$$

$$v_k = \int_{-\infty}^{\infty} x^k \cdot f(x) dx, \quad (6)$$

где  $m$  – математическое ожидание;  $D$  – дисперсия;  $\sigma = \sqrt{D}$  – СКО;  $\gamma_1$  – асимметрия;  $\gamma_2$  – эксцесс.

Такая совокупность входных признаков подходит для непрерывных во времени сигналов, но на практике при проведении мероприятий РРТК проводится обработка дискретных сигналов, поэтому неизвестна плотность вероятности  $f(x)$ . При рассмотрении дискретных сигналов необходимо интеграл в (1), (2), (6) заменить на сумму и перейти к оценкам статистических параметров:

$$m^* = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N x_i, \quad (7)$$

$$D^* = \frac{1}{N-1} \sum_{i=1}^N (x_i - m)^2, \quad (8)$$

$$v_k^* = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N (x_i)^k, \quad (9)$$

где  $N$  – количество отсчетов.

Из полученных для дискретных сигналов параметров, можно выделить входной вектор для нейронной сети классификации и распознавания

$$\mathbf{X} = [m_x, \sigma_x, \gamma_{1x}, \gamma_{2x}], \quad (10)$$

где  $m_x = m - m_\xi$ ;  $\sigma_x = \sqrt{D - D_\xi}$ ;  $\gamma_{1x} = \gamma_1$ ;  $\gamma_{2x} = \gamma_2$ ; переменные с индексом  $x$  – компоненты входного вектора; без индекса – характеристики сигнала с шумом, а с индексом  $\xi$  – модель шума.

Формирование правил распознавания и классификации классов (объектов) радиомониторинга можно осуществить с применением различных подходов к построению нейронной сети. В соответствии с теоремами Колмогорова-Арнольда (теорема о представлении непрерывных функций нескольких переменных в виде суперпозиций непрерывных функций одного сложения, 1957 г.) и Хехт-Нильсона (теорема о представлении непрерывных функций нескольких переменных в виде суперпозиций непрерывных функций одного переменного и сложения в 1987 году была переложена Хехт-Нильсоном для нейронных сетей) для полученной структуры, состоящей из входного вектора (10) и ожидаемых результатов, выбран двухслойный персептрон с 4 входами, 4 выходами и 9 нейронами на скрытом слое с прямыми полными связями фиксированной размерности [3].

Для данной сети характерно построение взвешенной суммы входных значений с поправкой для каждого элемента, затем полученное значение пропускается через передаточную функцию и получается выходное значение для каждого элемента. Распространение значений СКО происходит от выходов элемента к его входам – процедура обратного распространения. Для решения задачи обучения необходимо решить задачу минимизации функции ошибки  $E(\omega)$ , где  $\omega$  определяет совокупность весовых коэффициентов.

Функция  $E(\omega)$  для входных значений определяется как

$$E(\omega) = \frac{1}{2} \sum_{i=1}^N \omega_i^2, \quad (11)$$

где  $\omega = t_i - a_i$ ,  $t_i$  – желаемый выход нейрона  $i$ ;  $a_i$  – активированный выход нейрона  $i$ .

В данном алгоритме реализована автоматическое распознавание сигнальных демаскирующих признаков специальных РЭС за счет применения нейронной сети типа многослойный персептрон, обученной методом обратного распространения ошибки по значениям вектора входных признаков (математическое ожидание, дисперсия, кумулянты 3 порядка параметров сигнала).

На выходе первого слоя нейронной сети формируются нарушения, раскрывающие данные о параметрах сигналов специальных РЭС, на втором слое – характеристики функционирования специальных РЭС, на третьем – данные по режимам работы, типу и классу носителя специального РЭС.

### Литература

1. Леньшин А.В., Кравцов Е.В. Статические и динамические модели структуры и архитектуры радиоэлектронной системы защиты информации объектов комплексного технического контроля // Теория и техника радиосвязи. – 2020. – № 4. – С. 53–62.
2. Тихонов В.И. Статистическая радиотехника. – 2-е изд., перераб. и доп. – М.: Радио и связь, 1982. – 624 с.
3. Бодянский Е.В., Руденко О.Г. Искусственные нейронные сети: архитектуры, обучения, применения. – Харьков: ТЕЛЕТЕХ, 2004. – 369 с.

Смирнов М.С., Шкаликова А.А.

Муромский институт (филиал) федерального государственного образовательного учреждения высшего образования «Владимирский государственный университет имени Александра Григорьевича и Николая Григорьевича Столетовых»  
602264, г. Муром, Владимирская обл., ул. Орловская, 23  
E-mail: srv777@mail.ru

### Особенности использования составных ЛЧМ сигналов в РЛС дальнего обзора

Сложные или энергоемкие сигналы позволяют разрешать противоречивые требования повышения дальности обнаружения и разрешающей способности. Дальность обнаружения повышается при использовании зондирующих сигналов с большой энергией  $E$ . Увеличение  $E$  возможно за счет увеличения либо мощности, либо длительности сигнала. Пиковая мощность в РЛС ограничена сверху возможностями генератора радиочастоты и особенно электрической прочностью фидерных линий, соединяющих этот генератор с антенной. При использовании ФАР пиковая мощность ограничена максимальной мощностью модулей ФАР. Следовательно, проще повышать  $E$  путем увеличения длительности сигнала. Однако сигналы большой длительности не обладают хорошим разрешением по дальности. Сложные сигналы с большой базой могут разрешить эти противоречия [1].

Целью данной работы является анализ эффектов при формировании составных ЛЧМ сигналов с псевдослучайными параметрами.

Как известно, при подаче на вход согласованного фильтра ЛЧМ сигнала форма сигнала на выходе будет определяться функцией  $\sin(x)/x$ , которая характеризуется наличием боковых лепестков на оси дальности или времени по обе стороны от сжатого импульса. Первый и наибольший на этих боковых лепестков по дальности лишь на 13,2 дБ ниже пикового значения сжатого импульса, в то время как последующие боковые лепестки уменьшаются приблизительно на 4 дБ при переходе от лепестка к лепестку; между лепестками сигнал спадает до нуля, причем для идеальной функции нули расположены на расстоянии  $1/\Delta f$  друг от друга, где  $1/\Delta f$  – номинальная ширина спектра [2]. При наблюдении с помощью радиолокатора, использующего сжатие импульса, большого числа целей, имеющих широкий динамический диапазон отражающих поверхностей, упомянутые выше боковые лепестки по дальности представляют собой источник интерференционных помех, которые могут замаскировать более слабые сигналы.

Для разрешения данной проблемы предполагается использовать составные ЛЧМ сигналы с псевдослучайными параметрами. В качестве модельного сигнала предполагается использовать сигнал в виде последовательности элементарных ЛЧМ импульсов (ЭИ) с одинаковой длительностью и девиацией частоты, но с псевдослучайными параметрами – временным расположением, начальной частотой и фазой. Вид псевдослучайной функции изменения частоты модуляции в таком сигнале изображен на рис. 1.

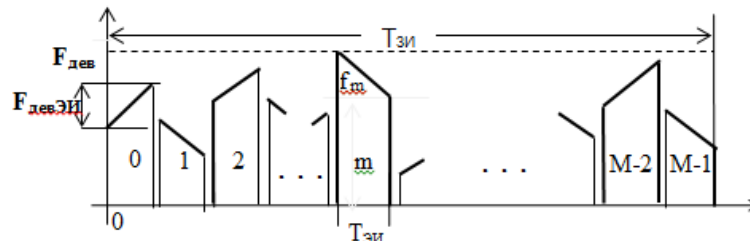


Рис. 1. – Составной ЛЧМ сигнал в виде набора элементарных импульсов с различными законами изменения частоты.

На рис. 1 обозначено:

- $F_{дв}$  – полное значение девиации частоты в составного ЛЧМ сигнала;
- $F_{дв \text{ ЭИ}}$  – значение девиации частоты одного элементарного импульса;
- $T_{ЭИ}$  – длительность элементарного импульса;
- $m$  – номер ЭИ в последовательности,  $m=1 \div M$ ,
- $M$  – число ЭИ в последовательности (алфавит).



Зондирующий импульс описывается выражением:

$$x(n) = \sum_{m=0}^{M-1} \exp\{j2\pi f_m(mK + k)T_d\} \cdot \exp\left\{\frac{j2\pi(\pm\gamma) \cdot (kT_d)^2}{2}\right\} \cdot \exp(j\phi_m), \quad (1)$$

$$mK \leq k \leq (m + 1)K - 1; k = 0, 1, 2, \dots, K - 1; n = mK + k$$

$$x(n) = \sum_{k=0}^{K-1} \sum_{m=0}^{M-1} \exp\{j2\pi f_{\lambda m}(n + k - mK)T_d\} \cdot \exp\left\{\frac{j2\pi\gamma((n + k - mK)T_d)^2}{2}\right\}$$

- где -  $n$  – номер отсчета в интервале излучения,  
 -  $k$  – номер отсчета на длительности ЭИ;  
 -  $K$  – число отсчетов на длительности ЭИ;  
 - знак  $+$  перед  $\gamma$  для ЭИ с четными  $m$ , иначе – минус с нечетными  $m$ ;  
 -  $f_m$  – случайное значение начальной частоты  $m$ -го ЭИ из диапазона  $0 \div 200$  кГц для четных  $m$  и из диапазона  $300 \div 500$  кГц для нечетных  $m$ ;  
 -  $\phi_m$  – случайное значение начальной фазы  $m$ -го ЭИ из диапазона  $0 \div 2\pi$ .  
 Временная форма сигнала с восемью элементарными импульсами представлена на рис. 2.

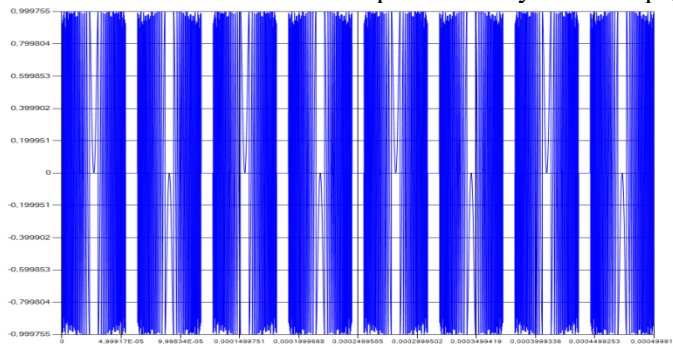


Рис. 2 – Составной ЛЧМ сигнал с восемью элементарными импульсами.

Результаты обработки сигналов при помощи согласованного фильтра представлены на рис. 3-6

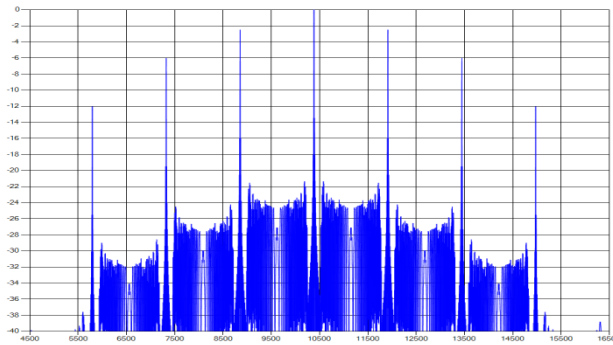


Рис. 3 – Сжатый СЛЧМ сигнал без псевдослучайных параметров.

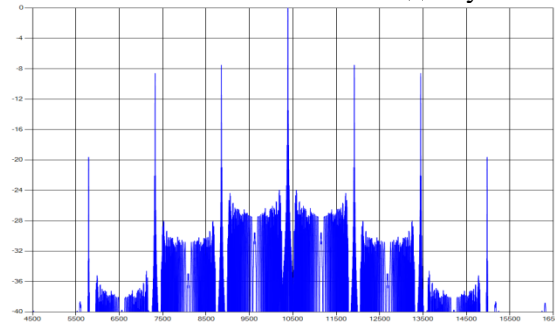


Рис. 4 – Сжатый СЛЧМ сигнал с псевдослучайной начальной фазой каждого ЭИ.

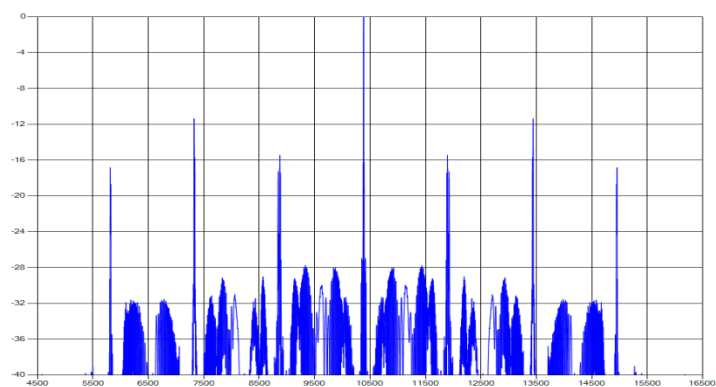


Рис. 5 – Сжатый СЛЧМ сигнал с псевдослучайной несущей частотой для каждого ЭИ.

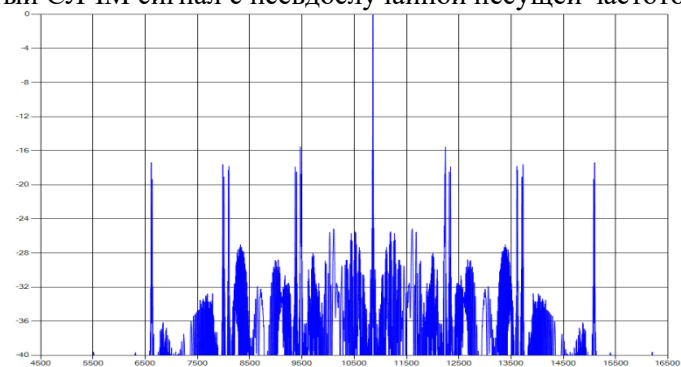


Рис. 6 – Сжатый СЛЧМ сигнал с псевдослучайными значениями для несущей частоты, начальной фазы и длительности защитного интервала для каждого ЭИ.

### Литература

1. Бакулев П.А. Радиолокационные системы. Учебник для вузов. — М.: Радиотехника. 2004, 320с.
2. Ч. Кук, М. Бернфельд. Радиолокационные сигналы. Пер. с английского под ред. В.С. Кельзона. М.: Сов. радио, 1971.

Соловьев С.А., Жиганов С.Н., 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: s\_zh\_72@mail.ru

### Автокорреляционная функция регулярной последовательности импульсов

Рассмотрим следующую задачу. Пусть формируется последовательность из  $N$  импульсов, каждый из которых в пределах периода импульса описывается функцией вида:

$$s(t) = \begin{cases} A(t)\cos(\omega_0 t + \psi(t) + \varphi_0), & \text{если } -\tau_{и}/2 \leq t \leq \tau_{и}/2; \\ 0, & \text{в других случаях,} \end{cases} \quad (1.1)$$

где  $A(t)$  – известный закон изменения огибающей импульса;  $\omega_0 = 2\pi \cdot f_0$ ,  $f_0$  – несущая частота;  $\psi(t)$  – известный закон изменения фазы импульса;  $\varphi_0$  – начальная фаза и  $\tau_{и}$  – длительность импульса.

В случае регулярной последовательности все параметры импульсов являются постоянными – период следования  $T$ , несущая частота  $f_0$ , начальная фаза  $\varphi_0$  и длительность  $\tau_{и}$ , изменяются только  $A(t)$  и  $\psi(t)$ .

Для примера на рис. 1.1 приведена последовательность из десяти видеоимпульсов ( $\omega_0 = 0$ ) со следующими параметрами: длительность каждого импульса составляет  $\tau_{и} = 100$  мкс, период следования  $T = 1$  мс,  $A(t) = A = 1$ ,  $\psi(t) = 0$  и  $\varphi_0 = 0$ .

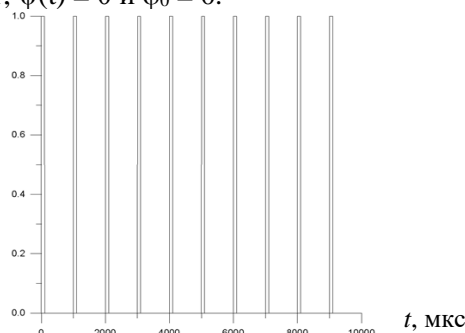


Рис. 1.1. Регулярная последовательность видеоимпульсов

Наиболее часто для описания свойств импульсных последовательностей рассчитывают ее автокорреляционную функцию (АКФ), которая для детерминированного сигнала вычисляется по формуле:

$$R(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} s(t)s(t - \tau)dt. \quad (1.2)$$

Подставим в (1.2) выражение, описывающее сигнал (1.1). С учетом того, что сигнал в пределах периода  $T$  отличен от нуля только от  $-\tau_{и}/2$  до  $\tau_{и}/2$ , а так же введенные ограничения  $A(t) = A$ ,  $\psi(t) = 0$  и  $\varphi_0 = 0$ , получим

$$R(\tau) = \int_{-\tau_{и}/2+\tau}^{\tau_{и}/2} A\cos(\omega_0 t)A\cos(\omega_0(t - \tau))dt. \quad (1.3)$$

Решением определенного интеграла (1.3) является выражение для АКФ одиночного видеоимпульса

$$R(\tau) = \frac{A^2}{2}(\tau_{и} - |\tau|) \left( \cos(\omega_0 \tau) + \frac{\sin(\omega_0(\tau_{и} - |\tau|))}{\omega_0(\tau_{и} - |\tau|)} \right) \quad (1.4)$$

или

$$R(\tau) = \frac{A^2}{2}(\tau_{и} - |\tau|) \left( \cos(\omega_0 \tau) + \text{sinc}(\omega_0(\tau_{и} - |\tau|)) \right), \quad (1.5)$$

где

$$\text{sinc}(\omega_0(\tau_{и} - |\tau|)) = \frac{\sin(\omega_0(\tau_{и} - |\tau|))}{\omega_0(\tau_{и} - |\tau|)} \quad (1.6)$$

- функция синус Котельникова.

Для получения выражения АКФ регулярной последовательности импульсов воспользуемся методикой, изложенной в [1, 2]:

1. АКФ регулярной последовательности из N импульсов содержит  $2N - 1$  лепестков;
2. Центральный лепесток имеет максимальную амплитуду, лепестки справа и слева от центрального являются симметричными с уменьшающейся амплитудой;
3. Значение центрального лепестка АКФ последовательности импульсов равна  $N \cdot R(\tau)$  одиночного импульса (1.5);
4. Значение первого бокового лепестка равна  $(N - 1) \cdot R(\tau)$ , второго  $(N - 2) \cdot R(\tau)$ , и т.д., последний лепесток АКФ определяется соотношением (1.5).

На рис. 1.2 приведена рассчитанная средствами языка программирования C++ по соотношению (1.2) АКФ последовательности, приведенной на рис. 1.1. Полученная АКФ и функция, рассчитанная по описанной выше методике и соотношению (1.5), полностью совпали. Это говорит о том, что получить АКФ регулярной последовательности видеоимпульсов можно как в результате моделирования, так и при помощи расчетов.

Основными характеристиками АКФ являются – ширина центрального лепестка и максимальный уровень боковых лепестков (УБЛ). Из соотношения (1.5) и рис. 1.2 видно, что ширина центрального лепестка, как и всех других, составляет  $2\tau_{и}$ . Максимальный УБЛ равен отношению максимального значения бокового лепестка  $R_{\max}(\tau)$  (в нашем случае это первый боковой лепесток) к максимальному значению центрального  $R(0)$

$$\text{УБЛ [дБ]} = 20 \log \frac{R(0)}{R_{\max}(\tau)}. \quad (1.7)$$

Для рассчитанной АКФ, приведенной на рис. 1.2 УБЛ составляет минус 0,92 дБ.

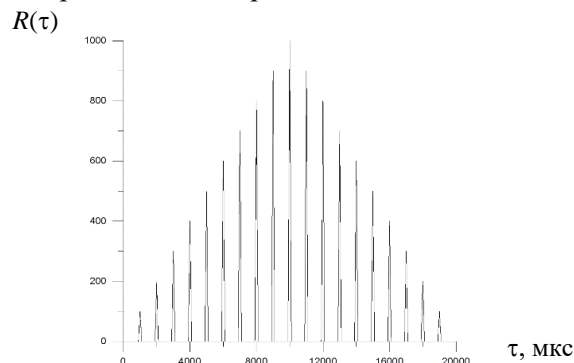


Рис. 1.2. АКФ регулярной последовательности видеоимпульсов

Основные результаты имеют достаточно общий характер и могут быть применены при построении различных радиофизических информационных систем в устройствах связи, локации, навигации и т.п. Разработанные алгоритмы оценки позволяют упростить их аппаратную или программную реализацию и при определенных условиях, обеспечивают достаточно малые потери в точности по сравнению с оптимальными алгоритмами

### Литература

1. Ледовских, Н В Статистическое моделирование алгоритмов оценки временного положения и периода следования последовательности импульсов /Н В. Ледовских // Материалы XIII международной научно – технической конференции "Радиолокация, навигация, связь" —Т 1 — Воронеж, 2007 — С 161-171
2. Ледовских, Н В Эффективность оценки периода следования импульсов квазиоптимальным измерителем, использующим рециркулятор /А П Трифонов, Н В Ледовских // Материалы IX международной научно- технической конференции "Радиолокация, навигация, связь" —Т I —Воронеж, 2003 —С 163 - 171

Фадеева Я.А., Жиганов С.Н., Ракитин А.В.

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: fadeeva.yana2013@yandex.ru

### Функция неопределенности регулярной последовательности импульсов

Импульсные сигналы широко используются в радиосистемах в качестве переносчиков различной информации, а так же при зондировании пространства. При этом различают регулярные (эквидистантные) и неэквидистантные последовательности импульсов. В первых, основные параметры (амплитуда, частота и фаза) от импульса к импульсу последовательности являются неизменными, а у вторых один или несколько параметров изменяются случайно, либо по какому-либо закону.

Наибольшее распространение получили регулярные последовательности импульсов, характеристики которых достаточно хорошо и полно изучены.

Кроме корреляционной функции и спектральной плотности, импульсные последовательности также описывают при помощи функции неопределенности, которые позволяют корреляцию между двумя сигналами при изменении времени задержки и несущей частоты  $f_0$ . Из функции неопределенности формируют срезы при различных значениях  $f_0$  для определения тех или иных качественных характеристик сигналов.

Двумерная корреляционная функция радио импульса длительности  $T_{\text{набл}}$  определяется следующим выражением

$$R(\tau, \omega_0) = \frac{A^2}{2} (T_{\text{набл}} - |\tau|) \cos(\omega_0 \tau) + \frac{A^2}{\omega_0} \sin(\omega_0 (T_{\text{набл}} - |\tau|)), \quad (1.1)$$

где  $A$  – амплитуда колебания,  $\omega_0$  – несущая частота гармонического заполнения импульса. Если поделить полученное выражение на энергию сигнала, которая, как можно показать, равна  $E = \frac{A^2 T_{\text{набл}}}{2}$ , получим выражение для нормированной двумерной корреляционной функции или функции неопределенности сигнала радиоимпульса

$$\psi(\tau, \omega_0) = \frac{1}{T_{\text{набл}}} (T_{\text{набл}} - |\tau|) \cos(\omega_0 \tau) + \frac{2}{T_{\text{набл}} \omega_0} \sin(\omega_0 (T_{\text{набл}} - |\tau|)). \quad (1.2)$$

На рис. 1 приведена полученная по соотношению (1.2) функция неопределенности при положительных значениях  $\tau$  и  $f_0$ .

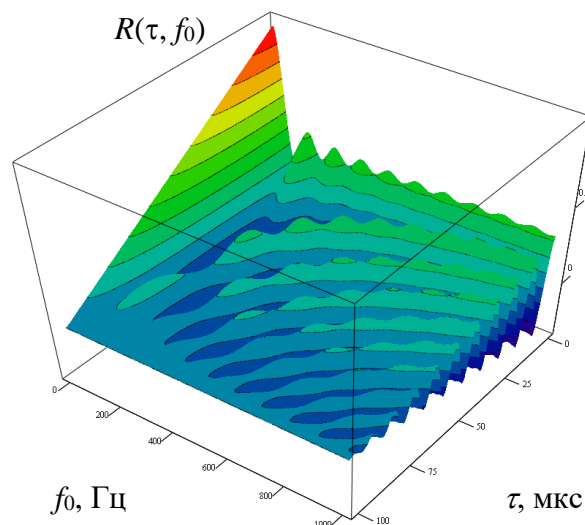


Рис. 1.1 Функция неопределенности гармонического колебания

### **Литература**

1. Прохоров С.А. Прикладной анализ неэквидистантных временных рядов. – Самарский государственный аэрокосмический университет, 2001. – 375 с.
2. Жутяева Т. С., Зайцев М. Ф., Щернакова Л. А. Цифровые устройства обработки сигналов на фоне коррелированных помех. – М.: Моск. энерг. ин –т, 1987. – 98 с.

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 оптимизации спектральных характеристик гибридных синтезаторов частот на основе быстродействующих цифро-аналоговых преобразователей

Формирователи сигналов на основе прямого цифрового метода синтеза имеют ряд достоинств, таких как малый шаг и высокая скорость перестройки по частоте, поддержка различных типов модуляций, хорошие шумовые характеристики и др. Однако, один из основных недостатков таких формирователей — большое количество и значительный уровень дискретных побочных составляющих спектра выходного сигнала. В настоящее время выпускаются быстродействующие цифро-аналоговые преобразователи (ЦАП), которые способны работать в специальных режимах работы [1–3]. Специальные режимы работы позволяют перераспределить амплитуду образов основной частоты, т.е. переключением режимов работы можно увеличить амплитуду образа в требуемом диапазоне частот (рис. 1–3).

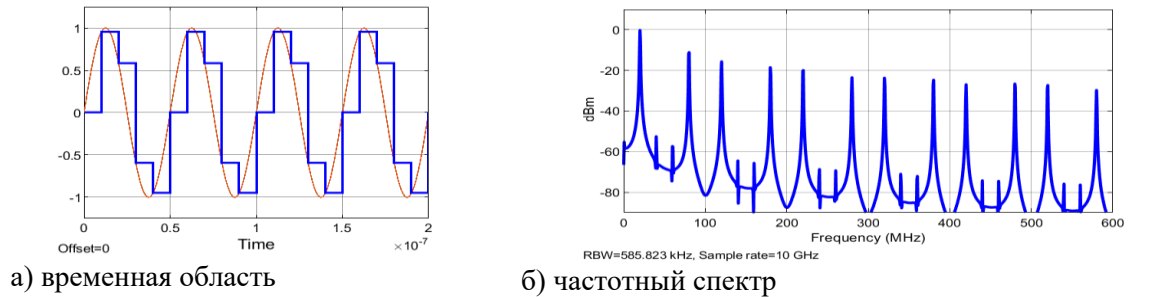


Рис. 1. Выходной сигнал ЦАП в режиме NRZ

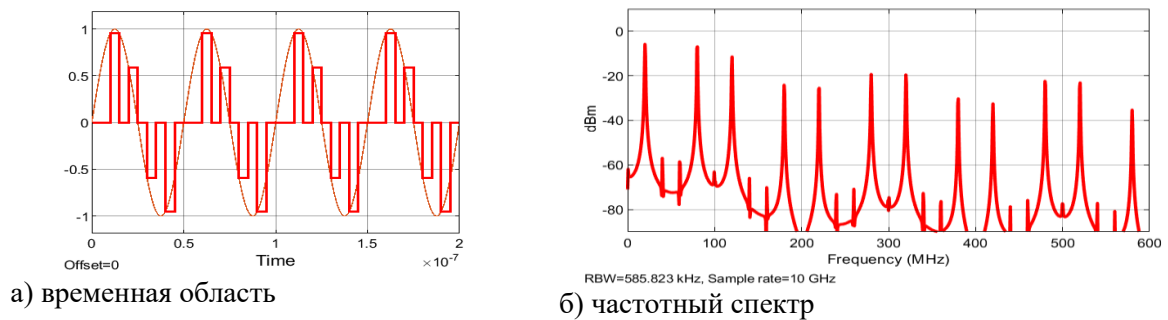


Рис. 2. Выходной сигнал ЦАП в режиме RZ

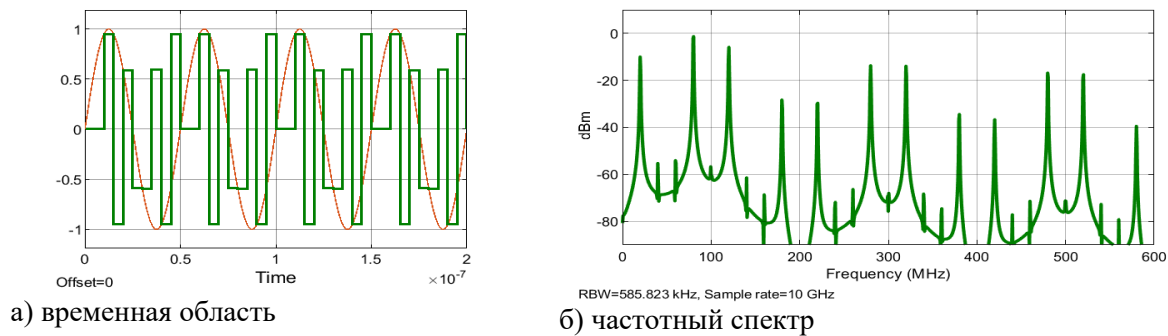


Рис. 3. Выходной сигнал ЦАП в режиме RF

Требуемый образ выделяется полосовым фильтром. Однако обеспечить полного подавления ненужных образов полосовыми фильтрами практически невозможно. Кроме того при малых коэффициентах передачи ЦВС положительный и отрицательный образы сближаются, из-за чего «разделить» их практически невозможно, даже применив фильтры высоких порядков. В связи с этим необходимо либо избегать попадания «разнополярных» образов в полосу пропускания полосового фильтра (что приведет к ограничениям частотного диапазона), либо обеспечить возможность изменять тактовую частоту в процессе перестройки. Целью данной работы является разработка алгоритма оптимизации спектральных характеристик формирователей сигналов на основе быстродействующих цифро-аналоговых преобразователей.

Одним из вариантов решения указанной проблемы может стать гибридный метод синтеза [4], основанный на совместном использовании прямого цифрового и косвенного методов синтеза. Применение системы ФАПЧ, которая обладает хорошими фильтрующими свойствами, позволяет практически исключить попадание нежелательных дискретных ПСС прямого цифрового синтезатора в выходной сигнал формирователя.

На рис. 4 представлены спектры выходного сигнала гибридного синтезатора в «узком» (а) и «широком» (б) диапазонах частот. Видно, что в спектре практически отсутствуют дискретные составляющие.

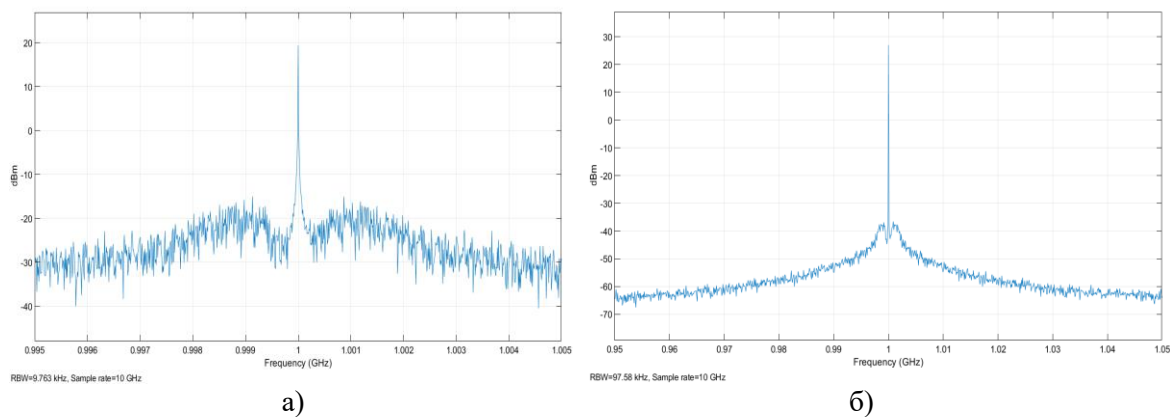


Рис. 4. Спектр выходного сигнала гибридного синтезатора

В докладе предлагается описание алгоритма, позволяющего устранить проникновение нежелательных дискретных ПСС в полосу пропускания петлевого ФНЧ, а также позволяющего расширить диапазон формируемых гибридным синтезатором частот вдвое за счет переключения быстродействующего ЦАП в определенный режим работы.

Работа выполнена при финансовой поддержке гранта Президента Российской Федерации для государственной поддержки молодых российских ученых – кандидатов наук МК-358.2022.4.

### Литература

1. Kuckreja Ajay, Ostrem Geir, “High-Speed DACs ease transmitter designs,” *Microwave & RF*, August 2010.
2. Храмов К.К., Ромашов В.В. Сравнительный анализ режимов работы быстродействующих ЦАП // *Радиотехнические и телекоммуникационные системы*. 2018, № 4. С. 44–54.
3. Khramov K.K., Romashov V.V. “Operational modes of high-speed DACs: analysis and mathematical modeling,” *Journal of Physics: Conference Series*, Volume 1096, Issue 1, 2019, p. 012158. DOI: 10.1088/1742-6596/1096/1/012158.
4. Пат. РФ № RU 214526. Гибридный синтезатор частот на основе быстродействующего цифро-аналогового преобразователя в специальных режимах работы / Ромашов В.В., Якименко К.А., Докторов А.Н., Сочнева Н.А. Заявл. 25.05.2022; опублик. 02.11.2022.