

Герасименко Е.С., Шерстюков С.А.

Федеральное государственное казенное образовательное учреждение высшего образования «Воронежский институт Министерства внутренних дел Российской Федерации».

### Быстрый алгоритм демодуляции двоичных сигналов с относительной фазовой манипуляцией

Для обработки сигналов с фазовой манипуляцией применяются различные методы и способы. Разработан алгоритм обработки двоичных сигналов с относительной фазовой манипуляцией (ОФМ), отличающийся минимально возможным количеством арифметических операций на период обработки сигнала. Структурная схема данного алгоритма представлена на рис. 1. Информационный символ передается за счет разности фаз принимаемого и предшествующего элементов, равной 0 или  $\pi$ .

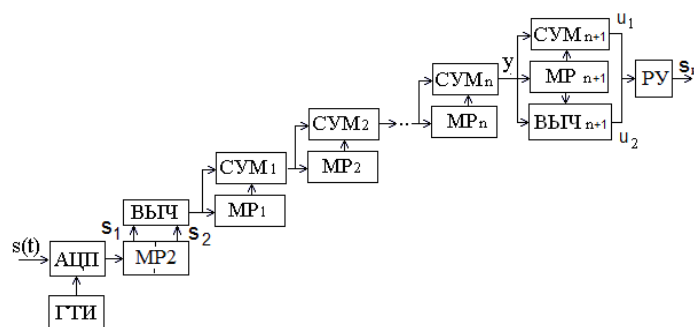


Рис. 1. Структурная схема алгоритма когерентной демодуляции сигнала с относительной фазовой манипуляцией

Отклик алгоритма  $y_i$  для принятого элемента длительностью  $N$  периодов складываются в блоке СУМ $_{n+1}$  и вычитаются в блоке ВЫЧ $_{n+1}$  со значением  $y_{i-N}$  для предшествующего элемента, записанным в многозарядном регистре сдвига МП $_{n+1}$  емкостью  $N$  отсчетов. В результате получаются следующие функции:

$$u_{1i} = y_{0i} + y_{0(i-N)} = \sum_{k=0}^{2N-1} (s_{1(i-k)} - s_{2(i-k)}), \quad (1)$$

$$u_{2i} = y_{0i} - y_{0(i-N)} = \sum_{k=0}^{N-1} (s_{1(i-k)} - s_{2(i-k)}) - \sum_{k=N}^{2N-1} (s_{1(i-k)} - s_{2(i-k)}). \quad (2)$$

Если величина на выходе сумматора  $u_1 = \pm 4NS$  значит фазы принятых элементов одинаковы. Знак определяется значением 0 или  $\pi$ . При этом на выходе вычитателя  $u_2 = 0$ . Если значения  $u_1 = 0$  и  $u_2 = \pm 4NS$  значит фазы чередуются 0,  $\pi$  или  $\pi$ , 0.

Рассматриваемый алгоритм демодуляции способен детектировать все возможные комбинации фаз. Для данного случая их 4. Фактически реализуется прием сигнала «в целом» [1]. При этом работа решающего устройства заключается в сравнении модулей двух значений  $u_1$  и  $u_2$ , и если  $|u_1| \geq |u_2|$ , то при  $u_1 \geq 0$  фазы двух принятых равны 00, а иначе  $\pi\pi$ , а если  $|u_1| < |u_2|$  то при  $u_2 \geq 0$  фазы двух принятых равны 0 $\pi$ , а иначе  $\pi 0$ .

Сигналы с ОФМ позволяют бороться с обратной работой демодулятора при обработке ФМ сигналов, и в этом случае необходимо определять модули величин  $u_1$  и  $u_2$  для формирования в РУ решения о наличии или отсутствии изменения фазы соседних элементов: если  $|u_2| > |u_1|$ , то принимается решение об изменении фазы на  $\pi$ , а в противном случае – об одинаковых фазах

соседних информационных элементов.

В рамках исследования разработана программа статистического имитационного моделирования когерентного демодулятора сигналов с двоичной фазовой манипуляцией, ее рабочее окно показано на рис. 4. В верхней его части расположены поля редактирования несущей частоты (по умолчанию  $f_0 = 10 \text{ МГц}$ ), объема выборки символов  $L = 1000000$ , числа  $N = 64$  периодов  $T_0 = 1/f_0$  в информационном символе и значения отношения сигнал/шум  $h \text{ дБ}$  (начальное, конечное и шаг изменения [3]).

В левой части рабочего окна расположен выпадающий список выбора цифровой модели узкополосного приемного тракта при  $N_M = 0$  (тракт отсутствует) и  $N_M = 16, 32, 64$ , а также поле ввода значения отклонения фазы  $\Delta\varphi$  опорного генератора от состояния идеальной синхронизации (по умолчанию  $\Delta\varphi=0$ ). Ниже расположена таблица вывода результатов моделирования с теоретическим и экспериментальными значениями вероятности ошибки. В графической области показана теоретическая (сплошная линия) и полученная в результате статистического имитационного моделирования (отмечена точками) зависимость вероятности ошибки от отношения сигнал/шум  $h \text{ дБ}$ .

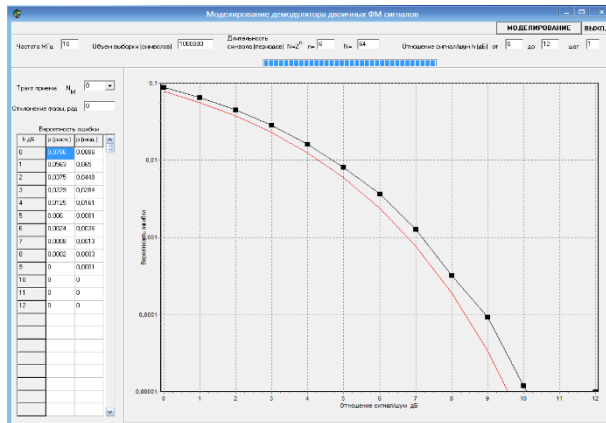


Рис. 4. Программа статистического имитационного моделирования когерентного демодулятора сигналов с двоичной фазовой манипуляцией

Приведенные на рис. 4 результаты соответствуют  $N = 64$ ,  $N_M = 0$  и  $\Delta\varphi = 0$ . Как видно, моделирование подтверждает теоретические расчеты.

На рис. 5 а и рис. 5 б представлены результаты моделирования при использовании узкополосного приемного тракта при  $N_M = N/4 = 16$  - сравнительно широкая полоса пропускания радиотракта (рис. 5 а) и  $N_M = N/2 = 32$  - узкая полоса пропускания (рис. 5 б).

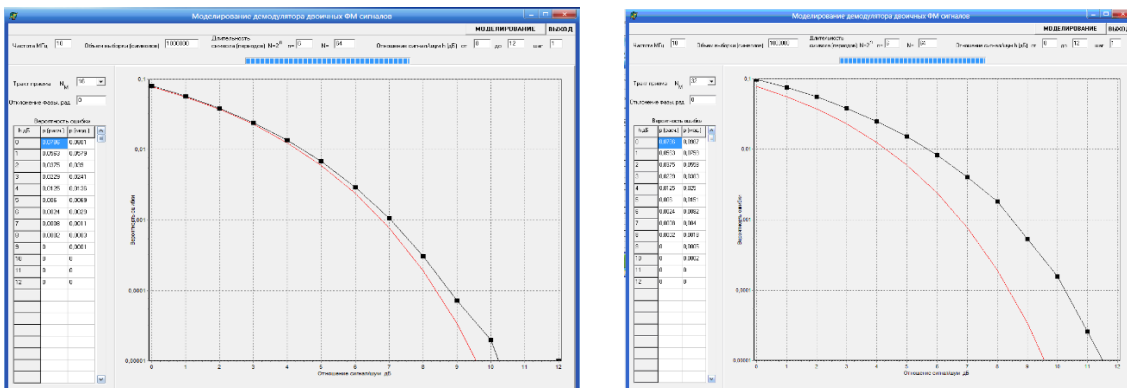


Рис. 5. Результаты моделирования при использовании узкополосного приемного тракта при

а)  $N_M = 16$ ; б)  $N_M = 32$

Как видно, снижение полосы пропускания приемного тракта (при изменении  $N_M$  от 0 до  $N/4 = 16$ ) не приводит к заметному изменению вероятности ошибки, хотя при этом шум становится узкополосным и его мощность уменьшается в несколько раз, а в более узкополосном тракте (при  $N_M = N/2 = 32$ ) помехоустойчивость значительно ухудшается за счет падения энергии элемента сигнала. Таким образом, моделирование подтверждает сделанные ранее выводы о влиянии узкополосности приемного тракта на помехоустойчивость демодулятора. Необходимость использования узкополосных приемных трактов при  $N_M > N/4$  может возникнуть при наличии в них, например, узкополосных помех.

Приведенные результаты моделирования свидетельствуют о том, что предлагаемый быстрый цифровой алгоритм когерентной демодуляции фазоманипулированных сигналов оптимально выделяет информационный сигнал из входного шума.

Рассматриваемая программа позволяет оценить влияние на вероятность ошибки детерминированного смещения  $\Delta\varphi$  фазы опорного (тактового) сигнала (погрешности фазовой синхронизации). Нарушение синхронного режима когерентного демодулятора приводит к значительному снижению помехоустойчивости.

Предлагаемый быстрый алгоритм демодуляции двоичных сигналов с относительной фазовой манипуляцией отличается от существующих выполнением минимально возможного числа простых арифметических операций на период сигнала, что подтверждается классической теорией цифровой обработки сигналов.

### Литература

1. Финк Л. М Теория передачи дискретных сообщений. / Л. М Финк. – М. : Советское радио, 1970. – 728 с.
2. Герасименко Е. С. Алгоритм цифровой демодуляции четырехпозиционных ФМ сигналов. // Общественная безопасность, законность и правопорядок в III тысячелетии. 2017. – № 3-2. – С. 119-125.
3. Герасименко Е. С. «Программа моделирования устройства демодуляции двухпозиционных фазоманипулированных сигналов» : программа для ЭВМ / Е. С. Герасименко // Федеральная служба по интеллектуальной собственности. Свидетельство № 2017615092; зарегистрировано в Реестре программ для ЭВМ 03 мая 2017 г.

Ермакова А.Ю., Курилов И.А.

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

### Формирование сигналов с температурной дестабилизацией

Разработанный формирователь сигналов (ФС), позволяет проводить исследование влияния различных параметров схем, внешних воздействий и параметров высокочастотных сигналов на свойства характеристики, как отдельных блоков формирователя, так и на устройство в целом.

Схема электрическая структурная ФС изображена на рис.1. На схеме обозначено: 1 – блок измерения и индикации температуры; 2 – нагреватель; 3 – блок коммутации питания активных блоков ФС и нагревателя; 4 – опорный кварцевый генератор; 5 – блок согласования; 6 – блок усиления; 7 – блок коммутации высокочастотных сигналов; 8 – блок высокочастотных разъемов; 9 – разъемы питания. Схема обеспечивает проведение исследования как отдельных блоков формирователя, так и устройства в целом. Блок 3 обеспечивает независимую подачу питающего напряжения на блоки 4, 5 и 6. А так же включение нагревателя 2. Блок 8 включает в себя 5 высокочастотных разъемов и обеспечивает соединение ФС с внешним генератором и измерительными приборами. Конкретная конфигурация соединений определяется состоянием пяти выключателей блока 7. Кроме того в блоке 7 обеспечивается возможность подключения трёх видов нагрузок для блоков 4, 5 и двух видов нагрузок для блока 6. Блок 2 совместно с 1 позволяет исследовать влияние температурных воздействий на формирователь. Питание 2 обеспечивается подключением второго разъёма блок 9 через соответствующий коммутатор блока 3. Нагреватель 2 и датчик температуры блока 1 через термопроводящую пасту механически соединены с металлическим корпусом кварцевого резонатора блока 4. Индикация температуры – цифровая.

В докладе приводятся результаты экспериментального исследования температурных режимов и влияния величин сопротивлений нагрузки на составляющие формирователь блоки. Проводится сравнительный анализ полученных экспериментальных характеристик.

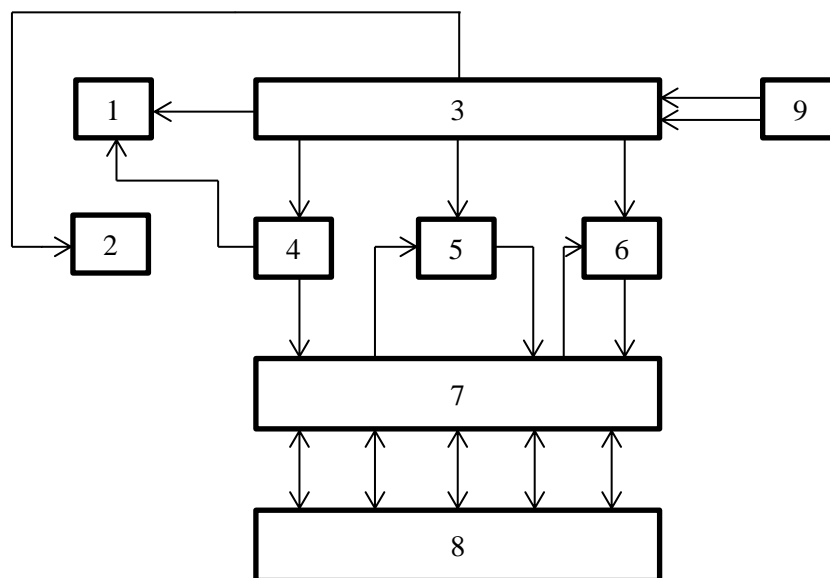


Рис.1.

Жиганов С.Н., Жиганова Е.А., Соловьев С.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

### Построение скоростных характеристик системы ЧПК при использовании неэквидистантных последовательностей импульсов

Пассивные помехи существенно ухудшают работоспособность РЛС, снижают их тактико-технические характеристики. К пассивным помехам относят отражения зондирующего сигнала от подстилающей поверхности (поверхность земли и моря), местных предметов (гор, линий электропередач, здания, трубы и т.п.), облака и метеообразования (дождь, град), облака искусственных отражателей, стаи насекомых и птиц, неоднородности атмосферы. Отраженные от пассивных помех сигналы обладают, как правило, большой мощностью (отношение помеха/шум может достигать до 80-90 дБ) и малым доплеровским сдвигом частот.

Одним из основных устройств, обеспечивающих устойчивую работу РЛС в условиях пассивных помех, является устройство селекции движущихся целей (СДЦ). Устройство СДЦ представляет собой рекурсивный или нерекурсивный фильтр, обеспечивающий значительное ослабление сигналов, доплеровский сдвиг частот которых находится вблизи нуля.

В [1-4] рассмотрено большое количество применяемых в настоящее время устройств СДЦ. Принципиально эти устройства отличаются лишь частотной характеристикой и способом реализации. Самым простым, но в то же время достаточно эффективным является устройство черезпериодной компенсации (ЧПК), структурная схема которого приведена на рис. 1.



Рис. 1. Структурная схема однократной системы ЧПК

Отсчеты видеосигнала, огибающая которых изменяется в соответствии с частотой Доплера поступают на устройства ЧПК. На выходе устройства ЧПК формируется разность между текущим отсчетом и задержанным на один период. Если амплитуда отсчетов одинакова, то уровень сигнала на выходе устройства ЧПК будет равен нулю. Если амплитуда отсчетов сигнала изменяется в соответствии с частотой Доплера, то уровень сигнала на выходе устройства ЧПК будет отличаться от нуля.

Было проведено моделирование устройства ЧПК, показанное на рис. 1 при воздействии на его вход неэквидистантных последовательностей импульсов с различными законами изменения периода следования импульсов.

На рис. 2 приведена частотная характеристика устройства ЧПК в диапазоне частот от 0 до 10 000 Гц, полученная для случая, когда период следования импульсов увеличивался по закону [5] при  $T_{\min} = 1$  мс, а  $\Delta T = 50$  мкс.

Из рис. 2 видно, что использование неэквидистантной последовательности вместо регулярной изменяет частотную характеристику устройства ЧПК, при этом пропадает периодичность этой характеристики. Максимальные провалы частотной характеристики составляет значения около  $-10$  дБ.

Результирующая частотная характеристика устройства ЧПК при поступлении на его вход неэквидистантной последовательности импульсов, с другим законом следования импульсов, показана на рис. 3.

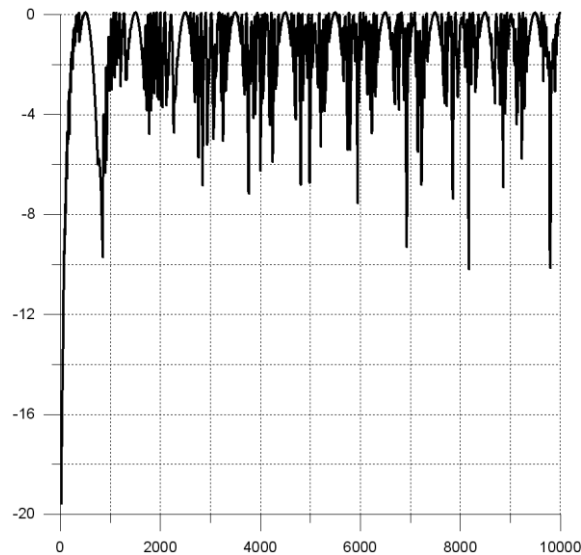


Рис. 2. Частотные характеристики однократной системы ЧПК в случае неэквидистантной последовательности импульсов на ее входе

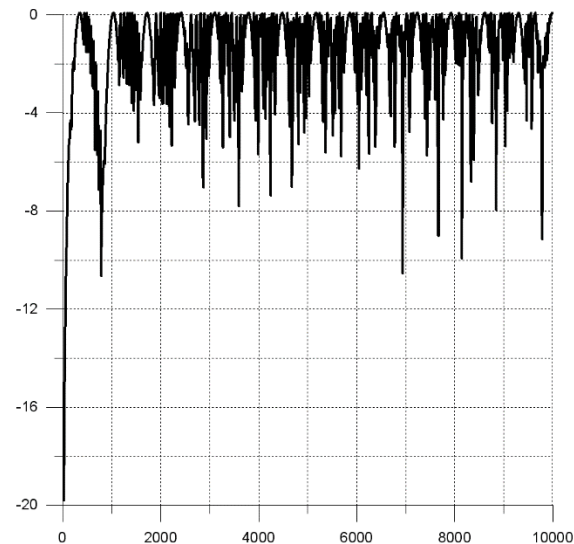


Рис. 3. Частотные характеристики однократной системы ЧПК в случае неэквидистантной последовательности импульсов на ее входе

Из сравнения рис. 2 и 3 видно, что частотные характеристики устройства ЧПК при подаче на ее вход неэквидистантных последовательностей с разными законами изменения периода практически одинаковые - частотная характеристика перестает быть периодической, в отличие от регулярной последовательности импульсов и максимальные провалы частотной характеристики составляют значения не более  $-10$  дБ.

Работа выполнена при поддержке гранта РФФИ № 19-07-01215.

### Литература

1. Гоноровский И.С. Радиотехнические цепи и сигналы. Учебник для вузов. Изд. 3-е, перераб. и доп. – М.: Сов. Радио, 1977. – 608 с.
2. Баскаков С.И. Радиотехнические цепи и сигналы: Учеб. пособ. для вузов по спец. "Радиотехника" / Баскаков С.И. – 2-е изд., перераб. и доп.. – М.: Высшая школа, 1988. – 448с.
3. Бакулев П.А. Радиолокационные системы: Учебное пособие для вузов.- М.: Радиотехника, 2004. – 320 с.
4. Быков В.В. Цифровое моделирование в статистической радиотехнике.-М.: Сов. радио, 1971. - 326 с.

Жиганов С.Н., Жиганова Е.А., Ушаков В.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

### Сравнение полиномиальных методов аппроксимации функциональных зависимостей на основе многочленов Чебышева первого и второго рода

Высокоскоростные процессоры цифровой обработки, как правило, могут выполнять ограниченное число операций и для реализации различных функциональных зависимостей широко применяются различные методы аппроксимации. Полиномиальные методы очень хорошо подходят в этом случае, поскольку в их основе лежат две элементарные операции – умножение и сложение чисел. Для того, чтобы многочлены  $f_k(x)$  можно использовать в аппроксимации функциональных зависимостей на отрезке  $[a; b]$ , как показано в работе [1], они должны быть ортогональными, т.е. должно выполняться условие при  $m \neq n$

$$\int_a^b f_m(x)f_n(x) \omega(x)dx = 0, \quad (1)$$

где  $\omega(x)$  – весовая функция.

При  $\omega(x) = \frac{1}{\sqrt{1-x^2}}$  получаем многочлены Чебышева первого рода. Для этих многочленов при  $n \geq 1$  справедлива рекуррентная формула вида

$$T_{n+1}(x) = 2xT_n(x) - T_{n-1}(x), \quad (2)$$

при этом первые две функции равны  $T_0(x) = 1, T_1(x) = x$ .

На рис. 1 приведены графики первых десяти полиномов Чебышева первого рода на отрезке  $x \in [-1; 1]$ .

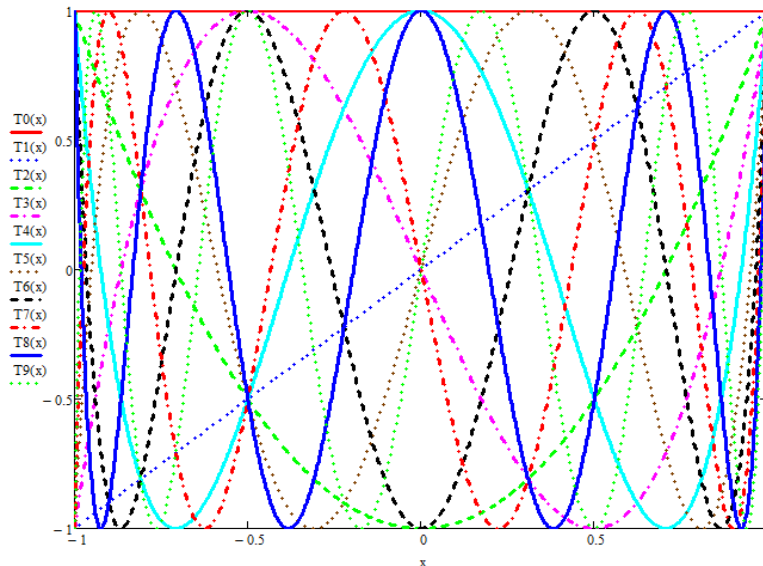


Рис. 1. - Полиномы Чебышева первого рода

Аппроксимирующая функции  $\psi(x)$  получается из соотношения

$$\psi(x) = c_0 + c_1 T_1(x) + c_2 T_2(x) + \dots, \quad (3)$$

коэффициенты которого рассчитываются по формуле

$$c_n = \frac{2}{\pi} \int_{-1}^1 \frac{f(x)T_n(x)}{\sqrt{1-x^2}} dx, n = 0,1,2, \dots \quad (4)$$

Многочлены Чебышева второго рода  $U_n(x)$  могут быть определены с помощью рекуррентного соотношения при  $U_0(x) = 1$  и  $U_1(x) = 2x$ :

$$U_{n+1}(x) = 2xU_n(x) - U_{n-1}(x); \quad (5)$$

На рис. 1.6 приведены графики полиномов Чебышева второго рода на интервале значений  $x \in [-1; 1]$ .

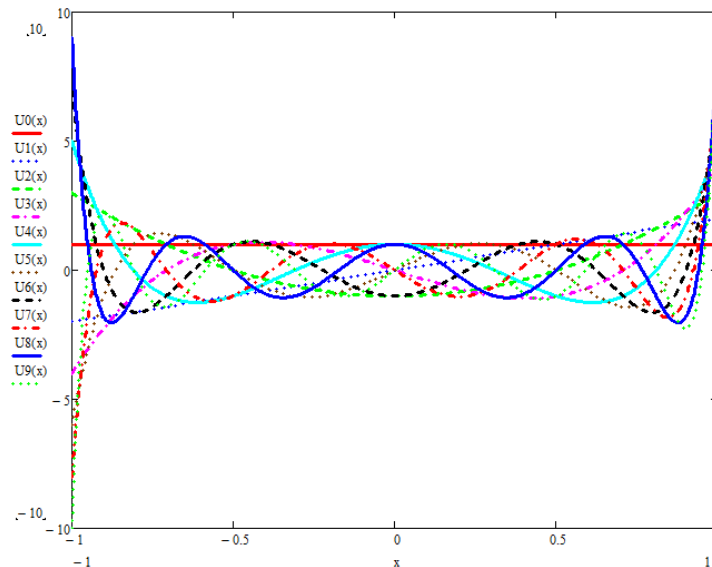


Рис.2. – Полиномы Чебышева второго рода

Как видно из рис. 1 и 2 полиномы Чебышева второго рода, в отличие от полиномов первого рода на краях интервала принимают значения больше единицы, хотя как и полиномы первого рода центрированы и являются четной или нечетной функцией.

В работе рассмотрено разложение функции корня  $f(x) = \sqrt{x}$  на интервале значений  $[0, 1]$  с использованием многочленов Чебышева первого и второго рода до 9 порядка. Полиномы Чебышева первого и второго рода могут обеспечить достаточно высокие показатели эффективности, причем точность аппроксимации полиномов Чебышева второго рода выше чем первого, однако эти полиномы получаются только для двух конкретных весовых функций и других значений полиномов не существует, кроме того в ряде случаев, так же приходится использовать численные методы для расчета коэффициентов полиномов. Работа продолжает исследования начатые в [2-4].

Работа выполнена при поддержке гранта РФФИ № 19-07-01215.

### Литература

1. Прасолов В.В. Многочлены. – 4-е изд., исправленное. – М.: МЦНМО, 2014. – 336 с.
2. Chekushkin V.V., Panteleev I.V., Mikheev K.V. Improving Polynomial Methods of Reconstruction of Functional Dependences in Information-Measuring Systems. Measurement Techniques July 2015, Volume 58, Issue 4, PP 385-392. ISSN 0543-1972.
3. Galushkin A.I., Danilin S.N., Shchanikov S.A. The research of memristor-based neural network components operation accuracy in control and communication systems // Source of the Document 2015 International Siberian Conference on Control and Communications, SIBCON 2015 - Proceedings. 2015. PP. 1-6. (DOI: 10.1109/SIBCON.2015.7147034)
4. Chekushkin V.V., Zhiganov S.N. Computational methods in optimization of engineering problems // Raleigh, North Carolina, USA: Open Science Publishing, 2018. 202 p.



Жиганов С.Н., Жиганова Е.А., Фадеева Я.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

### **Исследование системы ЧПК при использовании неэквилистантных последовательностей импульсов**

Импульсные сигналы широко используются в радиосистемах в качестве переносчиков различной информации, а так же при зондировании пространства. При этом различают регулярные (эквилистантные) и неэквилистантные 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. Пассивные помехи существенно ухудшают работоспособность РЛС, снижают их тактико-технические характеристики. К пассивным помехам относят отражения зондирующего сигнала от подстилающей поверхности (поверхность земли и моря), местных предметов (гор, линий электропередач, здания, трубы и т.п.), облака и метеообразования (дождь, град), облака искусственных отражателей, стаи насекомых и птиц, неоднородности атмосферы. Отраженные от пассивных помех сигналы обладают, как правило, большой мощностью (отношение помеха/шум может достигать до 80-90 дБ) и малым доплеровским сдвигом частот.

Одним из основных устройств, обеспечивающих устойчивую работу РЛС в условиях пассивных помех, является устройство селекции движущихся целей (СДЦ). Устройство СДЦ представляет собой рекурсивный или нерекурсивный фильтр, обеспечивающий значительное ослабление сигналов, доплеровский сдвиг частот которых находится вблизи нуля. Самым простым устройством реализации системы СДЦ является система черезпериодной компенсации (ЧПК) [1-3].

Идеальная частотная характеристика системы СДЦ, при работе в сантиметровом диапазоне частот, имеет максимальное подавление вблизи нулевой частоты до ста герц, и нулевое подавление до максимально возможного изменения частоты Доплера принимаемого сигнала. В радиолокации эта частотная характеристика называется скоростной характеристикой. Идеальную характеристику физически реализовать нельзя, поэтому реальная характеристика является неравномерной с провалами на тех или иных частотах.

Средствами ЭВМ было проведено моделирование однократного устройства ЧПК при воздействии на его вход неэквилистантной последовательности импульсов при  $T_{\min} = 1$  мс, а  $\Delta T = 50$  мкс. Проведенные исследования показали, что при использовании неэквилистантной последовательности частотная характеристика устройства ЧПК перестает быть гладкой и периодической, второй ноль частотной характеристики наблюдается на частоте 9643 Гц, а величина максимального провала составляет минус 3,1 дБ. То есть использование однократного устройства ЧПК для обработки неэквилистантной последовательности с линейным законом изменения периодов следования импульсов позволяет существенно уменьшить количество доплеровских фильтров. Работа выполнена при поддержке гранта РФФИ № 19-07-01215.

#### **Литература**

1. 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.
2. Galushkin A.I., Danilin S.N., Shchanikov S.A. The research of memristor-based neural network components operation accuracy in control and communication systems // Source of the Document 2015 International Siberian Conference on Control and Communications, SIBCON 2015 - Proceedings. 2015. PP. 1-6. (DOI: 10.1109/SIBCON.2015.7147034)
3. Chekushkin V.V., Zhiganov S.N. Computational methods in optimization of engineering problems // Raleigh, North Carolina, USA: Open Science Publishing, 2018. 202 p.

Костров В.В., Сасин Р.С., Кострова† Т.Г.

*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: kostrovatg@yandex.ru*

### **Управление фазой и мощностью прямо-передающих модулей поляриметрических РЛС**

В современных радиолокационных станциях (РЛС) различного назначения для получения высокой скорости сканирования используется электронное сканирование луча, которое обеспечивается использованием активных фазированных антенных решеток (АФАР) [1–3]. Для организации двойного (Dual) или полного (Full) поляриметрического режима в АФАР используются излучатели с ортогональной поляризацией, которые возбуждаются специализированными приемо-передающими модулями (ППМ). Вообще говоря, структура ППМ во многом определяется требуемыми поляризационными режимами [4], поэтому возникает задача создания некоторой универсальной структуры ППМ, которая отвечала бы требованиям создания разнообразных режимов. Использование излучателей с ортогональной поляризацией автоматически дает возможность реализовать также и простые, одно (Single) поляриметрические режимы. В последнем случае общая энергетика радиолокатора падает, что негативно сказывается на качестве обнаружения целей, их классификации, синтезированных радиолокационных изображениях (РЛИ).

В процессе работы метеорологических РЛС или радиолокаторов с синтезированием апертуры антенны (РСА) в зависимости от объекта наблюдения часто требуется изменение поляризационных режимов. Режимы работы РЛС при использовании поляризации отличаются многообразием. Изменение поляризации радиоволн способствует повышению радиолокационного контраста, подавлению пассивных помех, увеличению точности оценивания параметров целей [1, 2, 5, 6]. Практически все современные космические комплексы землеобзора (ALOS PALSAR, RadarSat, TerraSAR-X, Sentinel и др.) могут работать в различных поляризационных режимах [1].

Целью работы является анализ законов управления фазой и мощностью в приемо-передающих модулях АФАР для реализации базовых поляриметрических режимов.

Вид поляризационного режима определяется по двум показателям: поляризация сигналов при излучении и метод поляриметрии при приеме сигналов. Будем полагать, что в устройстве обработки сигналов вопрос поляриметрии решается алгоритмическим путем с использованием разложения принимаемого сигнала по двум ортогональным поляризациям. Поэтому основное внимание будем уделять формированию зондирующего сигнала с заданными поляризационными свойствами. В АФАР эти задачи решаются с помощью ППМ, которые составляют основу антенны и определяют возможности РЛС.

В качестве примера рассмотрим упрощенный вариант структурной схемы двухканального ППМ, которая приведена на рис. 1. Здесь приняты обозначения: ИГ, ИВ – излучатели с горизонтальной и вертикальной поляризацией; ФВ, Атт – управляемые фазовращатели и аттенюаторы; Вх-Вых. – линия связи с общим приемо-передатчиком; ЗУ – защитное устройство; МШУ – маломощный усилитель; УМ – усилитель мощности; Ц – циркулятор; П – быстродействующий переключатель для смены режимов приема и передачи (сплошной линией показано их положение в режиме излучения, пунктиром – при приеме сигналов).

Управляемые фазовращатели ФВ и аттенюаторы Атт служат в первую очередь для управления лучом в пространстве, а ФВ-Г и ФВ-В – для управления поляризацией. С точки зрения радиополяриметрии эта схема может быть также использована при однолучевом сканировании с разными сигналами в каналах. Эта возможность появляется при использовании сложных сигналов, которые широко применяются в современных РЛС.

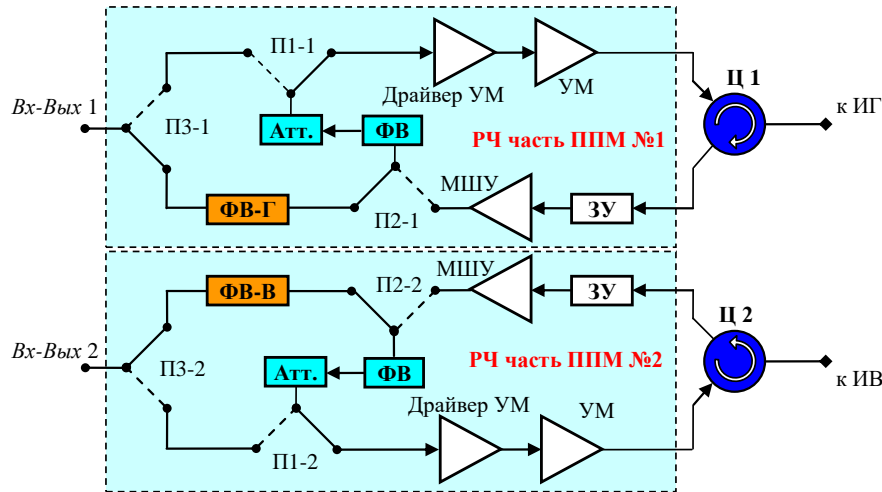


Рис. 1 – Схема двухканального ППМ

Если в каналах передающую часть сделать общей, то получим возможность работы в режиме двойной (Dual) поляризации с последовательной сменой поляризации при передаче и одновременным приемом (В/В+Г, Г/В+Г). Рассмотрим, какие еще поляризационные режимы можно организовать в РЛС с такими ППМ. Для этого воспользуемся базовым принципом представления волн, который кратко можно сформулировать следующим образом: волну с произвольной (в общем случае эллиптической) поляризацией всегда можно разложить на две, в простейшем случае – ортогональные, составляющие. Требуемая поляризация получается векторным суммированием в пространстве этих составляющих. Это свойство существенно используется при формировании электромагнитной волны с требуемыми поляризационными свойствами.

Основу для формирования сигналов в современных РЛС составляет общий опорный (эталонный) генератор, имеющий высокую кратковременную стабильность. Из этого колебания в передатчике формируется зондирующий сигнал, что обеспечивает всем колебаниям, поступающим в ППМ, истинную когерентность. Основные требования, которые предъявляются к радиочастотному тракту при формировании поляризованных полей, в общем случае обусловлены решаемыми тактическими задачами. При этом системные характеристики поляриметрических РСА должны поддерживаться в пределах [7]: системная стабильность 0,5 дБ; развязка каналов минус 35 дБ; разбаланс каналов по амплитуде 0,2 дБ; расфазировка каналов  $2^\circ \dots 5^\circ$ ; точность совмещения РЛИ 0,1 пикселя.

Возможности структуры, представленной на рис. 1, не ограничиваются получением поля только с линейной поляризацией. Сдвиг по фазе в ФВ на  $+90^\circ$  или  $-90^\circ$  приводит к появлению результирующего колебания с круговой поляризацией (правого или левого направления вращения). Двухканальный прием сигналов с линейной поляризацией позволяет осуществить гибридную поляризацию (ГП), а в режиме с временным разделением и переключением фазовращателя – гибридную двойную поляризацию.

Рассмотрим общие соотношения, которые можно использовать для формирования полей с различными поляризационными свойствами. Каналы прохождения сигналов предполагаются идеальными, т.е. в них отсутствуют фазовые и амплитудные ошибки. Тогда для схемы рис. 1 в общем случае для сигналов без модуляции можно записать

$U_V = A_V e^{j(\omega t + \varphi_0)}$  и  $U_H = A_H e^{j(\omega t + \varphi_0 + \varphi_c)}$ , где  $A_V$ ,  $A_H$  – амплитуда колебаний;  $\omega_0$ ,  $\varphi_0$  – частота и начальная фаза колебаний;  $\varphi_c$  – фазовый сдвиг (разность фаз между сигналами в каналах с горизонтальной и вертикальной поляризацией ФВ-Г и ФВ-В).

Определим взаимосвязь между параметрами поляризации и параметрами сигналов, которые используются для формирования электромагнитной волны. На рис. 2 представлен поляризационный эллипс, соответствующий универсальному описанию поляризационных свойств когерентного поля. В общем случае суммарный вектор электрического поля  $E$  совершает вращательное движение.

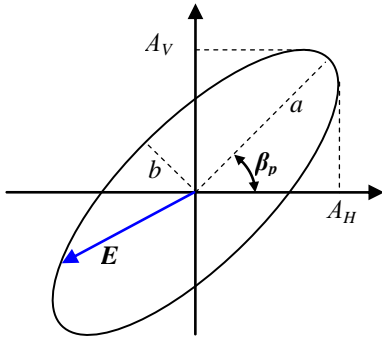


Рис. 2 – Поляризационный эллипс

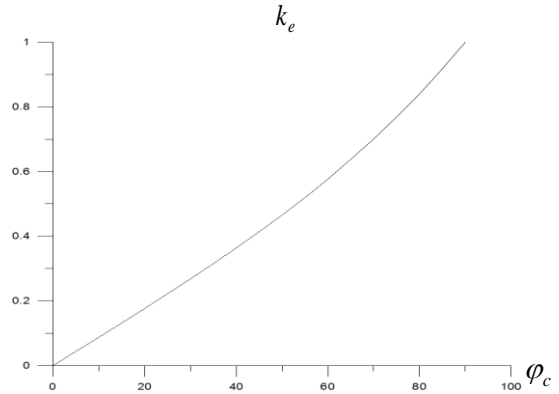


Рис. 3 – Коэффициент эллиптичности  $k_e$  от сдвига фаз сигналов  $\varphi_c$ , градусы

Коэффициент эллиптичности изменяется в пределах  $[0, 1]$ , причем 0 соответствует линейной поляризации, а 1 – круговой. Положение эллипса в плоскости, перпендикулярной направлению распространения, характеризуется углом ориентации  $\beta_p$ , который однозначно определяется в пределах  $0 \leq \beta_p \leq \pi$ . При известных значениях амплитуд колебаний и сдвигов фаз можно определить угол ориентации по соотношению

$$\beta_p = \frac{1}{2} \operatorname{arctg} \frac{2A_V A_H \cos \varphi_c}{A_H^2 - A_V^2}.$$

С учетом этого соотношение для расчета коэффициента эллиптичности принимает вид

$$k_e = \left( \frac{A_H^2 \sin^2 \beta_p - A_V A_H \sin 2\beta_p \cos \varphi_c + A_V^2 \cos^2 \beta_p}{A_H^2 \cos^2 \beta_p + A_V A_H \sin 2\beta_p \cos \varphi_c + A_V^2 \sin^2 \beta_p} \right)^{1/2}.$$

В частном случае равенства амплитуд ортогональных поляризационных составляющих угол ориентации принимает значения  $\pm \pi/4$ . Зависимость коэффициента эллиптичности  $k_e$  от сдвига фазы  $\varphi_c$  при  $A_V = A_H$  представлена на рис. 3. Данная зависимость является нелинейной, например, для центра зависимости ( $\varphi_c = 45^\circ$ )  $k_e$  составляет 0,414 вместо 0,5 в случае линейной зависимости. Различные практически важные виды поляризаций, которые можно получить при равной амплитуде компонент поля за счет фазового сдвига, представлены в таблице 1.

Таблица 1 – Базовые виды поляризации при сдвиге фаз в каналах

№ п/п	Сдвиг $\varphi_c$ , градусы	Коэффициент эллиптичности $k_e$	Вид поляризации
1	0	0	Линейная с углом поворота относительно горизонтали $45^\circ$
2	45	0,414	Эллиптическая с правым вращением с углом ориентации большой полуоси $45^\circ$
3	90	1,0	Круговая с правым вращением
4	-45	-0,414	Эллиптическая с левым вращением и углом ориентации большой полуоси $135^\circ$
5	-90	-1,0	Круговая с левым вращением

Как видим, использование фазовращателей ФВ-Г и ФВ-В предоставляет широкие возможности по реализации поляриметрических режимов работы, в частности, гибридных и компактных режимов. Если перейти к раздельному управлению усилителями мощности сигналов в каждом поляризационном канале, то можно расширить возможности получения разнообразных поляризационных режимов. Изменение фазы в каналах позволяет регулировать как угол наклона поляризационного эллипса, так и степень эллиптичности. В общем случае

соотношения для расчета параметров эллиптичности являются нелинейными, причем с увеличением фазового сдвига угол наклона эллипса снижается, а коэффициент эллиптичности – увеличивается. При равенстве амплитуд сигналов волна остается эллиптически поляризованной с  $k_e = 0,2...0,65$ . В качестве примера на рис. 4, 5 представлены зависимости  $\beta_p$  и  $k_e$  от соотношения амплитуд  $K_u = A_V/A_H \leq 1$  при значении фазового сдвига  $\varphi_c = 67,5^\circ$ . Графики свидетельствуют о нелинейном законе управления фазой и амплитудой ППМ.

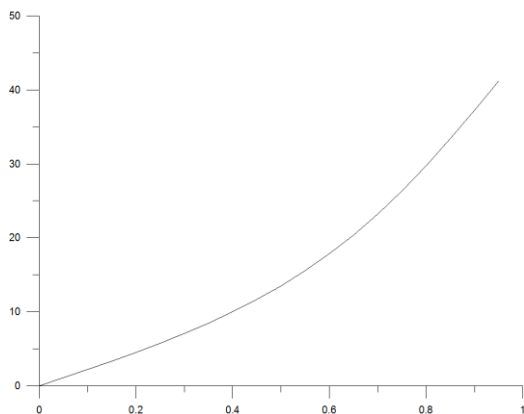


Рис. 4 – Зависимость угла наклона эллипса (градусы) от  $K_u$  при  $\varphi_c = 67,5^\circ$

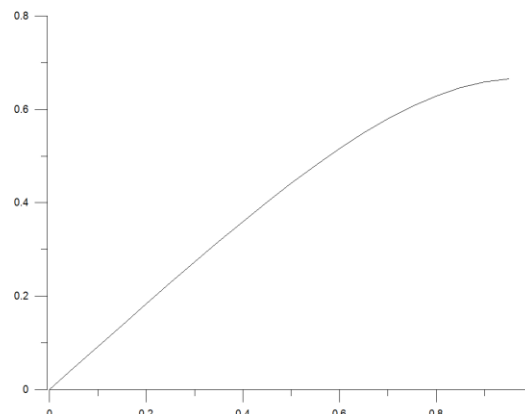


Рис. 5 – Зависимость коэффициента эллиптичности  $k_e$  от  $K_u$  при  $\varphi_c = 67,5^\circ$

Таким образом, предложенная методика управления фазой и мощностью приемо-передающих модулей АФАР позволяет эффективно управлять поляризационными режимами и согласовывать поляризационные характеристики волны с аналогичными характеристиками объекта наблюдения. Вместе с тем управление мощностью связано с переходом в линейный (недонапряженный) режим работы передатчика, при котором к.п.д. снижается, что является недостатком работы схемы. Следует также учитывать, что для обеспечения высокой точности измерений поляризационных параметров объекта ППМ должны иметь встроенную автоматическую калибровку, в простейшем случае – по пилот-сигналу.

### Литература

1. Верба В.С. и др. Радиолокационные системы землеобзора космического базирования / Под ред. В.С. Вербы. – М.: Радиотехника, 2010. – 680 с.
2. Ryzhkov A.V., Zrnicek D.S. Radar Polarimetry for Weather Observations. – Springer, Switzerland, 2019. – 497 p.
3. Salazar J.L., et al. An Ultra-Fast Scan C-band Polarimetric Atmospheric Imaging Radar (PAIR) // IEEE International Symposium on Phased Array System & Technology (PAST). 2019. October 15 – 18, 2019, Waltham, MA USA. Pp.1-5.
4. Гришин В.Ю., Костров В.В. Архитектура приемо-передающих модулей АФАР поляризметрических радиолокационных станций // Перспективные технологии в средствах передачи информации: Материалы 14-ой международной научно – технической конференции / Владим. гос. университет; редкол.: А.Г. Самойлов (и др.) (6 – 7 октября 2021, Владимир). – Владимир: ВлГУ, 2021. – С.48-54.
5. Ryzhkov A., et al. Weather applications of dual-polarization radars // Радиотехнические и телекоммуникационные системы. 2016. №2. С.28-33.
6. Костров В.В. и др. Идентификация дождей по ослаблению и излучению микрорадиоволн в ортогональных плоскостях // Тезисы докл. 14 Всес. конф. по распространению радиоволн. Ч.2. – М.: Наука, 1984. – С.24-25.
7. Recommendations from CEOS CAL/VAL 2004. 3p. [https://earth.esa.int/workshops/ceos\\_sar\\_2004/recommendation\\_at\\_ceos\\_cal.html](https://earth.esa.int/workshops/ceos_sar_2004/recommendation_at_ceos_cal.html) . Дата обращения 18.07.2021.

Кузнецов Д.В., 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

### Результаты моделирования полоскового СВЧ полосопропускающего фильтра

Современные тенденции развития СВЧ техники связаны с решением задачи миниатюризации, т.е. переходу к полосковому варианту исполнения, при выполнении требований к электрическим параметрам устройств. Поэтому важным этапом разработки полосковых устройств является выполнение моделирования характеристик и оптимизации конструкции.

В данной работе выполнено моделирование широкополосного СВЧ полосопропускающего фильтра (ППФ), структура которого состоит из параллельных резонаторов и четвертьволновых соединительных линий [1,2]. Такой СВЧ фильтр удобен для встраивания в полосковое устройство, собранное на одной плате. Согласно принятым параметрам: полосе пропускания 8,5 - 11,5 ГГц, полосе заграждения 7,5 - 12,5 ГГц, выполнен расчет геометрических размеров семизвенного фильтра (рис.1), построена модель фильтра в программе Microwave Office и получены частотные зависимости  $S$  полосковой структуры фильтра (рис.2).

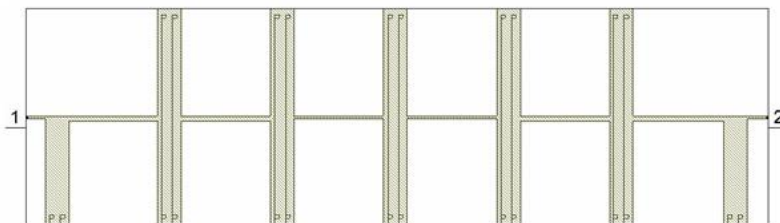


Рис.1 Модель полоскового СВЧ ППФ

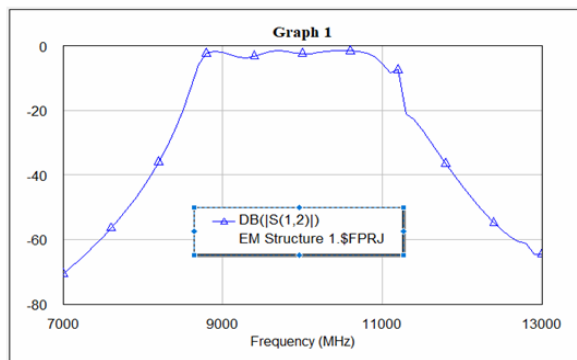


Рис. 2 Частотная зависимость коэффициента пропускания полоскового СВЧ ППФ

Результаты моделирования фильтра показали смещение по полосе пропускания порядка 50 МГц, что может быть обусловлено не точностью соблюдения геометрии. Выявлено превышение заданного значения ослабления на 1,5 дБ, что может быть обусловлено потерями в разьемах и контактах короткого замыкания резонаторов фильтра. Таким образом полученные результаты показали необходимость дополнительного исследования влияния конструктивных особенностей реализации 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

Лифатов В.С.  
 ВУНЦ ВВС «ВВА имени профессора Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина»  
 г. Воронеж, ул. Старых Большевиков, 54а  
 lifatov.v.s@yandex.ru

### Моделирования задающего генератора РЛС с использованием интерактивной программы ADIsimPLL

Бортовые РЛС задействуются для обнаружения наземных, надводных и воздушных объектов, а также для решения задач навигации, бомбометания, пуска ракет, разведки и обеспечения безопасности полета. В когерентных РЛС сигналы обладают когерентными свойствами, которые используются при обработке принимаемых отраженных сигналов. Колебания задающего генератора (ЗГ) служат основой для формирования всех когерентных колебаний в РЛС. Путем умножения частоты ЗГ, обычно выбираемой равной промежуточной  $f_{\text{ПР}}$ , в  $n$  раз формируется сигнал передатчика  $f_0 = nf_{\text{ПР}}$ , а при умножении в  $(n+1)$  раз – сигнал местного гетеродина  $f_{\text{Г}}$ . Сигнал ЗГ может непосредственно использоваться в качестве опорного колебания для когерентного смесителя [1]. В качестве ЗГ РЛС широко используются синтезаторы частот (СЧ) с системой импульсно-фазовой автоподстройки частоты (ИФАПЧ).

Разработка СЧ включает в себя комплекс технических решений, направленных на обеспечение диапазона выходных частот, шага и скорости перестройки по частоте, уровня фазовых шумов и побочных спектральных составляющих, уровня выходной мощности, энергопотребления, массы и габаритов и т.д. Процесс разработки синтезатора в каждом случае начинается с анализа технического задания (ТЗ). Исходя из этого, выбирают метод синтеза и компоненты, позволяющие удовлетворить требования в рамках выбранного метода [2].

Воспользуемся программой ADIsimPLL, выпускаемой компанией «Analog Devices, Inc.» и предназначенной для расчета СЧ с кольцом ИФАПЧ [3]. При запуске программа предлагает выбрать одну из ИМС СЧ с ИФАПЧ из выпадающего списка (рисунок 1). Выберем для моделирования одиночный синтезатор частоты типа ADF4356. На рисунке 2 представлено окно формирования параметров частоты выходного сигнала (диапазон частот (100...1500 МГц) и шаг перестройки частоты – 100 МГц.

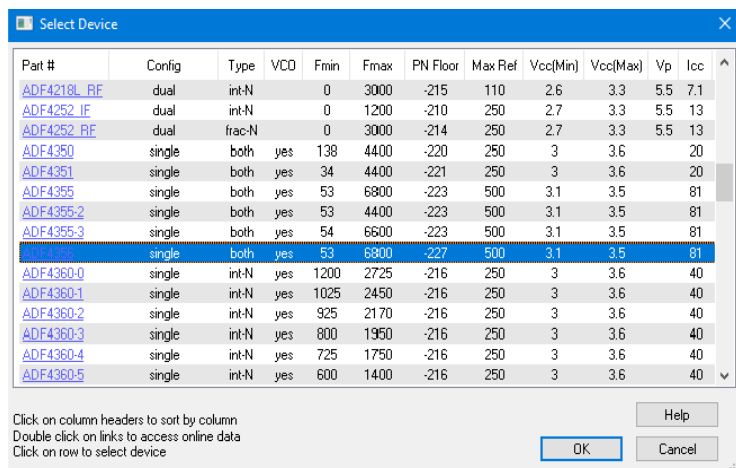


Рис. 1. Выбор ИМС СЧ

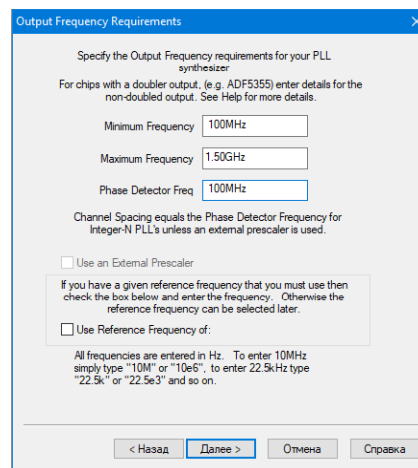


Рис. 2. Формирование параметров частоты выходного сигнала

На рисунке 3 отображена схема варианта фильтра. На рисунке 4 приведены временные характеристики СЧ: зависимости значения выходной частоты от времени при переходе с канала на канал; зависимости ошибки на выходе фазового детектора (ФД); временные диаграммы работы ФД. Отчет о результатах моделирования синтезатора частот и принципиальная схема моделируемого СЧ на ИМС ADF4356 представлен на рисунке 5.

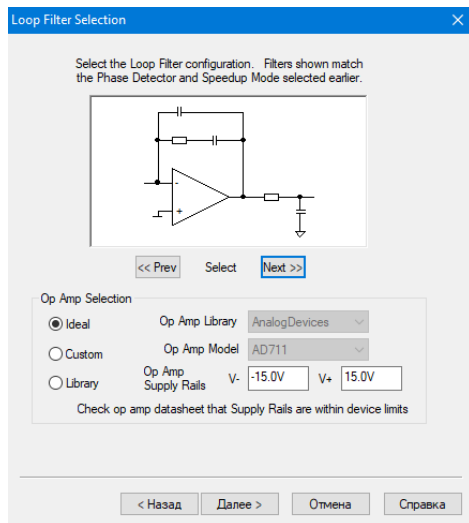
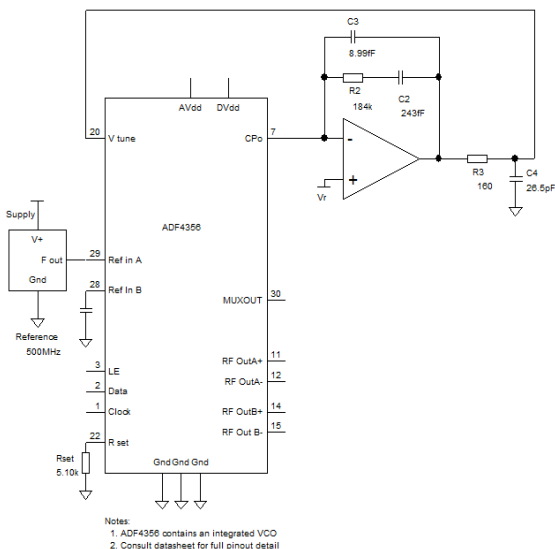


Рис. 3. Схема варианта фильтра



Рис. 4. Временные характеристики СЧ



Design1 analysed at 01/07/22 21:35:55

PLL Chip is ADF4356  
Notes:  
VCO is ADF4356  
Reference is custom

Advanced Design - VCO Divider is Outside loop and set as follows:

Start Freq	Stop Freq	VCO Divider	Channel Spacing
100MHz	106.25MHz	64	1.5625MHz
106.25MHz	212.5MHz	32	3.125MHz
212.5MHz	425MHz	16	6.25MHz
425MHz	850MHz	8	12.5MHz
850MHz	1.50GHz	4	25.0MHz

Loop Filter designed at a VCO frequency of 4.8083GHz with a Kv of 19.05MHz/V

Frequency Domain Analysis of PLL  
Analysis at PLL output frequency of 375MHz  
VCO divider set to 16

Freq	Total	VCO	Ref	Chip	SDM	Filter
100	-109.5	-236.8	--	-109.5	--	-256.1
1.00k	-119.4	-232.8	--	-119.4	--	-236.1
10.0k	-128.5	-217.8	--	-128.5	--	-216.1
100k	-134.1	-204.3	--	-134.1	--	-196.1
1.00M	-135.1	-183.7	--	-135.1	--	-176.2

Reference Spurious  
Noise and Jitter Calculations include the first 10 ref spurs  
First three spurs: -300 dBc -300 dBc -300 dBc

Phase jitter using brick wall filter  
from 1.00kHz to 20.0MHz  
Phase Jitter 467fs rms

ACP - Channel 1  
Channel 1 is centred 25.0kHz from carrier with bandwidth 15.0kHz  
Power in channel = -89.5dBc

--- End of Frequency Domain Results ---

Рис. 5. Отчет о результатах моделирования и принципиальная схема

При разработке ЗГ (СЧ с ИФАПЧ) приходится учитывать большое число компромиссных решений, поэтому применение программы моделирования ADIsimPLL компании «Analog Devices, Inc.» позволяет оценить эти компромиссы и отрегулировать многие параметры, чтобы они соответствовали заданию на проектирование и разработку ЗГ (СЧ с ИФАПЧ). Были рассмотрены возможности программы ADIsimPLL по моделированию ЗГ с использованием ИМС ADF4356, формирующего сетку частот в диапазоне от 100...1500 МГц.

### 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. – Воронеж: ИПЦ «Научная книга», 2021. – 486 с.
2. Ченакин А.В., Горевой А.В. Практическое построение синтезаторов частот СВЧ-диапазона. – М.: Горячая линия–Телеком, 2021. – 280 с.
3. ADIsimPLL Request for Software / Analog Devices. – URL: [https://form.analog.com/form\\_pages/rfcomms/adisimpll.aspx](https://form.analog.com/form_pages/rfcomms/adisimpll.aspx).



Милованов М.А., Рымов А.И., Шушлянников В.В.  
 ВУНЦ ВВС «ВВА имени профессора Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина»  
 г. Воронеж, Краснознаменная 153  
 shushlyannikov.valera@mail.ru

### Применение троичной импульсной последовательности в бортовой радиолокационной станции для улучшения разрешающей способности по дальности

Для повышения качества работы бортовой радиолокационной станции необходимо улучшать ее разрешающую способность. Разрешающая способность бывает по дальности скорости и угловым координатам. Наиболее перспективной является разрешающая способность по дальности. потому что именно она позволяет различит две цели находящиеся на одном азимуте. Разрешающая способность по дальности – численно характеризуется минимальным расстоянием между двумя неподвижными целями, расположенными в радиальном направлении относительно радиолокационной станции, сигналы которых еще фиксируются станцией раздельно [1]. При меньшем расстоянии между целями их раздельное радиолокационное наблюдение становится невозможным. Рассмотрим формулу:

$$\delta D = \frac{c\tau_{эф}}{2} = \frac{c}{2\Delta f_{эф}} \quad (1)$$

$\delta D$  - разрешающая способность по дальности

$c$  – скорость света

$\tau_{эф}$  - задержка импульса

$\Delta f_{эф}$  - спектр сигнала

Из нее следуют два способа повышения разрешения по дальности: уменьшение длительности импульса. Данный способ использовать нежелательно, так как с уменьшением длительности импульса уменьшается энергетика сигнала. И второй способ расширение спектра сигнала. Расширить спектр сигнала возможно с помощью использования сложных сигналов.

Для улучшения разрешения по дальности целесообразно использовать сложные сигналы, которые в общем можно разделить на три группы [1]:

В группу I входят последовательности импульсов с постоянной несущей частотой.

В группу II входят бинарные фазовые коды и многофазные коды.

В группу III входят дискретные частотные последовательности.

Особое место среди сложных сигналов занимают последовательности Баркера которые относятся ко второй группе.

Главная привлекательная особенность последовательности Баркера заключается в том, что они имеют оптимальные импульсную и периодическую автокорреляционные функции и единичный пик-фактор. Главный недостаток последовательности Баркера заключается в том, что их всего 7 и длина самой длинной из последовательностей Баркера равна 13. Увеличить длительность кодовой последовательности позволяет применение троичных импульсных последовательностей, алфавит которых отличается от алфавита ПБ только нулевым символом.

В настоящее время имеется обширная библиотека троичных последовательностей, импульсная автокорреляционная функция, которых не хуже, чем у последовательности Баркера.

Наиболее простым является методом формирования троичной импульсной последовательности на основе совмещённые таблицы разностей и произведений. В статье [2] описан рекуррентный алгоритм синтеза массивов пар троичных последовательностей.

Пусть  $\hat{Y}$ ,  $\hat{V}_1$ ,  $\hat{V}_2$  троичные импульсные последовательности каждая из которых задана в алфавите  $\{0, \pm 1\}$ :

$$\begin{aligned} \hat{Y} = \{y_{ij}\} = \{0, \pm 1\}, \quad i = \overline{0, \hat{N}_y - 1}, \quad \hat{V}_1 = v_{1,j} = y_i, \\ i = j = \overline{0, n-1}, \quad \hat{V}_2 = v_{2,j} = y_{n+j}, \quad j = \overline{1, n}, \end{aligned} \quad (2)$$

Импульсная автокорреляционная функция троичной импульсной последовательности  $\hat{Y}$ , выражается через сумму импульсной автокорреляционной функции и импульсной взаимной корреляционной функции сегментов  $\hat{V}_1, \hat{V}_2$  следующим соотношением:

$$\hat{r}_{\hat{Y}}(\tau) = \hat{r}_{\hat{V}_1}(\tau) + \hat{r}_{\hat{V}_2}(\tau) + \hat{r}_{\hat{V}_1, \hat{V}_2}(\tau) + \hat{r}_{\hat{V}_2, \hat{V}_1}(\tau). \quad (3)$$

По данному алгоритму получили троичную импульсную последовательность.

$$[-1 \ 0 \ 0 \ 1 \ -1 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 1 \ -1 \ 0 \ -1 \ 0]. \quad (4)$$

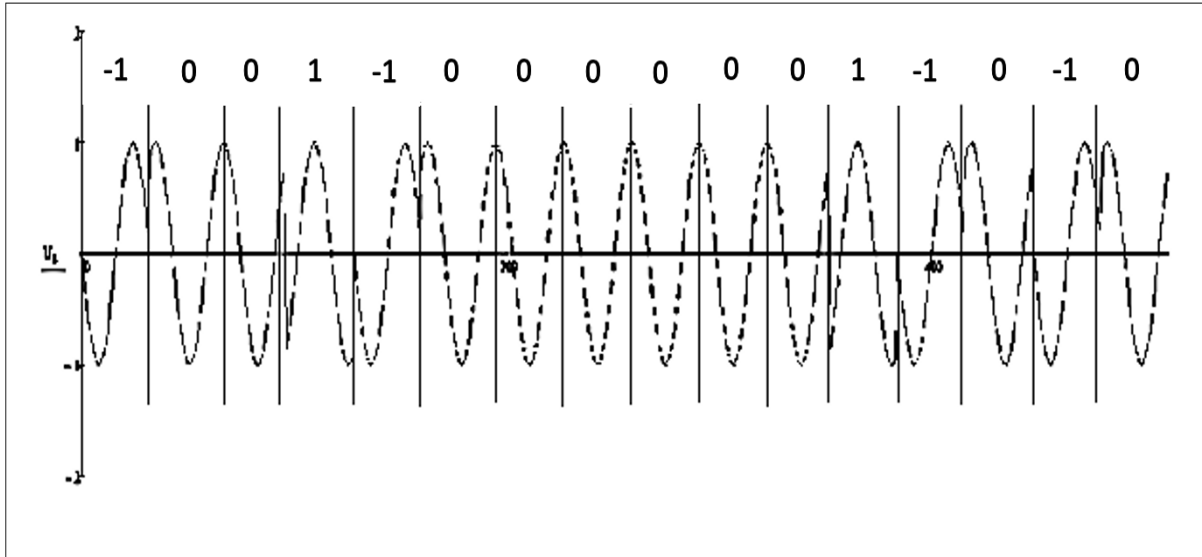


Рис1 Изменение фазы сигнала согласно шестнадцатиразрядной троичной импульсной последовательности

Для оценки свойств данного радиолокационного сигнала необходимо рассмотреть тело неопределенности по формуле:

$$\psi(\tau, \nu) = \left| \frac{\sum_{k=0}^{N-1} S(\tau_{\min} + kdt) \overline{S(\tau_{\min} + kdt - \tau)} \exp(2\pi i \nu (\tau_{\min} + kdt))}{\sum_{k=0}^{N-1} (S(\tau_{\min} + kdt) \overline{S(\tau_{\min} + kdt)})} \right|, \quad (5)$$

где  $S$  – фазоманипулированный сигнал

$\tau_{\min}$  - минимальное время задержки;

$\tau$  - время задержки;

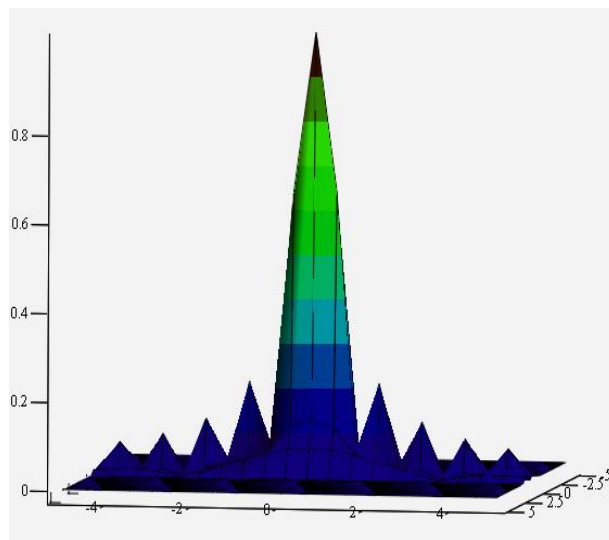
$k$ - переменная итерация

$dt$  - дифференциал

$N$  - количество итераций

$\nu$  - частота

Проведенное моделирование в среде Mathcad позволило получить тело неопределенности.



Сравнив полученное тела неопределенности с телом неопределенности последовательности Баркера по уровню 0,5 мы можем сделать выводы о том, что наиболее перспективными сигналами является троичной импульсной последовательности, которые позволяют улучшить разрешающую способность бортовой радиолокационной станции в 9 раз. Так же необходимо учитывать еще одно важное свойство троичной импульсной последовательности – сложность кодовой последовательности путем деления фазы не на 180 градусов, а на 120 градусов. Это дает возможность стать БРЛС более устойчивой к действию на нее преднамеренных помех.

Анализ тела функции-неопределенности троичной импульсной последовательности позволяет сделать вывод о том, что при некотором ухудшении структуры функции неопределенности получи лучшую разрешающую способность по дальности.

Например, если использовать пачку немодулированных импульсов, то разрешение такого сигнала составит 150 метров.

Если использовать тринадцати разрядный код Баркера такого же импульса разрешение по дальности будет 11,5 метров.

Если использовать троичные импульсные последовательности шестнадцати разряда кода можно получить разрешение по дальности 9,3 метра. Таким образом мы получаем выигрыш в разрешение по сравнению с кодом Баркера на 2,2 метр. При этом наилучшее разрешение будет ограничиваться только размером минимально возможного элемента сигнала

### Литература

1. Дудник П.И. Авиационные радиолокационные комплексы и системы. ВВИА имени профессора Н.Е Жуковского, 2006г. 1112 с.
2. В.Е. Гантмахер - Синтез троичных импульсных последовательностей, подобных последовательностям Баркера 2011г 21 с
3. В.Е. Гантмахер ,Н. Е. Быстов, Д. В. Чеботарев-Шумоподобные сигналы, анализ ,синтез, обработка.2005г 312с

Пчелина Ю.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*

### **Чувствительность многочастотной СВЧ радиометрической системы зондирования атмосферы**

Одним из основных параметров СВЧ радиометрических систем является чувствительность, определяемая как наименьшее значение входной мощности шумового сигнала, которую может зарегистрировать система [1]. Общая оценка чувствительности СВЧ радиометрической системы выполняется по формуле [1,2]

$$\Delta T = \mu T_{PMS} / \sqrt{\Delta f \tau},$$

где  $\mu$  – постоянная радиометра, зависящая от схемного решения;  $T_{PMS}$  – шумовая температура радиометрической системы, К;  $T_{PMS} = T_A + T_{шпр}$ ,  $T_A$  – шумовая температура антенны К;  $T_{шпр}$  – температура шума приемника, К,  $\Delta f$  – полоса пропускания до квадратичного детектора, Гц;  $\tau$  – постоянная интегрирования выходного фильтра, с.

Собственный шум радиометрического приемника приводит к флуктуациям уровня отсчета на выходе радиометрической системы, которые маскируют прирост средней мощности шумового сигнала. В связи с этим известны различные схемотехнические решения радиометров, в которых предусмотрена компенсация собственных шумов или существенное снижение шумовой температуры. Тогда определяющим фактором становится величина шумовой температуры антенны, величина которой зависит от радиояркой температуры зондируемой области пространства.

В данной работе выполнен анализ влияния частотной зависимости радиояркой температуры атмосферы на чувствительность трехдиапазонной СВЧ радиометрической системы, осуществляющей прием радиощумового излучения в трех частотных диапазонах с центральными частотами 4ГГц, 9,375 ГГц и 22ГГц с полосой пропускания 1000МГц и постоянной времени интегрирования 1с [3]. Так как в системе прием шумового сигнала трех каналов выполняется на одну общую приемную апертуру антенны, то дополнительно учитывалось изменение коэффициента усиления антенны для разных каналов (на частоте 4ГГц - 39дБ, на частоте 9,375 ГГц - 48дБ и на 22ГГц - 54дБ).

Показано, что при условии измерения радиояркой температуры безоблачной атмосферы ее величина может быть принята на уровне 5К на частоте 4ГГц, 8К - на частоте 9,375ГГц и 20К - на частоте 22ГГц. Выполненный численный анализ показал, что значения чувствительности трехдиапазонной СВЧ радиометрической системы следующие: 0,03К на частоте 4ГГц, 0,04К - на частоте 9,375ГГц и 0,05К на частоте 22ГГц.

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.

Ракитин А.В., 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@mit.ru

### Снижение вычислительной сложности корреляционно-экстремальных алгоритмов поиска объектов

В системах радиовидения и видеонаблюдения при решении задач автоматического поиска объектов на изображениях часто используются корреляционно-экстремальные алгоритмы [1]. Вместе с тем прямая реализация анализа критериальной функции объекта при обработке видео или радиолокационного изображения (РЛИ) порождает ряд проблем. С одной стороны, условия наблюдения объекта являются сложными и в большинстве случаев нестационарными. Это приводит к необходимости применения специальных схем для стабилизации уровня вероятности ложных тревог. С другой стороны, обработка изображений требует больших вычислительных ресурсов даже при малых размерах РЛИ. Особенно остро проблема снижения вычислительной сложности стоит в бортовой аппаратуре, работающей в реальном времени [1]. Снижение времени вычислений при ограничениях на вычислительный ресурс представляет собой сложную задачу, причем для одних и тех же алгоритмов её решение проводится в различных направлениях. В частности после декомпозиции алгоритма для оценки вычислительных затрат на этапе проектирования системы цифровой обработки сигналов (ЦОС) необходимо определить возможности цифровых процессоров, микроконтроллеров или ПЛИС по обработке базовых компонентов алгоритма. Кроме того, сэкономить вычислительный ресурс можно за счет использования быстрых алгоритмов реализации вычислений.

Цель доклада – рассмотреть принципы снижения вычислительных затрат при поиске объектов на радиолокационных или видео изображениях со стабилизацией вероятности ложных тревог.

Для определения статистических характеристик фона, от которых зависит вероятность аномального обнаружения объекта и на основании которых корректируется порог обнаружения, используется свободная от сигнала область изображения и выборочный метод статистического анализа. Размер этой области зависит от размеров обнаруживаемых объектов и необходимого объема выборки [2]. Наиболее простой для определения статистических свойств шума и анализа сигнала является квадратная область (рис. 1), поскольку изображения, как правило, задаются на прямоугольной сетке. В оконной области анализа шума, окружающей полезный объект, всего содержится  $S_{fon}$  пикселей, в области анализа сигнала –  $S_{sig}$ .

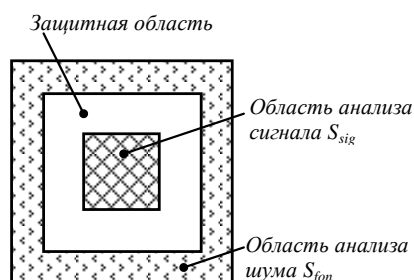


Рис. 1 – Основные окна анализа

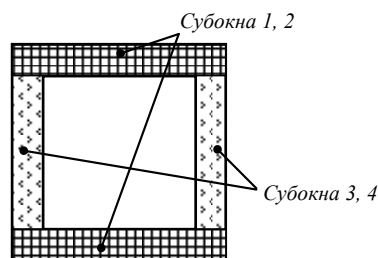


Рис. 2 – Декомпозиция окна анализа фона

В простейших системах обнаружения в области анализа шума измеряется среднее значение и дисперсия фонового сигнала, на основании которых формируется адаптивный порог. Для этого используются типовые соотношения выборочного метода: среднее значение равно  $m_1 = S_{fon}^{-1} \sum_{i,j} \xi_{i,j}$ , второй момент  $m_2 = S_{fon}^{-1} \sum_{i,j} \xi_{i,j}^2$  и дисперсия  $\sigma^2 = m_2 - m_1^2$ , где  $\xi_{i,j}$  – пиксели изображения в окне анализа. Дисперсия фоновой помех вычисляется в каждой точке

изображения, размерность которого определим  $N_x \times N_y$  пикселей, поэтому вычислительные затраты на ее вычисление определяются соотношением  $N_x \times N_y$  умножений и  $N_x \times N_y$  сложений (вычитаний). Наиболее трудоемкими в реализации являются соотношения для расчета среднего значения и второго момента, причем их вычисление может быть проведено различными способами. В частности, операция вычисления сумм (накопления данных) может быть представлена как нерекурсивная фильтрация с единичными коэффициентами фильтра. Указанные суммы можно также вычислять с помощью свертки, а для ускорения процесса вычислений использовать быстрые алгоритмы с переходом в частотную область [3].

Для сравнения и оптимизации вычислительных затрат рассмотрим три подхода: 1) прямое вычисление параметров  $m_1$  и  $m_2$ ; 2) разбиение окна анализа на две пары субокон 1 – 4 в соответствии с рис. 2, вычисление с помощью одномерных БПФ; 3) вычисление параметров с помощью двумерного преобразования Фурье. Результаты по оценке количества операций представлены в таблице. Для метода с использованием субкадров в соотношениях принято обозначение  $N_{xy} = \min(N_x, N_y)$  выбора наименьшего значения из двух.

Параметр	Число арифметических операций		
	Прямой метод	Метод использованием субкадров	Метод на основе 2D свертки
$m_1$	$(S_{fon} + 1)N_x N_y$	$2(1 + 2 \cdot \log_2(N_{xy}))N_x N_y$	$(1 + 2 \cdot \log_2(N_x) \cdot \log_2(N_y))N_x N_y$
$m_2$	$(S_{fon} + 2)N_x N_y$	$(3 + 4 \cdot \log_2(N_{xy}))N_x N_y$	$2(1 + \log_2(N_x) \cdot \log_2(N_y))N_x N_y$
$\Sigma$ субкадров	–	$3N_x N_y$	–
Всего	$(2S_{fon} + 3)N_x N_y$	$8 \cdot (1 + \log_2(N_{xy}))N_x N_y$	$(3 + 4 \cdot \log_2(N_x) \cdot \log_2(N_y))N_x N_y$

В качестве числового примера рассмотрен случай, когда размер кадра составляет  $512 \times 1024$ , а площади зоны анализа фона  $S_{fon} = 1500$  пикселей. Расчеты показывают, что метод, основанный на двумерной свертке с БПФ, имеет при таких условиях вычислительную сложность в 8 раз меньшую, чем прямой метод реализации, а метод с использованием субкадров – в 37 раз. Последний факт подтверждает известное положение о том, что короткие свертки в ряде случаев дают положительный эффект.

Таким образом, в настоящем докладе предложена методика снижения времени на вычислительные процессы при поиске объектов на изображениях, которая позволяет обосновать выбор алгоритмов ЦОС. Достоинством алгоритмов с использованием быстрой свертки является то, что время их выполнения практически не зависит от размера зоны анализа фона. Кроме того, при использовании двумерной свертки они позволяют делать зону анализа произвольной формы. Следует также заметить, что приведенный анализ не учитывает другие особенности программно-аппаратной реализации устройства цифровой обработки сигналов, например возможность использования сопроцессора, работающего как специализированный вычислитель по алгоритмам БПФ. Привлечение таких ресурсов позволяет заметно снизить вычислительные затраты и провести расчеты в реальном времени.

### Литература

1. Совмещение изображений в корреляционно-экстремальных навигационных системах / Под ред. Л.Н. Костяшкина, М.Б. Никифорова. – М.: Радиотехника, 2015.
2. Rakitin A.V., Zhiganov S.N. The comparative analysis of false alarms stabilization algorithms while processing images // Proc. of 8-th Int. conf. "Pattern Recognition and Image Analysis: New Information Technologies" (PRIA-8-2007). Vol. 1. – Yoshkar-Ola: MSTU, 2007. – Pp.170-173.
3. Mueller S.M., Paul W.J. **Computer Architecture Complexity and Correctness**. – Springer-Verlag, 2000.

Романов Д.Н.

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

### Упрощение коэффициентов аппроксимации для дискретной непрерывной кусочно-линейной функции.

Известна дискретная непрерывная кусочно-линейная функция [1]. Эта функция является линейной и для своей реализации требует только операций сложения и умножения. Данная функция позволяет проводить аппроксимацию одной непрерывной кусочно-линейной функцией вида:

$$F_m = \sum_{n=0}^N K_m |m - n|,$$

где  $m$  – номер отсчета,  $n$  – шаг аппроксимации,  $K_m$  – коэффициент аппроксимации.

В общем случае коэффициенты аппроксимации определяются следующим образом:

$$[K] = [y] \cdot [M]^{-1},$$

Где  $[y]$  – вектор значений функции в узлах аппроксимации,

$$[M] = \begin{bmatrix} |0-0| & |0-1| & \dots & |0-N| \\ |1-0| & |1-1| & \dots & |1-N| \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ |N-0| & |N-1| & \dots & |N-N| \end{bmatrix}$$

Для примера рассмотрим пример аппроксимации прямоугольного импульса по восьми отсчетам. Значения отсчетов заданы вектором значений:  $y^T = [0,0,1,1,1,1,0,0]$ .

Матрица  $M$  для этого случае примет вид:

$$[M] = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 2 & 3 & 4 & 5 & 6 & 7 \\ 1 & 0 & 1 & 2 & 3 & 4 & 5 & 6 \\ 2 & 1 & 0 & 1 & 2 & 3 & 4 & 5 \\ 3 & 2 & 1 & 0 & 1 & 2 & 3 & 4 \\ 4 & 3 & 2 & 1 & 0 & 1 & 2 & 3 \\ 5 & 4 & 3 & 2 & 1 & 0 & 1 & 2 \\ 6 & 5 & 4 & 3 & 2 & 1 & 0 & 1 \\ 7 & 6 & 5 & 4 & 3 & 2 & 1 & 0 \end{bmatrix}$$

Так как матрица  $[M]$  является Топлицевой, то для расчета обратной матрицы можно воспользоваться, в том числе известным алгоритмом Левинсона-Дарбина [2].

Обратная матрица имеет вид:

$$[M]^{-1} = \begin{bmatrix} -0,429 & 0,5 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0,071 \\ 0,5 & -1 & 0,5 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0,5 & -1 & 0,5 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0,5 & -1 & 0,5 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0,5 & -1 & 0,5 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0,5 & -1 & 0,5 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0,5 & -1 & 0,5 \\ 0,071 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0,5 & -0,429 \end{bmatrix}$$

Вектор коэффициентов аппроксимации для этого случае имеет вид:

$$K = \begin{bmatrix} 0 \\ 0.5 \\ -0.5 \\ 0 \\ 0 \\ -0.5 \\ 0.5 \\ 0 \end{bmatrix}$$

Такой подход к вычислению коэффициентов аппроксимации требует высоких вычислительных затрат, особенно при большом количестве узлов аппроксимации. Поэтому предлагается определять коэффициенты аппроксимации, опираясь на свойства линейных функций. В этом случае формула для коэффициентов аппроксимации примет вид:

$$K_m = \frac{y_{m-1} - 2y_m + y_{m+1}}{2}$$

Полученное выражение для нахождения коэффициентов аппроксимации дискретной непрерывной кусочно-линейной функции требует меньших вычислительных ресурсов и имеет более простой алгоритм вычислений.

### Литература

1. Романов Д.Н., Горячев М.С. Непрерывная кусочно-линейная функция с дискретным шагом аппроксимации. Методы и устройства передачи и обработки информации: Научно-технический журнал. – Вып. 22. /Под ред. В.В. Ромашова, В.В. Булкина. – М.: МИ ВлГУ, 2020. – с.41-43
2. Солонина А.И. и др. Основы цифровой обработки сигналов. Санкт-Петербург, «БВХ-Петербург», 2005



Ромашов В.В., Храмов К.К., Докторов А.Н., Якименко К.А., 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

### Формирование широкополосных сигналов при прямом цифровом синтезе частот

Цифровые синтезаторы частот и сигналов, применяемые в современных системах связи и радиотехнических системах, позволяют сформировать требуемые сигналы со сложными типами модуляции и реализуют программное управление амплитудой, частотой и фазой синтезируемого сигнала. Одним из направлений развития данного метода синтеза является применение высокочастотных спектральных компонентов (образов) основной частоты, возникающих в цифро-аналоговых преобразователях (ЦАП). Для повышения эффективности использования образов основной частоты применяют быстродействующие ЦАП, обладающие особой архитектурой выходных каскадов, позволяющей реализовать специальные режимы работы [1-2]. В этих режимах происходит изменение формы огибающей спектра выходного сигнала так, чтобы увеличить амплитуды требуемых образов спектра.

Традиционно в ЦАП реализуется интерполяция нулевого порядка, когда сигнал тактируется прямоугольными импульсами длительностью  $T$  (рис. 1,а). Такой режим работы ЦАП называют non-return-to-zero (NRZ) или normal mode [3].

Обзор существующих режимов работы быстродействующих ЦАП имеется [4]. В работах [4-6] были исследованы режимы работы RZ, RF, RFZ, RFZ2, которые позволяют увеличить амплитуды образов основной частоты во второй, третьей и четвертой зонах Найквиста.

Можно предложить и исследовать еще два режима работы ЦАП, условно названные RFZ3 и RFZ4, форма тактовых импульсов которых представлена на рис. 1,б-в.

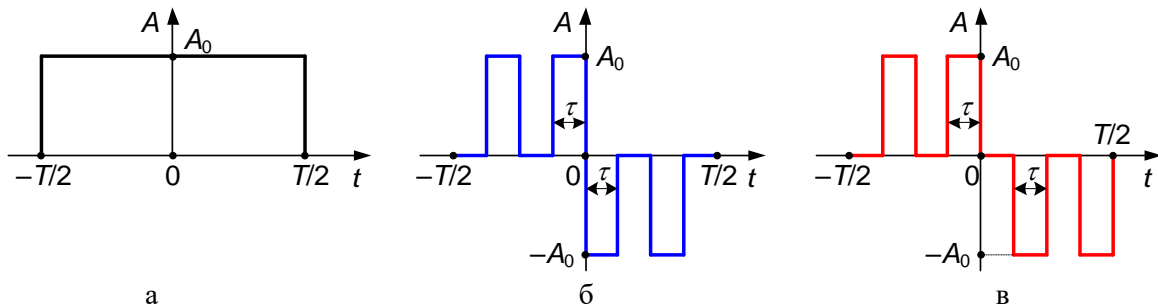


Рис. 1. Форма тактовых импульсов в различных режимах работы быстродействующих ЦАП: NRZ(а), RFZ3 (б), RFZ4 (в)

Режим RFZ3 является производным от режима RFZ, однако в каждом из интервалов  $T/2$  содержит по два разнополярных импульса длительностью  $\tau = T/8$ . Огибающая спектра выходного сигнала ЦАП будет определяться выражением

$$\dot{S}_{RFZ3}(\omega) = j \frac{A_0 T}{4} \cdot \text{sinc}\left(\frac{\omega T}{16}\right) \cdot \left[ \sin\left(\frac{\omega T}{16}\right) + \sin\left(\frac{5\omega T}{16}\right) \right], \quad (1)$$

где  $A_0$  – амплитудный коэффициент.

Режим RFZ4 аналогичен режиму RFZ3, но отрицательные импульсы имеют сдвиг на интервал  $\tau = T/8$  (рис. 1,в). В этом режиме огибающая спектра выходного сигнала ЦАП

$$\dot{S}_{RFZ4}(\omega) = j \frac{A_0 T}{4} \cdot \text{sinc}\left(\frac{\omega T}{16}\right) \cdot \left[ \sin\left(\frac{\omega T}{8}\right) + \sin\left(\frac{3\omega T}{8}\right) \right] \cdot \exp\left(-j \frac{\omega T}{16}\right). \quad (2)$$

Анализ выражений (1) и (2) показал следующее. Применение режима RFZ3 наиболее эффективно для гармоник образов с номерами  $n = -1, 1, 3, -4, 4$ , которым соответствуют зоны

Найквиста с номерами 2, 3, 7, 8, 9. Для четвертого отрицательного и четвертого положительного образов наблюдается существенное увеличение амплитуды гармоник, если сравнивать огибающие спектров выходных сигналов в режимах NRZ и RFZ3. Выигрыш может составлять от 12 дБ до 25 дБ в зависимости от значения основной синтезируемой частоты в первой зоне Найквиста. Режим RFZ4 оказывается наиболее эффективным для образов основной частоты с номерами  $n = -1, 1, -3, 3, -5, 5$ . Его использование позволяет увеличить амплитуду гармоник на 10-20 дБ, особенно для пятого положительного и пятого отрицательного образов при низких значениях основной синтезируемой частоты (до 15% от частоты  $f_T$  тактового сигнала).

Также результаты исследования показали, что применение предлагаемых режимов для синтеза сигналов в восьмой и девятой зонах Найквиста (т.е. вблизи частоты  $4f_T$ ) позволяет, теоретически, увеличить амплитуды гармоник до 20 дБ и более при низких значениях (до 15% от частоты тактового сигнала) основной синтезируемой частоты.

На основании полученных результатов была разработана дискретная модель быстродействующего ЦАП [7]. Данная модель может использоваться для изучения различных режимов работы быстродействующих ЦАП, для выбора оптимальных параметров цифро-аналогового преобразователя при синтезе широкополосных сигналов, для определения параметров фильтра на выходе ЦАП.

### Литература

1. Kuckreja Ajay, Ostrem Geir, "High-Speed DACs ease transmitter designs," *Microwave & RF*, August 2010.
2. High Speed D/A Converters  $\geq 30$ MSPS [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.analog.com/en/products/digital-to-analog-converters/high-speed-da-converters.html>
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.

Спеньков К.А., Никитин. О.Р.  
Владимирский государственный университет  
Владимир, 600000, Россия  
E-mail: Kirill19870@yandex.ru

### **Возможности по улучшению методов спектральной обработки изображений для целей дистанционного мониторинга.**

Развитие экономической сферы регионов России тесно связано с дистанционным мониторингом природных сред, включающим в себя экологические, сельскохозяйственные и другие цели.[1] Как правило, для этого используются спутники или низковысотные средства наблюдения.

Основные спутниковые исследования подстилающей поверхности проводятся в оптическом цветовом диапазоне. При этом эффективное наблюдение и выделение типов поверхностей и их классификация может осуществляться только методами спектральной обработки. [2]

Недостатком подобных методов является уменьшение точности при снижении высоты. Частично это может быть компенсировано увеличением разрешения, но лишь до определённых пределов, ограниченных высотой, на которой текстура объекта ещё не проявляется. [3]

Применение большинства методов, основанных на выделении контуров или контрольных элементов на изображении, которые применяются при низковысотной съёмке не подходят для мониторинга природных сред из-за множественных повторяющихся элементов подстилающей поверхности, например растительного покрова, что может увеличивать время обработки до неприемлемого. На время выполнения также влияет создание дополнительных снимков для обработки, увеличение цветовой кодировки изображения и его разрешения. Вторым важным недостатком является более слабая чувствительность к цветовым характеристикам. [4]

Уменьшение влияния недостатков спектральных методов позволит вести наблюдение с разных высот, не меняя метода анализа. Наиболее подходят для этого спектральные методы, основанные на обработке цветových гистограмм. [5] Они позволяют оценивать получаемую информацию сразу в нескольких цветовых диапазонах, а множества значений градаций яркости дают возможность регулировать выбираемые параметры. [6]

Проводимые в этом направлении эксперименты показывают правильность данного утверждения, и возможность применять данные методы, как в целях дистанционного мониторинга природных сред, так и в не связанных с ним задачах.[7]

### **Литература**

1. Е. Н. Сутырина Дистанционное зондирование земли// Учебное пособие. Иркутск. 2013. с.166.
2. А. Г. Измestьев Дистанционные методы зондирования земли// Учебное пособие. Кемерово. 2016. с.91
3. Rashmi S, Swapna Addamani, Venkat and Ravikiran S Spectral Angle Mapper Algorithm for Remote Sensing Image Classification/ IJSET - International Journal of Innovative Science, Engineering & Technology, Vol. 1 Issue 4, June 2014.
4. Rafael C. Gonzalez, Richard E. Woods Digital ImageProcessing. Third Edition. Upper Saddle River – 2008 – p.977
5. Asha V., Bhajantri N. U., Nagabhushan P. GLCM based Chi-square Histogram Distance for Automatic Detection of Defects on Patterned Texture// International Journal of Computational Vision and Robotics. Geneva. 2011. V.2. No. 4. P. 302–313. doi: 10.1504/IJCVR.2011.045267
6. Spenkov, K.A., Nikitin, O.R., Pozdnyakov, A.D., Zhigalov, I.E. Satellite monitoring of the ecological state of the Earth's surface by comparing histograms/ (2021) AIP Conference Proceedings, – Krasnoyarsk – 2021–статья № 060011, DOI: 10.1063/5.0071413
7. Никитин О.Р., Спеньков К.А., Гаврилов В.М. Способ приёма информации в оптическом канале связи с использованием цветových гистограмм// О.Р. Никитин, К.А. Спеньков, В.М. Гаврилов / Перспективные технологии в средствах передачи информации ПТСПИ2019: Владимир – 2019 – Т1 – с186-189

Чайков С.С., Ананич Д.И., Никулин Е.Ю.  
 Филиал военной академии ВВСН имени Петра Великого (г. Серпухов)  
 МОУ «Институт инженерной физики»  
 Московская область, г. Серпухов, ул. Бульвар 65-лет Победы, д. 17, кв. 5  
 E-mail: ss\_chay@mail.ru

### Анализ возможностей повышения эффективности функционирования сети подвижной УКВ радиосвязи и её подсистем, действующей в районе чрезвычайной ситуации

Устойчивое и непрерывное совершенствование телекоммуникационных технологий, используемых в различных системах и сетях связи гражданского (коммерческого) назначения, показывает необходимость их применения в информационных системах специального назначения. В МЧС России создана и функционирует единая государственная система предупреждения и ликвидации чрезвычайных ситуаций (РСЧС), в которой для обеспечения связи в районах чрезвычайных ситуаций (РЧС) на тактическом уровне организуются сети радиосвязи УКВ диапазона с подвижными объектами. Структура такой сети представлена на рисунке 1. В радиосетях подобной структуры радиосвязь, как правило, организуется в форме комбинированной радиосети или радиосети на частотах передатчиков [2]. В качестве подвижных объектов могут выступать различные аварийно-спасательные формирования (АСФ), поисково-спасательные формирования (ПСФ), спасательные отряды (СО) и другие формирования, выполняющие аварийно-спасательные и другие неотложные работы (АСДНР) в РЧС, оснащенные средствами УКВ радиосвязи.

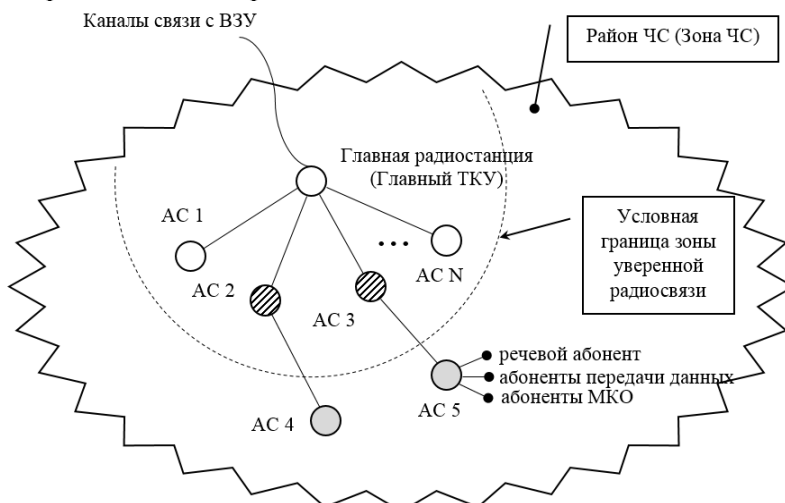


Рис. 1 Структура сети радиосвязи УКВ диапазона с подвижными объектами в РЧС

При организации УКВ радиосети одна её радиостанция или телекоммуникационный узел (ТКУ) назначается главной (-ым) и он имеет канал радиосвязи с каждой подчиненной N абонентской станцией (АС). На рисунке обозначена условная граница зоны уверенной радиосвязи, которая для УКВ диапазона находится от главной радиостанции в пределах прямой видимости на расстоянии до 50 км и зависит от мощности передающих радиосредств на базе которых строится сеть. Также существенное значение на дальность радиосвязи в РЧС оказывает помеховая обстановка, типы применяемых антенн, рельеф местности и ряд других факторов. АС, находящаяся в зоне уверенной радиосвязи имеет радиоканал с главным ТКУ и может вести с ним информационный обмен. Основными абонентами, в интересах которых организуется информационный обмен в сети, являются речевые абоненты (речь), устройства передачи данных (данные), трафик межкомпьютерного обмена (МКО приложений). Важно отметить, что в рассматриваемой сети реализуется многостанционный доступ с временным разделением каналов (МД с ВРК), что обуславливает необходимость обеспечения кадровой синхронизации главного ТКУ и всех АС [1].

Одним из недостатков рассматриваемой УКВ радиосети является возможность потери радиосвязи главным ТКУ с одной или несколькими АС, что противоречит требованию по обеспечению непрерывности радиосвязи. На рисунке 1 показан вариант потери связи АС 4 и АС 5. В данной ситуации имеется теоретическая и техническая возможность обеспечения связи за счет организации каналов через другие АС (АС 2 и АС 3), находящиеся вблизи АС, потерявших связь, за счет ретрансляции [4]. Однако реализация данного механизма обеспечения связи потребует проведения исследований по вопросам, связанным:

- с изменением существующих алгоритмов функционирования коммутационного оборудования АС и ТКУ в части, касающейся установления новых информационных трактов для обеспечения связи, АС, потерявших прямые каналы с ТКУ и определения порядка взаимодействия между собой АС;

- с необходимостью проведения моделирования процесса функционирования рассматриваемой УКВ радиосети в условиях периодических потерь и восстановлений каналов радиосвязи её АС;

- с необходимостью оценки временных и вероятностных характеристик (ВВХ) процесса функционирования рассматриваемой УКВ радиосети в условиях периодических потерь и восстановлений каналов радиосвязи её АС и определения атрибутивных параметров для повышения эффективности функционирования сети в данных условиях;

- с необходимостью проведения моделирования процесса функционирования подсистемы кадровой синхронизации (ПКС) рассматриваемой УКВ радиосети в условиях периодических потерь и восстановлений каналов радиосвязи её АС;

- с необходимостью оценки ВВХ и точностных характеристик процесса установления и поддержания кадрового синхронизма между АС рассматриваемой УКВ радиосети в условиях периодических потерь и восстановлений каналов радиосвязи её АС и определения атрибутивных параметров ПКС для обеспечения эффективности её функционирования с требуемым качеством;

- и т.д.

Предполагаемым результатом решения обозначенных выше вопросов должно явиться повышение готовности сети радиосвязи УКВ диапазона в РЧС при реализации в ней МД с ВРК в условиях периодических потерь и восстановлений каналов радиосвязи её АС. В качестве комплексного показателя эффективности функционирования как всей сети в целом, так и её подсистем удобно использовать коэффициент технического использования (1).

$$K_{mi} = \frac{M[T_o]}{(M[T_o] + M[T_e])}, \quad (1)$$

где  $M[T_o]$  – математическое ожидание общего времени функционирования объекта;

$M[T_e]$  – математическое ожидание времени, потраченного на восстановление работоспособного состояния объекта (подсистемы).

В свою очередь  $M[T_o]$  и  $M[T_e]$  будут представлять собой сложные функциональные зависимости от атрибутивных параметров исследуемых объектов и подсистем.

### Литература

1. Методические рекомендации по планированию, организации и обеспечению связи в МЧС России. – СПб. : Полиграфический центр ТК ФГБОУ ВПО СПбУ ГПС МЧС России, 2013. – 170 с.

2. Носов, М.В. Организация связи в РСЧС : учебное пособие / М.В. Носов. – АГЗ МЧС России, 2005. – 144 с.

3. Руководство по радиосвязи министерства российской федерации по делам гражданской обороны, чрезвычайным ситуациям и ликвидации последствий стихийных бедствий : [утверждено приказом МЧС России от 26.12.18 N 633].

4. Шантуров, Е.М. Исследование и разработка методов повышения помехоустойчивости при кооперативной передаче сигналов системы подвижной радиосвязи : дис. ... канд. тех. наук : 05.12.13 / Шантуров Евгений Михайлович. – Самара: ПГУТИ, 2019. – 122 с.

Шерстюков С.А., Печников С.С.  
Воронежский институт МВД России  
394065, г. Воронеж, проспект Патриотов, 53  
E-mail: orl\_os@mail.ru

### Преобразование структуры спектрально-эффективных радиосигналов для усиления в нелинейных усилителях мощности

В настоящее время, в стандартах цифровой транкинговой радиосвязи значительное место занимают сигналы с амплитудно-фазовой модуляцией. Например, в стандарте TETRA разработанном Европейским Телекоммуникационным Институтом Стандартизации (European Telecommunications Standards Institute) используется модуляция  $\pi/4$ -DQPSK (дифференциальная фазовая манипуляция со сдвигом кратным  $\pi/4$ ), а стандарте APCO25 разработанном Ассоциацией официальных представителей служб связи органов общественной безопасности (Association of Public Safety Communications Officials-international) используется CQPSK (четырёхпозиционная фазовая модуляция со сглаживанием фазы). Основным достоинством данных радиосигналов является высокая спектральная эффективность, что позволяет осуществлять передачу информации с использованием минимального частотного диапазона. При сравнении с сигналами с частотной манипуляцией, спектральная эффективность может достигать 50 %. Негативным аспектом данных сигнальных кодовых конструкций является значительное изменение уровня огибающей данных сигналов, что в совокупности с работой выходного тракта передатчика в режиме близком к насыщению, служит причиной интермодуляционных искажений и ухудшения электромагнитной совместимости с соседними каналами [1].

Для того чтобы использовать положительные качества амплитудно-фазомодулированного сигнала и в тоже время увеличить энергоэффективность, применяют различные способы компенсации или приведения формы радиосигнала к постоянной огибающей [2], то есть, внесение дополнительного предискажения, включение компенсационных обратных связей или разложение сигнала на составляющие с постоянными огибающими (дефазирование).

Метод преобразования структуры спектрально-эффективных радиосигналов для усиления в нелинейных усилителях мощности [3] аналогичен методу дефазирования.

Узкополосный радиосигнал с амплитудно-фазовой модуляцией представляется в виде двух сигналов с фазовой модуляцией смещенных друг относительно друга по фазе на  $\pi/2$  и фазы которых, отклоняются пропорционально законам изменения синфазной и квадратурной составляющей входного сигнала.

Синфазная  $i(t)$  и квадратурная  $q(t)$  составляющие входного сигнала поступают в формирователи функциональных синусных и косинусных составляющих, после чего функционально-преобразованные выходные сигналы перемножаются с высокочастотным квадратурным сигналом несущей  $\omega$  и складываются в сумматорах. Операции перемножения и суммирования могут быть выполнены с помощью двух квадратурных модуляторов, что упрощает процесс реализации предложенного метода. На выходе квадратурных модуляторов формируются сигналы с фазовой модуляцией  $u_i(t)$  и  $u_q(t)$ .

$$u_i(t) = A \cos(\omega t + [i(t)]) \quad (1)$$

$$u_q(t) = A \cos(\omega t + [q(t)]) \quad (2)$$

Фазомодулированные составляющие имеют постоянную огибающую, что позволяет осуществить их нелинейное усиление и последующее квадратурное сложение в соответствии с рис.1 [4].

В результате квадратурного объединения  $u_i(t)$  и  $u_q(t)$ , будет сформирован выходной сигнал с амплитудно-фазовой модуляцией  $u_{\text{вых}}(t)$ . Он может быть представлен графически, как это показано на рис. 1, где вектор с амплитудой  $A(t)$  и углом  $\varphi(t)$  является суммой двух ортогональных векторов  $u_i(t)$  и  $u_q(t)$ . При  $A=1$ , сигнал с амплитудно-фазовой модуляцией можно записать в виде суммы действительных и мнимых компонентов:

$$u_{\text{вых}}(t) = \text{Re} \left\{ [u_i(t) + j u_q(t)] e^{j\omega t} \right\} = \text{Re} \left\{ A e^{j[\omega t + i(t)]} + j A e^{j[\omega t + q(t)]} \right\}, \quad (3)$$

где  $\text{Re}$  – вещественная часть комплексной величины,  $u_i(t)$  и  $u_q(t)$  – квадратурные компоненты сигнала  $u_{\text{вых}}(t)$ ,  $A$  – комплексная постоянная огибающая.

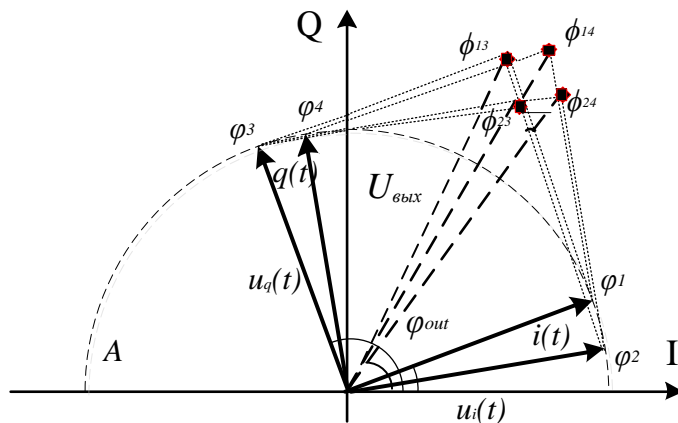


Рис. 1. Формирование выходного сигнала в полярных координатах

В результате амплитуда и фаза выходного сигнала может быть выражена как:

$$A_{\text{вых}}(t) = 2 \cos\{[(q(t) + \pi / 2) - i(t)] / 2\}, \quad (4)$$

$$\varphi_{\text{вых}}(t) = [i(t) + (q(t) + \pi / 2)] / 2. \quad (5)$$

Таким образом, рассмотренный метод осуществляет преобразование структуры спектрально-эффективных радиосигналов без внесения искажений в выходной сигнал и может быть использован для осуществления усиления в нелинейных усилителях мощности.

#### Литература

1. Печников, С.С. Формирователи спектрально-эффективных радиосигналов с компенсацией амплитудно-фазовых искажений: диссертация ... канд. техн. наук: 2.2.13 / Печников Сергей Сергеевич. – Воронеж, 2021. – 157 с.
2. Печников, С.С. Способ и устройство преобразования структуры спектрально-эффективных радиосигналов для усиления в нелинейных усилителях мощности: заявление о выдаче патента Российской Федерации на изобретение от 18.12.2020 № 2020142008 / С.С. Печников. – Москва : ФИПС, 2021.
3. Печников, С.С. Анализ способов LINC-преобразования радиосигналов с амплитудно-угловой модуляцией / Шерстюков С.А., Печников С.С. // Охрана, безопасность, связь–2020. – 2020.– № 5-3. С. 138-143.
4. Печников, С.С. Аппаратная реализация на базе ПЛИС компенсатора амплитудно-фазовых искажений, входящего в состав формирователя спектрально-эффективных радиосигналов /Шерстюков С.А., Печников С.С., Шаталов Е.В. // Вестник Воронежского института ФСИИ России. –2021. –№ 2. С. 16-24.