

DOI: 10.17725/rensit.2020.12.219

Обработка и генерация хаотических сигналов в технологии DRFM: учет ресурсных ограничений

^{1,2}Горбунов Ю. Н. ²Акопян Г. Л.

¹Институт радиотехники и электроники им. В.А. Котельникова РАН, Фрязинский филиал, <http://fire.relarn.ru/> Фрязино 141190, Московская область, Россия

²Центральный научно-исследовательский радиотехнический институт им. акад. А.И. Берга, <http://www.cnirti.ru/> Москва 107078, Российская Федерация

E-mail: gorbunov@ms.ire.rssi.ru, akopyan@cnirti.ru

Поступила в редакцию 12.03.2020, рецензирована 30.03.2020, принята 10.04.2020

Представлена действительным членом РАЕН В.В. Колесовым

Аннотация. Технология цифровой радиочастотной памяти (DRFM) для запоминания радиочастот не требует большой разрядности и совместима (естественным образом) с требованием учёта ресурсных ограничений (аппаратных и вычислительных), но это относится к односигнальной ситуации. Значительные трудности обработки сигналов возникают в многосигнальных ситуациях при большом динамическом диапазоне: появляются паразитные комбинационные составляющие, затрудняется эффективное разделение (разрешение) сигналов. В статье показано, что альтернативой построения устройства DRFM в этих условиях является цифровая многоканальная фильтрация (ЦМФ) сигналов, реализуемая в самом устройстве. Однако, при сохранении многоразрядной обработки представления текущих цифровых данных обработка в многосигнальном режиме существенно усложняется. Для уменьшения влияния эффектов квантования и дискретизации сигналов в статье применяется нетрадиционный подход, основанный на хаотизации обработки - рандомизации грубых («малоразрядных») отсчетов сигнала в АЦП. В дополнение к этому установлено, что для снижения требований к разрядности DRFM целесообразно применять процедуру цифрового вычитания доминирующего сигнала из входной смеси, на который приходится значительная часть диапазона (разрядности).

Ключевые слова: цифровая радиочастотная память DRFM, цифровая многоканальная фильтрация, рандомизация, многосигнальный режим, цифровая режекторная фильтрация, стохастическая линеаризация, малоразрядная обработка, грубые статистики, доминирующий сигнал

УДК 621.396.96

Для цитирования: Горбунов Ю. Н., Акопян Г. Л. Обработка и генерация хаотических сигналов в технологии DRFM: учёт ресурсных ограничений. *РЭНСИТ*, 2020, 12(2):219-226; DOI: 10.17725/rensit.2020.12.219.

Chaotic signal processing and generation in DRFM technologies: accounting for resource constraints

Yuri N. Gorbunov

Kotelnikov Institute of Radioengineering and Electronics of RAS, Fryazino branch, <http://fire.relarn.ru/> Fryazino 141190, Moscow region, Russian Federation

A.I. Berg Central Research Institute of Radioengineering, <http://www.cnirti.ru/> Moscow 107078, Russian Federation

E-mail: gorbunov@ms.ire.rssi.ru

Gurgen L. Akopyan

A.I. Berg Central Research Institute of Radioengineering, <http://www.cnirti.ru/> Moscow 107078, Russian Federation

E-mail: akopyan@cnirti.ru

Received March 12, 2020, reviewed March 30, 2020, accepted April 10, 2020

Abstract. DRFM technology for storing radio frequencies does not require large bit depths and is compatible (naturally) with the requirement of taking into account resource limitations (hardware and computing), but this applies to a single-signal situation. Significant difficulties in signal processing arise in multi-signal situations with a large dynamic range: parasitic combinational components appear, effective separation (resolution) of signals is hindered. The article establishes that the alternative to constructing a DRFM device, under these conditions, is digital multi-channel filtering (CMF) of signals implemented in the device itself. However, while maintaining multi-bit processing of the presentation of current digital data, processing in multi-signal mode is significantly complicated. To reduce the influence of the effects of quantization and discretization of signals, the article proposes to apply an unconventional approach based on randomization of processing — randomization of coarse (“low-bit”) signal samples in the ADC. In addition to this, it was found that in order to reduce the DRFM bit depth requirements, it is advisable to apply the procedure of digital subtraction of the dominant signal from the input mixture, which accounts for a significant part of the range (bit depth).

Keywords: digital radio-frequency memory, digital multi-channel filtering, randomization, multi-signal mode, digital notch filtering, stochastic linearization, low-bit processing, crude statistics, dominant signal

UDC 621.396.96

For citation: Yuri N. Gorbunov, Gurgen L. Akopyan. Chaotic signal processing and generation in DRFM technologies: accounting for resource constraints. *RENSIT*, 2020, 12(2):219-226; DOI: 10.17725/rensit.2020.12.2.219.

СОДЕРЖАНИЕ

1. ВВЕДЕНИЕ И ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ (220)
2. ОПИСАНИЕ ЭФФЕКТА «БИТОВОЙ ИЗБЫТОЧНОСТИ» (221)
3. ХАОТИЗАЦИЯ МАЛОРАЗРЯДНОЙ ОБРАБОТКИ: ГРУБЫЕ СТАТИСТИКИ (222)
4. КОМПЕНСАЦИЯ ДОМИНИРУЮЩЕГО СИГНАЛА ПО ТИПУ СХЕМЫ «РФ-КН» В СИСТЕМЕ СДЦ (223)
5. АНАЛИЗ ПРОХОЖДЕНИЯ СИГНАЛА (224)
6. ЗАКЛЮЧЕНИЕ (225)

ЛИТЕРАТУРА (225)

1. ВВЕДЕНИЕ И ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

Известно, что технология DRFM (digital radio frequency memory; отечественная аббревиатура ЦРЧП – цифровая радио частотная память) была разработана в 80-х годах и нашла широкое применение в системах радиолокации, радионавигации, радиоэлектронного противодействия и радиосвязи [1-9]. Приоритет принадлежит работам [1,6,8,9]. Технология DRFM позволяет осуществить запоминание и многократное воспроизведение радиосигналов в полосе частот несколько сотен мегагерц, с

длительностями сигналов десятки микросекунд и в большом динамическом диапазоне.

Вместе с тем опыт применения технологии DRFM выявил ряд проблем, решение которых определяют перспективы её развития и появления новых технологий. Основная проблема состояла в получении цифровых копий сигналов в широком частотном и динамическом диапазонах.

Обычно, несущая частота входных сигналов априори неизвестна, зачастую известен лишь частотный диапазон, например в 80-х годах, это $\sim 4 \div 18$ ГГц. С момента появления DRFM за последние 40 лет, в связи с постоянным расширением диапазона распределения частот подавляемых РЭС, основные усилия разработчиков были направлены на увеличение рабочего диапазона ΔF_p частот DRFM, т.е. проблема постоянно усугублялась.

Как известно, рабочий диапазон DRFM определяется частотой дискретизации сигналов во времени и эта зависимость задаётся выражением:

$$\Delta F_p \leq \Delta F_D,$$

где $F_D = 1/T$ – частота, а T – интервал (период) дискретизации сигнала во времени. Таким

образом, единственным способом расширения рабочего диапазона частот устройства DRFM является увеличение его частоты дискретизации, которое сегодня составляет 600 МГц, а требуется $600 \div 3000$ ГГц. Для большинства технических приложений диапазон запоминаемых сигналов с $\Delta F_p \leq \Delta F_D = 3000$ МГц достаточен.

Мощность входных сигналов также априорно неизвестна и может изменяться в диапазоне до $60 \div 70$ дБ. В этих условиях возникает проблема преобразования сигналов в цифровые слова, их последующего запоминания и надления сформированных сигналов помеховой модуляцией, преобразования их из «цифры» в аналоговую форму и усиления.

Известно [10], что при фиксированной амплитуде сигнала для достижения уровня паразитных составляющих сигнала не более минус 30 дБ необходимо преобразовать в два длиной не менее 4 разряда (бита) каждое. Общая длина цифрового слова должна быть не менее 8 бит, а объём ЗУ устройства DRFM должен составлять $8\Delta F_p \cdot \tau_i$ бит, где τ_i – длительность радиосигнала.

Если амплитуда входного сигнала изменяется в диапазоне до 60 дБ (10^3 раз), то для достижения одинакового шага (дискрета) квантования Δ квадратур при любой амплитуде сигнала необходимо увеличить длину слова до $18 \div 20$ разрядов, а объём ЗУ до $(18 \div 20) \cdot \Delta F_p \cdot \tau_i$ бит. Сжатие динамического диапазона с помощью усилителя с логарифмической характеристикой позволяет сжать динамический диапазон в ~ 100 раз и соответственно уменьшить длину цифрового слова до 12 бит. Жёсткое ограничение уменьшает длину цифровых слов до $8 \div 10$ бит. Как в том, так и другом случаях порождаются дополнительные паразитные составляющие спектра воспроизводимого сигнала на гармониках несущей частоты. Серьёзные трудности возникают при широких диапазонах изменения несущих частот $\sim 100 \div 500$ МГц и более, когда в рабочую полосу DRFM попадает сразу несколько сигналов на разных частотах. В этом случае ограничение сигналов порождает дополнительные паразитные составляющие сигнала, устранение которых без принятия специальных мер невозможно. Способ сжатия динамического диапазона с

помощью схем АРУ не устраняет проблемы многосигнальной ситуации, как и способ отдельного преобразования амплитуды и фазы [10]. Также, традиционный подход не решает проблему запоминания и воспроизведения широкополосных сигналов, ширина спектра, которых соизмерима с рабочей полосой частот ΔF_p . Ограничение сигналов порождает дополнительные паразитные составляющие в спектре воспроизводимого сигнала, уровни которых могут быть значительными. Это относится и к грубому квантованию, что в первом приближении препятствует к такому переходу.

Общепринято считать, что большой динамический диапазон обрабатываемых сигналов и разрядность АЦП взаимосвязаны. На шумы приёмника σ отводится 1-3 разряда АЦП, учитывают СКО шума квантования $\sigma_\Delta = \Delta / 2\sqrt{3} \approx 0.6\Delta$, где Δ – цена младшего разряда АЦП и при большой разрядности L АЦП ($L \gg 1$) шумом квантования пренебрегают. Для $F_D = 3$ ГГц при $L = 12$ имеем прогноз объёма ЗУ при квадратурной обработке $2 \cdot 12 \cdot \Delta F_p \cdot \tau_i$ бит по входу при 3-х выборках двух 12-битовых слов примерно за 1 наносекунду.

В связи с широким внедрением методов ЦО, появлением ПЛИС и DSP, открылась возможность перераспределять усиление тракта, проводить цифровую многоканальную фильтрацию (ЦМФ), зауживать полосы отдельных каналов и, таким образом - повышать предельную чувствительность (даже для коротких импульсов от $10 \div 50$ нс [20]).

Независимо от системы счисления, способа округления, представления цифровых данных в «целых числах», с «фиксированной» или «плавающей» запятой простое повышение частоты дискретизации АЦП F_D до 3 ГГц приводит к существенному увеличению разрядности, приводящей к «битовой избыточности» в тракте ЦО.

2. ОПИСАНИЕ ЭФФЕКТА «БИТОВОЙ ИЗБЫТОЧНОСТИ»

На Рис. 1 приведена зависимость роста разрядности АЦП от длительности запоминаемого радиосигнала τ_i от 0 до 1.5 мкс

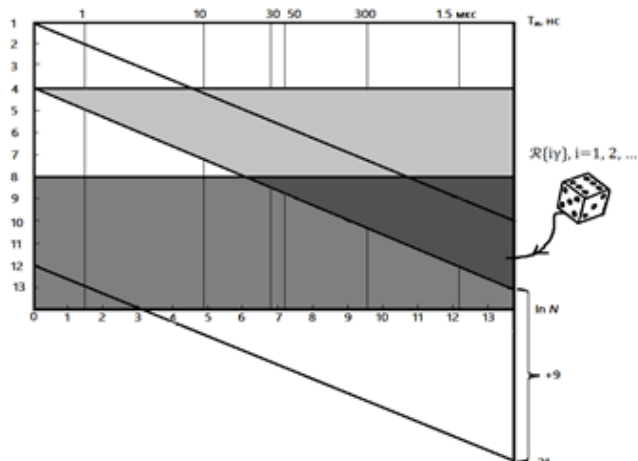


Рис. 1. Диаграмма роста разрядности L АЦП в зависимости от длительности импульса τ_i

(и соответственно роста числа выборок от 1 до 2^{13} и более) при $F_D \approx 3$ ГГц, что приводит (в пределе) к росту выходной разрядности до 21 (нижняя прямая) и возможности реализации динамического диапазона тракта до 120 дБ, что на $70 \div 100$ дБ превышает необходимый, т.е. является избыточным.

На верхней прямой показан рост (по модулю) разрядности для бинарного («бинарно-знакового») квантования и ниже – 4-битовом, позволяющим иметь выходной динамический диапазон $50 \div 80$ дБ, достаточный для качественного воспроизведения цифровой копии сигнала. Просто рост разрядности при обработке (без принятия специальных мер) не приводит уменьшению шума квантования, т.к. в системе с «фиксированной запятой» при накоплении ошибки квантования (в отсутствие шума приёмника) имеют (от отсчёта к отсчёту) одинаковую величину и знак (+ или –) и при суммировании в ЦФ («накапливаются», т.е. взаимно не компенсируются), а улучшение отношения «сигнал/шум квантования» не происходит.

Для сохранения необходимого динамического диапазона тракта ЦО в условиях «грубого квантования» СКО шума предлагается выбирать из следующего принципиального условия (0) (описываемого выражением):

$$\sigma \ll \Delta. \quad (0)$$

Это означает, что текущие промежуточные отсчёты «могут быть» грубыми. Слабые сигналы, соизмеримые, либо меньшие кванта, в первом приближении могут потеряться (внутри

кванта), а в других ситуациях, наоборот – быть подчеркнутыми (на границах квантов).

3. ХАОТИЗАЦИЯ МАЛОРАЗРЯДНОЙ ОБРАБОТКИ: ГРУБЫЕ СТАТИСТИКИ

Хаотизация ЦО применялась и ранее. Так, в работе [11] рассматривались стохастические АЦП и другие структуры: специальные же вопросы, относящиеся к уменьшению шумов дискретизации и квантования в устройствах DRFM (для запоминания радиочастот) в ней не рассматривались.

В работе [11], применительно к измерению дальности, предложено применять стохастическую интерполяцию «грубых» отсчетов дальности. При измерении координат цели указанным методом (по существу методом Монте-Карло) задача интерполяции, например дальности D , сводилась к задаче измерения интерполирующей добавки Δ_x через измерение связанной с ней вероятности $p = \Delta_x / \Delta$, где Δ – элемент дискретности, шаг квантования по измеряемому параметру x .

В работах [12-13] проводился анализ обработки и формирования сигналов в РЛС с СДЦ применением методов рандомизации. Обоснованы решения по устранению неопределенности в задании параметров зондирующих сигналов и в выборе методов обработки и принятия решений в условиях ресурсных ограничений в системах СДЦ, однако этот вопрос решен для случая подавления пассивных помех в КИ радиолокации.

В работах [14-19] рассмотрен стохастический подход к решению традиционных задач радиолокации: обнаружения, оценивания, фильтрации. Стохастическая радиолокация [14] базируется на концепции введения в процесс обработки и формирования радиолокационных сигналов искусственной стохастичности, предполагающих наряду с естественной стохастичностью, обусловленной случайной природой входных сигналов, рандомизацию условий процесса «приём-передача». Приведённые в них решения являются аналогами.

Теоретической базой стохастической радиолокации, а по аналогии – и предлагаемого подхода, является метод Монте-Карло. Далее разберёмся в сути этого метода, применительно

к решаемой задаче, в котором сигналы в дискрете Δ не исключаются из обработки, а превращаются в некоторую вероятность. Аналогия решения задачи (по типу систем СДЦ в радиолокации [13]) предопределила также необходимость рационального использования динамического диапазона, применительно к анализируемому сигналу, и вычитания мешающего (доминирующего) до обработки.

4. КОМПЕНСАЦИЯ ДОМИНИРУЮЩЕГО СИГНАЛА ПО ТИПУ СХЕМЫ «NF-CD» В СИСТЕМЕ СДЦ

Режекторный фильтр NF (notch filter) в рассматриваемом случае по аналогии с системами СДЦ (в радиолокации) предназначен для компенсации (вычитания) доминирующего сигнала (пассивной помехи) из суммы сигналов в многосигнальной ситуации с целью уменьшения динамического диапазона схемы ЦМФ, выполненной в [13] в виде многоканального когерентного накопителя (coherent drive) CD (DRFM суммарного сигнала) с последующим их разделением.

Объектом ЦО в этой схеме служит поступающее с выхода приемника колебание \dot{x} , представляющее собой сумму анализируемого сигнала \dot{S} и доминирующего \dot{C} .

Входными сигналами для АЦП являются квадратурные составляющие x_c и x_s – соответственно, реальная (косинусная) и мнимая (синусная) части комплексного вектора \dot{x} .

Отличительная особенность схемы РО – наличие генератора случайной добавки (ГСД), предназначенного для выработки случайной добавки шумового напряжения ξ_{r+N} с элементами $\xi_i, i = 1, 2, \dots, r+N$. Когерентный накопитель CD-ЦМФ, распределяет множество гармоник «группового сигнала» на отдельные «ручейки», формирующие «узкие» каналы в рабочей полосе ΔF_p может быть реализован по алгоритму ДПФ:

$$z = \sqrt{f_c^2 + f_s^2}, \tag{1}$$

$$\dot{f}(k) = f_c + jf_s = \sum_{i=0}^{N-1} \dot{x}_i e^{-jia_k}, \tag{2}$$

где $a_k = 2\pi k/N$ – настройка k -го канала на межпериодный набег фазы сигнала от цели;

N – число анализируемых импульсов в пачке и одновременно (для ДПФ) число частотных каналов; $k = 0, 1, 2, \dots, N-1$ – номер канала; $\dot{x}_{iPФ} = x_{ci} + jx_{si}$ – временные квадратурные отсчеты сигнала на выходе NF.

В качестве показателя эффективности системы далее используем коэффициент улучшения [15]:

$$J = r_{out}/r_{in} = K_G/K_C, \tag{3}$$

где $r_{out} = P_{Cout}/P_{Gout}$, $r_{in} = P_{Cin}/P_{Gin}$ – отношения мощностей полезного сигнала к мощности доминирующего сигнала на выходе и входе соответственно; $K_G = P_{Cin}/P_{Gout}$ – коэффициент подавления доминирующего сигнала; $K_C = P_{Cin}/P_{Cout}$ – коэффициент передачи анализируемого сигнала.

Вначале проанализируем прохождение доминирующего сигнала. На рис. 2 приведена каноническая схема одного квадратурного канала РФ r -го порядка, которая для биномиальных весовых коэффициентов

$$a_i = (-1)^i C_r^i (i = 0, 1, 2, \dots, r),$$

где C_r^i – число сочетаний из r по i , тождественна схеме r - ЧПК.

При детерминированном квантовании текущий цифровой отсчет X связан с уровнем C компенсируемой помехи (доминирующего сигнала) соотношением (см. рис. 2, $\vec{\xi} = 0$):

$$C = X\Delta + \Delta_C$$

где $X = E\{C/\Delta\}$ – функция целой части, $\Delta_C = R\{C/\Delta\}$ – дробная доля отношения C/Δ .

Пусть $\vec{\xi} \in [0, \Delta]$, тогда на выходе АЦП вырабатываются цифровые отсчеты $X + \mu_i, i = 1, 2, \dots$, где

$$\mu_i = \begin{cases} 1, & \text{with probability } p = \Delta_C / \Delta, \text{ for } \xi > \Delta - \Delta_C; \\ 0, & \text{with probability } q = 1 - p, \text{ for } \xi \leq \Delta - \Delta_C. \end{cases}$$

Используя принятые обозначения, мощность доминирующего сигнала P_G на выходе РФ представим в виде:

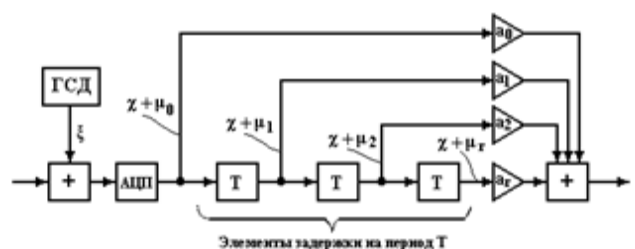


Рис. 2. Каноническая схема стохастического NF r -го порядка

$$P_s = M \left\{ \left[\Delta \sum_{i=0}^r (-1)^i C_r^i \left(\frac{C - \Delta_C}{\Delta} + \mu_i \right) \right]^2 \right\}, \quad (4)$$

где $M\{\dots\}$ – оператор математического ожидания.

При независимых испытаниях $M\{\mu_i\} = p$, $M\{\mu_i^2\} = p^2$, $M\{\mu_i \mu_j\} = M\{\mu_i\} M\{\mu_j\} = p^2$, получим

$$P_G = \Delta^2 pq \sum_{i=0}^r (C_r^i)^2 = P_{GO}. \quad (5)$$

Сигналы с выхода компенсатора доминирующего сигнала в блоке ДПФ подвергаются преобразованиям (1) и (2). Если рассмотреть (для простоты) работу одного (“центрального”) канала с номером $k = N/2$ (N – четное), выражение для мощности детерминированного на выходе N -точечного блока ДПФ:

$$P_{Gout} = M \left\{ \left[\Delta \sum_{j=1}^N \left(\sum_{i=1}^r (-1)^i C_r^i \left(\frac{C - \Delta_C}{\Delta} + \mu_{j-i} \right) \right) \right]^2 \right\}, \quad (6)$$

поскольку для этого канала $\alpha_k = \pi$, $\sin j\pi = 0$, $\cos j\pi = (-1)^j$.

Без нарушения общности для этого же частотного канала выражение (6) с учетом (5) преобразуем к виду

$$P_{Gout} = \Delta^2 Npq \sum_{i=0}^r (C_r^i)^2 = NP_{GO}.$$

Учитывая далее, что максимальное значение доминирующего сигнала $C = \Delta 2^{i-1}$, а также то, что амплитуда анализируемого сигнала, например на частоте Найквиста ($d_k = \pi$), после прохождения через РФ и КН увеличивается в $2^r N$ раз, целесообразно степень подавления доминирующего сигнала для РО обработки охарактеризовать нормированным коэффициентом подавления

$$K_{GNR} = \frac{\Delta^2 2^{2(L-1)} (2^r N)^2}{P_{GO} N} = \frac{2^{2(L-1)} 2^{2r} N}{pq \sum_{i=0}^r (C_r^i)^2}. \quad (7)$$

Минимальное значение коэффициента подавления достигается для помех, лежащих посредине кванта Δ (для них $p = q = 1/2$) (формируются «пучности»):

$$K_{GNRM} = 2^{2L} \frac{2^{2r} N}{\sum_{i=0}^r (C_r^i)^2} = 2^{2L} \eta. \quad (8)$$

При детерминированном квантовании полностью подавляются доминирующие

сигналы, лежащие внутри кванта Δ , а доминирующие сигналы, лежащие на его границах, подавляются в меньшей степени, так как уровень нескомпенсированных остатков на выходе РФ и КН может достигать величины $N 2^{(r-1)} \Delta$. В связи с этим значение нормированного коэффициента подавления для детерминированной обработки

$$K_{GNDM} = \frac{\Delta^2 2^{2(L-1)} (2^r N)^2}{N^2 2^{2(r-1)} \Delta^2} = 2^{2L}. \quad (9)$$

Покажем далее, что в выражении (8) коэффициент $\eta > 1$, т.е. РО имеет преимущества перед детерминированной обработкой (ДО).

Действительно, т.к. $\left(\sum_{i=0}^r C_r^i \right)^2 > \sum_{i=0}^r (C_r^i)^2$, а $\sum_{i=0}^r C_r^i = 2^r$, получаем

$$\eta = \frac{2^{2r} N}{\sum_{i=0}^r (C_r^i)^2} > \frac{2^{2r}}{\left(\sum_{i=0}^r C_r^i \right)^2} = \frac{2^{2r} N}{2^{2r}} = N \geq 1. \quad (10)$$

Анализ выражения (9) показывает, что степень подавления доминирующих сигналов в случае РО определяется не только разрядностью L АЦП, но и порядком r РФ, а также числом N накапливаемых отсчетов в блоке ДПФ. Выбирая соответствующим образом параметры N и r , можно существенно сократить число уровней квантования входного АЦП $M = 2^L$ для достижения требуемого подавления. Программирование на ПЛИС разбивает ЦО на два блока: РФ и КН, реализация которого существенно упрощается из-за резкого снижения разрядности КН. При ДО обработке, как это видно из (19), степень подавления определяется разрядностью L АЦП, при этом удельное подавление в расчете на один двоичный разряд не превышает 6 дБ.

5. АНАЛИЗ ПРОХОЖДЕНИЯ СИГНАЛА

Проанализировано прохождение слабых сигналов, соизмеримых с квантом Δ и меньше. Нелинейность ступенчатой амплитудной характеристики приводит к тому, что если амплитуда полезного сигнала $S < Q\{x/\Delta\}\Delta$, где $x = C \pm S$, $Q\{x/\Delta\}$ – функция расстояния до ближайшего целого x/Δ , то за счет нелинейности типа «зона нечувствительности» такой сигнал при обработке теряется. Рандомизация обработки позволяет линеаризовать указанную нелинейность и таким образом обнаружить

сигнал от цели, находящейся внутри кванта АЦП [13].

Мощность полезного сигнала на выходе устройства обработки «АЦП + N -точечное ДПФ» определялось как приращение мощности суммы сигналов, вызываемое анализируемым сигналом. Показано, что при РО мощность анализируемого сигнала, даже если он находится внутри кванта Δ ($B = 0$), на выходе устройства ЦО не равна нулю. Отсутствие «зоны нечувствительности» в амплитудной характеристике устройства РО объясняется эффектом «линеаризации нелинейности» АЦП.

Линеаризованная характеристика АЦП представлена на **Рис. 3**: построены зависимости P_{Cout} от амплитуды анализируемого сигнала S при $\Delta_C = 0$ (кривая 1) и $\Delta_C = \Delta/2$ (кривая 3). На этом же рисунке приведены соответствующие зависимости при ДО (кривые 2 и 4). Как видим из рисунка (кривые 1 и 3), обнаружился эффект устранения «мёртвой зоны», в которой пропадали слабые сигналы. Таким образом, линеаризация нелинейности типа «зоны нечувствительности» позволяет обнаруживать слабые сигналы, амплитуда которых соизмерима и меньше кванта Δ .

Если амплитуда полезного сигнала не слишком мала по сравнению с Δ , то его мощность на выходе устройства РО

$$P_{Cout} = \frac{(N2^r S)^2}{2} = N^2 2^{2r-1} S^2.$$

Учитывая, что $P_{Cin} = S^2/2$, коэффициент усиления полезного сигнала представим в виде

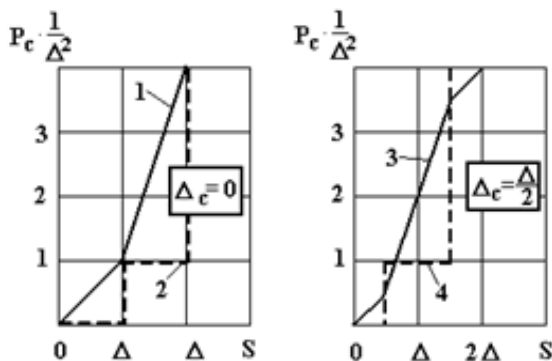


Рис. 3. Зависимости нормированной мощности выходного сигнала S , соизмеримого с размером кванта для сравниваемых методов ЦО.

$$K_C = P_{Cout} / P_{Cin} = N^2 2^{2r}. \quad (11)$$

Из полученных формул следует, что заданный коэффициент улучшения фильтра СДЦ-Р при соответствующем выборе параметров N и r РФ и КН может быть достигнут при меньшем, чем при детерминированной обработке числе уровней квантования во входном АЦП. Прирост (эквивалентной) разрядности АЦП на входе $\Delta L_{eq} = \log_2 \eta$, где η , определяется по формуле (10). В рассматриваемом примере доминирующий сигнал был взят на 0-й частоте. Для других случаев схема NF дополняется фазовращателем, автоматически подстраивающим «нуль» ЧХ NF на частотный канал с номером « k », в котором обнаруживается доминирующий сигнал.

Для РО путём введения в процесс ЦО случайных факторов в виде добавления к цифровой копии радиосигналов и цифровой копии случайных возмущений в условиях ЦМФ уменьшает уровни паразитных составляющих в спектре воспроизводимых сигналов на 20-30 дБ.

Таким образом, цифровая многоканальная фильтрация (ЦМФ) сигналов по частоте в самом устройстве DRFM и рандомизация грубых отсчётов является альтернативой традиционному построению, но с многократной обработкой.

6. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В статье исследована возможность использования «малоразрядных» («грубых») отсчётов (статистик) в технологии запоминания радиочастот (технологии DRFM).

Предложено для уменьшения («сглаживания») шумов квантования применять хаотизацию измерений по методу Монте-Карло, использующего при статистических испытаниях «грубую» («булеву») статистику.

С целью снижения требований к динамическому диапазону в многосигнальном режиме рекомендовано выявлять доминирующий сигнал и исключать его из последующей обработки.

Полученные рекомендации полезны для разработчиков технологии DRFM, а полученные знания нужны для специалистов в области хаотизации физических измерений.

ЛИТЕРАТУРА

1. Lowenschuss O. Когерентная ВЧ память – новое средство для обработки сигналов. - *IEEENACON-80, Proc. Dayton*. P. 1188-1194 (пер. № 81/43813, фонд ГПНТБ).
2. Lowenschuss O, Bruce E. Gordon Digital memory system. *US Patent №4280219*, Jul.21.1981.
3. Уолтер Ларри. Разработка нового авиационного оборудования. *Электроника*, 1986, 10:34.
4. Карманов ЮТ, Рукавишников ВМ, Шуняев МИ. Исследование параметров цифровых устройств запоминания и воспроизведения радиосигналов. *Сборник научных трудов ЧПИ*, с. 70-76. Челябинск, ЧПИ, 1980.
5. Карманов ЮТ, Родионов ВВ. Цифровая обработка радиолокационных сигналов на фоне активных помех. *Тезисы докладов НТК молодых учёных уральской зоны*, Свердловск, 1974, с. 15-17.
6. Карманов ЮТ, Шуняев МИ, Рукавишников ВМ, Хабин ВА. Цифровой формирователь многократных ответных радиосигналов. *Авторское свидетельство СССР № 187159*, с приоритетом от 5.11.80 г.
7. Ван Брант ЛБ. *Справочник по методам радиоэлектронного подавления и помехозащиты систем с радиолокационным управлением*. США. 1978, пер. с англ. под ред. К.И. Фомичева, Л.М. Юдина, т. 1, 5 кн. М., Воениздат. 1985. 1079 с.
8. Микросхема интегральная 1879ВМ3 (DSM), Версия 1.1. ЮФКВ 431268001 Т01К (технич. описание). *Микроэлектроника*, М., НГЦ Модуль.
9. Карманов ЮТ. Проблемы и перспективы развития цифровых устройств запоминания и воспроизведения радиосигналов. *Цифровые радиоэлектронные системы*, № 5, 2002-2004, Челябинск, НИИ цифровых систем.
10. Горбунов ЮН. Предельные возможности рандомизированных процедур цифровой когерентной фильтрации. *Фонды НИИЭИР: МРС, ТТЭ. Сер. ЭР*, № 35, 5 с. М., ВИМИ, 1982.
11. Горбунов ЮН. Цифровые методы дальнометрии в импульсных обзорных РАС. *Автометрия*, 1988, 2:30-35.
12. Горбунов ЮН. О возможности уменьшения числа уровней квантования в цифровых фильтрах СДЦ путем применения рандомизированных алгоритмов. *Радиотехника*, 1983, 6:45-47.
13. Горбунов ЮН. *Цифровая обработка радиолокационных сигналов в условиях использования грубого (малофазрядного) квантования*. М., ЦНИРТИ, 2007, 87 с.
14. Горбунов ЮН, Куликов ГВ, Шпак АВ. *Радиолокация: стохастический подход*. М., Горячая линия-Телеком, 2016, 520 с.
15. Горбунов ЮН. Стохастическая линеаризация пеленга в адаптивных антенных решетках с грубыми пространственно-временными статистиками. *Автоматика и телемеханика*, 2019, 12:103-114.
16. Горбунов ЮН. Рандомизация неинформативных параметров сигналов в радиоканалах систем связи и локации: направления исследований. *Физические основы приборостроения*, 2018, 7(4(30)):24-31. DOI: 10.25210/jfor-1804-024031.
17. Горбунов ЮН. Рандомизация приема, обработки и формирования сигналов в радиоканалах систем связи и локации. *Цифровая обработка сигналов*, 2017, 4:3-13.
18. Горбунов ЮН. Теорема о стохастической дискретизации изображений в радиолокации и связи. *Журнал радиоэлектроники [электронный журнал ИРЭ РАН]*, 2018, №10.
19. Горбунов ЮН. Окна в радиолокации. *Труды XXI межд. научно-технич. конференции «Радиолокация, навигация и связь –RLNC*2015»*, т. 2, с. 770-782. Воронеж, ВГУ, 2015.

Горбунов Юрий Николаевич

д.т.н., профессор

Институт радиотехники и электроники им. В.А. Котельникова РАН, Фрязинский филиал
Фрязино 141190, Московская обл, Россия
gorbunov@ms.ire.rssi.ru

Акопян Гурген Левонович

аспирант

ЦНИРТИ им. академика А.И. Берга
20/9, ул. Новая Басманная, Москва 107078, Россия
akopyan@cnirti.ru