

Дискретизация и квантование сигналов в радиолокационных системах с цифровыми фазированными антенными решетками

© Ю.Н. Горбунов

АО «Центральный научно-исследовательский радиотехнический институт
имени академика А.И. Берга»

Обоснован технический облик системы цифровой ПВ-обработки с «грубыми» статистиками (ГС) по амплитуде с учетом особенностей построения системы цифровой ПВ-обработки, управления алгоритмами изменения параметров ЦФ, применения алгоритмов бинарно-знакового квантования входных сигналов, малоразрядного квантования весовых коэффициентов (ВК) ЦФ, учитывающих ограничения аппаратных и вычислительных ресурсов. В теоретическом плане установлена связь между направленными и избирательными свойствами фазированных антенных решеток (ФАР), ЦФ и способами линеаризации ГС-сигналов, получаемых с помощью стохастического («грубого») цифро-аналогового преобразователя (АЦП) и хаотизации периода дискретизации. Методом хаотизации (рандомизации) периода квантования сигнала по времени достигнуто получение (приобретение) линейных свойств системы ПВ-обработки в цифровой ФАР изначально нелинейных процедур грубого квантования в отдельных каналах цифровой ФАР. Предложен новый подход к построению системы цифровой обработки РТС с ФАР, основанный на использовании случайных ВК, шкал квантования, рандомизирующих (хаотизирующих) процесс пространственного и апертурного накопления (суммирования, усреднения) сигналов, уменьшающих инструментальные погрешности, приближающих измеряемые оценки к потенциальным, учитывающих шумы приемника.

Ключевые слова: *грубые статистики, метод Монте-Карло, хаотизация, рандомизация, стохастическое квантование времени, стохастическая линеаризация.*

Введение. В современных РТС (РЛС) широкое применение находят фазированные антенные решетки (ФАР) с пространственно-временной (ПВ) обработкой сигналов. В таких ФАР принимаемый сигнал (поле) дискретизируется по пространству соответствующим размещением элементов ФАР по апертуре приемной антенны, а сигналы с выходов отдельных приемных элементов — по времени и уровню. Квантованию по времени и уровню подвергаются квадратурные составляющие $x_{CK}(t) = \text{Re}\{\dot{x}(t)\}$, $x_{SK}(t) = \text{Im}\{\dot{x}(t)\}$ входного сигнала $\dot{x}_K(t) = x_{CK}(t) + jx_{SK}(t)$ каждого k -го элемента ФАР $k \in [1, M]$, где M — число элементов ФАР.

Избирательные по частоте и направлению свойства ФАР определяются распределением напряженности электромагнитного поля в ее раскрыве, способами квантования пространства и времени, а также погрешностями, среди которых можно назвать шумы квантования, боковые лепестки, интерференционные каналы побочного приема, стробоскопические эффекты, пороговые эффекты малоразрядной обработки (зоны нечувствительности, амплитудные ограничения, люфты и т. п.).

Указанные эффекты в целом снижают направленные и избирательные свойства ФАР: уменьшают коэффициенты направленного действия, усиления, улучшения, подавления помех и другие показатели эффективности обработки сигналов.

Ввиду того что число элементов M в современных РЛС составляет $10^3 \dots 10^6$, можно уменьшить влияние эффектов дискретизации и квантования за счет статистической обработки применением процедуры стохастической линеаризации «грубых» отсчетов, их усреднения, сглаживания и т. п.

При реализации цифровых фильтров (ЦФ) и ФАР с ПВ-обработкой сигналов приходится наряду с основной задачей нахождения алгоритмов, оптимальных с точки зрения того или иного критерия, решать задачи преобразования сигналов из аналоговой формы в цифровую и разрабатывать методы уменьшения результирующих ошибок на выходе ЦФ, обусловленных ошибками квантования и округлением результатов сложения и умножения. Применительно к ФАР и обычным ЦФ это означает уменьшение боковых лепестков соответствующих частотных характеристик, а значит, увеличение их избирательных (направленных) свойств.

Сложность ЦФ существенно зависит от числа разрядов L , а следовательно, от числа уровней квантования $S = 2^L$ аналогоцифровых преобразователей (АЦП) и дискретных фазовращателей. При обнаружении сигналов на фоне шума можно использовать небольшое число (1–2) уровней квантования.

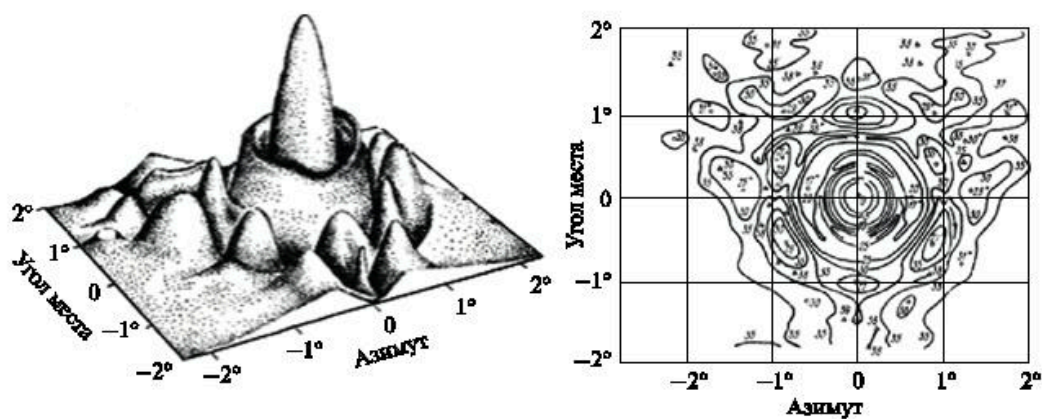
Для предельного случая бинарного квантования ($L = 1$) энергетические потери составляют 1...2 дБ. Для обнаружения сигналов на фоне пассивных (коррелированных) помех требуется значительно большее число уровней квантования — порядка $10^2 \dots 10^4$ ($L \geq 7$).

Далее рассмотрим способ бинарно-знакового квантования на основе характеристики «идеального симметрического ограничителя», который будем считать способом аналогоцифрового преобразования для «монокитового» случая ($L = 1$), в этом случае в амплитудной характеристике АЦП отсутствует «мертвая зона» («зона нечувствительности»).

Построение цифровых режекторных фильтров и компенсаторов помех по частоте и направлению. Среди известных способов обработки наибольшее распространение в РТС (РЛС с селекцией движущихся целей (СДЦ)) получили системы ПВ-обработки типа «режекторный фильтр — когерентный накопитель» (РФ — КН). При большой разрядности АЦП ($L > 8$) указанный способ является способом оптимальной согласованной фильтрации сигналов на фоне коррелированных помех, осуществляющим «обеление» пассивных помех в РФ и накопление сигналов КН.

В самом общем случае необходимо оценить потенциальные (с учетом собственного шума приемника) возможности подавления пассивных помех в системе обработки, реализующих алгоритмы ПВ-фильтрации на основе стохастического АЦП с малым числом разрядов, поскольку увеличение разрядности квантования в дальнейшем обеспечивается за счет накопления (усреднения).

Важным параметром при ПВ-обработке сигналов является направление прихода сигналов электромагнитного излучения — пеленг θ , или его угловые составляющие: α — азимут, β — угол места. В данной работе, следуя традиции и близкой аналогии обычного (временного) спектрального анализа, будем использовать понятие пространственных частот, поскольку они связаны с соответствующими угловыми направлениями. На рис. 1 представлены диаграмма направленности положения луча ФАР в одном направлении и ее сечения, а также известные формулы для коэффициента направленного действия ФАР. На рис. 2 показан принцип построения и внешний вид РЛС с многолучевыми ФАР.



$$K_{\text{н.д}} = \frac{4\pi E_{\text{max}}^2}{\int_0^{2\pi} \int_0^\pi E^2(\alpha, \beta) \sin \alpha d\alpha d\beta}; \quad K_{\text{н.д}} = \frac{E_{\text{max}}^2}{E_{\text{cp}}^2}$$

Рис. 1. Направленные свойства ФАР и аналогия с частотной избирательностью доплеровских каналов

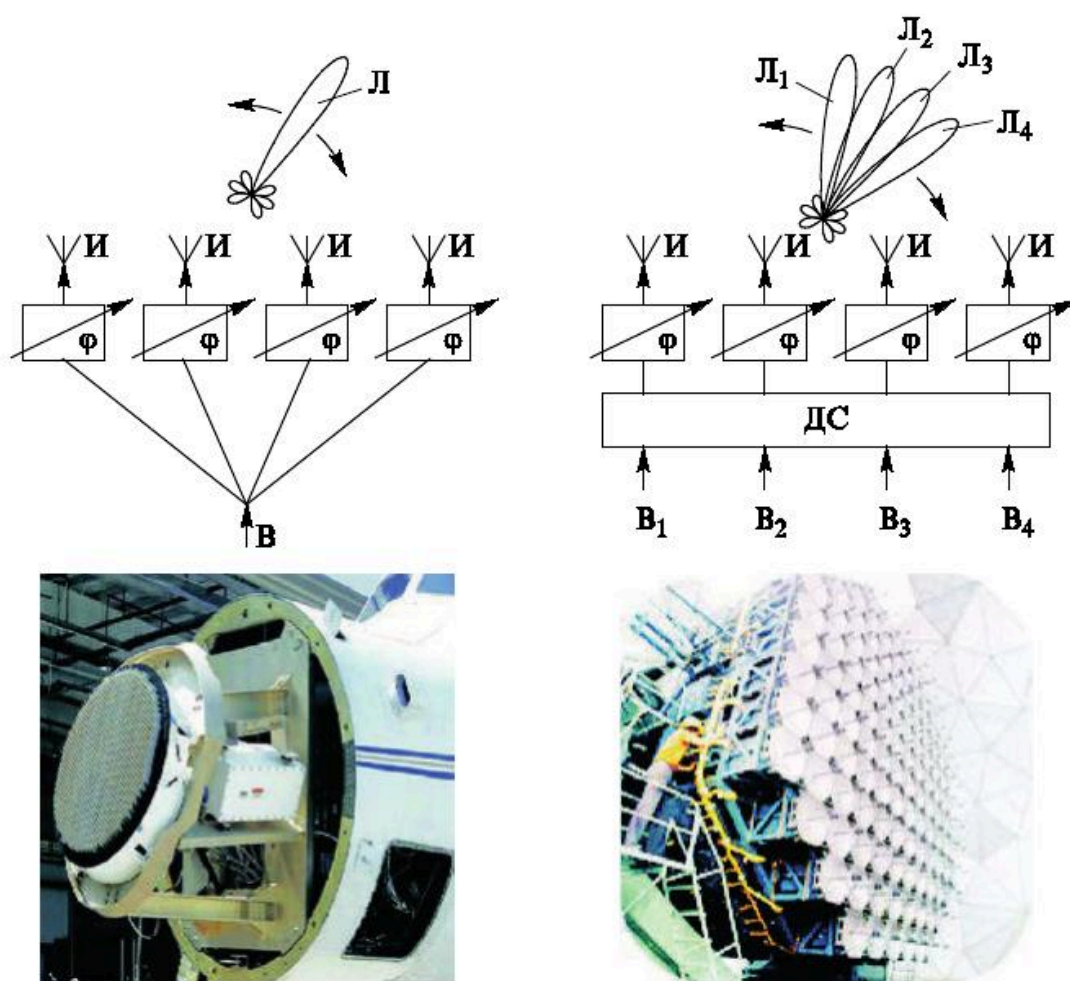


Рис. 2. Фрактально-сотовые структуры ФАР

Под пространственной частотой понимается скорость изменения фазы поля в апертуре антенны. В случае если количество точек приема $M \geq 3$, измерение пеленга может состояться. Для линейного варианта, при $M = 2$, пространственная частота $\Omega_\theta = \frac{2\pi}{\lambda} \sin \theta$, где l — длина волны, имеется соответствие между Ω и θ , которое может быть однозначным.

При измерении пеленга по пачке можно использовать ресурсы «удлиняющейся (повторяющейся) серии» измерений. В случае приема сигналов из M точек пространства с помощью плоской ФАР возникает вопрос квантования пространства — «равномерного» размещения точек приема в пределах апертуры S , что эквивалентно выбору требуемого шага квантования d в плоском варианте.

Измерение пространственных частот обычно связано с многоканальностью приема. При совместной обработке сигналов i -го канала

может быть измерен спектр, а в общем случае (для случайных сигналов) оценена их спектральная плотность мощности $\dot{S}_i(\omega)$.

В результате обработки исходная полоса входного сигнала ΔF разбивается на более мелкие частотные интервалы Δf ($\Delta f < \Delta F$) («соты», «домены», «фракталы»). Процедура обработки в каждом i -м канале становится многоканальной по частоте, поскольку всю полосу ΔF необходимо перекрыть множеством каналов $k \in [0, K - 1]$, где K — число частотных каналов (отметим известное обстоятельство, что в случае использования алгоритмов дискретного преобразования Фурье, число каналов по частоте K равно размеру N «временного окна»).

В каналах ЦФ вход $\dot{x}_{nk}$ и выход $\dot{y}_{nk}$ в моменты времени $t_n = nT$ связаны соотношением типа свертки:

$$\dot{y}_{nk} = \sum_{i=0}^{N-1} \dot{a}_{ik} \dot{x}_{(n-i)k}, \quad (1)$$

где $\dot{a}_{ik}$ — компоненты вектора весовых коэффициентов $\vec{A} = [a_{ik}]$; N — размер временной выборки и одновременно число «зауженных» частотных каналов, x_{n-i} — отсчеты сигнала x_n , задержание на время iT .

В каналах угловой (пространственно-частотной) фильтрации осуществляется обработка по алгоритму (2)

$$\dot{z}_{\ell nk} = \sum_{l=0}^{M-1} \dot{b}_{\ell k} \dot{y}_{(l-k)n}, \quad (2)$$

где $\dot{b}$ — компоненты вектора весовых коэффициентов $\vec{B} = [b_{kn}]$; M — размер пространственной выборки и одновременно число зауженных пространственно-частотных каналов; ℓ — номер зауженного пространственно-частотного канала.

Число каналов Q такой многоканальной фильтровой системы по частоте и направлению

$$Q \leq MN.$$

Структурная схема процессора, реализующего технологию ПВ-обработки (для $M = 3$), показана на рис. 3.

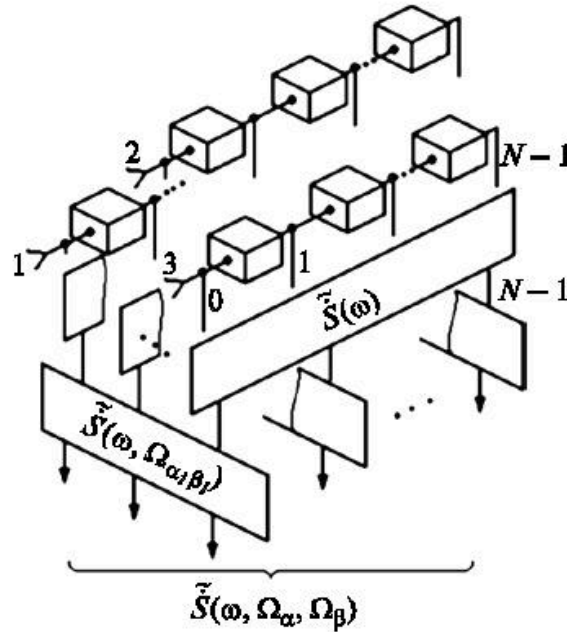


Рис. 3. Формирование оценок спектральной плотности мощности $\hat{S}(\omega, \Omega_\alpha, \Omega_\beta)$ в процессоре ПВ-обработки ($M = 3$)

Разрядность весовых коэффициентов цифровых фильтров (ЦРФ). В целях выявления условий снижения разрядности весовых коэффициентов (ВК) ЦРФ проанализируем ЦРФ со случайными параметрами, когда ВК фильтра искусственным образом задаются случайными (стохастические ЦРФ).

Стохастические ЦРФ предполагают применение в фильтре цифрового генератора шума, используемого в качестве генератора случайных (в общем случае коррелированных) ВК.

Детерминированные и стохастические ЦРФ относятся к разным подклассам систем, однако оператор математического ожидания $M_1 \{u_{\text{вых}}^2\}$ от квадрата выходного напряжения $u_{\text{вых}}$, определенный как мощность процесса на выходе ЦРФ, при выборе соответствующего («мощностного») критерия делает указанные фильтры эквивалентными.

Наиболее подходящим «мощностным» критерием для данного случая является критерий, основанный на минимизации коэффициента шума приемника, который применительно к ЦРФ известен под названием критерия максимума среднего улучшения [1]. Согласно ему, варьированием ВК на выходе ЦРФ обеспечивается максимум отношения мощности сигнала к мощности некомпенсированных остатков коррелированной помехи (КП) и шума.

По определению, нормированный коэффициент подавления

$$K_{\text{ПН}} = \frac{P_{\text{ВХ}} K_{\text{Ш}}}{P_{\text{ВЫХ}}}. \quad (3)$$

Здесь $P_{\text{вх}} = M_1 \{x_n^2\}$ и $P_{\text{вых}} \{y_n^2\}$ — мощность смеси «пассивная помеха + шум» на входе и выходе ЦРФ; $K_{\text{ш}}$ — коэффициент передачи мощности шума от входа к выходу ЦРФ; x_n — отсчеты входного процесса $x(t)$ в дискретные моменты времени $t_n = nT$, где T — период временной дискретизации; y_n — выходные значения ЦРФ, соответствующие моментам t_n .

Для нерекурсивных ЦРФ вход x_n и выход y_n связаны соотношением типа свертки:

$$y_n = \sum_{i=0}^r a_i x_{n-i}, \quad (4)$$

где a_i — компоненты вектора ВК $\vec{A} = [a_i]$; r — порядок ЦРФ.

Полагая, что на входе ЦРФ действует пассивная помеха (ПП) с нулевым средним, дисперсией σ^2 и корреляционной матрицей $R = [\rho_{ij}]$, где ρ_{ij} — коэффициент корреляции отсчетов i и j ($j = \overline{0, r}$), выражение (3) для детерминированных ЦРФ с весовыми коэффициентами $a_{ij}(i = \overline{0, r})$ имеет вид

$$K_{\text{ПНД}} = \frac{\overline{A^T} \vec{A}}{\overline{A^T} R \vec{A}} = \frac{\sum_{i=0}^r a_i^2}{\sum_{i=0}^r \sum_{j=0}^r a_i a_j \rho_{ij}}, \quad (5)$$

где $\overline{A^T}$ — транспонированная матрица ВК; $\sum_{i=0}^r a_i^2 = K_{\text{ш}}$ — коэффициент передачи шума.

Для стохастических ЦРФ, когда ВК являются случайными, отношение мощностей (3) должно учитывать усреднение как флуктуационных компонент ПП и шума, так и случайных весовых коэффициентов a_i . Воздействуя оператором $M_1 \{(\cdot)^2\}$ на вход x_n и выход y_n ЦРФ, выражение (5) для стохастического получаем в виде:

$$K_{\text{ПНС}} = \frac{\sum_{i=0}^r M_1 \{a_i^2\}}{\sum_{i=0}^r \sum_{j=0}^r M_1 \{a_i a_j\} \rho_{ij}}, \quad (6)$$

$$M_1 \{a_i; a_j\} = M_1 \{a_i\} M_1 \{a_j\} + v_{ij} \sigma_i \sigma_j; \quad (6a)$$

$$M_1 \{a_i^2\} = M_1^2 \{a_i\} + \sigma_i^2, \quad (6б)$$

где $M_1 \{a_i\}, M_1 \{a_j\}, \sigma_i, \sigma_j, v_{ij}$ — средние, среднеквадратические значения и коэффициент корреляции ВК a_i и a_j .

При $\sigma_i \sigma_j \rightarrow 0$, т. е. когда степень случайности ВК уменьшается, выражение (6) преобразуется в (5).

При *квантовании* ВК вместо непрерывных значений a_i в формулах (5) и (6) имеем их округленные значения:

$$\tilde{a}_i = a_i - \delta_{a_i}, \quad (7)$$

где $\delta_{a_i} \in \left[-\frac{\Delta a}{2}, +\frac{\Delta a}{2}\right]$ — шум квантования ВК; $\Delta a = \frac{|a_i|_{\max}}{2^{L-1}}$ — цена младшего разряда разрядной сетки ВК; L — разрядность ВК, включая знаковый разряд.

Шумы квантования ВК ограничивают максимально достижимые значения $K_{\text{ПН}}$.

Учитывая выявленную роль математических ожиданий $M_1 \{a_i\}$, далее ограничимся классом стохастических ЦРФ, для которых $M_1 \{a_i\} = M_1 \{a_j\} = 0$. В этом случае с учетом соотношений (6a) и (6б) выражение для нормированного $K_{\text{ПНС}}$ может быть представлено в виде

$$K_{\text{ПНС}} = \frac{\sum_{i=0}^r \sigma_i^2}{\sum_{i=0}^r \sum_{j=0}^r \sigma_i \sigma_j v_{ij} \rho_{ij}}. \quad (8)$$

Сравнение (8) с (5) показывает, что при оптимизации ЦРФ роль весовых коэффициентов играют параметры $\sigma_i, \sigma_j, v_{ij}$ вместо параметров a_i и a_j . Роль знаков ВК играют знаки коэффициентов межзнаковой корреляции. Для полного сохранения идентичности решения функции знака $\text{sign } v_{ij}$ можно определить роль произведения $\text{sign } a_j \text{sign } a_i$, а σ_i, σ_j — соответственно роль модулей $|a_j|, |a_i|$.

Изменение условий квантования ВК при увеличении порядка ЦРФ. Получение небольшого выигрыша в коэффициенте подавления объясняется малостью порядка r ЦРФ. При больших значениях r ($r \gg 1$) выигрыш в коэффициенте подавления может быть более существенным.

В детерминированном ЦРФ без принятия специальных мер знаки отдельных отсчетов шума квантования σ_{ai} могут быть произвольными, а асимптотический выигрыш в коэффициенте подавления стохастического ЦРФ по сравнению с детерминированным может быть оценен как

$$\lim_{r \rightarrow \infty} \frac{K_{\text{ПНС}}}{K_{\text{ПНД}}} = r.$$

Это эквивалентно уменьшению разрядности ВК из расчета: один разряд ВК на каждую полюсно-нулевую пару (или два порядка) ЦРФ.

Квазилинейные обрабатывающие тракты в ФАР с ПВ-обработкой сигналов. Рассмотрим стохастическую линеаризацию «грубых статистик» пространственно-временных сигналов при построении компенсаторов помех. Для этого проведем анализ коэффициента улучшения цифровой системы обработки с идеальным (жестким) ограничением сигнала на входе и рандомизацией алгоритма обработки N -импульсной пачки импульсов после бинарно-знакового АЦП ($L = 1$).

При таком построении системы обеспечивается возможность спектральной (по обычным и пространственным частотам) обработки.

Разрядность квантования сигналов может быть снижена уменьшением динамического диапазона обрабатываемых сигналов за счет распределения энергии полезного сигнала по пачке импульсов. При обработке сигналов на фоне коррелированных помех снижение разрядности обычно сопровождается возрастанием энергетических потерь.

Аддитивная смесь $\dot{x} = \dot{s} + \dot{c}$ полезного сигнала $\dot{s}$ и ПП $\dot{c}$ по каждой квадратуре на входе системы подвергается бинарно-знаковому квантованию с помощью идеально симметричного ограничителя, на выходе которого в каждый i -й момент времени имеем знаковую статистику $\tilde{x}_i = \text{sign}\{x_i\} \Delta = \mu_i \Delta$, причем $\mu_i = 1$ при $x_i > 0$ и $\mu_i = -1$ при $x_i \leq 0$ (Δ — масштабный коэффициент).

Для стохастической линеаризации нелинейной характеристики ограничителя во входную смесь добавим искусственный шум ξ , каждая квадратурная компонента которого распределена по закону

$$\omega = \begin{cases} (2\Delta)^{-1}, & \text{при } |\xi| \leq \Delta; \\ 0, & \text{при } |\xi| > \Delta. \end{cases} \quad (9)$$

Покажем, что в этом случае случайная величина (СВ)

$$\mu_i = \begin{cases} 1, & \text{с вероятностью } p = 2^{-1} + x_i (2\Delta)^{-1}; \\ -1, & \text{с вероятностью } q = 1 - p. \end{cases} \quad (10)$$

Вычисляя моменты СВ μ_i , получаем

$$\text{а) } M_1\{\mu_i\} = x_i/\Delta; \quad \text{б) } M_1\{\mu_i^2\} = 1; \quad \text{в) } M_1\{\mu_i\mu_j\} = x_ix_j/\Delta^2. \quad (11)$$

Из (11, а) следует, что $M_1\{\tilde{x}_i\} = x_i$, т. е. операция $M\{\}$ линеаризует нелинейность $\text{sign}\{\}$ (эффект «стохастической линеаризации»).

Условие (11, б) эквивалентно равенству $M_1\{\tilde{x}_i^2\} = \Delta^2$, объясняющему эффект «нормирования мощности» за счет амплитудной характеристики симметричного ограничителя (свойство непараметричности).

При *моделировании* был исследован амплитудный «джиттер». Квадратурные составляющие сигнала на частоте 1,01 ГГц подвергались шестибитовому квантованию с частотой квантования $f_{\text{Д}} = \frac{1}{T_{\text{Д}}}$

0,6 ГГц, где интервал квантования $T_{\text{Д}}$ составлял 1,66 нс. Начальный участок амплитудной характеристики АЦП соответствовал алгоритму округления «до ближайшего целого» и потому имел «зону нечувствительности», соответствующую цене младшего разряда АЦП. Был введен симметричный рандомизирующий шум $|\xi| \leq \frac{1}{64}U_{\text{max}}$, где U_{max} — максимальное напряжение сигнала, обрабатываемого в АЦП. Без рандомизации имелись шумы квантования, обусловленные «квадрантной» модуляцией реального АЦП с конкретной амплитудной характеристикой, что приводило к появлению дискретных помеховых составляющих порядка –45 дБ на частотах, кратных 40 МГц.

Без рандомизации дискретные составляющие маскировались фоном на уровне –(55...65) дБ, что увеличивало динамический диапазон.

Применительно к квантованию пространственных частот для цифровых ФАР начальный участок амплитудной характеристики АЦП программировался как нечетная функция типа $\text{sign}\{\}$, но с возможностью наращивания его разрядности.

На рис. 4 показано квантование пространственной частоты Ω с помощью линейной эквидистантной M -элементной ФАР, в каждом канале которой стоят уже рассмотренные нами шестибитовые АЦП.

Приведенные на рис. 4 спектры шумов квантования для случаев без рандомизации (а) и с рандомизацией (б), которые иллюстрируют возможности введения искусственного амплитудного «джиттера» для повышения динамического диапазона M -элементного ПВ-спектр-

анализатора ($M = 104$) на величину не менее 20 дБ. Указанный случай соответствует квазинепрерывному распределению поля в апертуре ФАР, так как $M \gg 1$. Для $M = 100$ динамический диапазон уменьшается до 4 дБ, поскольку нелинейность вносит свои потери. На рис. 4

$f_x = \frac{1}{\lambda} \sin(\theta)$, где θ — пеленг на источник электромагнитного излучения. Эквивалентная пространственная частота f_x источника электромагнитного излучения 1010 МГц.

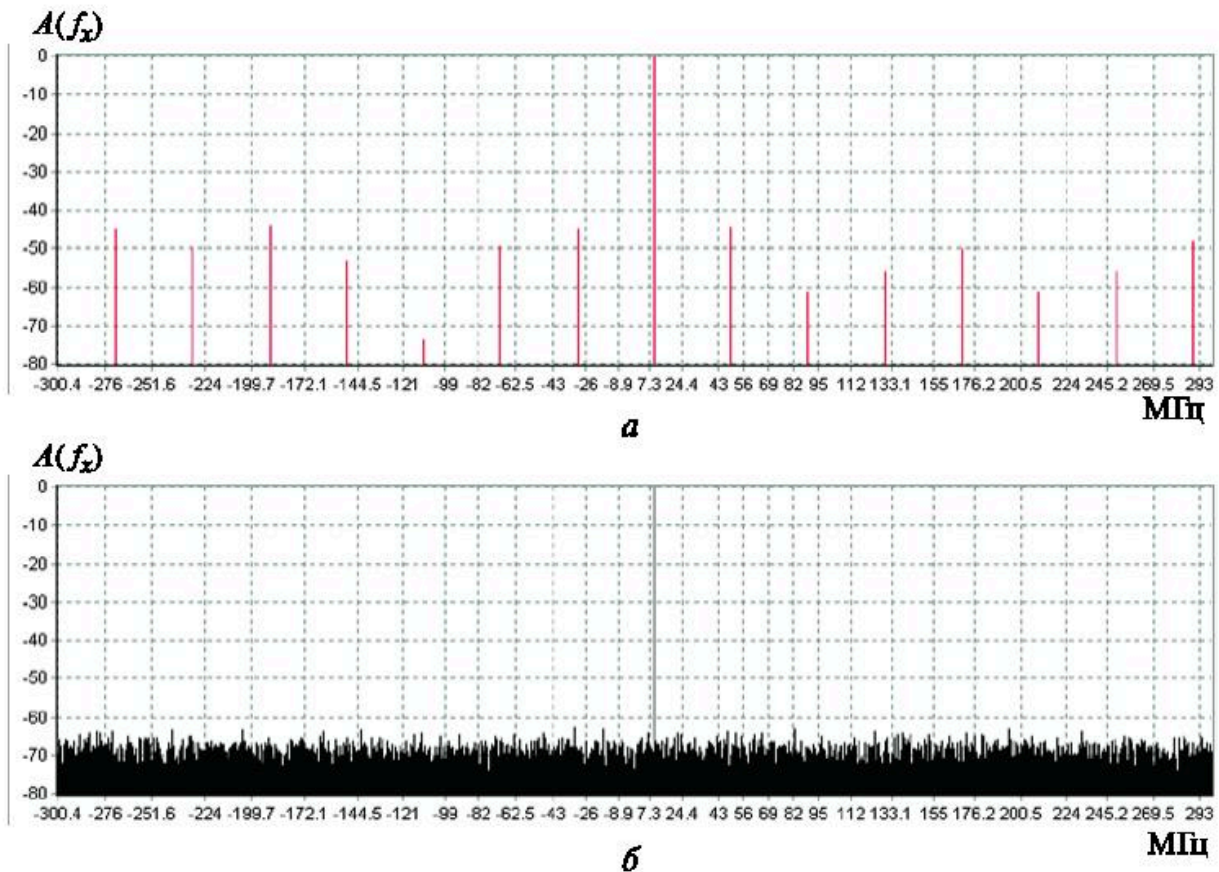


Рис. 4. Спектр сигнала и шумов квантования $A(f_x)$ дБ без рандомизирующего шума (а)

и с рандомизирующим шумом (б) $|\xi| \leq \frac{1}{64} V_{\max}$ в полосе $\Delta F \in [-300, +300]$ МГц

При обычном (нехаотическом) квантовании видим шумы амплитудного квантования -42 дБ относительно максимума (нулевого уровня), что соответствует шестиразрядному АЦП, включая знаковый, и более -60 дБ при рандомизированном квантовании. Детерминированный шум дискретизации за счет хаотизации стал «похожим» на аналоговый шум приемника. Эквивалентная входная разрядность стала больше 10 при шестиразрядном АЦП. В эксперименте шум приемника

отсутствовал, реально был существенно меньше цены младшего разряда входного АЦП, так как определялись предельные инструментальные (не потенциальные) возможности.

В работе [2] с целью оценки предельных инструментальных возможностей рассматривались вопросы прохождения сигнала, в том числе для рандомизированной обработки.

Экстраполяция полученных результатов на оценку уровня боковых лепестков ФАР с ПВ-обработкой сигналов (инструментальных) для числа уровней квантования $P = \text{Antilog } L$ позволило получить зависимости, представленные на рис. 5.

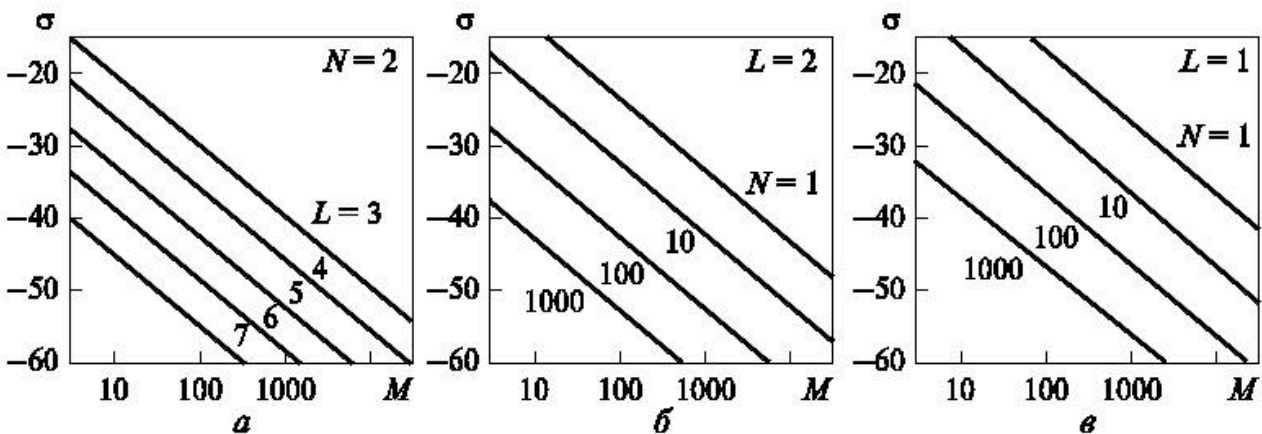


Рис. 5. Зависимость среднеквадратического уровня боковых лепестков σ от числа M при различных L и N

Сопоставление рис. 5, б, в с рис. 5, а позволяет количественно оценить получаемый прирост эффективности применения ПВ-обработки, использующей временные (доплеровские) ресурсы, по сравнению с системой, использующей апертурные признаки, связанные с параметром M [3].

С учетом данных, приведенных в работе [4], уровни боковых лепестков частотных характеристик избирательных каналов могут уменьшаться в зависимости от амплитудной и пространственной корреляции ПВ-отсчетов как ряд $L^{-1/2} \dots L^{-1}$.

Заключение. Рассмотренное построение системы компенсации помех при хаотизации условий дискретизации и квантования сигналов в РТС с ФАР, ввиду его относительно невысокой эффективности при малых N , может быть рекомендовано для обработки длинных последовательностей импульсов при $N > 100$ (в том числе квазинепрерывных сигналов на повышенной частоте повторения в РЛС с неоднозначным отсчетом дальности), когда системе СДЦ наряду с необходимым по-

давлением ПП необходимо придать свойство непараметричности и устойчивости к импульсным помехам.

Для построения «компенсаторов угловых помех», осуществляющих спектральный анализ пространственных частот, выводы аналогичны за исключением того, что вместо временной выборки размером N выступает выборка размером $M \times R$ (M, R — размеры окон пространственного квантования ФАР по азимуту и углу неба).

Для современных РЛС с ФАР, для которых $M \times R \gg 1$, могут быть существенно снижены требования к разрядности цифровых амплитудно-фазовых фазовращателей, возрастает функциональная надежность системы и открывается возможность применения «булевой» $\{0/1\}$ и «бинарно-знаковой» $\{+1, -1\}$ статистики и линейной «доплеровско-угловой» обработки при «грубом» квантовании сигналов. В качественном плане данные рекомендации распространяются и на квантование весовых коэффициентов ПВ-обработки, что в целом, наряду с разрядностью, повышает вычислительную эффективность многоканальных ЦФ (когерентных накопителей) ДПФ-типа.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] Горбунов Ю.Н. *Цифровая обработка радиолокационных сигналов в условиях использования грубого (малоразрядного) квантования*. Федеральное космическое агентство, ФГУП «ЦНИРТИ им. академика А. И. Берга». Москва, 2007, 87 с.
- [2] Горбунов Ю.Н. *Цифровые системы СДЦ и их оптимизация*. Государственное образовательное учреждение высшего профессионального образования “Московский государственный институт радиотехники, электроники и автоматики (технический университет)”. Москва, 2008, 132 с.
- [3] Гоноровский И.С. *Радиотехнические цепи и сигналы*. Москва, Сов. Радио, 1971, 672 с.
- [4] *Справочник по радиолокации*. В четырех томах. Т. 2. Радиолокационные антенные устройства. Дудник П.И., ред. Москва, Сов. радио, 1977.
- [5] Горбунов Ю.Н., Бондарев А.В. *Алгоритмы и устройства цифровой стохастической обработки сигналов в радиолокации: учебное пособие*. Москва, НИЦЭВТ, ИПК МРП, 1990, 144 с.

Горбунов Юрий Николаевич — д-р техн. наук, профессор, ведущий научный сотрудник АО «Центральный научно-исследовательский радиотехнический институт имени академика А.И. Берга. e-mail: gorbunov26.10.48@gmail.com

Discretization and quantization of signals in radar systems with digital phased array antennas

© Yu.N. Gorbunov

JS «Central Scientific Research Radio Engineering Institute
named after Academician A.I. Berg»

Taking into account the features of the design of the digital PV processing system, control of algorithms for changing the parameters of the digital filter, application of algorithms of binary-signed quantization of input signals, low-bit quantization of the weight coefficients (WC) of the digital filter, taking into account the limitations of hardware and computing resources, the technical appearance of the digital PV processing system with "coarse" statistics (GS) by amplitude is substantiated. In theoretical terms, a relationship is established between the directional and selective properties of the phased array antenna (PA), digital filter and the methods of linearization of the GS of signals obtained using a stochastic ("coarse") ADC and randomization of the sampling period. The method of randomization of the signal quantization period in time has achieved the acquisition of linear properties of the PV processing system in a digital PA of initially nonlinear procedures of coarse quantization in individual channels of the digital PA. Practical significance. A new approach to the construction of a digital radio system with a phased array antenna is proposed based on the use of random VCs, quantization scales, randomizing (chaotizing) the process of spatial and aperture accumulation (summation, averaging) of signals, reducing instrumental errors, bringing measured estimates closer to potential ones, taking into account receiver noise.

Keywords: rough statistics, Monte Carlo method, chaotization, randomization. stochastic time quantization, stochastic linearization.

Gorbunov Yu.N., Dr. Sci. (Eng.), Rrof., Leading engineer at JS "Central Scientific Research Radio Engineering Institute named after Academician A.I. Berg".
e-mail: gorbunov26.10.48@gmail.ru