

УДК 621.391.26:681.883.76

ВЛИЯНИЕ КВАНТОВАНИЯ СИГНАЛОВ ПО УРОВНЮ НА ВХОДЕ СИСТЕМЫ ФОРМИРОВАНИЯ ДИАГРАММЫ НАПРАВЛЕННОСТИ НА ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТЬ ПРИЕМНОГО ТРАКТА

*Гаткин Н. Г., Гришко Л. Р., Гуленко В. Ю.,
Петров С. П., Ярошенко В. В.*

Анализируется влияние квантования сигналов на входе системы формирования диаграммы направленности на помехоустойчивость приемного тракта с применением корреляционного метода обработки сигнала.

Применение цифровых методов формирования диаграмм направленности может быть успешно реализовано при наличии сведений о влиянии процедуры квантования сигналов по уровню на выходе элементов антенн. На основании таких данных можно было бы осуществить разумный компромисс между требованиями простоты аппаратной реализации и достаточно высокой помехоустойчивости системы формирования.

Изучению влияния квантования входной информации на результаты пространственной обработки посвящены работы [1-3].

В работе [1] рассматривается влияние квантования по уровню входного колебания на форму диаграммы направленности, синтезированной на основе фазового метода при наличии собственных шумов в элементах антенны. Количественная оценка влияния квантования приводится лишь для случая бинарного квантования.

В работах [2, 3] проанализировано влияние квантования сигналов по уровню на выходе акустических элементов на помехоустойчивость тракта пространственной обработки сигналов. Оценка помехоустойчивости проведена при наличии гауссовой помехи с постоянной спектральной плотностью, коррелированных шумовых сигналов на выходе элементов антенны, а также для случая, когда сигналом является импульсный сигнал с монохроматическим заполнением.

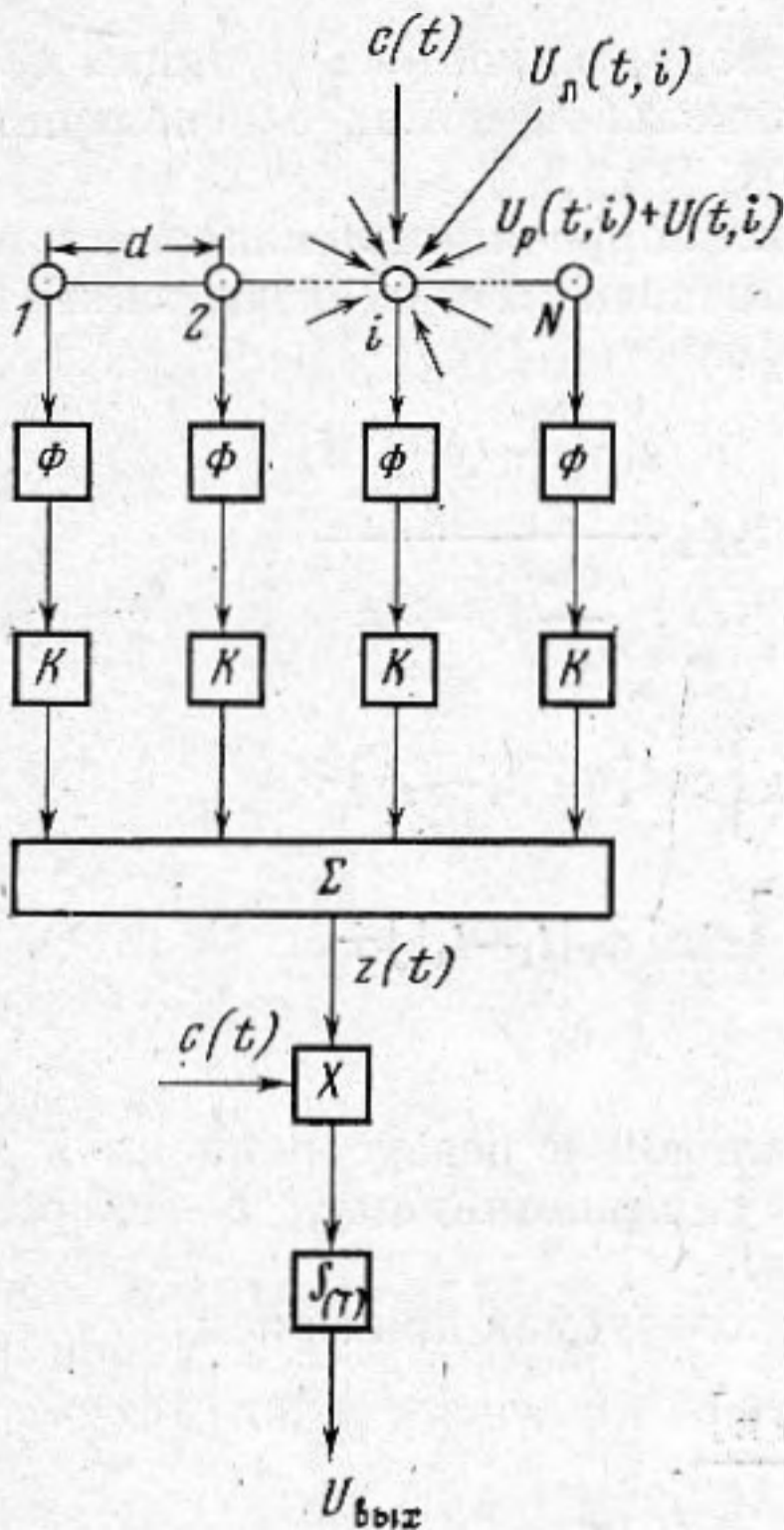
В работах [2, 3] не учитываются также погрешности, вносимые квантованием как по уровню, так и по времени.

Для решения практических задач построения трактов пространственной обработки необходимо определить влияние квантования процессов по уровню на помехоустойчивость корреляционного или спектрального тракта обработки информации с учетом специфики структуры поля помехи и сигнала.

Поскольку совокупность преобразований содержит нелинейную операцию, в принципе нет основания считать, что общая погрешность от квантования сигнала по времени и уровню во всех случаях (особенно при малых частотах квантования по времени f_d) может быть вычислена путем учета результатов, полученных при исследовании влияния квантования по времени и уровню отдельно. Ниже нами исследовано влияние квантования сигналов на помехоустойчивость тракта пространственной обработки сигнала в узкополосном гауссовом поле [4] реверберационной помехи, шумовых изотропной и локальной помех, применительно к тракту, структурная схема которого показана на фиг. 1.

Как видно из фигуры, исследуемый тракт обработки включает в себя линейную антенну, состоящую из N равноотстоящих ненаправленных приемных элементов. Колебания $y_i(t)$ с выходов элементов приемной антенны (i — номер приемного элемента) поступают через полосовые фильтры

(с относительной полосой пропускания $\Delta f/f_0 \ll 1$, где Δf — полоса пропускания фильтра, учитывающая максимально возможный доплеровский эффект, а f_0 — средняя его частота) на устройства квантования по времени и затем — квантования по уровню — K . Формирование характеристики направленности производится суммированием колебаний от отдельных устройств квантования $z(t) =$



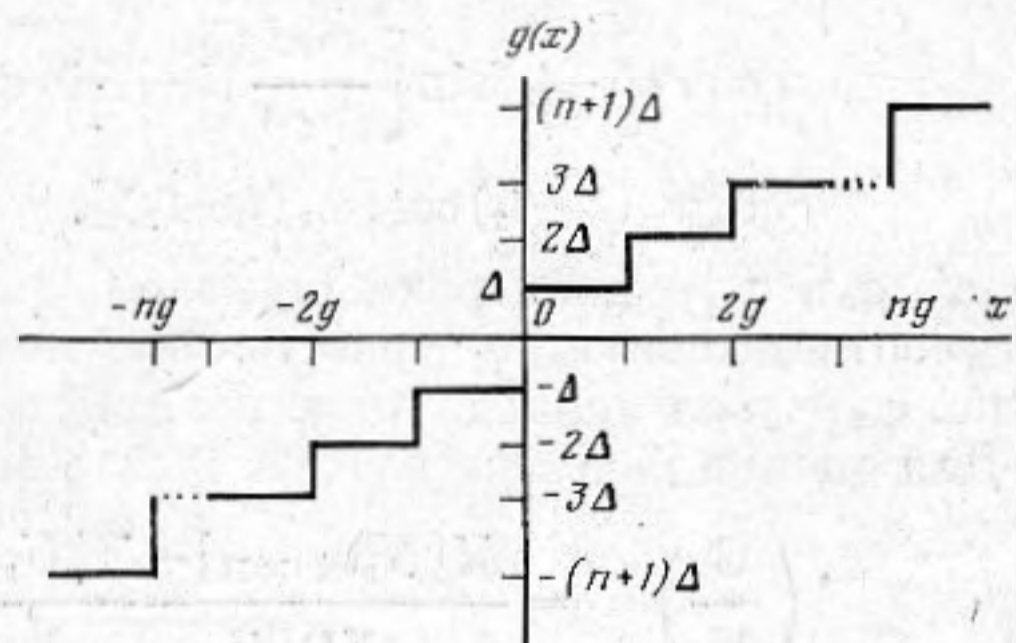
Фиг. 1

$= \sum_{i=1}^N g[y_i(t)]$, где $g(\cdot)$ — переходная характеристика квантующей цепи (фиг. 2).

В дальнейшем мы будем рассматривать $y_i(t)$ как непрерывную либо дискретную функцию времени:

$$y_i(t) = \sum_k \int \xi_i(t) \delta(t - k\Delta t) dt,$$

в зависимости от того интересуемся ли мы выяснением лишь влияния квантования по уровню на помехо-



Фиг. 2

Фиг. 1. Схема тракта обработки: Φ — полосовой фильтр, K — квантователь
Фиг. 2. Переходная характеристика квантующего устройства

устойчивость системы обработки или же представляет интерес выяснение совместного влияния квантования по уровню и времени.

Для оценки влияния квантования сигналов с выходов элементов антенны в качестве выходного эффекта тракта обработки принят результат взаимнокорреляционной обработки колебания $z(t)$ согласно процедуре

$$(1) \quad U_{\text{вых}} = \int_0^T z(t) \cos[\omega_1 t] dt = \sum_{i=1}^N \int_0^T g[y_i(t)] \cos[\omega_1 t] dt.$$

В случае дискретного вида $y_i(t)$:

$$(2) \quad U_{\text{вых}} = \sum_k z(k\Delta t) \cos(\omega_1 k\Delta t) = \sum_k z(k\Delta t) \cos[(\omega_0 + \Omega) k\Delta t],$$

где

$$(3) \quad y_i(t) = c(t) + u(t, i) + u_p(t, i) + u_n(t, i).$$

В выражениях (1)–(3) ω_0 — круговая частота, $\omega_0 = 2\pi f_0$; $\omega_1 = \omega_0 + \Omega$, где Ω — расстройка сигнала относительно средней частоты приемного тракта (доплеровский эффект) $u(t, i)$, $u_p(t, i)$, $u_n(t, i)$ — соответственно шумовая, реверберационная и локальная помехи, $c(t)$ — принимаемый полезный сигнал.

При расчетах в качестве сигнала, приходящего нормально к базе ан-

тенны, принимается колебание вида $c(t) = A \operatorname{rect}\left(\frac{t-T/2}{T}\right) \cos[\omega_1(t-T/2)]$,

где A — амплитуда сигнала; T — его длительность.

Общую модель гауссового поля помех опишем пространственно-временной корреляционной функцией следующего вида:

$$(4) \quad B_{\Sigma, i, j}(t_1, t_2) = B_{i, j}(t_1, t_2) + B_{p, i, j}(t_1, t_2) + B_{л, i, j}(t_1, t_2),$$

где $B_{i, j}(t_1, t_2)$, $B_{p, i, j}(t_1, t_2)$, $B_{л, i, j}(t_1, t_2)$ — корреляционные функции соответственно шумовой, реверберационной, локальной помех с огибающими $r(t_1-t_2)$, $r_p(t_1-t_2)$, $r_л(t_1-t_2)$.

Будем полагать, что огибающая функции корреляции локальной и шумовой помех на выходе преселектора одинаковы. Тогда выражение (4) можно представить следующим образом [4]:

$$\begin{aligned} B_{\Sigma, i, j}(t_1, t_2) = & \sigma^2 r(t_1-t_2) \cos[\omega_0(t_1-t_2)] \frac{\sin \frac{\omega_0}{c} (i-j) d}{\frac{\omega_0}{c} (i-j) d} + \\ & + \sigma_{л}^2 r(t_1-t_2) \cos \left[\frac{\omega_0 d}{c} (i-j) \sin \varphi_{л} \right] \cos[\omega_0(t_1-t_2)] + \\ & + \sigma_{л}^2 r(t_1-t_2) \sin \left[\frac{\omega_0 d}{c} |i-j| \sin \varphi_{л} \right] \sin[\omega_0 |t_1-t_2|] + \\ & + \sigma_p^2 r_p(t_1-t_2) \cos[\omega_0(t_1-t_2)], \end{aligned}$$

где σ^2 , $\sigma_{л}^2$, σ_p^2 — дисперсии шумовой, локальной и реверберационной помех соответственно, d — расстояние между приемниками, c — скорость звука, $\varphi_{л}$ — угол прихода локальной помехи.

Для оценки качества работы тракта воспользуемся критерием

$$\left(\frac{C}{\Pi}\right)_{\text{вых}} = \frac{M[U_{\text{вых } C+\Pi}] - M[U_{\text{вых } \Pi}]}{\sqrt{D[U_{\text{вых } C+\Pi}]}}$$

где $(C/\Pi)_{\text{вых}}$ — отношение сигнал/помеха на выходе тракта обработки, $M[\cdot]$, $D[\cdot]$ — соответственно символы математического ожидания и дисперсии, $U_{\text{вых } C+\Pi}$ — выходной эффект тракта обработки при наличии на входе сигнала и помехи, $U_{\text{вых } \Pi}$ — выходной эффект при отсутствии сигнала на входе. Легко видеть, что $M[U_{\text{вых } \Pi}] = 0$, а при наличии сигнала

$$M[U_{\text{вых } C+\Pi}] = \sum_{i=1}^N \int_0^T \cos(\omega_i t) M[g[y_i(t)]] dt.$$

Дисперсия выходного эффекта равна

$$\begin{aligned} D[U_{\text{вых } C+\Pi}] = & \sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^N \int_0^T \int_0^T \cos(\omega_i u) \cos(\omega_j v) M[g[y_i(u)] g[y_j(v)]] \times \\ & \times du dv - \left(\sum_{i=1}^N \int_0^T \cos(\omega_i t) M[g[y_i(t)]] dt \right)^2. \end{aligned}$$

Для вычисления $M[g[y_i(t)]]$ и $M[g[y_i] g[y_j]]$ использовался метод, изложенный в работе [5], заключающийся в представлении переходной характеристики нелинейной системы (фиг. 2) с помощью интеграла Лапласа. В результате анализа получены формулы для расчета $M[U_{\text{вых } C+\Pi}]$ и $D[U_{\text{вых } C+\Pi}]$, имеющие следующий вид:

$$(5) \quad M[U_{\text{вых } C+\Pi}] = \frac{AN}{\pi} \sum_{m=0}^{\infty} P(m, 0) \int_0^T \cos(\omega_i t) \cos[(2m+1)\omega_i t] dt,$$

$$\begin{aligned}
D[U_{\text{вых}} C_{+\Pi}] &= \left(\frac{A}{\pi}\right)^2 \sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^N \sum_{k=0}^{\infty} \sum_{m,l=0}^{\infty} \frac{1}{(2k+1)!} \Phi(m, k) \Phi(l, k) \times \\
&\times \int_0^T \int_0^T R_{\Sigma, i, j}^{2k+1}(u, v) \cos(\omega_1 u) \cos(\omega_1 v) \cos(2m\omega_1 u) \cos(2l\omega_1 v) du dv + \\
&+ \left(\frac{A}{\pi}\right)^2 \sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^N \sum_{k=1}^{\infty} \sum_{m,l=0}^{\infty} \frac{1}{2k!} P(m, k) P(l, k) \times \\
&\times \int_0^T \int_0^T R_{\Sigma, i, j}^{2k}(u, v) \cos(\omega_1 u) \cos(\omega_1 v) \cos[(2m+1)\omega_1 u] \cos[(2l+1)\omega_1 v] du dv,
\end{aligned}$$

где

$$\Phi(m, k) = 2(-1)^m \varepsilon_{2m} \int_0^{\infty} \sum_{i=1}^n \cos(qiv/\sigma) J_{2m}\left(v \frac{A}{\sigma}\right) v^{2k} \exp\left(-\frac{v^2}{2} \frac{\sigma_{\Sigma}^2}{\sigma^2}\right) dv$$

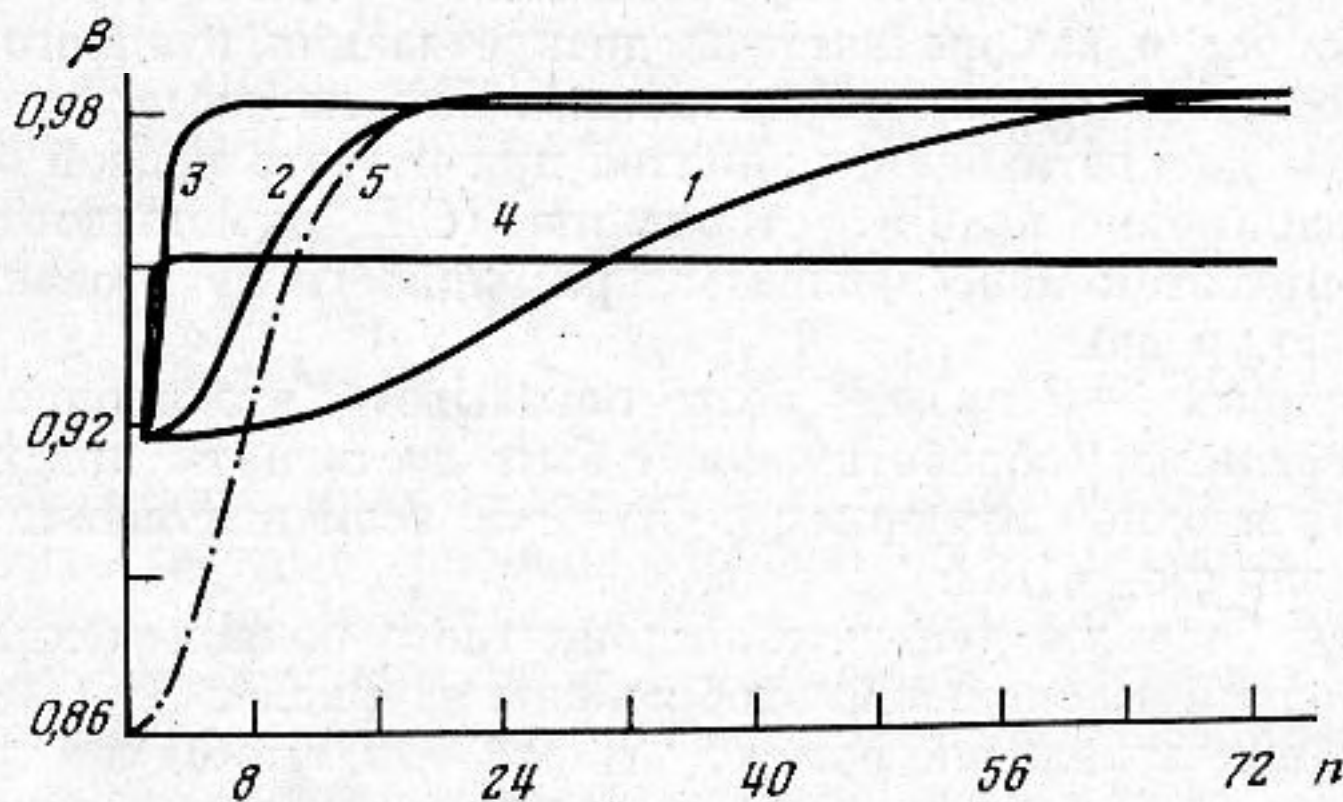
$$\begin{aligned}
P(m, k) &= 2(-1)^m \varepsilon_{2m+1} \int_0^{\infty} \sum_{i=0}^n \cos(qiv/\sigma) J_{2m+1}\left(v \frac{A}{\sigma}\right) v^{2k-1} \times \\
&\times \exp\left(-\frac{v^2}{2} \frac{\sigma_{\Sigma}^2}{\sigma^2}\right) dv,
\end{aligned}$$

$$R_{\Sigma, i, j}(u, v) = \frac{B_{\Sigma, i, j}(u, v)}{\sigma^2}, \quad \sigma_{\Sigma}^2 = \sigma^2 + \sigma_p^2 + \sigma_n^2,$$

q — шаг квантования по уровню входного колебания, $J_l(\cdot)$ — функция Бесселя порядка l , N — число элементов приемной системы, n — параметр переходной характеристики квантующего устройства (см. фиг. 2),

$$\varepsilon_i = \begin{cases} 1, & i=0 \\ 2, & i>0. \end{cases}$$

Воспользовавшись выражениями (5) и (6), мы получили количественные оценки помехоустойчивости тракта обнаружения простого сигнала:



Фиг. 3. Потери помехоустойчивости за счет квантования (шумовая помеха): $\sigma_{\Sigma}^2 = \sigma^2$; 1 — $q/\sigma_{\Sigma} = 1/32$; 2 — $q/\sigma_{\Sigma} = 1/8$; 3 — $q/\sigma_{\Sigma} = 1/4$; 4 — $q/\sigma_{\Sigma} = 2$; 5 — (дискретная во времени обработка) $q/\sigma_{\Sigma} = 1/8$

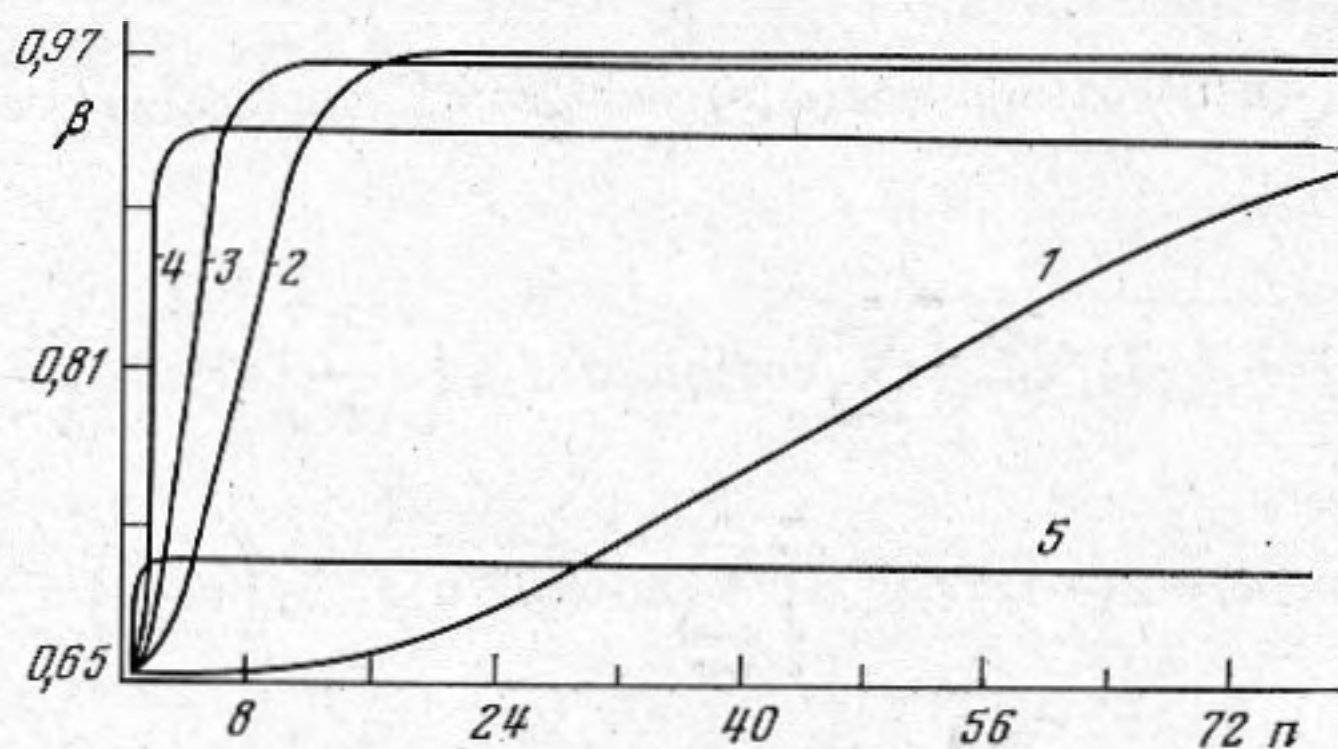
ла: в поле шумовой помехи, в поле, состоящем из компонент изотропного и локального шума, в поле, состоящем из компонент изотропной шумовой и реверберационной помех.

Результаты расчетов для первого случая получены при следующих параметрах сигнала, помехи и переходной характеристики квантующей

цепи: отношение эффективного значения сигнала к помехе $A/\sqrt{2}\sigma=0,02$, число элементов приемной системы $N=16$, длительность сигнала $T=1$ с, относительная полоса шума $\Delta f/f_0=0,2$. Результаты расчетов представлены на фиг. 3.

По оси ординат отложено отношение (C/Π) на выходе анализируемой системы к $(C/\Pi)_1$ на выходе системы аналоговой обработки ($\beta=(C/\Pi)/(C/\Pi)_1$). $(C/\Pi)_1$ определяется в соответствии с формулой $(C/\Pi)_1=(A/\sigma)\sqrt{\Delta fTN}$. По оси абсцисс отложено число уровней квантования.

Сплошные кривые 1-4 соответствуют случаю квантования по уровню непрерывного во времени колебания соответственно для $q/\sigma_z=1/32, 1/8,$



Фиг. 4. Потери помехоустойчивости за счет квантования (изотропная и локальная помехи): $\sigma_z^2=\sigma^2+\sigma_n^2$; $\sigma_n^2=900\sigma^2$; 1 - $q/\sigma_z=0,017$; 2 - $q/\sigma_z=0,13$; 3 - $q/\sigma_z=0,26$; 4 - $q/\sigma_z=1$; 5 - $q/\sigma_z=2$

1/4, 2, а штрихпунктирная — квантованию по уровню ($q/\sigma_z=1/8$) дискретизированного во времени колебания, причем частота выбрана так, что $[6] (2f_0+\Delta f)/(n+1) \leq f_n \leq (2f_0-\Delta f)/n$, где n — натуральное число: $n \leq [f_0/\Delta f - 0,5]$. Здесь $[x]$ — целая часть числа x . Таким образом, обеспечивается отсутствие явления перекрытия спектров.

Сопоставление кривых 2 и 5 показывает, что при квантовании входной информации на $2^5=32$ уровня (число разрядов $R=5$) кривые практически совпадают. Для случая представления входной информации одним разрядом ($R=1$) значения β составляют $\beta=0,91$ и $0,86$.

Однако вопрос о выборе частоты дискретизации входного колебания по времени является весьма существенным. Так, например, при отступлении от частоты дискретизации, принятой при расчете кривой 5, в сторону уменьшения примерно на 6%, отношение (C/Π) уменьшается в $1,4 \div 1,3$ раза и при этом мало зависит от разрядности квантования входной информации по уровню.

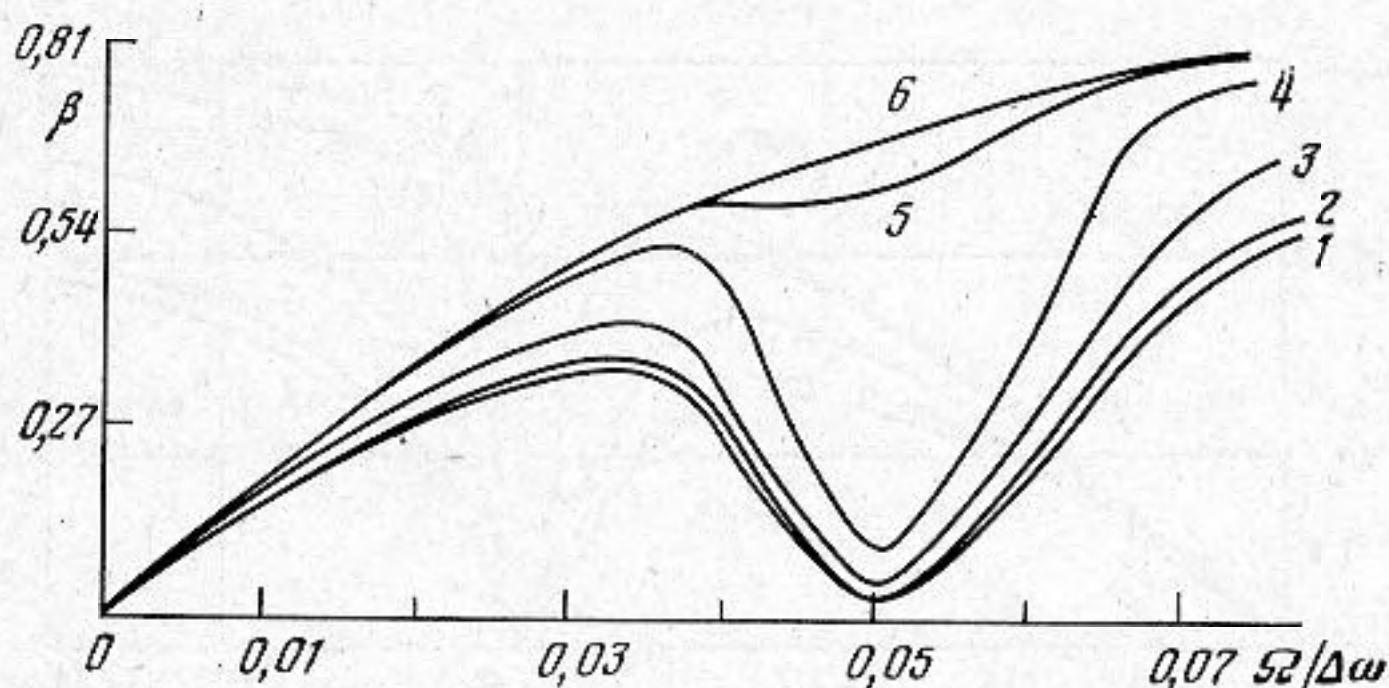
Анализ кривых 1-4 прежде всего показывает, что вполне удовлетворительные результаты обработки могут быть достигнуты при разрядности представления входной информации $R=4-5$, если отношение $q/\sigma_z=1/2 \div 1/8$, и $R=6$ для $q/\sigma_z=1/32$.

Результаты расчетов для двухкомпонентного поля помехи, состоящей из распределенной и локальной, изображены на фиг. 4.

Угол прихода локальной помехи выбран так, чтобы в случае непрерывной обработки эффект на выходе системы от воздействия локальной гармонической помехи был бы равен нулю. Такой выбор угла прихода обеспечивает практически полное подавление узкополосной помехи и таким образом более полно можно учесть искажения, вносимые нелинейными преобразованиями в системе обработки.

На фиг. 4 нанесены графики, характеризующие зависимость β как функции числа уровней квантования. Из рассмотрения кривых следует, что выбор параметра $q/\sigma_z=1/8$, где $\sigma_z^2=\sqrt{\sigma^2+\sigma_n^2}$, является близким к оптимальному. Необходимая же разрядность представления входной информации составляет величину порядка $R=5-6$.

Для двухкомпонентной помехи, состоящей из шумовой и реверберационной помех, количественные оценки влияния квантования входной информации по уровню на помехустойчивость системы обработки представлены на фиг. 5, 6. Из рассмотрения этих данных следует, что даже при высокой разрядности представления входной информации эффективность обнаружения сигналов на фоне реверберационной помехи существенно снижается. Однако при расстройке сигнала относительно средней частоты полосы приема эффективность обработки возрастает. Для некоторых значений расстройки отмечается существенное снижение помехустойчивости при представлении входной информации малым числом разрядов, что объясняется возникновением ярко выраженных комбинационных частот



Фиг. 5. Потери помехустойчивости за счет квантования при доплеровском смещении частоты (шумовая и реверберационная помехи): $\sigma_{\Sigma}^2 = \sigma^2 + \sigma_p^2$; $\sigma_p^2 = 25\sigma^2$; $q/\sigma_{\Sigma} = 0,025$) 1 - $n = 1 \div 8$; 2 - $n = 16$; 3 - $n = 32$; 4 - $n = 64$; 5 - $n = 128$; 6 - $n = 252$

(разностные частоты высших гармоник реверберационной помехи и сигнала), равных частоте опорного сигнала.

Разрядность представления входной информации должна быть несколько выше, чем при наличии в поле помехи преобладающей шумовой составляющей, и может быть принята $R=8$. Поскольку получение данных о влиянии квантования входных колебаний по уровню на результаты пространственной обработки в случае использования сложных форм антенн аналитическими методами оказывается затруднительно, такого рода исследования для случая цилиндрической антенны были проведены на основе методов моделирования. Моделировалась ситуация, при которой антенная система, представляющая собой сектор компенсированной дискретной цилиндрической антенны, находилась в поле сигнала и детерминированной локальной помехи. В качестве модели сигнала была принята плоская волна вида

$$U\left(t - \frac{\alpha_s \mathbf{p}}{c}\right) \neq A \operatorname{rect} \frac{t - \frac{\alpha_s \mathbf{p}}{c}}{T} \cos \left[\omega_0 \left(t - \frac{\alpha_s \mathbf{p}}{c} \right) + \frac{\gamma}{2} \left(t - \frac{\alpha_s \mathbf{p}}{c} \right)^2 \right],$$

где α_s — направление прихода плоской волны, \mathbf{p} — вектор, характеризующий пространственные координаты элементов антенны, $\gamma = 2\pi f_{\text{дев}}/T$ — скорость изменения частоты сигнала ($f_{\text{дев}}$ — девиация частоты, $f_0 = \omega_0/2\pi$ — центральная частота и T — длительность сигнала). Модель локальной помехи отличалась от сигнала лишь направлением прихода α_l , амплитудой A_l и характером частотной модуляции ($\gamma = -\gamma_l$).

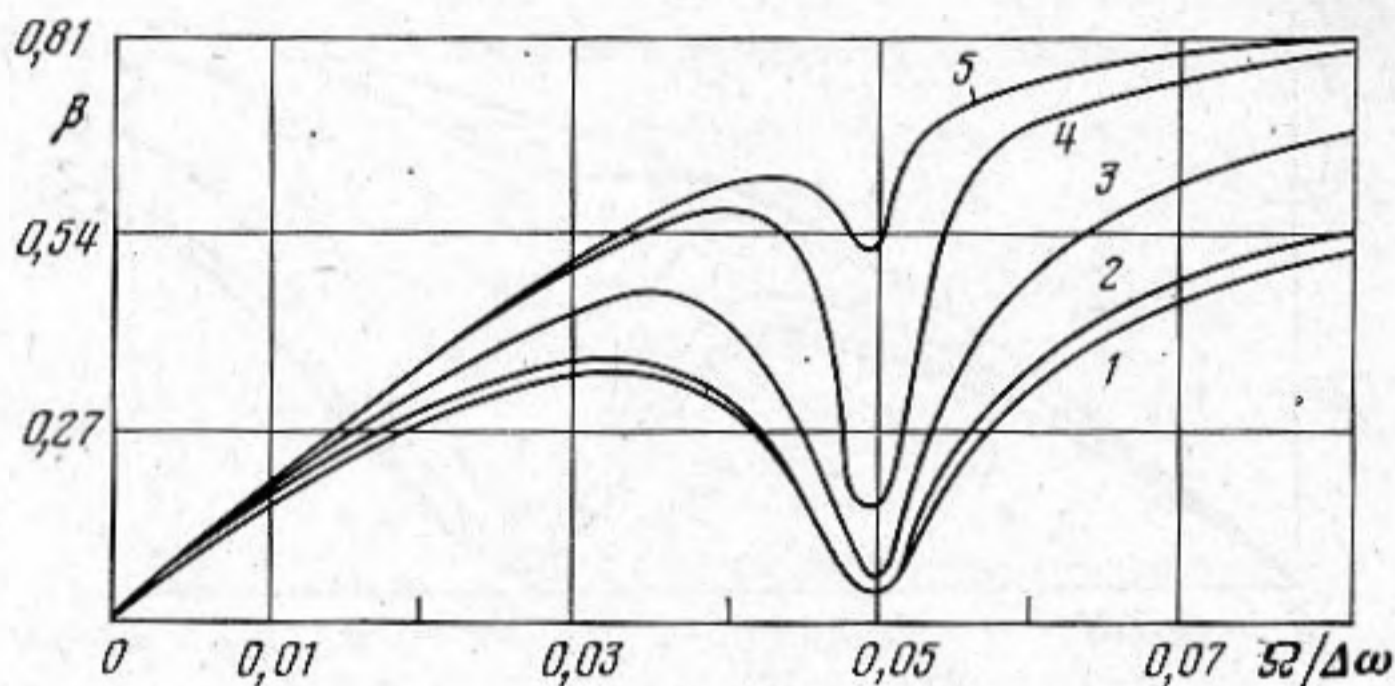
Можно показать, что эффект на выходе корреляционного устройства с двумя ортогональными каналами определяется выражением вида

$$(7) \quad R(n\Delta t) = \frac{2}{M} \left\{ \left[\sum_{m=0}^{M-1} U(m\Delta t) V((m-n)\Delta t) \right]^2 + \left[\sum_{m=0}^{M-1} U(m\Delta t) \bar{V}(m-n)\Delta t \right]^2 \right\}^{1/2},$$

в котором $U(m\Delta t)$ — эффект на выходе антенны

$$U(m\Delta t) = \sum_k \sum_l \cos \left[\omega_0 (m + Q_{kl}' - Q_{kl}'') \Delta t + \frac{\gamma}{2} (m + Q_{kl}' - Q_{kl}'')^2 \Delta t^2 \right] + \\ + A_{\pi} \cos \left[\omega_0 (m + Q_{kl_{\pi}}' - Q_{kl_{\pi}}'') \Delta t + \frac{\gamma_{\pi}}{2} (m + Q_{kl_{\pi}}' - Q_{kl_{\pi}}'')^2 \Delta t^2 \right],$$

а $V(m\Delta t)$ и $\tilde{V}(m\Delta t)$ — опорное колебание и его гильбертово преобразование соответственно $V(m\Delta t) = \cos \left(\omega_0 m \Delta t + \frac{\gamma}{2} (m \Delta t)^2 \right)$, где Δt — шаг дискретизации, $M = T/\Delta t$ — число отсчетов сигнала $Q_{kl}' \Delta t$ — пространствен-

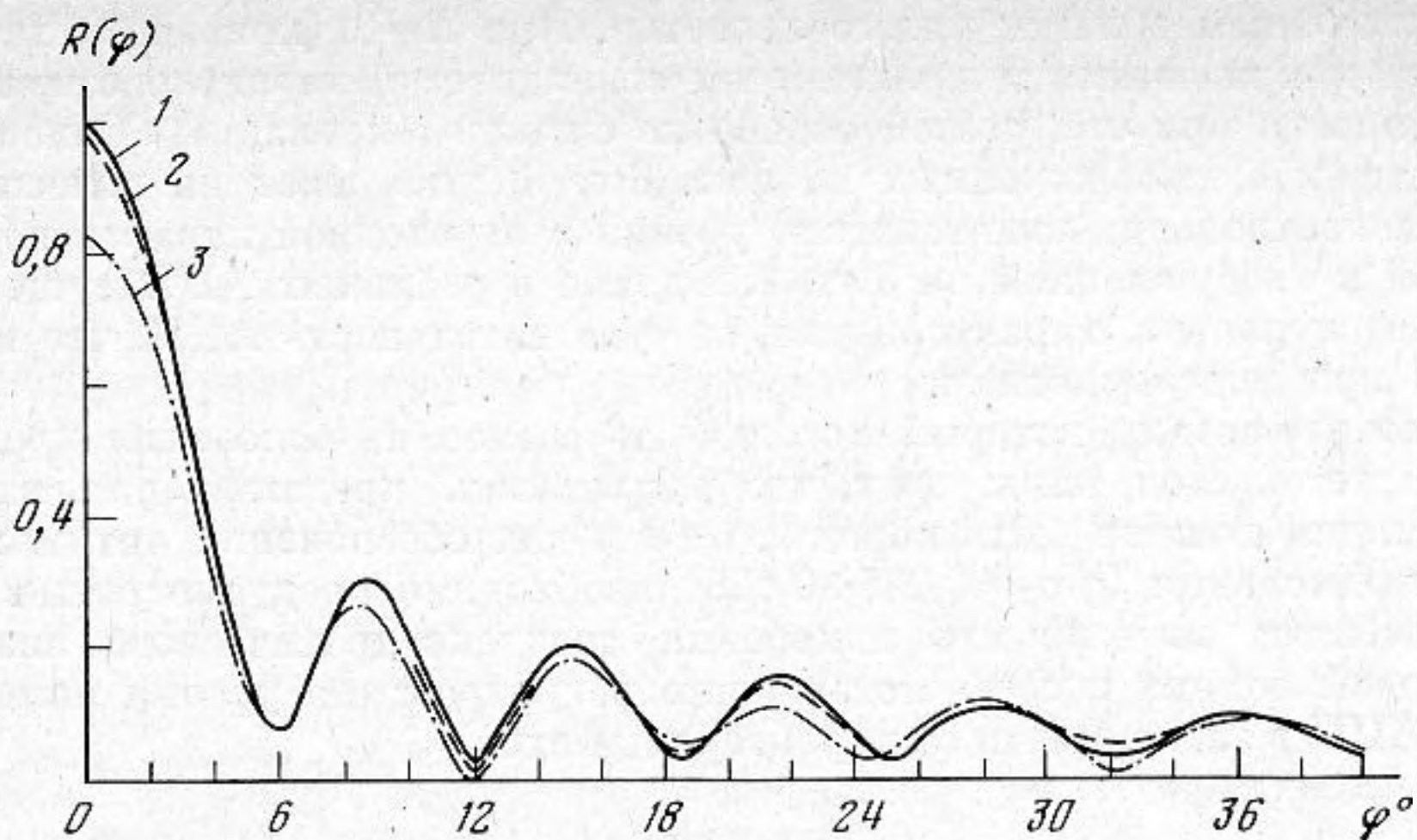


Фиг. 6. Потери помехоустойчивости за счет квантования при доплеровском смещении частоты (шумовая и реверберационная помехи): $\sigma_p^2 = 25\sigma^2$; $\sigma_{\Sigma}^2 = \sigma^2 + \sigma_p^2$; $q/\sigma_{\Sigma} = 0,125$) 1 — $n = 1 \div 2$; 2 — $n = 4$; 3 — $n = 8$; 4 — $n = 16$; 5 — $n = 32 \div 256$

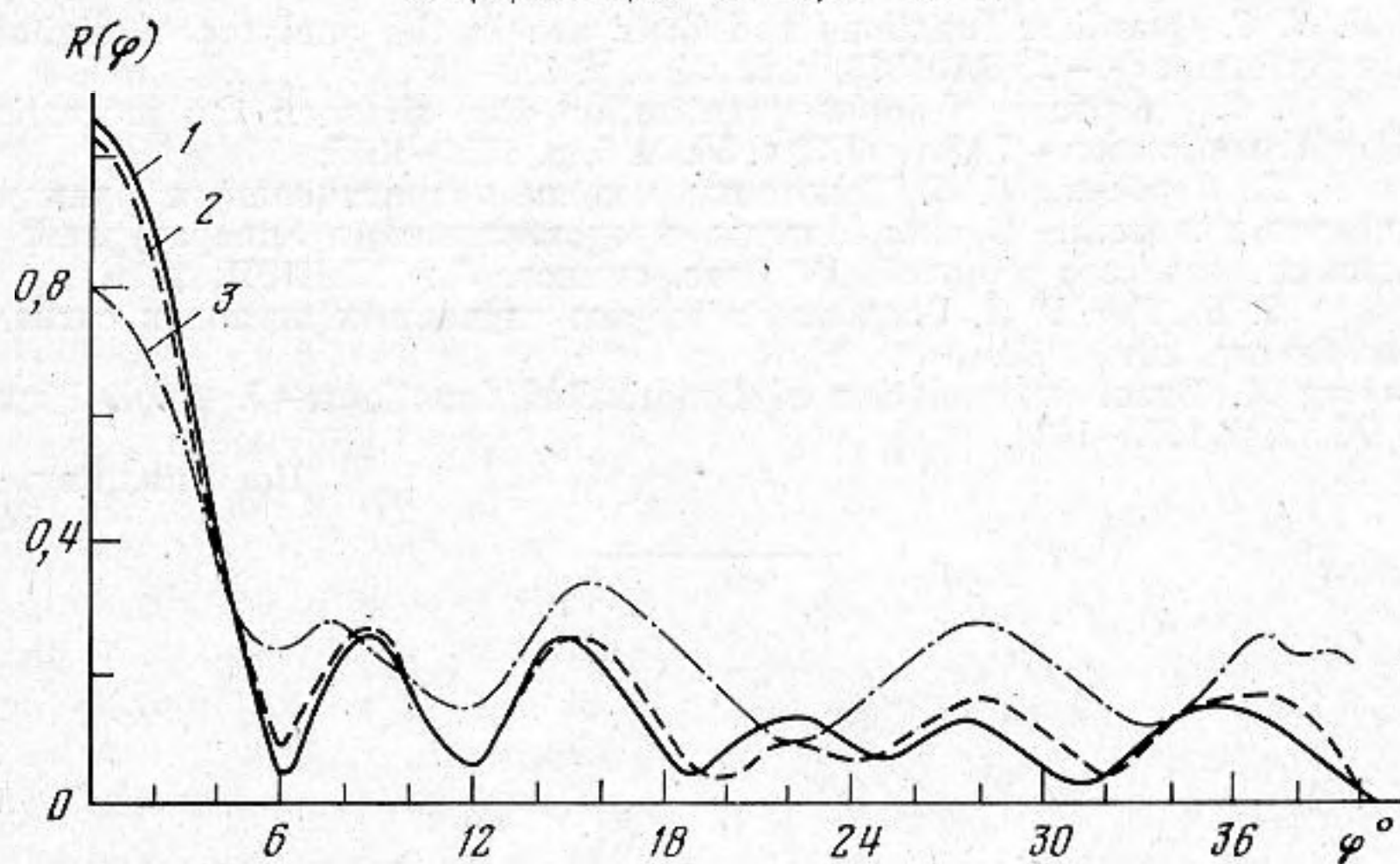
ное опережение информации в приемнике с учетом формы антенны и направления прихода сигнала α_s , двойная нумерация (kl) указывает на положение приемников соответственно в горизонтальной и вертикальной плоскостях, $Q_{kl_{\pi}}' \Delta t$ — аналогичное опережение, но для помехи, $Q_{kl}'' \Delta t$ — вводимая задержка для формирования характеристики направленности.

В соответствии с выражениями (7) были получены характеристики направленности тракта при цифровом представлении входной информации с различным числом разрядов для различных соотношений уровней локальной помехи и сигнала и углов прихода локальной помехи. Переходные характеристики квантующего устройства при моделировании принимались двух видов, характеризующихся тем, что в пределах $\pm q$ или $\pm q/2$ эффект на выходе квантования приравнивался к нулю; далее каждая ступенька квантователя составляла величину q .

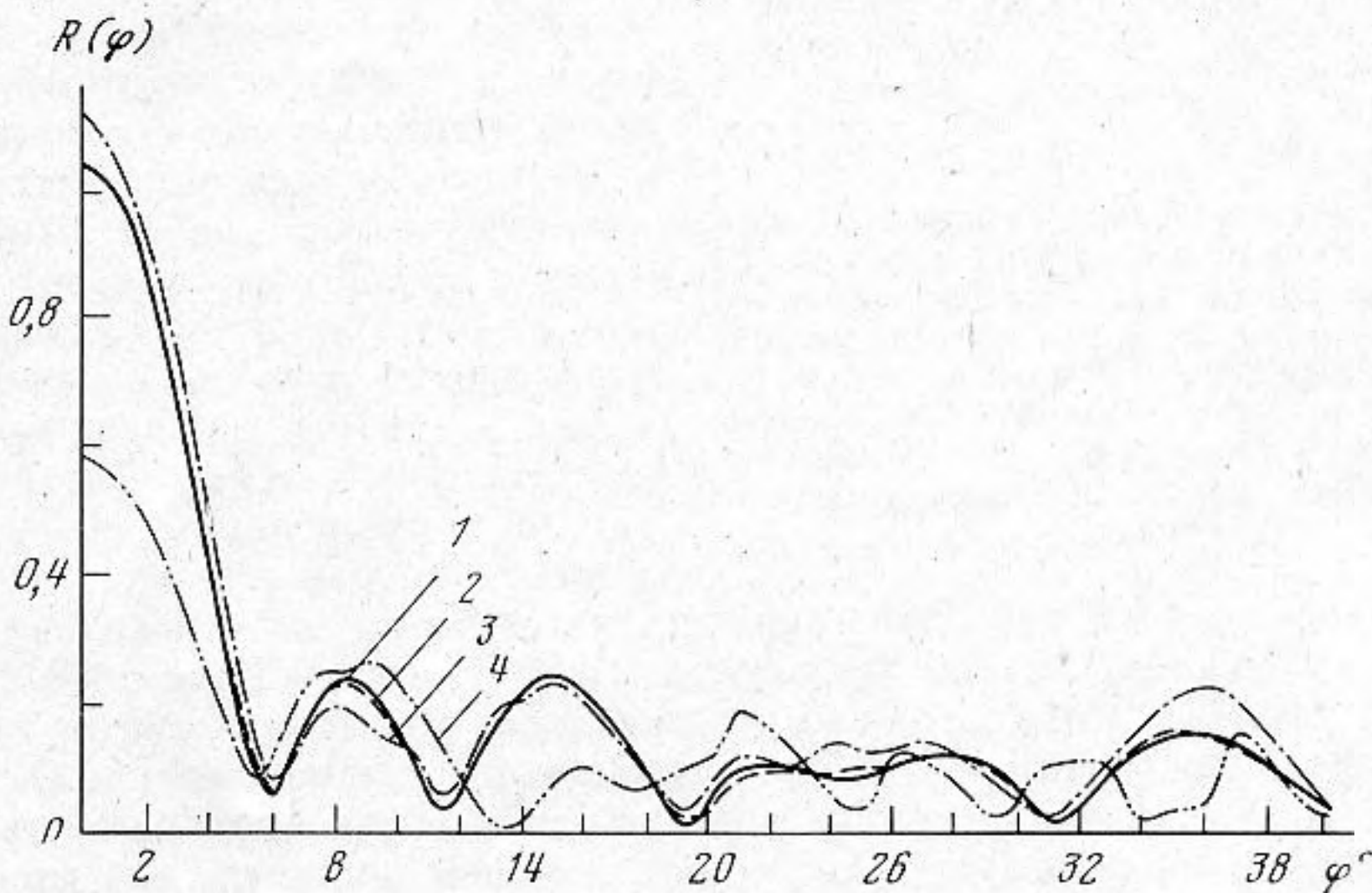
На фиг. 7–9 представлены некоторые результаты моделирования на ЭЦВМ в соответствии с выражением (7) (первый вид квантующего устройства). На фиг. 7 показаны характеристики направленности в отсутствие локальных помех, из рассмотрения которых следует, что при разрядности входной информации $R = 6$ искажения характеристики направленности практически не происходит, невелики также искажения характеристики при $R = 4$, однако при $R = 2$ наблюдается уменьшение уровня основного лепестка. На фиг. 8 изображена характеристика направленности тракта для случая, когда в районе второго минимума характеристики направленности действует локальная помеха, уровень которой превосходит сигнал в 30 раз. Из фигуры следует, что удовлетворительное подавление локальной помехи происходит при $R = 6$; при $R = 4$ (кривая 3) характеристика направленности оказывается заметно искаженной. На фиг. 9 изображена характеристика направленности тракта для тех же условий, что и на фиг. 8, но для переходной характеристики квантующего устройства, у которого эффект на выходе квантователя равен нулю лишь для значений входного колебания в пределах $\pm q/2$. Анализ полученных результатов позволяет сделать вывод о том, что при $R = 4$ степень подавления локальной помехи в 2,6 раза меньше, чем при аналоговой обработке, од-



Фиг. 7. Характеристики направленности цилиндрической антенны в зависимости от разрядности входной информации (АЦП с шириной нулевой ступеньки $2q$): 1 — без АЦП, $R=6$; 2 — $R=4$; 3 — $R=2$



Фиг. 8. Характеристики направленности цилиндрической антенны в присутствии локальной помехи (АЦП с шириной нулевой ступеньки $2q$): 1 — без АЦП, 2 — $R=6$; 3 — $R=4$



Фиг. 9. Характеристики направленности цилиндрической антенны в присутствии локальной помехи (АЦП с шириной нулевой ступеньки q): 1 — без АЦП; 2 — $R=6$; 3 — $R=4$; 4 — $R=2$

нако в целом отличие в форме характеристики направленности невелико, за исключением области пятого лепестка. При $R=6$ (кривая 2) характеристика направленности практически совпадает с характеристикой направленности при аналоговой обработке сигнала (кривая 1). Сопоставление графиков, изображенных на фиг. 8 и 9, указывает на целесообразность использования квантователя уровня с переходной характеристикой, близкой к изображенной на фиг. 2. Однако в реальных АЦП существует нулевая ступенька, характеризующая чувствительность АЦП, что и было учтено при моделировании.

Основной вывод, который может быть сделан на основании проведенных расчетов сводится к тому, что разрядность представления входной информации должна быть порядка $6\div 8$ и для обеспечения оптимального шага квантования ($q/\sigma_z=0,025\div 0,125$) необходимо предусмотреть в тракте обработки возможность измерения среднеквадратического значения суммарной помехи и соответствующего регулирования уровня помехи на входе АЦП в зависимости от характера помехи.

ЛИТЕРАТУРА

1. Богачев А. С. О влиянии шумов на характеристики синтезированной диаграммы направленности приемных антенных решеток.— Радиотехника, 1980, т. 35, № 8, с. 25–29.
2. Wang H. S. C. Quantizer functions and their use in the analyses of digital beamformer performance.— JASA, 1973, v. 53, № 3, p. 929–945.
3. Wang H. S. C. Influence of input quantization step sizes on the processing gain of digital beamformer.— JASA, 1973, v. 54, № 5, p. 1352–1355.
4. Гаткин Н. Г., Горбенко В. С. Некоторые модели корреляционных функций поля случайного процесса.— В кн.: Методы представления и аппаратный анализ случайных процессов и полей. IV Всес. симпоз. Л.: ВНИИЭП, 1971.
5. Давенпорт В. Б., Рут В. Л. Введение в теорию случайных шумов и сигналов. М.: Изд-во иностр. лит., 1960.
6. Kohlenberg A. Exact interpolation of bandlimited functions.— J. Appl. Phys., 1953, v. 24, № 12, p. 1432–1436.

Поступила в редакцию
9.II.1981