

Н. Е. Быстров  
(Новгородский государственный университет  
им. Ярослава Мудрого)

## **СИНТЕЗ КВАЗИНЕПРЕРЫВНЫХ ФАЗОМАНИПУЛИРОВАННЫХ СИГНАЛОВ ПО КРИТЕРИЮ МИНИМУМА МОЩНОСТИ ПОМЕХ ПО БОКОВЫМ ЛЕПЕСТКАМ КОРРЕЛЯЦИОННОЙ ФУНКЦИИ В ОГРАНИЧЕННОМ ДИАПАЗОНЕ ЗАДЕРЖЕК**

*Предложена последовательная процедура синтеза квазинепрерывных фазоманипулированных сигналов при воздействии помеховых сигналов, вызванных отражениями от точечных объектов, позволяющая повысить достоверность обнаружения слабых сигналов на фоне помех по боковым лепесткам корреляционной функции. Отмечено, что эффективность подавления помеховых корреляционных откликов зависит от диапазона оптимизации сигнала по задержке и уменьшается с увеличением числа помеховых отражений.*

Квазинепрерывный режим излучения, приема и обработки фазоманипулированных зондирующих сигналов большой длительности все больше привлекает разработчиков современных когерентных радиолокационных станций [1]. В этом режиме зондирующий сигнал излучается отдельными фазоманипулированными посылками, длительность и интервал следования которых определяются псевдослучайным законом коммутации передающего тракта. Прием отраженных сигналов осуществляется в паузах работы передатчика.

При воздействии помеховых отражений потенциальная чувствительность обнаружения сигналов ограничена мощностью помех, величина которых пропорциональна уровню боковых лепестков функции неопределенности применяемых сигналов. В тех случаях, когда мощные отражения смещены относительно полезного сигнала только по задержке, для достижения высокой помехоустойчивости необходимо минимизировать боковые лепестки корреляционной функции применяемых сигналов.

В практических случаях, когда применяются квазинепрерывные зондирующие сигналы с большой длительностью (базой), уместно рассматривать задачу синтеза сигналов в ограниченном диапазоне задержек по отношению к длительности сигнала.

Известные переборные методы синтеза неприменимы при достаточно большой длине сигнала [2, 3]. В работе [4] изложена последовательная процедура синтеза амплитудно-фазоманипулированных сигнала-

лов с пониженным уровнем боковых лепестков в ограниченном диапазоне задержек. Однако, как отмечено в работе [4], эффективность синтезированных сигналов значительно снижается при квазинепрерывной их обработке. Ухудшение корреляционных свойств синтезированных сигналов вызвано коммутацией тракта обработки и, как следствие, зависимостью структуры обрабатываемых эхо-сигналов от их задержки. Поэтому целесообразно производить оптимизацию сигнала с учетом изменения закона амплитудной манипуляции при их приеме только относительно мощных помеховых отражений.

Таким образом, представляет интерес поиск методов синтеза фазоманипулированных квазинепрерывных сигналов при воздействии помеховых сигналов, вызванных отражениями от точечных объектов, с целью повышения достоверности обнаружения слабых сигналов на фоне помех по боковым лепесткам функции неопределенности.

В настоящей работе предложена последовательная процедура оптимизации фазоманипулированных квазинепрерывных сигналов с заданным законом амплитудной манипуляции по критерию минимума мощности помех по боковым лепесткам корреляционной функции в ограниченном диапазоне задержек.

**Синтез квазинепрерывных фазоманипулированных сигналов при воздействии мешающих сигналов, вызванных отражениями от точечных объектов.** Будем считать, что амплитудная манипуляция синтезируемого сигнала определяется двоичной последовательностью  $X = \{x_i\}$ ,  $x_i = 0, 1$ , задающей закон коммутации передающего тракта. Приемный тракт устройства обработки эхо-сигналов коммутируется по закону инверсной двоичной последовательности  $\bar{x}_i = 1 - x_i$ .

Ограничим множество синтезируемых сигналов амплитудно-фазоманипулированными сигналами, которые описываются троичной кодовой последовательностью  $W = \{w_i\}$ ,  $w_i = 0, \pm 1$ ,  $i = 0, \dots, N-1$ , где  $N$  — длина (период) троичной последовательности. На закон кодирования троичной последовательности можно наложить следующие ограничения:

$$|w_i| = x_i, \quad w_i = z_i x_i, \quad i = 0, \dots, N-1; \quad (1)$$

здесь компонента  $z_i = \pm 1$ ,  $i = 0, \dots, N-1$ , определяет закон фазовой манипуляции.

Пусть на вход многоканального корреляционного устройства обработки поступает аддитивная смесь полезных обнаруживаемых сигналов и помеховых отражений, вызванных отражениями от точечных объектов. Отметим, что разделение сигналов на помеховые отражения и полезные сигналы введено только для удобства описания алгоритма синтеза сигналов. Будем полагать, что обнаруживаемые сигналы

и помеховые отражения локализованы в узкой доплеровской полосе  $\Delta F \leq 1/(N\Delta_0)$ , где  $\Delta_0$  — длительность элементарного символа, определяющего разрешающую способность по задержке. Положим, что задержки эхо-сигналов дискретны, т.е.  $\tau_s = s\Delta_0$ ,  $s = 1, 2, \dots, M$ , и будем считать, что диапазон обрабатываемых задержек устройства обработки составляет  $\Delta\tau = M\Delta_0$ , где  $M$  — число корреляционных каналов.

Пусть из результатов предыдущей обработки или на основании текущей обработки эхо-сигнала известно количество  $K$  мощных помеховых отражений и доступны оценки их амплитуд  $a_k$  и задержек  $\tau_k = s_k\Delta$ ,  $k = 0, \dots, K - 1$ . Естественно полагать, что  $K \leq M$ .

Воспользуемся известным представлением помеховых отражений в виде суперпозиции сигналов, распределенных дискретно в области задержек  $\Delta\tau$ . Дискретные отсчеты помеховых отражений можно описать выражением

$$C_i(a, s, \varphi) = \sum_{k=0}^{K-1} a_k \exp(-j\varphi_k) w_{i-s_k}, \quad (2)$$

где  $\varphi_k$  — случайные начальные фазы;  $a = (a_1, a_2, \dots, a_k)$ ;  $s = (s_1, s_2, \dots, s_k)$ ;  $\varphi = (\varphi_1, \varphi_2, \dots, \varphi_k)$ .

Помеховые отражения создают на выходе многоканального корреляционного устройства обработки уровень помех, который снижает достоверность обнаружения полезных сигналов. Мощность помехи от  $k$ -й компоненты в линейной смеси помеховых отражений на выходе  $c$ -го корреляционного канала обработки соответствует выражению

$$P_k(c) = \left| \sum_{i=0}^{N-1} a_k \exp(-j\varphi_k) w_{i-s_k} \bar{x}_i w_{i-c} \right|^2 = |a_k|^2 |R_k(c)|^2, \quad (3)$$

где

$$R_k(c) = \sum_{i=0}^{N-1} w_{i-s_k} \bar{x}_i w_{i-c}. \quad (4)$$

Функция (4) представляет собой временную функцию отклика  $k$ -го помехового отражения в  $c$ -м корреляционном канале обработки, которая определяется взаимокорреляционной функцией кодовых последовательностей при квазинепрерывной обработке.

При принятой модели помеховых отражений полную (суммарную) мощность помехи по боковым лепесткам взаимокорреляционных функций на выходе  $c$ -го корреляционного канала обработки можно

представить в следующем виде:

$$P(c) = \sum_{k=0}^{K-1} |a_k|^2 |R_k(c)|^2 \quad \text{при } s_k \neq c. \quad (5)$$

При условии  $s_k \neq c$  исключается мощность обрабатываемого сигнала в  $k$ -м корреляционном канале.

Для повышения достоверности обнаружения полезных сигналов при согласованной обработке необходимо обеспечить минимальную мощность помех во всех корреляционных каналах устройства обработки. Поэтому функцию оптимизации сигнала представим в следующем виде:

$$\psi = \sum_{c=1}^M \sum_{k=0}^{K-1} |a_k|^2 |R_k(c)|^2 \rightarrow \min \quad \text{при } s_k \neq c. \quad (6)$$

Таким образом, формулируется задача целочисленной оптимизации кодовой последовательности  $W = \{w_i\}$ ,  $w_i = 0, \pm 1$ ,  $i = 0, \dots, N - 1$ , заданной длины (периода)  $N$ , обеспечивающей минимум целевой функции  $\psi$  в ограниченном диапазоне задержек при квазинепрерывной обработке. Диапазон задержек обработки эхо-сигналов  $\Delta M = M - 1$  будем называть размером зоны оптимизации кодовой последовательности.

В настоящей работе рассмотрена последовательная процедура синтеза сигнала “символ за символом”. Предлагаемая последовательная процедура оптимизации предусматривает выбор такого текущего символа кодовой последовательности  $W = \{w_i\}$ , значение которого в каждый дискретный момент времени  $t_i = i\Delta$  минимизирует уровень помех в корреляционных каналах обработки.

Для этого выразим взаимокорреляционную функцию (4)  $k$ -го мешающего отражения в  $c$ -м корреляционном канале обработки через относительные задержки:

$$R_k(c) = \sum_{n=0}^{N-1} w_n \bar{x}_{\text{mod}(n+\mu_k, N)} w_{n-|c-s_k|}, \quad (7)$$

где  $|c - s_k|$  — относительная величина задержки,

$$\mu_k = \begin{cases} c & \text{при } s_k > c, \\ s_k & \text{при } s_k \leq c \end{cases}$$

— приведенное значение задержки сигнала коммутации приемного тракта.

При изложении последовательной процедуры синтеза положим, что значения символов кодовой последовательности определены до  $(i - 1)$ -го момента времени  $w_n = 0, \pm 1, n = 0, \dots, i - 1$ .

Чтобы реализовать последовательную процедуру оптимизации, определим текущее значение взаимокорреляционной функции (7) на  $(i - 1)$ -й момент времени:

$$R_k^{i-1}(c) = \sum_{n=0}^{i-1} w_n \bar{x}_{\text{mod}(n+\mu_k, N)} w_{n-|c-s_k|}.$$

Установим взаимосвязь текущих значений взаимокорреляционной функции в  $i$ -й и  $(i - 1)$ -й моменты времени:

$$R_k^i(c) = R_k^{i-1}(c) + w_i \bar{x}_{\text{mod}(i+\mu_k, N)} w_{i-|c-s_k|}. \quad (8)$$

Учитывая соотношение (8), представим целевую функцию оптимизации (6) в виде

$$\psi(w_i) = \sum_{k=0}^{K-1} |a_k|^2 \sum_{c=1}^M \left( R_k^{i-1}(c) + w_i \bar{x}_{\text{mod}(i+\mu_k, N)} w_{i-|c-s_k|} \right)^2 \rightarrow \min$$

при  $s_k \neq c$ . (9)

Поскольку символы кодовой последовательности  $x_i = 0, 1$  считаются заданными, то полученное выражение (9) определяет критерий оптимизации как явно определенную функцию текущего значения символа  $w_i = z_i x_i$ .

После раскрытия выражения (9) и приведения подобных членов получим

$$\begin{aligned} \psi(w_i) = & \sum_{k=0}^{K-1} |a_k|^2 \sum_{c=1}^M \left( R_k^{i-1}(c) \right)^2 + \sum_{k=0}^{K-1} |a_k|^2 \sum_{c=1}^M x_i \bar{x}_{\text{mod}(i+\mu_k, N)} x_{i-|c-s_k|} + \\ & + 2w_i \sum_{k=0}^{K-1} |a_k|^2 \sum_{c=1}^M \left( R_k^{i-1}(c) \bar{x}_{\text{mod}(i+\mu_k, N)} w_{i-|c-s_k|} \right). \quad (10) \end{aligned}$$

Можно видеть, что при принятом ограничении (1) на допустимые значения символов синтезируемой последовательности минимум целевой функции (10) достигается при выполнении условия

$$w_i = -\text{sign}\left(\sum_{k=0}^{K-1} |a_k|^2 \sum_{c=1}^M (R_k^{i-1}(c) \bar{x}_{\text{mod}(i+\mu_k, N)}) w_{i-|c-s_k|}\right) x_i$$

при  $s_k \neq c$ , (11)

где

$$z_i = \text{sign}(\alpha) = \begin{cases} 1 & \text{при } \alpha \geq 0, \\ -1 & \text{при } \alpha < 0 \end{cases}$$

— решающая (знаковая) функция.

Таким образом, последовательная процедура оптимизации троичных кодовых последовательностей при квазинепрерывной обработке по критерию минимума мощности помех в корреляционных каналах устройства в ограниченном диапазоне задержек определяется формулой (11).

**Анализ последовательной процедуры синтеза квазинепрерывных фазоманипулированных сигналов.** Исследуем пределы снижения мощности помех по боковым лепесткам взаимокорреляционной функции в зависимости от размера зоны оптимизации  $\Delta M$  при различных длительностях синтезируемых квазинепрерывных сигналов и от значений пик-фактора  $q$ , а также от числа  $K$  помеховых отражений.

Исследование эффективности предлагаемого метода синтеза квазинепрерывных сигналов при воздействии линейной смеси помеховых отражений проводилось на основе математической модели, реализованной в вычислительной среде MathCad 2001.

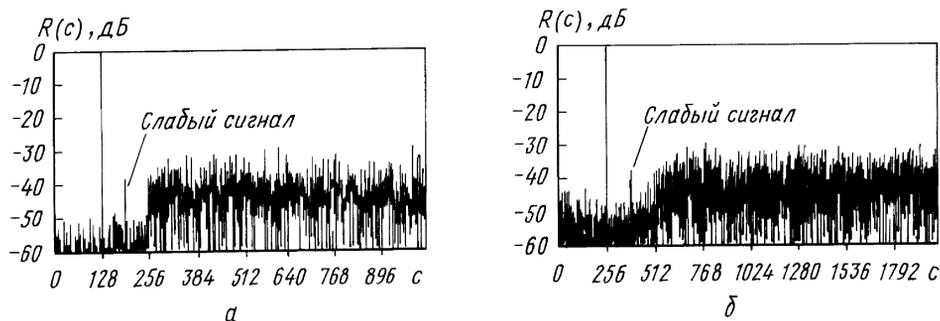
При синтезе квазинепрерывных сигналов полагалось, что коммутация приемно-передающего тракта производится по законам двоичных последовательностей с различным значением пик-фактора  $q = 3, 5, 7, 11$  и длительностью дискрета  $\Delta x = \eta \Delta_0$ ,  $\eta = 1, 4, 8, 16$ , построенных на основе разностных множеств Зингера.

В качестве критерия эффективности синтеза квазинепрерывных сигналов определим степень подавления помех в зоне оптимизации

$$\Delta \chi = \bar{\chi} / \bar{\chi}_T,$$

где  $\bar{\chi}$  — вычисленное среднеквадратическое значение помеховых корреляционных откликов  $R(c)$  в зоне оптимизации, а  $\bar{\chi}_T$  — теоретическое среднеквадратическое значение корреляционных откликов при квазинепрерывной обработке линейной смеси помеховых сигналов.

Оптимизация квазинепрерывных сигналов проводилась при заданном числе помеховых отражений и при известных значениях их задержек и интенсивностей. Задержки помеховых отражений формировались случайно с равномерным законом распределения в диапазоне



**Рис. 1. Вид корреляционных откликов:**  
*a* —  $\Delta M = 256$ ; *б* —  $\Delta M = 512$

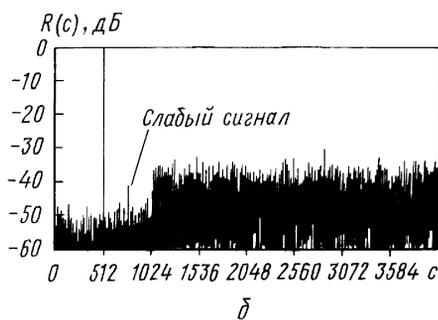
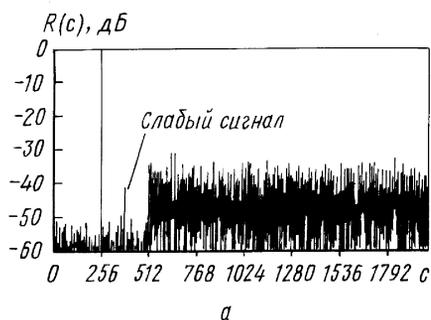
$\Delta\tau = M\Delta_0$ . Значения начальных фаз помеховых отражений были равновероятны в диапазоне  $0 \dots 2\pi$ .

Вначале приведем результаты синтеза квазинепрерывных сигналов при воздействии одиночного точечного отражения и покажем пределы снижения мощности помех по боковым лепесткам корреляционной функции в зависимости от размеров зоны оптимизации  $\Delta M = M - 1$ .

В качестве иллюстрации получаемых результатов рассмотрим синтез квазинепрерывного сигнала длиной  $N = 16384$  с пик-фактором  $q = 3$  и значением  $\eta = 4$ . На рис. 1 представлены корреляционные отклики при обработке смеси слабого и мощного сигналов, отражающие результаты синтеза квазинепрерывного сигнала при различном размере  $\Delta M$  зоны оптимизации по задержке.

Как видно из приведенных результатов, в диапазоне оптимизации задержек явно выделяется фон с пониженным уровнем помеховых корреляционных откликов. Вне зоны оптимизации уровень корреляционных откликов не имеет пиков неоднозначности и соответствует теоретическому среднеквадратическому значению. Для сигнала длиной  $N = 16384$  теоретический среднеквадратический уровень боковых лепестков взаимокорреляционной функции при квазинепрерывной обработке равен  $\bar{\chi}_T = -40,3$  дБ. Расчетный среднеквадратический уровень корреляционных откликов  $\bar{\chi}$  составил  $-56,4$  и  $-53,1$  дБ для зон оптимизации, соответствующих рис. 1, *a* и *б*. Следовательно, эффективность подавления помех  $\Delta\chi$  составила соответственно  $16,1$  и  $12,8$  дБ. Заметим, что при увеличении размера зоны оптимизации в два раза уровень помех возрос примерно на  $3$  дБ.

Для сравнения на рис. 2 приведены корреляционные отклики при обработке синтезированного сигнала длины  $N = 32768$  для двух значений размера зоны оптимизации по задержке. Расчетный среднеквадратический уровень корреляционных откликов  $\bar{\chi}$  в указанных зонах



**Рис. 2. Вид корреляционных откликов:**

*a* —  $\Delta M = 512$ ; *б* —  $\Delta M = 1024$

оптимизации составил  $-59,9$  и  $-56,8$  дБ для зон оптимизации, соответствующих рис. 2, *a* и *б*. Теоретический среднеквадратический уровень равен  $\bar{\chi}_T = -43,4$  дБ. Следовательно, эффективность подавления помех  $\Delta\chi$  составляет 16,5 и 13,4 дБ. Сопоставляя результаты, представленные на рис. 1 и 2, можно заметить, что при увеличении длины сигнала в два раза и сохранении размера зоны оптимизации эффективность подавления корреляционных откликов возросла примерно на 3 дБ. Однако обратим внимание на то, что при увеличении размера зоны оптимизации в два раза эффективность подавления корреляционных откликов сохранилась на прежнем уровне.

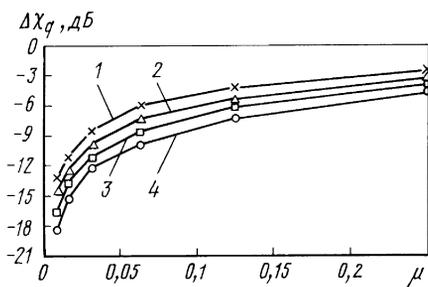
Приведенные результаты показывают, что только в результате оптимизации закона фазовой манипуляции квазинепрерывного сигнала уровень помех по боковым лепесткам корреляционной функции снизился на 13–16 дБ, что позволило выделить (обнаружить) слабый сигнал с уровнем не менее  $-40$  дБ, ранее неразличимый на фоне помех.

Полный анализ результатов синтеза и обработки квазинепрерывных сигналов показывает, что:

— эффективность подавления  $\Delta\chi = \bar{\chi}/\bar{\chi}_T$  помеховых корреляционных откликов на выходе устройства обработки определяется отношением числа дискретных точек  $\Delta M$  в зоне оптимизации к длине синтезируемого сигнала  $N$ ;

— эффективность подавления помеховых корреляционных откликов снижается с увеличением пик-фактора  $q$  квазинепрерывного сигнала (это объясняется снижением эффективной базы синтезируемого сигнала);

— эффективность подавления  $\Delta\chi = \bar{\chi}/\bar{\chi}_T$  помеховых корреляционных откликов на выходе устройства обработки не зависит от соотношения  $\eta = \Delta x/\Delta_0$  длительностей дискрета амплитудной и фазовой манипуляций.



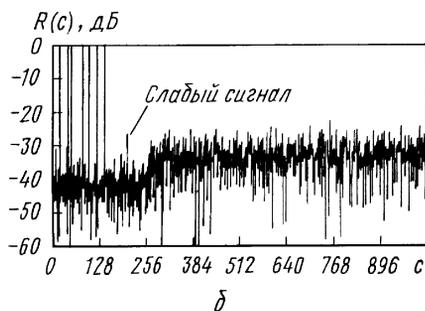
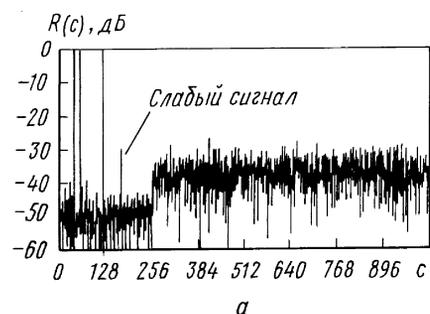
**Рис. 3.** Зависимости эффективности подавления помеховых корреляционных откликов от  $\mu$ :  $q = 11$  (1), 7 (2), 5 (3), 3 (4)

помех по боковым лепесткам корреляционной функции  $\Delta\chi_q$  составляет 18,6; 16,6; 15,5; 13,2 дБ соответственно для значений пик-фактора сигнала  $q = 3, 5, 7, 11$ . При размере зоны оптимизации по задержке  $\Delta M = 0,25N$  достигается снижение уровня помех по боковым лепесткам  $\Delta\chi_q$  до значений 4,74; 3,88; 3,31; 2,47 дБ при тех же значениях пик-фактора сигнала.

Рассмотрим зависимость эффективности подавления корреляционных откликов в каналах обработки  $\Delta\chi_q$  от количества обрабатываемых помеховых отражений  $K$ .

В качестве примера рассмотрим результаты синтеза сигнала длины  $N = 16384$  с пик-фактором  $q = 3$  и значением  $\eta = 4$  при размере зоны оптимизации по задержке  $\Delta M = 256$  с учетом воздействия трех и семи точечных помеховых отражений с различными задержками (рис. 4).

Эффективность подавления помеховых корреляционных откликов  $\Delta\chi_q$  в случае воздействия трех помеховых сигналов составляет 11,9 дБ (при воздействии одного помехового сигнала — 16,1 дБ). В то же время, как видно из рис. 4, *а*, слабый сигнал с интенсивностью 30 дБ выделяется относительно уровня помех в зоне оптимизации сигнала.



**Рис. 4.** Результаты квазинепрерывной обработки полезного сигнала на фоне трех (*а*) и семи (*б*) помеховых сигналов

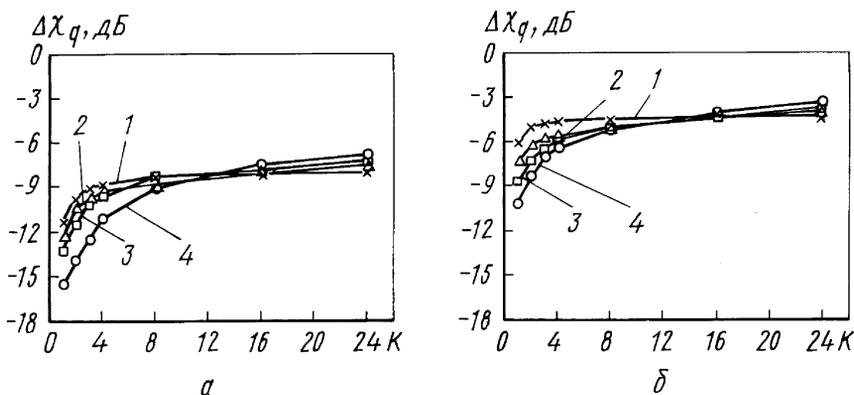


Рис. 5. Зависимости эффективности подавления помеховых корреляционных откликов от количества отражений  $K$  при  $\mu = 0,01$  (а);  $0,06$  (б):  $q = 11$  (1),  $7$  (2),  $5$  (3),  $3$  (4)

Для случая, представленного на рис. 4, б, эффективность подавления помеховых корреляционных откликов  $\Delta\chi_q$  снизилась до значения  $9,1$  дБ. Следовательно, можно заметить, что при изменении количества помех от  $1$  до  $7$  эффективность подавления боковых лепестков снизилась на  $3,4$  дБ. Однако полезный сигнал с интенсивностью  $30$  дБ можно выделить на фоне помех.

На рис. 5 представлены зависимости эффективности подавления помеховых корреляционных откликов в каналах обработки  $\Delta\chi_q$  для различных значений пик-фактора сигнала от количества отражений  $K$ .

Как и следовало ожидать, эффективность подавления помех в рассматриваемой зоне оптимизации сигнала по задержке уменьшается с увеличением числа помеховых отражений. Так, при возрастании количества  $K$  помеховых отражений от  $1$  до  $24$  для относительного размера зоны оптимизации по задержке  $\mu = 0,01$  эффективность подавления помех уменьшается на  $8,6; 5,9; 4,8; 3,3$  дБ соответственно для значений пик-фактора сигнала  $q = 3, 5, 7, 11$ . При  $\mu = 0,06$  аналогичные характеристики составляют  $6,6; 4,8; 3,4; 1,8$  дБ. При малом числе помеховых отражений эффективность подавления помех выше для сигналов с более низким значением пик-фактора сигнала. Однако при числе помеховых отражений более  $16$  наблюдается обратный эффект — сигналы с большим значением пик-фактора обеспечивают большую эффективность подавления помех по боковым лепесткам корреляционной функции.

Таким образом, разработана последовательная процедура синтеза квазинепрерывных фазоманипулированных сигналов по критерию минимума мощности помех по боковым лепесткам корреляционной функции в ограниченном диапазоне задержек.

Исследование влияния количества помеховых отражений на эффективность подавления помех позволило сформулировать следующие выводы:

— эффективность подавления помех в зоне оптимизации сигнала уменьшается с увеличением числа помеховых отражений;

— для фиксированного размера зоны оптимизации при достаточно большом числе помеховых отражений глубина подавления помех стремится к значениям  $\Delta\chi_q$ , при которых оптимизации сигнала проводится без учета сигналов коммутации приемного тракта;

— при большом числе отражений сигналы с более высоким значением пик-фактора обеспечивают большую эффективность подавления помех по боковым лепесткам корреляционной функции.

Таким образом, показана достаточно высокая эффективность последовательной процедуры синтеза квазинепрерывных сигналов по критерию минимума мощности помех по боковым лепесткам корреляционной функции при воздействии помеховых отражений в ограниченном диапазоне задержек.

## СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Морская радиолокация / Под ред. В.И. Винокурова. – Л.: Судостроение, 1986. – 256 с.
2. Вакман Д. Е., Седелцкий Р. М. Вопросы синтеза радиолокационных сигналов. – М.: Сов. радио, 1973. – 321 с.
3. Ипатов В. П. Периодические дискретные сигналы с оптимальными корреляционными свойствами. – М.: Радио и связь, 1992. – 152 с.
4. Быстров Н. Е. Синтез амплитудно-фазоманипулированных сигналов по критерию минимума среднеквадратического уровня боковых лепестков функции неопределенности в ограниченном диапазоне задержек и доплеровских сдвигов частоты // Изв. вузов. Сер. Радиоэлектроника. – 2003. – Вып. 2. – С. 3–11.

Статья поступила в редакцию 4.12.2003

Николай Егорович Быстров родился в 1949 г., окончил в 1974 г. Новгородский политехнический институт. Канд. техн. наук, доцент кафедры программного обеспечения вычислительной техники и ведущий научный сотрудник научно-исследовательской лаборатории цифровой обработки сигналов Новгородского государственного университета им. Ярослава Мудрого. Специализируется в области синтеза сложных сигналов и их обработки в радиолокационных системах.

N.Ye. Bystrov (b. 1949) graduated from the Novgorod Polytechnic Institute in 1974. Ph. D. (Eng.), ass. professor of department for software in computational technology and leading researcher of research laboratory for digital signal processing of Novgorod State University n. a. Yaroslav the Wise. Specializes in the field of synthesis and processing of complex signals in radar systems.