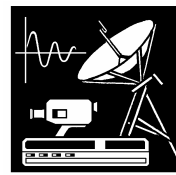


РАДИОЭЛЕКТРОНИКА



УДК 621.396.967; 621.396.962

Н.Е.Быстров, И.Н.Жукова

МИНИМИЗАЦИЯ ПОТЕРЬ НА ПРИОРИТЕТНУЮ ОБРАБОТКУ
АМПЛИТУДНО-ФАЗОМАНИПУЛИРОВАННЫХ СИГНАЛОВ

A method of generation of amplitude keying sequences used with phase-shift keyed signals is proposed. Signal-to-noise ratio losses during priority processing are minimized for the synthesized sequence. Autocorrelation and spectrum of amplitude keyed sequences are examined.

Введение

В квазинепрерывных РЛС [1] с амплитудной по псевдослучайному закону манипуляцией фазоманипулированных сигналов с базами $B = 10^5 \dots 10^6$ возникают технические проблемы с построением многоканального (до нескольких сотен каналов дальности) корреляционного устройства обработки эхо-сигналов. Одним из направлений минимизации объема аппаратуры является применение сегментной обработки сигналов (см. [2], здесь же представлена функциональная схема устройства). Дальнейшим развитием данного направления стал метод приоритетной обработки эхо-сигналов [3], сокращающий аппаратные затраты на реализацию необходимого количества каналов дальности на этапе сжатия сегментов.

При приоритетной обработке просматриваемая дистанция, состоящая из D элементов разрешения, разбивается на M зон приоритетности. Обработка эхо-сигналов ведется набором из $C = D/M$ параллельно работающих элементарных корреляторов, каждый из которых обрабатывает отражения от M закрепленных за ним элементов дальности в соответствии с назначенными им приоритетами. Так c -й, $c = 0 \dots C - 1$, коррелятор обрабатывает отражения от элементов дальности с номерами $c, c + C, c + 2C, \dots, c + mC, \dots, c + (M - 1)C$, где $c \in [0, C - 1]$, $m \in [0, M - 1]$. Предпочтение в обработке отдается эхо-сигналам, принадлежащим элементам дальности с наиболее высоким приоритетом. Как правило, это наиболее удаленные элементы дальности, дающие более слабые по мощности отражения. Таким образом, приоритет зон изменяется по степени убывания от $M - 1$ до 0.

Опорная последовательность для каждого c -го коррелятора представляет собой линейную сумму прореженных M последовательностей $w(i - c - mC)$, $m \in [0, M - 1]$, активные символы которых никогда не совпадают по времени их следования.

$$w_{\text{оп}}(i - c) = \sum_{m=0}^{M-1} w(i - c - mC) \prod_{j=m+1}^{M-1} x(i - c - jC), \quad c \in [0, C - 1], \quad (1)$$

где $w(i) = x(i)z(i)$ — последовательность, задающая закон построения зондирующего сигнала на основе посимвольного умножения модулирующих последовательностей $x(i)$ и $z(i)$, $x(i) \in \{0, 1\}$, $z(i) \in \{\pm 1\}$. В качестве компоненты фазовой манипуляции $z(i)$ рассматриваются бинарные последовательности максимальной длины (M -последовательности).

Когда активные символы сигналов, отраженных от элементов дальности, закрепленных за c -м коррелятором, перекрываются во времени, то обрабатывается только один, принадлежащий элементу дальности с самым высоким приоритетом. Остальные символы теряются. Тем самым появляются потери в отношении сигнал-шум.

Было показано [3], что потери, вызванные введением приоритетной обработки, увеличиваются от одной зоны приоритетности к другой при уменьшении приоритета зоны. При этом их величина определяется корреляционными свойствами последовательности $x(i)$,

задающей закон амплитудной манипуляции зондирующего сигнала. Для амплитудной манипуляции, по закону последовательностей Зингера, энергетические потери на прием эхо-сигналов не зависят от длины сигнала, а определяются количеством зон приоритетности. С уменьшением приоритета зоны энергетические потери возрастают практически на постоянную величину, зависящую от пик-фактора последовательности Зингера.

Минимизация потерь в отношении сигнал-шум для амплитудно-фазоманипулированных сигналов возможна за счет выбора оптимальной для описанного метода обработки структуры зондирующего сигнала.

В настоящей работе предлагается метод формирования последовательности, задающей закон амплитудной манипуляции фазоманипулированных сигналов, позволяющий минимизировать потери в отношении сигнал-шум при приоритетной обработке эхо-сигналов с выбранным способом распределения элементов дальности по зонам приоритетности. Исследуются спектрально-корреляционные свойства синтезированных последовательностей. Проводится сравнительный анализ потерь в отношении сигнал-шум на приоритетную обработку сигналов с оптимизированной структурой огибающей и сигналов, огибающая которых определяется псевдослучайными последовательностями.

Алгоритм формирования сигнала амплитудной манипуляции при приоритетной обработке фазоманипулированных сигналов

Потери в отношении сигнал-шум в c -м канале обусловлены перекрытием сдвинутых последовательностей $w(i - c - mC)$, $m \in [0, M - 1]$, участвующих в формировании опорной последовательности $x_{оп}(i - c)$. Чем больше степень перекрытия, тем больше потери. Кроме того, распределение элементов дальности по корреляторам выполнено таким образом, что каждый коррелятор обрабатывает равноотстоящие друг от друга на величину C элементы дальности. Отсюда вытекает следующее требование к структурным, а следовательно, и к корреляционным свойствам последовательности $x(i)$: *структура последовательности $x(i)$, сохранив псевдослучайный характер, должна обеспечивать минимальное количество совпадений активных символов M последовательностей, циклически сдвинутых относительно друг друга на величину, кратную количеству элементов разрешения в зоне приоритетности.*

Для минимизации энергетических потерь на приоритетную обработку потребуем равенства нулю значений периодической корреляционной функции $R(c)$ последовательности $x(i)$ на задержках, кратных количеству элементов разрешения в зоне приоритетности:

$$R(mC) = 0, m \in [0, M - 1]. \quad (2)$$

Пусть $y(i)$ — базовая псевдослучайная двоичная последовательность с пик-фактором Q_y . Оптимизация структуры последовательности $x(i)$, удовлетворяющая критерию (2), включает рекурсивную процедуру, которая описывается выражением

$$x(i) = y(i) \prod_{m=1}^{M-1} \bar{x}(i - m \cdot C). \quad (3)$$

При $M = 4$ выражение (3) преобразуется к виду

$$x(i) = y(i) \bar{x}(i - C) \bar{x}(i - 2C) \bar{x}(i - 3C).$$

Процедура формирования последовательности $x(i)$ на основе базовой последовательности $y(i)$ заключается в рекурсивной проверке значений ранее сформированных символов последовательности $x(i)$. Если в моменты времени $(i - C)$, $(i - 2C)$, ..., $(i - (M - 1)C)$ все символы $x(i - C)$, $x(i - 2C)$, ..., $x(i - (M - 1)C)$ равны нулю, то значение i -го символа последовательности $x(i)$ равно значению i -го символа последовательности $y(i)$, в противном случае $x(i) = 0$.

При выполнении требований (2) выражение (1), описывающее метод построения опорной последовательности для c -го канала дальности с учетом структурных и корреляционных свойств последовательности $x(i)$, преобразуется к виду

$$w_{оп}(i - c) = \sum_{m=0}^{M-1} w(i - c - mC).$$

Отсюда следует, что опорная последовательность представляет собой линейную сумму никогда не перекрывающихся во времени M сдвинутых последовательностей.

Исследование структурных и спектрально-корреляционных свойств

Известно, что спектрально-корреляционные свойства двоичных последовательностей зависят от значения их пик-фактора. Определим значение пик-фактора последовательности $x(i)$, воспользовавшись вероятностными характеристиками последовательностей.

Пусть Q_y — пик-фактор последовательности $y(i)$, а Q — пик-фактор последовательности $x(i)$. Тогда вероятностные характеристики определяются следующим образом:

$\frac{1}{Q}$ — вероятность того, что i -й символ последовательности $x(i)$ принимает значение, равное единице;

$\frac{1}{Q_y}$ — вероятность того, что i -й символ последовательности $y(i)$ принимает значение, равное единице;

$\frac{M-1}{Q}$ — вероятность того, что среди $M-1$ символов последовательности $x(i)$, сформированных на предыдущих итерациях, но участвующих в формировании i -го символа этой последовательности, хотя бы один принимает значение, равное единице.

Исходя из рекурсивной формулы формирования последовательности $x(i)$, вероятность того, что i -й символ данной последовательности принимает значение, равное единице, будет определяться равенством

$$\frac{1}{Q} = \frac{1}{Q_y} \left(1 - \frac{M-1}{Q} \right),$$

из которого следует

$$Q = Q_y + M - 1. \quad (4)$$

Пик-фактор последовательности $x(i)$ зависит от пик-фактора базовой последовательности $y(i)$ и от количества зон приоритетности M . Зависимость от значения M выражается числом домножений i -го символа исходной последовательности $y(i)$ на инверсные значения символов последовательности $x(i)$, отстоящих от i -го на количество дискретов, кратное количеству элементов разрешения в зоне приоритетности.

С целью получения высокого энергопотенциала РЛС при низком уровне излучения представляет интерес формирование огибающей фазоманипулированного сигнала на основе базовой последовательности $y(i)$ с малым значением пик-фактора Q_y , например $Q_y = 2$, и малым количеством зон приоритетности. При этом структура оптимизированных последовательностей $x(i)$ имеет нерегулярный характер. Типичный вид синтезированных последовательностей одинаковой длины, сформированных для различных соотношений количества зон приоритетности и каналов дальности, содержащихся в каждой зоне, при $MC = \text{const}$ представлен на рис.1.

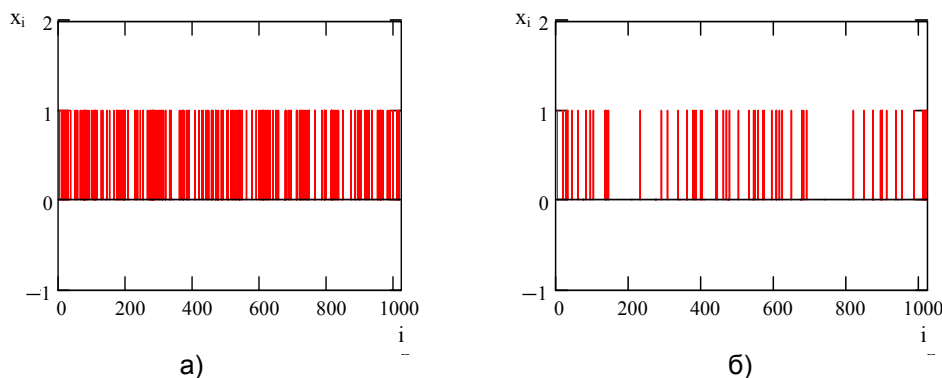


Рис.1. Структура последовательностей, сформированных на основе базовой последовательности длиной $N = 16384$ и с пик-фактором $Q_y = 2$. а) $C = 128$, $M = 4$, $Q = 4,96$; б) $C = 32$, $M = 16$, $Q = 17,54$

Покажем, что корреляционные свойства последовательностей, построенных по алгоритму (3), удовлетворяют условию (2). В качестве иллюстрации на рис.2 представлена периодическая автокорреляционная функция (ПАКФ) для двух последовательностей $x(i)$ с разными значениями пик-фактора.

ПАКФ сформированной последовательности $x(i)$ всегда удовлетворяет требованиям оптимизации (2) и имеет практически постоянный среднеквадратический уровень боковых лепестков в неоптимизированных точках в пределах обрабатываемого диапазона дальностей D . Пик-фактор сформированных последовательностей удовлетворяет вероятностной оценке (4).

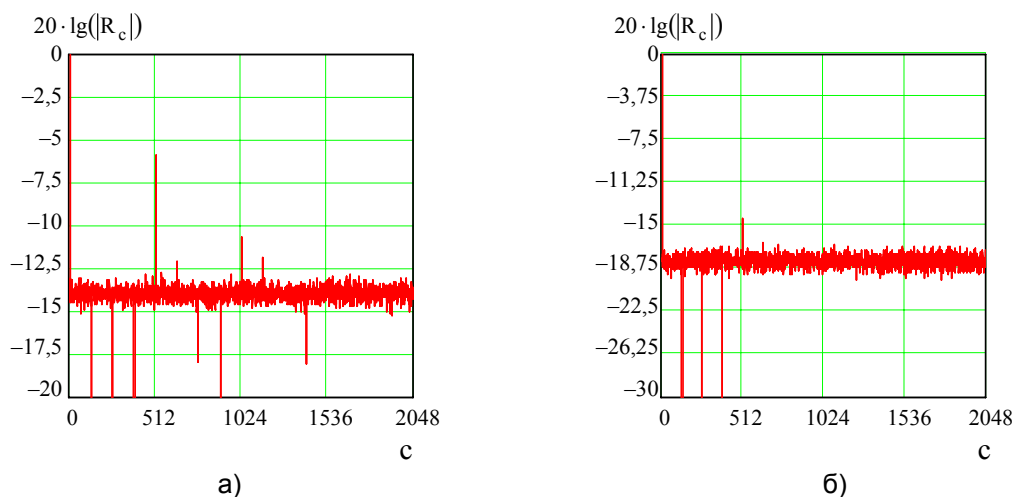


Рис. 2. ПАКФ и спектр последовательностей $x(i)$ ($N = 16384$, $M = 4$, $C = 128$). а) $Q_y = 2$, $Q = 4.96$; б) $Q_y = 5$, $Q = 8.1$

На задержках, величина которых кратна $D = MC$ и лежит за пределами шкалы дальности, наблюдаются выбросы бокового лепестка. Уровень этих выбросов определяется пик-фактором базовой последовательности, т.е. $R_D = 20\log(1/Q_y)$, и не зависит от значений параметров M , C , D и соотношений между ними. При скважности базовой последовательности $Q_y = 2$ уровень первого пика неоднозначности на задержке $c = D$ на 6дБ ниже главного пика. Уровень второго пика неоднозначности на задержке $c = 2D$ на 12дБ ниже главного пика.

Поскольку селективные свойства зондирующего сигнала определяются спектральными характеристиками его огибающей, необходимо произвести анализ спектра сформированных последовательностей.

Спектр последовательности, сформированной по рекурсивному правилу, имеет изменяющийся с периодом N/D уровень боковых лепестков. Каждые M периодов наблюдается пониженный по сравнению с другими периодами уровень боковых лепестков спектра последовательности. Глубина флуктуаций при фиксированных значениях M , C , D уменьшается с увеличением пик-фактора базовой последовательности. При этом максимальные выбросы в спектре последовательности не превышают уровня $3\sqrt{R(0)}$. Характерный вид спектра последовательностей при пик-факторе базовой последовательности Q_y , равном 2 и 5, представлен на рис.3.

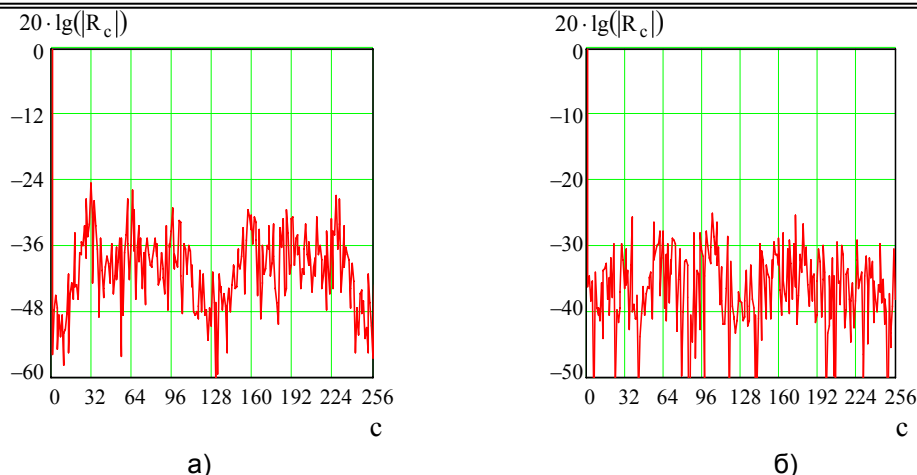


Рис. 3. Спектр последовательностей $x(i)$ ($N = 16384$, $M = 4$, $C = 128$). а) $Q_y = 2$, $Q = 4,96$; б) $Q_y = 5$, $Q = 8,1$

Таким образом, оптимизация структуры последовательности $x(i)$ и приоритетная обработка сигналов не снижают эффективности доплеровской селекции.

Оценка потерь

Обработка амплитудно-фазоманипулированных сигналов всегда ведется с потерями, обусловленными необходимостью коммутации приемного тракта квазинепрерывных РЛС на время излучения. При приоритетной обработке возникают дополнительные потери в отношении сигнал-шум. Произведем оценку величины потерь на приоритетную обработку амплитудно-фазоманипулированных сигналов с оптимизированной согласно (3) структурой огибающей. Сравним с потерями на приоритетную обработку сигналов, огибающая которых определяется псевдослучайными последовательностями.

Как показано в работе [3], при приоритетной обработке сигналов с неоптимизированной структурой огибающей потери в отношении сигнал-шум различны в зонах приоритетности и зависят от количества зон приоритетности и пик-фактора последовательности. Величина потерь определяется выражением

$$q^2(m) = \frac{N}{N_0} \cdot \frac{1}{Q} \left(1 - \frac{1}{Q}\right)^{M-m}, \quad (5)$$

где N_0 — спектральная плотность мощности шума. Характерный вид зависимости величины потерь на приоритетную обработку сигналов с неоптимизированной структурой огибающей

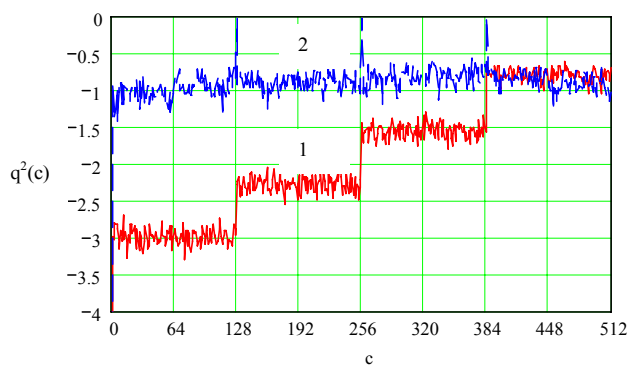


Рис.4 Зависимость потерь в отношении сигнал-шум от номера канала дальности при приоритетной обработке ($N = 2048$, $D = 512$, $M = 4$, $C = 128$). 1 — для псевдослучайной последовательности с пик-фактором $Q = 5$; 2 — для последовательности, сформированной по рекурсивной процедуре $Q_y = 2$, $Q = 5,3$

от номера элемента дальности представлен на рис.4, кривая 1.

При приоритетной обработке сигналов с оптимизированной структурой выражение (5) преобразуется к виду

$$q^2(m) = \frac{N}{N_0} \cdot \frac{1}{Q} \left(1 - \frac{1}{Q}\right).$$

Из последнего выражения видно, что энергетические потери не зависят от номера зоны приоритетности и определяются только значением пик-фактора синтезированной

последовательности. Зависимость величины потерь на приоритетную обработку сигналов с оптимизированной структурой огибающей от номера элемента дальности представлена на рис.4, кривая 2, и составляет при $Q = 5,3$ величину порядка 1дБ.

Выводы

Результаты исследований свидетельствуют об эффективности применения параллельно-приоритетного метода обзора дистанции и обработки фазоманипулированных сигналов, амплитудная манипуляция которых выполнена путем прореживания базовой двоичной последовательности. Предложенный метод формирования сигналов позволяет сохранить высокий энергопотенциал РЛС при условии малых потерь на приоритетную обработку.

-
1. Морская радиолокация / Под ред. В.И.Винокурова. Л.: Судостроение, 1986. 256 с.
 2. Быстров Н.Е., Жукова И.Н. // Вестник НовГУ. Сер.: Естеств. и техн. науки. 2001. №19. С.38-40.
 3. Быстров Н.Е., Жукова И.Н. // Вестник НовГУ. Сер.: Техн. науки. 2003. №23. С.52-56.