

ВЫБОР СИГНАЛОВ ДЛЯ НЕПРЕРЫВНЫХ МОРСКИХ РЛС

Существующие морские радиолокационные станции (РЛС) относятся к импульсному типу и обладают недостатком, связанным с повышенной мощностью излучения, что негативно отражается на здоровье членов экипажа судна и состоянии окружающей среды. Существуют разработки морских РЛС с непрерывным излучением, позволяющие существенным образом снизить пиковую мощность излучения и тем самым улучшить условия работы моряков и повысить экологическую безопасность [1].

Для непрерывных РЛС важную роль играет выбор сигналов, позволяющих обеспечить решение основных задач радиолокации: обнаружение объектов и измерение их координат. Кроме обнаружения и измерения координат важный момент обеспечения безопасности мореплавания – обеспечение функционирования существующих радиолокационных ответчиков (РЛО). Возникающая проблема связана с тем, что РЛО не имеют фильтра сжатия и рассчитаны на импульсные сигналы. В рамках непрерывных сигналов эту проблему можно решить, если использовать сигналы с неравномерной мощностью излучения. Структура такого типа сигналов была рассмотрена в [2], где был указан ряд недостатков, связанных с тем, что для обеспечения типовых дальностей РЛС необходимо использовать большое число импульсов в периоде повторения, что в свою очередь ведет к значительной неравномерности амплитуд в периоде сигнала и существенному росту его пик-фактора.

Данное исследование направлено на выбор таких сигналов и методов их обработки, которые преодолевают вышеуказанные недостатки.

В работе [2] представлен метод формирования непрерывных периодических дискретных сигналов, позволяющий совместно функционировать РЛС непрерывного излучения и РЛО. Приведенные в [2] сигналы обладают неравномерной структурой, которая обеспечивает приемлемый выигрыш по пиковой мощности по сравнению с импульсными при сравнительно малых периодах следования. В работе предложено их использование в двух режимах: квазинепрерывном (в виде посылок определенной длительности, заполненных импульсами) и непрерывном. Недостаток первого – наличие боковых лепестков функции корреляции, что осложняет решение радиолокационных задач обнаружения целей. Второй предложенный режим обеспечивает

нулевой уровень боковых лепестков, но для достижения требуемого выигрыша в пиковой мощности необходимо использовать малые периоды следования сигналов. Однако вследствие этого возникает проблема неоднозначности измерения дальности до цели, которую можно устранить за счет использования нескольких некротных периодов следования. При этом возникает дополнительная проблема, состоящая в том, что на участке отраженных периодов может образоваться разность между отметками дальности, сопоставимая с размерами цели, что приводит к появлению ложных отметок в случае протяженных объектов. Кроме того, представленному методу устранения неоднозначности свойственна проблема энергетических потерь, связанная с малой длиной когерентной части сигнала, так как при обработке не используется накопление всех периодов.

Цель статьи – выбор периодов следования сигналов, удовлетворяющих определенным ограничениям с учетом возможной протяженности цели и обеспечивающих штатные режимы работы радиолокационной станции. Кроме того, целью данной статьи является разработка алгоритма формирования сигналов, обеспечивающих функционирование РЛО (имеющих определенное значение пик-фактора, отличное от 1 (порядка 10 ... 20)), что позволяет увеличить когерентную часть при соответствующем незначительном увеличении пик-фактора.

Способ формирования непрерывных периодических сигналов с неравномерной структурой, позволяющих реализовать квазимпульсный режим для совместного функционирования РЛС непрерывного излучения и РЛО, был предложен в [2]. Сигнал имеет следующий вид:

$$\vec{s} = [s_0 \quad s_1 \quad \dots \quad s_{N-1}] = \overbrace{[a \quad b \quad \dots \quad b]}^N, \quad (1)$$

где \vec{s} – вектор комплексных амплитуд одного периода непрерывного периодического сигнала с компонентами s_n , принимающий для бинарных последовательностей два значения: $s_0 = a$ и $s_1 = s_2 = \dots = s_{N-1} = b$; a и b – произвольные комплексные амплитуды, N – число импульсов в одном периоде, каждый из которых имеет длительность T_0 .

Важным требованием для сигналов непрерывных РЛС является обеспечение как можно меньшего уровня боковых лепестков (БЛ) периодической автокорреляционной функции (ПАКФ), что связано с обеспечением помехозащищенности сигналов и увеличением необходимой точности измерения координат. Поэтому в рамках таких сигналов были рассмотрены сигналы с нулевым уровнем БЛ ПАКФ, для

которых a и b определяются следующим образом [2]:

$$a = |a| \cdot e^{i\varphi_a} = -|a| = -\frac{N-2}{2}, \text{ где } N \geq 2, \quad (2)$$

$$b = |b| \cdot e^{i\varphi_b} = 1. \quad (3)$$

Неравномерность данных сигналов определяется соотношением a к b . При нулевом уровне боковых лепестков ПАКФ

$$\frac{|a|}{|b|} = \frac{N-2}{2}. \quad (4)$$

Соотношение (4) взаимосвязано с величиной пик-фактора \aleph сигнала – отношением пиковой к средней мощности [3]:

$$\aleph = \frac{s_{n \max}^2}{\left(\sum_{n=0}^{N-1} s_n^2 \right) / N}$$

Для сигналов (2), (3) получено выражение для расчета пик-фактора:

$$\aleph = \begin{cases} \frac{N}{\frac{(N-2)^2}{4} + (N-1)}, & 2 \leq N < 4; \\ \frac{N}{1 + \frac{4(N-1)}{(N-2)^2}}, & N \geq 4. \end{cases} \quad (5)$$

Табл. 1 позволяет проследить, как изменяется пик-фактор \aleph при увеличении числа импульсов N в одном периоде сигнала (2), (3).

Как следует из полученного выражения (5) и что подтверждается данными табл. 1, при выборе периодов зондирования приемлемыми могут быть значения N , не превышающие 20 ... 50, поскольку при больших N сигнал принимает форму импульсного и не дает выигрыша по пиковой мощности. В частности, видно, что уже при $N = 100$ пик-фактор принимает значения, близкие к тем, что дает периодический импульсный сигнал с периодом N : $\aleph = 96 \approx 100$ (то есть $\aleph \approx N$).

Таблица 1

Зависимость величины пик-фактора \aleph от N

N	2	3	4	5	6	7	8	9	10
\aleph	2,0	1,3	1,0	1,8	2,7	3,6	4,5	5,4	6,4
N	15	20	24	25	26	27	28	29	30
\aleph	11,3	16,2	20,2	21,2	22,2	23,1	24,1	25,1	26,1
N	31	32	33	34	35	36	37	38	39
\aleph	27,1	28,1	29,1	30,1	31,1	32,1	33,1	34,1	35,1
N	40	41	42	43	44	45	46	47	48
\aleph	36,1	37,1	38,1	39,1	40,1	41,1	42,1	43,1	44,1
N	49	50	60	70	80	100	–	–	–
\aleph	45,1	46,1	55,9	65,9	75,9	96,0	–	–	–

Выбор периодов следования в указанных пределах значений N позволяет сохранить преимущество, которое дает использование равномерных сигналов, и обеспечивает возможность функционирования РЛС на пониженном уровне пиковой мощности излучения. Однако использование таких малых периодов связано с проблемой неоднозначности определения дальности до цели. Для преодоления этого можно использовать квазиимпульсный режим [2]. Но он имеет недостаток – наличие БЛ апериодической корреляционной функции равных $2/N$. Поэтому необходимо вернуться к непрерывному периодическому режиму, обеспечивающему нулевой уровень БЛ ПАКФ, а для устранения неоднозначности в качестве зондирующих следует использовать несколько сигналов с некрратными периодами следования. Для иллюстрации можно привести ситуацию с двумя сигналами некрратных периодов: $T_{П_1} = N_1 \cdot T_0$ (при $N_1 = 20$) и $T_{П_2} = N_2 \cdot T_0$ (при $N_2 = 23$), где T_0 обеспечивает стандартное разрешение по дальности, $T_0 = 0,33$ мкс. При обработке этих сигналов в схеме устранения неоднозначности определения дальности до цели полученные при отражении данных сигналов отметки дальности в определенный момент времени совпадают и дают отметку цели на экране РЛС, что показано на рис. 1.

Однако если выбирать в качестве периодов зондирования только взаимно простые числа, что было сделано выше, то они подходят для обнаружения лишь точечных целей. Ввиду того, что каждая цель имеет свои габариты (морское судно в частности считается протяженной целью), то каждая из них может занимать несколько элементов дальности при отражении. Поэтому выбранные периоды следования

должны быть не только взаимно простыми числами, но и удовлетворять следующему условию: обеспечивать разность между временными положениями импульсов двух сигналов не менее n элементов (в отдельных случаях n достигает 3 ... 4 элементов разрешения по дальности). Если различие между значениями периодов меньше, чем n , то в случае протяженных целей это приведет к появлению ложных отметок на экране радара.

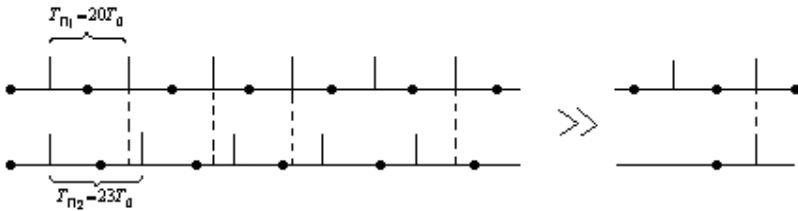


Рис. 1. Схематическое изображение отраженных сигналов на разных периодах

Для выбора подходящих периодов следования достаточно, чтобы:

$$|l \cdot N_1 - m \cdot N_2| \geq n, \quad (6)$$

где переменные l и m определяют число периодов сигналов при N_1 и N_2 соответственно, n — число элементов разрешения, соответствующее протяженности цели.

Основываясь на (6), можно получить следующее неравенство (при условии $N_1 < N_2$):

$$m_{\min} \leq \left[\frac{N_1 - n}{\Delta N} \right], \quad (7)$$

где $\Delta N = N_2 - N_1$, $[X]$ — целая часть числа X . Соответственно, минимальный период, определяющий возможную дальность РЛС, имеет вид:

$$m_{\min} \cdot N_1 \cdot T_0 = \left[\frac{N_1 - n}{\Delta N} \right] \cdot N_1 \cdot T_0. \quad (8)$$

Анализ (8) показывает, что m_{\min} возрастает при увеличении N_1 и при уменьшении ΔN . С другой стороны, величина ΔN , как следует из (6), не может быть меньше n . Следовательно, из (7) можно получить выражение для наибольшего значения m_{\min} (при условии, что

$\Delta N = n$), показывающее максимальное число периодов, для которых еще выполняется условие (6):

$$m_{\min 1} = \left[\frac{N_1}{n} \right] - 1. \quad (9)$$

После подстановки (9) в (8) очевидно, что для увеличения результирующего периода

$$\left(\left[\frac{N_1}{n} \right] - 1 \right) \cdot N_1 \cdot T$$

необходимо увеличивать N_1 . Кроме того, N_1 следует также увеличивать по причине того, что при использовании малых периодов происходит недоиспользование энергии сигнала в связи с малой длиной когерентной части.

С точки зрения допустимых значений пик-фактора значение для N_1 из указанного выше диапазона 20 ... 50 может быть выбрано следующим: $N_1 = 43$. Тогда в соответствии с принятым условием $\Delta N = n = 3$: $N_2 = 47$. Из (7)

$$m_{\min} \leq \left[\frac{43 - 3}{4} \right] = 10.$$

Анализ структуры сигнала для данного примера при $N_1 = 43$, $N_2 = 47$ действительно показывает, что для числа периодов больше 10 различие между отдельными отметками дальности не будет превышать 3. Так, для пары $N_1 = 19$, $N_2 = 23$ таким значением будет

$$m_{\min} \leq \left[\frac{23 - 3}{4} \right] = 5.$$

Таким образом, видно, что только часть результирующего сигнала удовлетворяет поставленным условиям: для случая $N_1 = 43$, $N_2 = 47$ - 10 периодов, для $N_1 = 19$, $N_2 = 23$ - 5 периодов. Использование периодов, превышающих рассчитанное значение, будет приводить к появлению ложных отметок цели.

Чтобы разрешить данную проблему и избежать появления ложных отметок на экране РЛС, можно прибегнуть к бланкированию участка периода отраженного сигнала, на котором возникают разности, приводящие к появлению ложных целей. Суть его заключается в том, что

в развертку на экране радара попадают отраженные сигналы, для которых выполняется условие – не менее N элементов дальности между отраженными импульсами. Как только данное условие нарушается, специальная схема бланкирования не пропускает оставшуюся часть сигнала.

Для реализации схемы обработки с бланкированием участков сигналов, необходимо изменить схему, представленную в [2]. Для этого необходимо внести в имеющуюся схему блок бланкирования части сигнала, для которой нарушается условие (6). Тогда схема примет вид, показанный на рис. 2.

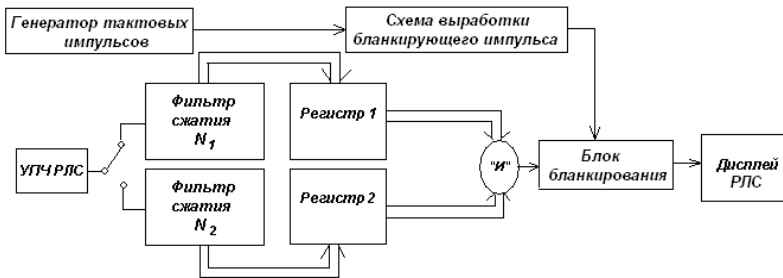


Рис. 2. Схема обработки сигналов с бланкированием части периодов, не удовлетворяющих условию (6): УПЧ РЛС - усилитель промежуточных частот РЛС

Выбор соответствующих периодов и применение схемы бланкирования позволяют решить задачу устранения неоднозначности измерения дальности до цели, но все же не устраняют проблему недоиспользования энергии непрерывных сигналов, свойственную сигналам с малыми периодами повторения. Недостаток используемых выше сигналов заключается в том, что при обработке таких сигналов можно использовать лишь ограниченную длину когерентной части (в нашем случае $N_1 = 43$). При этом как указывалось выше, ее увеличение за счет роста числа импульсов в периоде является недопустимым, поскольку вместе с N значительно возрастает пик-фактор сигнала (см. табл. 1). Поэтому стоит задача увеличения когерентной части сигналов.

Когерентная часть в рамках сигналов (1) может быть увеличена за счет ухода от требования нулевого уровня боковых лепестков (БЛ) ПАКФ. В этом случае можно задать уровень БЛ равный $1/N$, что обеспечит приемлемые значения пик-фактора таких сигналов. Тогда выражения a и b примут иной вид:

$$a = -\frac{N-3}{2}, \quad b = 1. \quad (10)$$

Для сигналов (10) получено выражение пик-фактора:

$$\aleph = \begin{cases} \frac{N}{\frac{(N-3)^2}{4} + (N-1)}, & 2 \leq N \leq 5; \\ \frac{N}{1 + \frac{4(N-1)}{(N-3)^2}}, & N \geq 5. \end{cases} \quad (11)$$

В табл. 2 приведены значения пик-фактора для сигнала (10) в случае увеличения N .

Таблица 2
Зависимость величины пик-фактора \aleph от N

N	2	3	4	5	6	7	8	9	10
\aleph	1,6	1,5	1,2	1,0	1,8	2,8	3,8	4,8	5,8
N	15	20	24	25	26	27	28	29	30
\aleph	10,8	15,8	19,9	20,9	21,9	22,9	23,9	24,9	25,9
N	31	32	33	34	35	36	37	38	39
\aleph	26,9	27,9	28,9	29,9	30,9	31,9	32,9	33,9	34,9
N	40	41	42	43	44	45	46	47	48
\aleph	35,9	36,9	37,9	38,9	39,9	40,9	41,9	42,9	43,9
N	49	50	60	70	80	100	–	–	–
\aleph	44,9	45,9	55,9	65,9	75,9	95,9	–	–	–

Как следует из (11) и иллюстрируется табл. 2, при увеличении N значения пик-фактора по сравнению со значениями в табл. 1 меньше. Так для $N = 5$ пик-фактор для сигналов (10) почти в 2 раза меньше значения пик-фактора при $N = 5$ для сигналов (2), (3). Таким образом, данный способ позволяет увеличить когерентную часть сигнала, но с увеличением N выигрыш в значениях пик-фактора заметно снижается.

Поэтому для увеличения когерентной части можно предложить метод синтеза сигналов, основанный на известном свойстве поэлементного умножения сигналов некрatных периодов, в результате чего перемножаются их корреляционные функции [4, 5]. Так произведение двух периодических сигналов некрatных периодов

$$\bar{s}^{(1)} = \overbrace{[a^{(1)} \quad b^{(1)} \quad \dots \quad b^{(1)}]}^{N_1} \text{ и } \bar{s}^{(2)} = \overbrace{[a^{(2)} \quad b^{(2)} \quad \dots \quad b^{(2)}]}^{N_2}$$

образует новую последовательность:

$$\bar{s} = \overbrace{[a^{(1)} \cdot a^{(2)} \quad b^{(1)} \cdot b^{(2)} \quad \dots \quad b^{(1)} \cdot a^{(2)} \dots a^{(1)} \cdot b^{(2)}]}^{N_1 \cdot N_2}. \quad (12)$$

Так как при этом ПАКФ этих сигналов также перемножаются, то в новом результирующем периоде $T_{II.p} = N_1 \cdot N_2 \cdot T_0$ сохраняется нулевой уровень боковых лепестков ПАКФ, свойственный исходным сигналам.

Для (12) было получено выражение для расчета пик-фактора:

$$\aleph = \frac{N_{11} \cdot N_{12} \cdot \max \left[\left(\frac{N_{11}-2}{2} \right)^2 \cdot \left(\frac{N_{12}-2}{2} \right)^2; \left(\frac{N_{11}-2}{2} \right)^2; \left(\frac{N_{12}-2}{2} \right)^2; 1 \right]}{\left(\frac{N_{11}-2}{2} \right)^2 \cdot \left(\frac{N_{12}-2}{2} \right)^2 + (N_{12}-1) \cdot \left(\frac{N_{11}-2}{2} \right)^2 + (N_{11}-1) \cdot \left(\frac{N_{12}-2}{2} \right)^2 + N_{11} \cdot N_{12} - N_{11} - N_{12} + 1}. \quad (13)$$

Для значений $N_{1,2} \geq 4$ (13) принимает более простой вид:

$$\aleph = \frac{N_{11} \cdot N_{12}}{1 + \frac{N_{11}-1}{\left(\frac{N_{11}-2}{2} \right)^2} + \frac{N_{12}-1}{\left(\frac{N_{12}-2}{2} \right)^2} + \frac{N_{11} \cdot N_{12} - N_{11} - N_{12} + 1}{\left(\frac{N_{11}-2}{2} \right)^2 \cdot \left(\frac{N_{12}-2}{2} \right)^2}}. \quad (14)$$

Чтобы оценить возможности рассмотренного подхода, следует рассчитать, например, для рассмотренного выше сигнала с $N_1 = 19$ значение пик-фактора: согласно (5) $\aleph \approx 15$. Примерно такой же пик-фактор имеет сигнал, полученный в результате произведения $N_1 = N_{11} \cdot N_{12} = 21 \cdot 4 = 84$: исходя из (14) $\aleph \approx 17$. Очевидно, что длина когерентной части второго сигнала значительно больше (в 4,5 раза) при том же значении пик-фактора, что указывает на эффективность предложенного метода увеличения когерентной части.

Проведенные исследования показали, что еще больший выигрыш в значениях пик-фактора при увеличении когерентной части сигнала можно получить используя произведение трех и более сигналов.

Таким образом, предложен метод выбора периодов следования зондирующих сигналов с учетом протяженности целей, обеспечивающий совместное функционирование непрерывных РЛС и существующих РЛО. Также предложена схема их обработки с бланкировани-

ем участка сигнала, предотвращающая появление ложных отметок на экране радара. Представлено несколько подходов к формированию сигналов, позволяющих увеличить их когерентную часть при сравнительно невысоком росте значений пик-фактора.

Результаты исследования могут быть использованы при построении морских РЛС нового поколения.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Levanon, Nadav. Radar signals / Nadav Levanon, Eli Mozeson. – NJ: J. Wiley. – 2004. – 411 p.
2. Выбор сигналов, обеспечивающих возможность работы непрерывных РЛС совместно с существующими РЛО // Судовождение. – 2012. - № 21. Одесса: ОНМА. – С. 109 – 116.
3. Теоретические основы радиолокации / Под ред. Я. Д. Ширмана. – М.: Советское радио, 1970. – 560 с.
4. Titsworth, Robert C. Optimum and Minimax Sequences // Proc. of Int. Telem. Conf., London, UK, September 23 – 27, 1963. – P. 581 – 589.
5. Свердлик М. Б. Оптимальные дискретные сигналы. – М.: Советское радио, 1975. – 200 с.