

## Выбор параметров амплитудно-модулированных составных многофазных сигналов для радаров

Кошевой В.М., Пашенко Е.Л.  
НУ "Одесская морская академия", Одесса, Украина

## Choice of amplitude modulation phase compound signals parameters for radars

Koshevyy Vitaliy, Pashenko Olena  
NU "Odessa Maritime Academy", Odessa, Ukraine

*Аннотация – Рассмотрен закон формирования и принцип построения составных многофазных сигналов с дополнительной амплитудной модуляцией (АМ) в периодическом и аperiodическом режимах работы радиолокационных станций (РЛС). Показано, что введение дополнительной АМ позволяет существенно снизить уровень боковых лепестков (БЛ) функции неопределенности как в аperiodическом режиме работы РЛС, так и в случае ее периодического режима.*

*Abstract – The law of formation and the principle of constructing of compound multiphase signals with an additional amplitude modulation (AM) in the periodic and aperiodic operating modes of radiolocation stations were considered. So, an additional AM allows reducing significantly the side lobes (SL) level of the ambiguity function in the aperiodic and periodic modes of the radar operation.*

Многофазные сигналы являются частным случаем сжимаемых сигналов, которые позволяют уменьшить импульсную мощность излучения. Кроме того, составные многофазные сигналы позволяют реализовать не только хорошие разрешающие способности по дальности, но обеспечивают хорошее разделение сигналов по скорости. Это позволяет получить такие свойства функции неопределенности (ФН),

которые дают дополнительные возможности для разделения полезных и мешающих целей и, в частности, выделять сигналы, отраженные от малоразмерных судов на фоне отражений от крупных судов. Составные многофазные сигналы позволяют в широких пределах изменять свойства ФН за счет изменения небольшого числа параметров, которые определяют функциональные связи между внутренней и внешней модуляцией сигналов и формой многопиковой структуры ФН [1, 2]. Однако при согласованной обработке уровень боковых лепестков (БЛ) в свободной области (СО) недостаточно мал. Есть два пути понижения БЛ ФН в СО:

1) использование рассогласованной обработки, которая позволяет уменьшить уровень БЛ взаимной функции неопределенности (ВФН) в СО. Однако это понижение связано с потерями в отношении сигнал/шум и расширением центрального пика (ЦП) ФН [1, 2, 3];

2) введением весовой обработки в сигнал и фильтр в рамках согласованной обработки [4, 5].

Как показано в [4, 5] использование амплитудной модуляции (АМ) при согласованной обработке позволяет более эффективно подавлять БЛ ФН. Дополнительным преимуществом рассматриваемых составных многофазных сигналов является то, что они могут быть применены как в импульсных радиолокационных станциях (РЛС), использующих сигналы с внутриимпульсной модуляцией и работающих в аперiodическом режиме, так и в непрерывных РЛС, для периодического режим работы. В [3 - 5] рассмотрен случай аперiodического режима работы. Периодический режим работы рассмотрен в работе [6] для сигналов без АМ. В данной статье рассматриваются составные многофазные сигналы с дополнительной АМ с учетом указанных выше их привлекательных свойств с точки зрения возникающих дополнительных возможностей для подавления БЛ в СО ФН. Для выбора параметров АМ в зависимости от параметров фазовой модуляции, обеспечивающих эффективное подавление БЛ ФН в заданной области плоскости неопределенности, с учетом возможных ограничений на величину пик-фактора, возникает необходимость выявления влияния указанных параметров на поведение соответствующих ФН и ВФН. В соответствии с этим выбор параметров сигналов осуществлялся путем анализа их ФН и ВФН, применительно к РЛС, работающих в аперiodическом и периодическом режимах. Уровень БЛ ФН (ВФН) полностью определяет характеристики помехозащищенности РЛС в условиях помех типа мешающие отражения [1].

Из рассматриваемых составных многофазных сигналов легко можно получить сигналы с частотной модуляцией, которые нашли

широкое применение в береговых РЛС, а также в РЛС малых судов в диапазоне миллиметровых волн. Например, для морских радаров, использующих сигналы с линейной частотной модуляцией (ЛЧМ) коэффициенты сжатия должны быть выше  $10^5$ , для получения условий, при которых можно пренебречь неопределенностью в разрешении по дальности и скорости (с учетом максимальной скорости судов). Но такое значение степени сжатия является довольно сложной задачей для практической реализации радиолокаторов X-диапазоне (основного диапазона для морских радаров). Необходимость использования такого большого коэффициента сжатия может быть устранена посредством использования составных линейно-частотно-модулированных сигналов, которые имеют форму ФН, отличную от формы ФН одиночного ЛЧМ импульса, без неопределенности в разрешении по дальности и скорости. Форма модуляции этих сигналов может быть получена на основе составных многофазных сигналов [6]. В свою очередь сложные многофазные сигналы можно получить из ЛЧМ сигналов [7 - 10].

Составной многофазный сигнал ( $s_n$ ) состоит из произведения двух последовательностей (базового ( $s_n^B$ ) и внешнего ( $s_n^V$ ) сигнала), имеющих квадратичные законы изменения фаз [1, 2, 4]:

$$s_n^B = \exp \left\{ j \frac{\pi}{4} \alpha' \left[ 2 \left( n - N_B E \left[ \frac{n}{N_B} \right] + 1 \right) - (N_B + \mu_0^B) \right]^2 \right\};$$

$$s_n^V = \exp \left\{ j \frac{\pi}{4} \beta' \left[ 2 \left( E \left[ \frac{n}{N_{B_1}} \right] - N_V E \left[ \frac{E \left[ \frac{n}{N_{B_1}} \right]}{N_V} \right] + 1 \right) - (N_V + \mu_0^V) \right]^2 \right\}, \quad n = \overline{0, N-1};$$

$$s_n = s_n^V \cdot s_n^B, \quad (1)$$

где  $\alpha' = \alpha T_0^2$ ;  $\beta' = \beta (T_0 N_B)^2$ ;  $\alpha'$ ,  $\beta'$ ,  $N_{B_1}$ ,  $\mu_0^B$ ,  $\mu_0^V$  - параметры фазовой модуляции;  $T_0$  - длительность одного импульса;  $N_B$  - количество импульсов в базовой последовательности;  $N_V$  - количество импульсов внешней последовательности;  $N$  - количество импульсов в сигнале;  $E[x]$  - целая часть  $X$ .

При проведении вычислений рассмотрены три типа сложных составных многофазных сигналов с параметрами:

1.  $\alpha' = -1/N_B$ ,  $\beta' = 1/N_B^2$ . Сигнал с такими параметрами имеет максимальное отношение СО вокруг ЦП к области топографического сечения ЦП (на заданном минимальном уровне) [2]. Длина последовательности равна 324 ( $N_B = 18$ ,  $N_V = 18$ ),  $\mu_0^B = \mu_0^V = 0$ ,  $N_B = N_{B_1}$ ;

2.  $\alpha' = -1/N_B$ ,  $\beta' = 1/N_B$  и тех же остальных параметрах. Относительная величина СО для этих параметров уменьшается по сравнению со случаем 1. Автокорреляционная функция (АКФ) имеет низкий уровень БЛ по всей своей протяженности. Уровень БЛ в СО уменьшается вокруг ЦП ФН [3];

3.  $\alpha' = 1/N_B$ ,  $\beta' = 2/N_V$ . Длина последовательности 306 ( $N_B = 18$ ,  $N_V = 17$ ),  $\mu_{0B} = 0$ ,  $\mu_{0V} = 1$ ,  $N_B = N_{B1}$ .

Сигналы с дополнительной АМ, описываются следующими выражениями:

$$s_n^{am} = s_n \cdot v_n; \quad (2)$$

$$v_n = v_{n-E[n/N_B]}^B \cdot v_{E[n/N_V]+1}^V, \quad n = \overline{0 \div N-1},$$

где  $s_n^{am}$  - составной многофазный сигнал с дополнительной АМ;  $s_n$  - комплексная огибающая сигнала;  $v_n$  - весовые коэффициенты для всего сигнала  $s_n$ ;  $v_n^B$ ,  $v_n^V$  - весовые коэффициенты для базовой и внешней последовательностей соответственно.

Выражение для расчета ФН составных многофазных сигналов рассмотрено в [2 - 4].

Параметр пик-фактор, учитывающий глубину АМ [4], использовался для сравнения результатов исследования. Рассчитывается этот параметр как отношение:

$$\xi = \frac{|s_{n-max}^{am}|^2 N}{\sum_{n=0}^{N-1} |s_n^{am}|^2}. \quad (3)$$

Рассматривались два закона изменения весовых функций ( $\sin$  и  $\sin^2$ ), позволяющих охватить необходимый диапазон изменения форм весовых функций и соответствующих значений глубины АМ, которые нельзя обеспечить только при одном законе изменения весовых функций. Эти функции позволяют управлять поведением ФН, а именно управлять уровнем БЛ ФН, а также контролировать величину пик-фактора сигнала. Указанные весовые функции имеют следующий вид:

$$v_n^B = \sin \left[ \pi \left( \frac{y_B}{N_B + 1} + \frac{n}{N_B + z_B} \right) \right]; \quad (4)$$

$$v_n^V = \sin \left[ \pi \left( \frac{y_V}{N_V + 1} + \frac{n}{N_V + z_V} \right) \right];$$

$$v_n^B = \left( \sin \left[ \pi \left( \frac{y_B}{N_B + 1} + \frac{n}{N_B + z_B} \right) \right] \right)^2; \quad (5)$$

$$v_n^V = \left( \sin \left[ \pi \left( \frac{y_V}{N_V + 1} + \frac{n}{N_V + z_V} \right) \right] \right)^2;$$

$$n = 0 \div N_B - 1, \quad n = 0 \div N_V - 1,$$

где  $y_B, y_V, z_B, z_V$  - параметры для базовой и внешней последовательностей, соответственно,

$$1 \leq y_B < \frac{N_B + 1}{2}, \quad 1 \leq y_V < \frac{N_V + 1}{2},$$

$$z_B = \frac{2y_B N_B - (N_B + 1)}{N_B + 1 - 2y_B}, \quad z_V = \frac{2y_V N_V - (N_V + 1)}{N_V + 1 - 2y_V}.$$

Структура ФН составных многофазных сигналов с дополнительной АМ сравнивается со структурой ВФН (при рассогласованной обработке) составных многофазных сигналов, при отсутствии АМ. Рассогласованная обработка рассматривалась с применением весовых функций фильтра  $\sin(4)$  и  $\sin^2(5)$ .

Проведенные расчеты для случаев 1 и 2, указанных выше, показали, что уровень БЛ значительно уменьшается после использования составных многофазных сигналов с дополнительной АМ, что особенно проявляется в периодическом режиме работы РЛС. При этом площадь топографического сечения ЦП значительно не увеличилась. С увеличением  $y_B$  и  $y_V$ , значение пик-фактора уменьшается. Изменяя параметры  $y_B$  и  $y_V$ , можно управлять пик-фактором сигнала. В табл. 1 приведены значения величины пик-фактора.

Таблица 1

Зависимость пик-фактора (3) от параметров  $y_B = y_V$  для составного многофазного сигнала с дополнительной АМ,  $N=324$  ( $N_B=18, N_V=18$ )  $\alpha'=-1/N_B, \beta'=1/N_B, \mu_{0V}=\mu_{0B}=0, N_{B1}=N_B$ , (согласованная обработка) с весовыми коэффициентами

$\sin(4)$  и  $\sin^2(5)$

$y_B=y_V$	Весовые коэффициенты $\sin$	Весовые коэффициенты $\sin^2$
1	3,59	6,38
2	2,83	4,97
3	2,24	3,77
5	1,50	2,09
6	1,28	1,60
7	1,13	1,28
8	1,05	1,09
9	1,01	1,01

Расчеты проводились для двух типов сигналов, из указанных выше:

$$\alpha' = -1/N_B, \beta' = 1/N_B^2, N=324 (N_B=18, N_I=18),$$

$$\alpha' = -1/N_B, \beta' = 1/N_B, N=324 (N_B=18, N_I=18).$$

Составной многофазный сигнал с дополнительной АМ со следующими параметрами:  $N=324 (N_B=18, N_I=18)$ ,  $\alpha' = -1/N_B$ ,  $\beta' = 1/N_B$ ,  $\mu_{0I} = \mu_{0B} = 0$ ,  $N_{B1} = N_B$ , (согласованная обработка) с весовой функцией  $\sin (y_I = y_B = 1)$  показал хорошие результаты в отношении уровня ЦП к уровню БЛ в аperiodическом режиме. Сигнал с  $\beta' = 1/N_B^2$  показал почти такой же результат, однако при несколько большей относительной величине СО. Сигналы с параметрами  $y_I = y_B \geq 3$  имеют более высокий средний уровень БЛ в СО.

Достаточно низкий уровень БЛ был получен для сигналов с пик-фактором 3,59 и 2,83 для весовой функции  $\sin$  с параметрами  $y_I = y_B = 1,2$ . Пик-фактор для весовой функции  $\sin^2$  составил 6,38 и 4,97 (приблизительно при том же или даже более высоком относительном уровне БЛ).

Следует отметить, что составные сигналы при согласованной обработке без дополнительной АМ имеют достаточно высокий уровень БЛ в СО. Это является недостатком обработки этого типа. Сравнение аperiodического и периодического режимов работы РЛС при использовании составных многофазных сигналов с АМ, последний показывает хорошие результаты не только в СО в окрестности ЦП, но и обеспечивает более низкий уровень БЛ по всей протяженности корреляционной функции (КФ), даже при наличии смещений по Доплеровской частоте.

ФН составных сигналов представляет собой произведение ФН базовой и внешней последовательностей [1, 2]. Для рассматриваемых квадратичных законов изменения базовой и внешней последовательностей их ФН имеют гребнеобразную структуру в виде параллельно расположенных гребней [2, 8]. Когда эти ФН перемножаются, то результирующая ФН составного многофазного сигнала имеет многопиковую структуру. Выражение для расчета дискретной периодической ВФН имеет вид:

$$\chi_{SW}(k, l) = \sum_{n=0}^{N-1} w_n^* s_{(n+k)} e^{i \frac{2\pi l n}{4N}},$$

где  $w_n$  – весовые коэффициенты фильтра,  $w_n = v_n s_n$ ;  $k$  – дискретное значение задержки по времени;  $l$  – дискретное значение частоты с величинами шага соответственно  $T_0$  и  $\Delta f = 1/4NT_0$ .

Результирующая ВФН делится на три области, формируемые за счет перемножения:

гребень на гребень. Эта область определяет многопиковую структуру ВФН;

гребень на область отсутствия гребня, определяет границы СО;

областей с отсутствием гребней, определяет уровень БЛ в СО.

Особенности расчета аperiodической и периодической ВФН рассмотрены в [1, 2].

На рис. 1 - 6 были рассмотрены сигналы с количеством импульсов базовой и внешней последовательности ( $N_B=18$ ,  $N_V=17$ ), при параметрах фазовой модуляции сигнала:  $\alpha'=1/N_B$ ;  $\beta'=2/N_V$ ;  $\mu_{0V}=1$ ;  $\mu_{0B}=0$ ;  $N_{B1}=N_B$ , - позволяют существенно изменить расположение пиков ФН на плоскости неопределенности и, в частности, обеспечить возможность для более эффективного подавления БЛ по всей протяженности КФ (сечения ФН плоскостью  $l=0$ ). Результаты расчетов для аperiodического режима работы представлены на рис.1 для случая отсутствия АМ. Рассчитывалась ВФН с весовой функцией фильтра  $\sin$  ( $y_V=y_B=1$ ) [6]. В верхней левой части рисунка отображено тело ВФН в СО в окрестности ЦП. Ниже располагаются сечения ВФН вдоль оси задержек для различных значений дискретных Допплеровских частот ( $l=0$ ;  $l=1$ ;  $l=2$ ;  $l=3$ ;  $l=4$ ) в СО в окрестности ЦП ВФН.

В верхней правой части рисунка приведен закон фазовой модуляции составного многофазного сигнала. Ниже приведена взаимокорреляционная функция (сечение ВФН плоскостью  $l=0$ ) на всей ее протяженности. Еще ниже приведены сечения ВФН плоскостями параллельными оси Допплеровских частот ( $k=0$ ;  $k=1$ ;  $k=2$ ;  $k=3$ ).

На рис. 2 также рассмотрен аperiodический случай для тех же параметров сигнала только при согласованной обработке и наличии АМ с весовой функцией АМ  $\sin$  ( $y_V=y_B=1$ ).

На рис. 3 и рис. 4 представлены результаты расчета для того же варианта только при периодическом режиме.

Результаты расчета пик-фактора, при различном количестве импульсов в базовой и внешней последовательностях, представлены в табл. 2.

По сравнению с табл. 1, наблюдается некоторое снижение величины пик-фактора. Уровень БЛ в СО не изменился значительно, если рассматривается сигнал состоящий из  $N=306$  или  $N=324$ . Необходимо отметить, что периодический составной многофазный сигнал с дополнительной АМ при  $N=306$  имеет более низкий уровень БЛ сечения тела ФН плоскостью  $l=0$  на всей протяженности сечения.

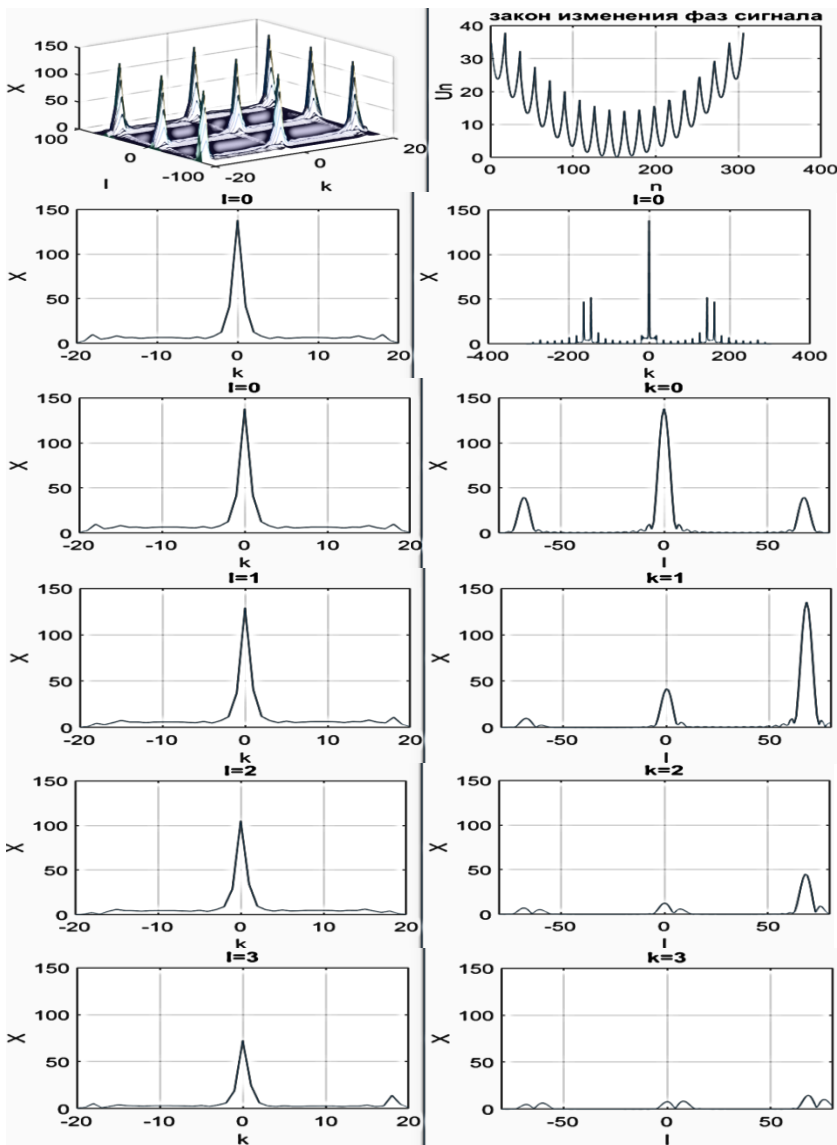


Рис. 1. Тело ВФН аperiодического составного многофазного сигнала без дополнительной АМ с весовой функцией фильтра  $\sin(y_B = y_V = 1)$  для (4), закон изменения фаз сигнала и сечения тела ВФН



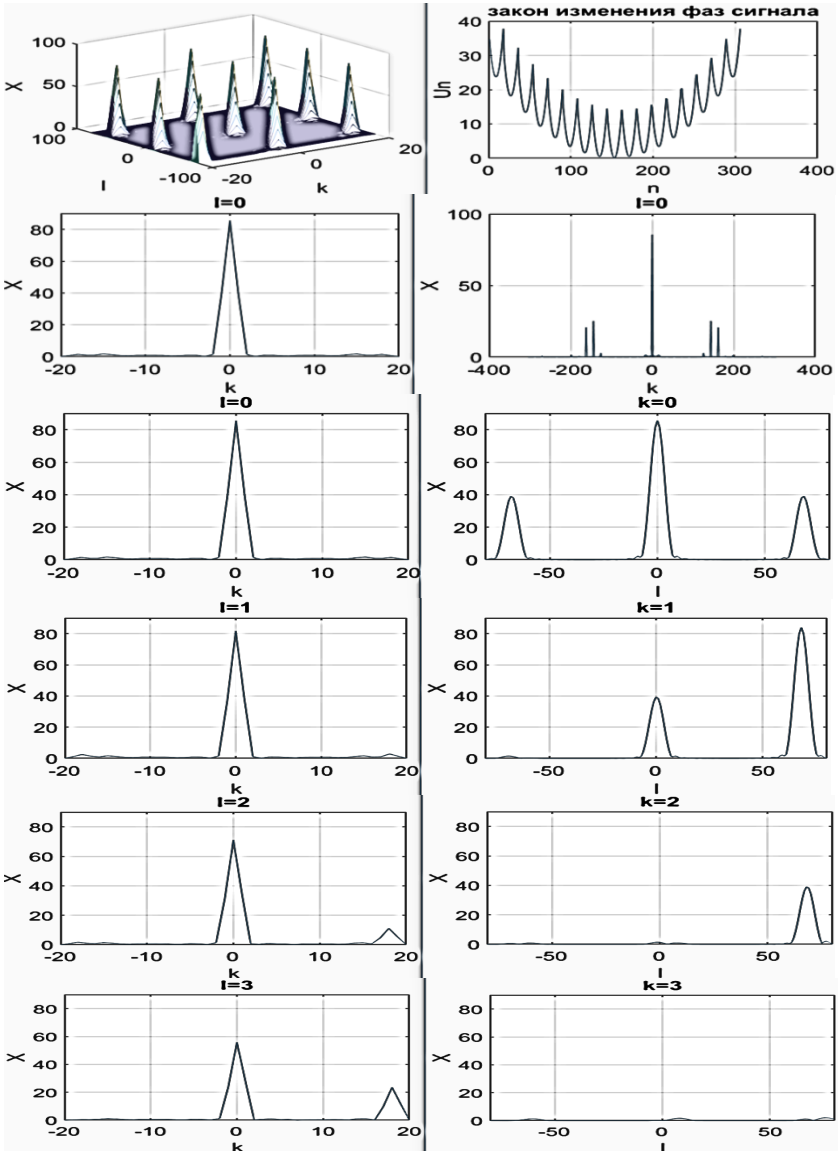


Рис. 2. Тело ФН аperiodического составного многофазного сигнала и дополнительные АМ с весовыми коэффициентами  $\sin(y_B = y_V = 1)$  для (4), закон изменения фаз сигнала и сечения тела ФН

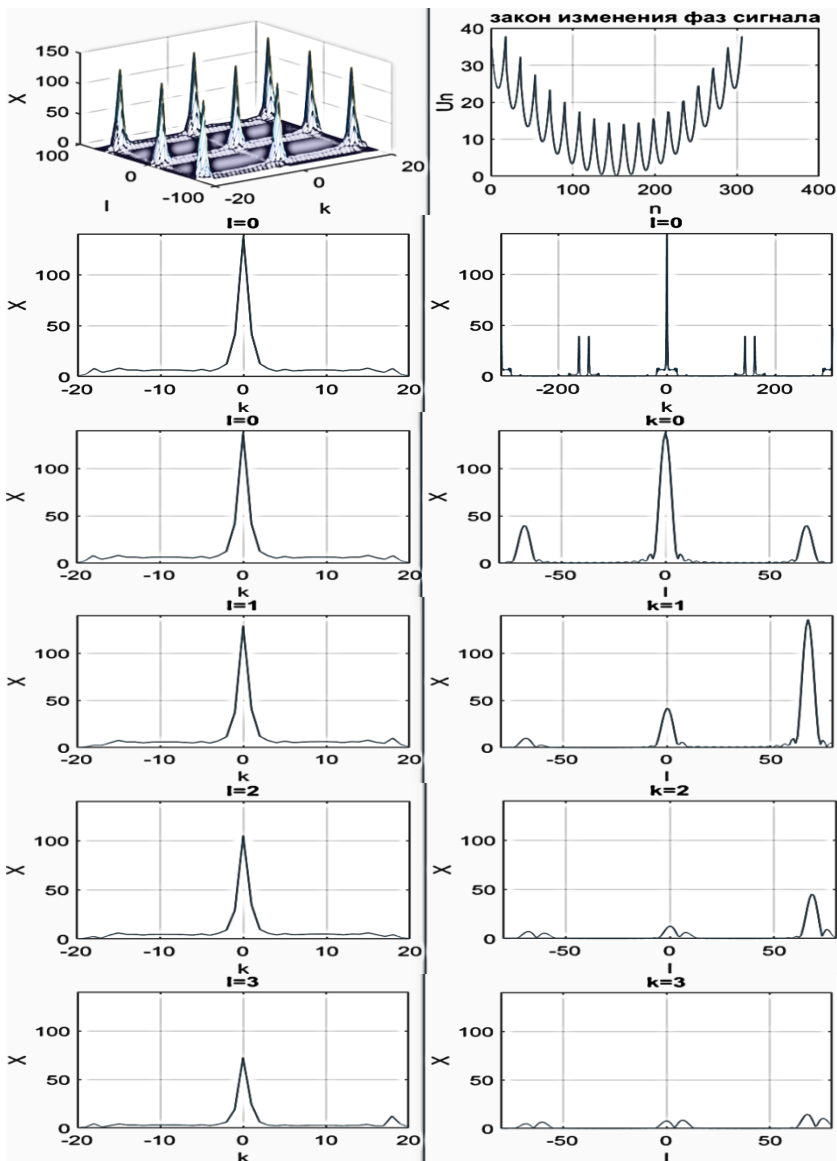


Рис. 3. Тело ВФН периодического составного многофазного сигнала без дополнительной АМ с весовой функцией фильтра  $\sin(\nu_B = \nu_V = 1)$  для (4), закон изменения фаз сигнала и сечения тела ВФН

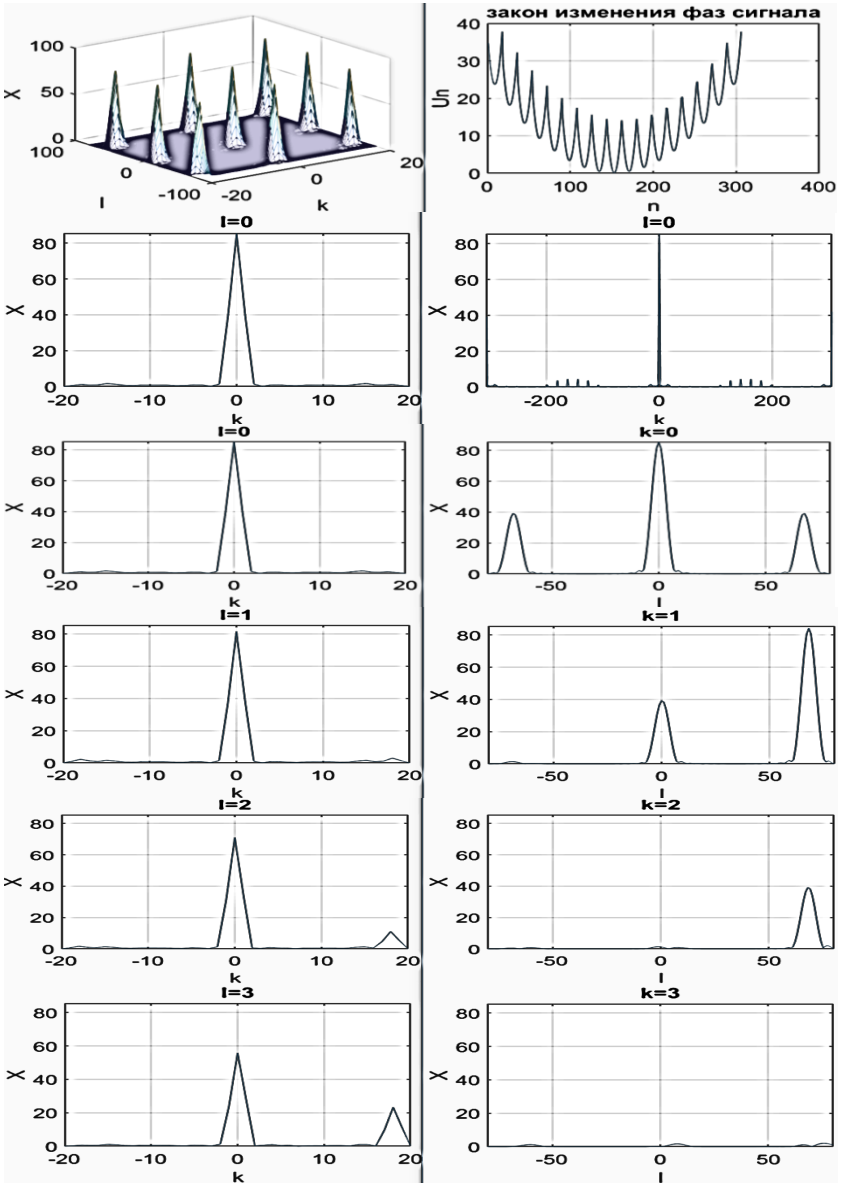


Рис. 4. Тело ФН периодического составного многофазного сигнала и дополнительной АМ с весовыми коэффициентами  $\sin(\gamma_B = \gamma_V = 1)$  для (4), закон изменения фаз сигнала, сечения тела ФН

Таблица 2

Зависимость пик-фактора от параметров  $y_B = y_V$  для составного многофазного сигнала с дополнительной АМ,  $N=306$  ( $N_B=18$ ,  $N_V=17$ )  $\alpha'=1/N_B$ ,  $\beta'=2/N_V$ ,  $\mu_{0V}=1$ ,  $\mu_{0B}=0$ ,  $N_{B1}=N_B$  (согласованная обработка) с весовыми коэффициентами  $\sin$  (4) и  $\sin^2$  (5)

$y_B=y_V$	Весовые коэффициенты $\sin$	Весовые коэффициенты $\sin^2$
1	3,58	6,36
2	2,80	4,92
3	2,21	3,69
5	1,46	2,01
6	1,25	1,53
7	1,11	1,24
8	1,03	1,07
9	1,00	1,01

На рис. 5 и 6 рассмотрено два вида сигналов аperiodический и периодический соответственно для случая согласованной обработки в отсутствие АМ. Показано тело ФН, фазы сигнала и сечения тела ФН. Набор импульсов в сигнале 306 ( $N_B=18$ ,  $N_V=17$ ), при  $\alpha'=1/N_B$ ,  $\beta'=2/N_V$ ,  $\mu_{0V}=1$ ,  $\mu_{0B}=0$ ,  $N_{B1}=N_B$ .

Таким образом, проведен анализ тела ФН аperiodического и периодического сигналов. Уровень БЛ ФН вокруг ЦП примерно одинаков в обоих случаях. Но периодический составной многофазный сигнал показал более низкий уровень БЛ по всей протяженности его КФ ( $l=0$ ).

Проведенные исследования ФН и ВФН составных многофазных сигналов с квадратичной фазовой модуляцией базовых и внешних последовательностей позволило определить параметры модуляции составных многофазных сигналов с АМ для обеспечения низкого уровня БЛ ФН в СО и по всей протяженности КФ. Показано, что введение дополнительной АМ позволяет существенно снизить уровень БЛ ФН как в аperiodическом режиме работы РЛС, так и в случае ее периодического режима. Получены соответствующие значения параметров, при которых достигается этот пониженный уровень БЛ. Это позволяет эффективно использовать такие сигналы в судовых РЛС и РЛС берегового базирования для выделения отраженных сигналов от малоразмерных судов на фоне крупных судов, обладающих большой эффективной отражающей поверхностью. Полученные результаты могут быть использованы не только для составных многофазных сигналов, но также для выбора эквивалентных составных ЛЧМ сигналов.

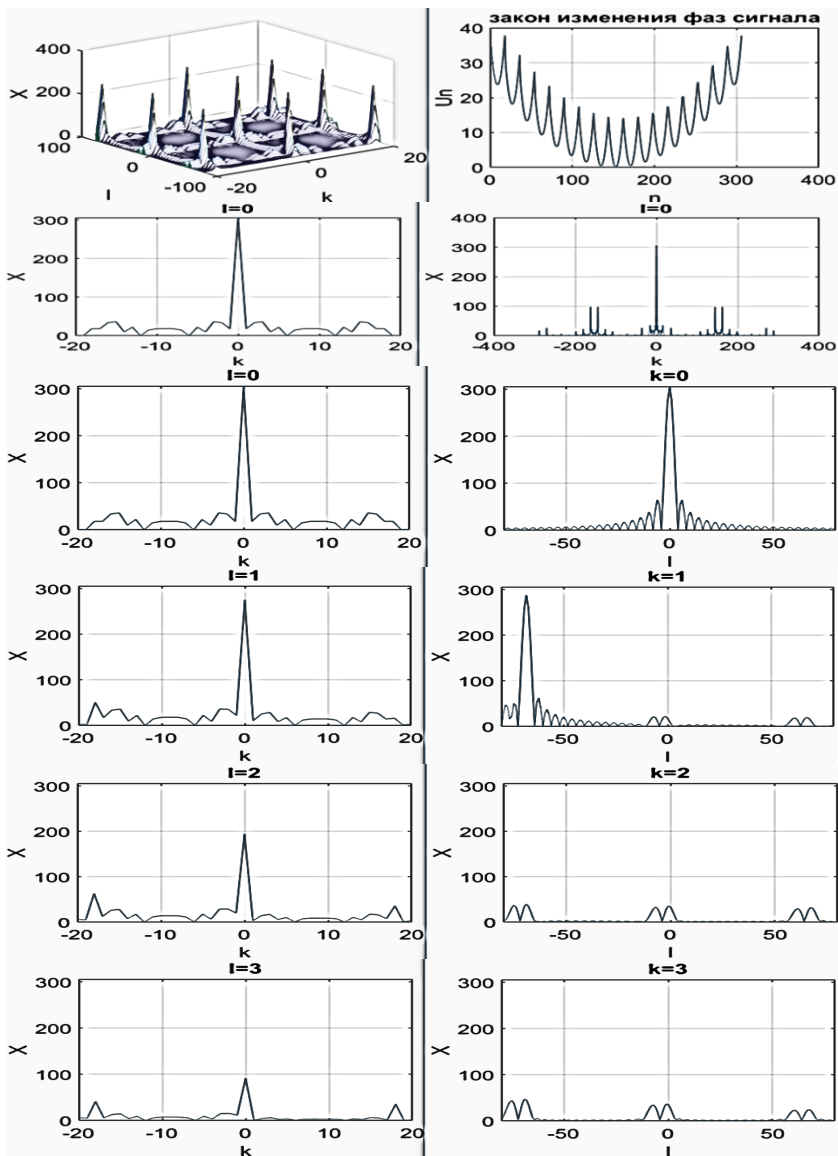


Рис. 5. Тело ФН аperiodического составного многофазного сигнала при согласованной обработке и отсутствии АМ, закон изменения фаз сигнала и сечения тела ФН

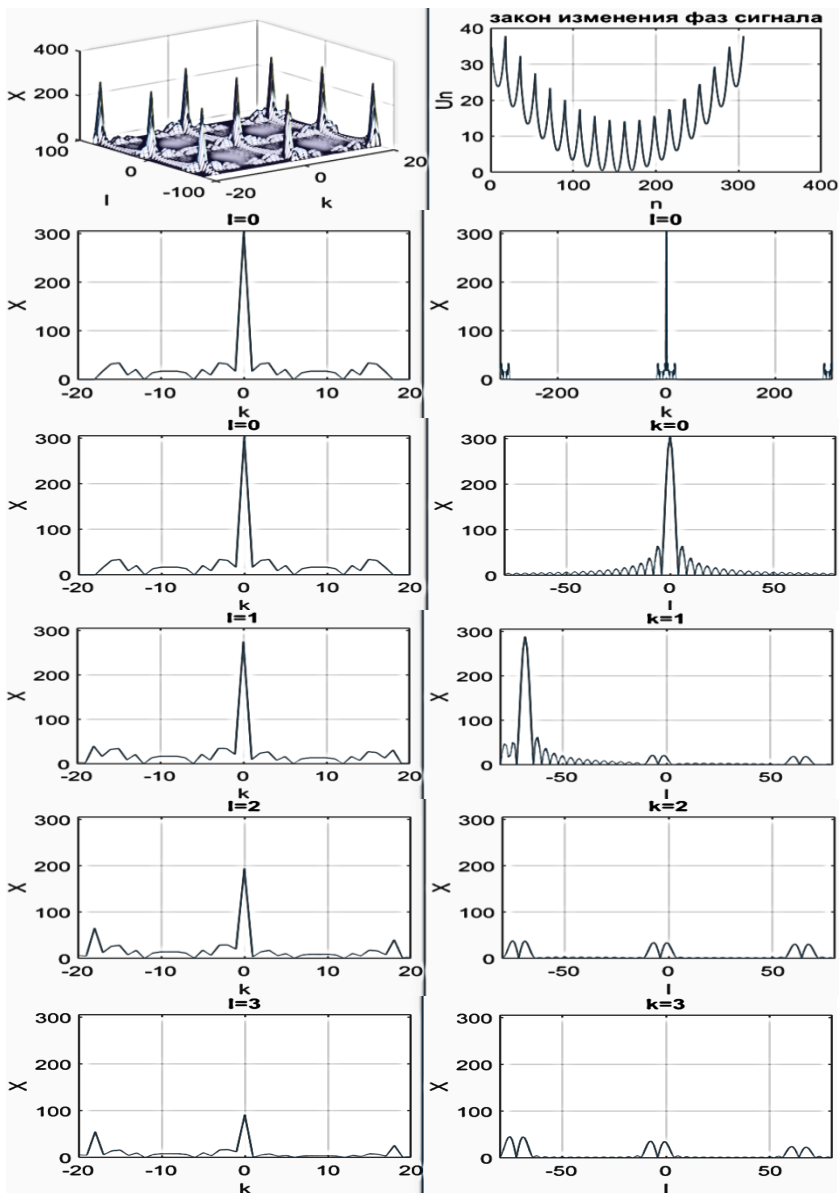


Рис. 6. Тело ФН периодического составного многофазного сигнала при согласованной обработке и отсутствии АМ, закон изменения фаз сигнала и сечения тела ФН

## ЛИТЕРАТУРА

## REFERENCES

1. Koshevyy V.M. Synthesis of Waveform-Filter pairs under Additional Constraints with Group-Complementary Properties // IEEE, Radar Conference 2015. - May 2015. - Arlington, VA (USA). – P. 0616 – 0621.
2. Кошевой В.М. Синтез составных многофазных сигналов // Изв. высш. учебн. заведений. Радиоэлектроника. – 1988. – Том 31. – № 8. – С. 56 – 58.
3. Кошевой В.М., Купровский В.И. Исследование свойств составных многофазных сигналов // Изв. высш. учебн. заведений. Радиоэлектроника. – 1991. – №8. – С. 63 – 66.
4. Кошевой В.М., Пашенко Е.Л. Анализ аperiodических многофазных сигналов с дополнительной амплитудной модуляцией // Судовождение: Сб. научн. трудов. / НУ «ОМА». – 2017. – Вып. 27. – Одесса: «ИздатИнформ». – С. 101 - 111.
5. Koshevyy V., Pashenko O. Improved Compound Multiphase Waveforms with Additional Amplitude Modulation for Marine Radars // Marin Navigation and Safety of Sea Transportation. Activities in Navigation. (edited) Adam Weintrit. CRC Press. – 2017. – P. 173 – 175.
6. Koshevyy V., Pashenko O. Signal Processing Optimization in the FMCW Navigational Radars // Marin Navigation and Safety of Sea Transportation. Activities in Navigation. (edited) Adam Weintrit. CRC Press. – 2015. – P. 55 – 60.
7. Lewis B.L., Kretschmer F.F. Linear frequency modulation derived polyphase pulse compression codes // IEEE Trans. on Aerospace and Electronic Systems. – Sept. 1982. – Vol. AES – 18, N5. – P. 637 – 641.
8. Кошевой В.М., Кононов А.А. Синтез оптимальных одноканальных дискретных сигналов и фильтров // Радиоэлектроника. – 1984. – № 8. – С. 62 – 65.
9. Cook Ch.E., Bernfeld M. Radar Signals. An Introduction to Theory and Application. Artech House, Inc., Boston. – 1993.– 567 p.
10. Levanon N., Mozeson E. Radar signals. J.Wiley, NJ. – 2004. – 411 p.