УДК 621.396.96

В.Д. Карлов[1], И.Г. Леонов[1], Р.Н. Животовский[1], В.Н. Петрушенко[2]

[1]*Харьковский университет Воздушных Сил им. И. Кожедуба, Харьков*
[2]*Войсковая часть А 3009, Севастополь*

ОБ ОДНОЙ ВОЗМОЖНОСТИ СИНТЕЗА КОГЕРЕНТНОГО МНОГОЧАСТОТНОГО СИГНАЛА С ЗАДАННЫМИ КОРРЕЛЯЦИОННЫМИ СВОЙСТВАМИ

В статье предложена методика синтеза когерентного многочастотного сигнала, позволяющая для заданного числа частотных составляющих и формы амплитудно-частотного спектра многочастотного сигнала, формируемого методом угловой модуляции, получить модулирующую функцию, которая позволяет сформировать сигнал с требуемыми корреляционными свойствами при одноканальном формировании. Показано, что указанная процедура синтеза позволяет снизить уровень боковых лепестков автокорреляционной функции многочастотного сигнала до уровня, позволяющего обеспечить эффективную работу РЛС приморского базирования в условиях воздействия непреднамеренных пассивных помех.

Ключевые слова: *многочастотный сигнал, амплитудно-частотный спектр, фазо-частотный спектр, автокорреляционная функция, угловая модуляция, непреднамеренные пассивные помехи.*

Введение

Постановка проблемы. Анализ работы радиотехнических систем, особенно приморского базирования [1, 4,], показывает, что типичными условиями локации воздушных целей является их локация в условиях воздействия пассивных помех. К числу таких помех относятся [1] отражения от неоднородностей тропосферы, от стай птиц и насекомых, получившие название ангел-эхо [6], а также отражения от береговой черты. Особенно существенное влияние указанные помехи оказывают при локации маловысотных целей. В настоящее время в литературе [1, 4] рассматривается значительное число методов, позволяющих ослабить воздействие указанных пассивных помех на локацию воздушных целей. К числу таких методов, в частности относят [4 – 6], использованные при локации, особенно маловысотных целей над морской поверхностью, многочастотных сигналов. В классическом случае [5] многочастотные сигнал формируют методом угловой модуляции. Однако, как следует из [5, 6] корреляционная функция сформированных таким образом многочастотных сигналов имеет достаточно высокий (в среднем – 4 дБ) уровень боковых лепестков. А это обстоятельство в случае локации цели на фоне интенсивных пассивных помех приводит к невозможности осуществления их подавления до заданного уровня, а следовательно к невозможности обеспечения требуемого разрешения (избирательности) по соответствующей координате. В литературе [1, 4] сигналы, позволяющие осуществить максимальную избирательность по соответствующей координате, называют сигналами, обладающими хорошими корреляционными свойствами. Однако как следует из [5] практическая реализация таких сигналов встречает серьёзные трудности. В частности, как показано в [1, 4], например, сигналы позволяющие реализовать максимальную избирательность по частоте должны иметь колоколообразную огибающую. Для реализации таких сигналов, как следует из [3], необходимо, чтобы в передатчике выполнялась глубокая амплитудная модуляция. Однако ее реализация приведет [4] к значительному недоиспользованию передатчика по средней мощности, поскольку как известно [5] импульсная мощность передатчика обычно ограничена. А в связи с тем, что генераторы СВЧ при этом будут работать в режиме глубокого насыщения [5], то реализовать точное выполнение закона модуляции практически затруднительно. Аналогичные трудности существуют [5] и в импульсно-когерентных системах в случае, когда необходимо обеспечить изменение по соответствующему закону амплитуды импульсов в пачке.

Несколько по иному обстоит дело при необходимости осуществления заданной избирательности по времени. В этом случае, как показано в [2, 4], колоколообразную форму должен иметь его амплитудно-частотный спектр. В этом случае необходимая форма амплитудно-частотного спектра сигнала может быть получена путем положения на него соответствующей весовой функции, которые подробно рассмотрены в [1, 4]. Наиболее часто используемые из них [1, 4] представлены в табл. №1. Поскольку при таком методе формирования многочастотного сигнала при гауссовой форме АЧС сохраняется прямоугольная огибающая за счет выбора закона модуляции, последнее обстоятельство позволяет обеспечить энергетически выгодный режим работы РЛС. Вместе с тем определение требуемого закона модуляции, излучаемого многочастотного сигнала с хорошими корреляционными свойствами практически не возможно без решения соответствующей задачи синтеза модулирующей функции. Наиболее актуально решение этой задачи в условиях одноканального формирования многочастотного сигнала. В известной литературе данному вопросу в настоящее время уделено недостаточное внимание. Данная статья и посвящена восполнению указанного пробела.

Цель статьи: разработать методику синтеза модулирующей функции при одноканальном формировании многочастотного сигнала с заданными корреляционными свойствами.

Таблица 1

Многочастотные спектральные весовые окна

Весовое окно	Весовая функция
Парзе-на	$f_2(n)=\begin{cases} 1-6(\frac{\lvert n\rvert}{N})^2+6(\frac{\lvert n\rvert}{N})^3 \text{ для } \lvert n\rvert\le\frac{N}{2}, \\ 2(1-\frac{\lvert n\rvert}{N})^3 \quad \text{для} \quad \frac{N}{2}<\lvert n\rvert<N, \\ 0 \quad \text{для остальных значений } n \end{cases}$ (2N+1) – общее количество частотных составляющих в спектре сигнала
Хен-нинга	$f_3(n)=\begin{cases} 0,5(1+\cos\frac{\pi n}{N}) \text{ для } \lvert n\rvert<N, \\ 0 \text{ для остальных значений } n \end{cases}$
Хем-минга	$f_4(n)=\begin{cases} 0,54+0,46\cos\frac{\pi n}{N} \text{ для } \lvert n\rvert<N, \\ 0 \text{ для остальных значений } n \end{cases}$
Блек-мана	$f_5(n)=\begin{cases} 0,42+0,5\cos\frac{\pi n}{N}+0,08\cos\frac{2\pi n}{N} \\ 0 \text{ для остальных значени} \end{cases}$
Макса, Фока, Бертье	$f_6(n)=\begin{cases} \frac{\sin \pi n/N}{\pi n/N} \quad \text{для} \quad \lvert n\rvert<N, \\ 0 \text{ для остальных значений } n \end{cases}$
Карре-Руйе (вто-рое)	$f_{7'}(n)=\begin{cases} \frac{\sin \pi n/N}{\pi n/N} f_1(\tau) \text{ для } \lvert n\rvert<N, \\ 0 \text{ для остальных значений } n \end{cases}$ где $f_1(n)$ – временное окно Бартлетта
Лапла-са-Гаусса	$f_8(n)=\begin{cases} \exp\left[-\frac{\xi^2}{2}(\frac{n}{N})^2\right] \quad \text{для } \lvert n\rvert<N, \\ 0 \text{ для остальных значений } n \end{cases}$ г де ξ – величина обрезания кривой Лапласа-Гаусса, измеренная в единицах среднеквадратичного отклонения.
Кайзе-ра-Бесселя	$f_9(n)=\begin{cases} \frac{J_0(\beta\sqrt{1-(n/N)^2})}{J_0(\beta)} \text{ для } \lvert n\rvert<N, \\ 0 \text{ для остальных значений } n \end{cases}$ где J_0–модифицированная функция Бесселя нулевого порядка; β–параметр, изменяющийся в пределах 2π÷3π.

Основная часть

Анализ известной литературы [1 – 4] свидетельствует о том, что в зависимости от структуры сложных сигналов (к числу которых относят и многочастотные) и конкретных требований предъявляемых к ним существует достаточно хорошо разработанные методы синтеза таких сигналов удовлетворяющие соответствующим критериям приближения. Однако анализ этих методов синтеза, как следует из [2, 3], независимо от критерием синтеза сигналов и конкретных условий проблему синтеза в условиях детерминистического подхода, сводит к минимизации расстояния между некоторыми множествами в соответствующем пространстве. В условиях применения статистических критериев синтез сложных сигналов сводится к решению вариационных задач [2 – 4]. В настоящее время решение таких задач осуществляет путем применения классических и неклассических вариационных методов [2, 3]. Классические методы сводятся [2 – 4] к составлению и решению дифференциальных и интегральных уравнений. Неклассические [2 – 4] основаны на использовании итерационного исчисления.

Вместе с тем проблема синтеза, как показано в [2, 3], очень тесно связана с задачей аппроксимации. Критерии оценки качества аппроксимации [2, 3] могут быть различными, но наиболее распространены квадратичный [2, 3] и равномерный [2, 3] (минимаксный).

Выбор критерия приближения почти всегда является трудным и спорным вопросом. Часто лишь интуитивные соображения используются при таком выборе, или предпочтение отдается тому критерию, который легче приводит к решению.

Задачу синтеза многочастотного зондирующего сигнала, обладающего хорошими корреляционными свойствами предлагается решать по следующей методике. Суть ее состоит в следующем.

Известно, что автокорреляционная функция R(t) однозначно определяет спектр мощности сигнала:

$$\lvert a(2\pi f)\rvert^2=\int_{-\infty}^{\infty} R(t)e^{-j2\pi ft}dt,$$

поэтому все желаемые сигналы x(t) множества X имеют один и тот же амплитудный спектр a(2πf), зависящий от заданной R(t):

$$\dot{x}(2\pi f)=a(2\pi f)e^{-j\alpha(2\pi f)}.$$

При этом фазовый спектр α(2πf) сигнала x(t) будет произволен. Этим и отличается один сигнал x(t) множества X от другого.

Пусть имеется произвольный допустимый сигнал y(t) со спектром:

$$\dot{y}(2\pi f)=b(2\pi f)e^{-j\beta(2\pi f)}, \tag{1}$$

где $b(2\pi f)$ и β(2πf) – амплитудные спектры.

В [2, 3] доказана следующая теорема:

а) наилучшее приближение к сигналу y(t) со спектром (1) дает на множестве X сигнал x(t), спектр которого определяется выражением:

$$\dot{x}(2\pi f) = a(2\pi f)e^{-j\beta(2\pi f)} \quad (2)$$

для всех значений f, при которых $b(2\pi f) \neq 0$;

б) если амплитудный спектр $b(2\pi f)$ отличен от нуля во всяком интервале $2\pi f$ конечной меры, сигнал наилучшего приближения на множестве X единственный;

в) минимальное расстояние $d^2(y,x)$ между сигналом y(t) и множеством X и соответствующий коэффициент близости C(y,x) при квадратичном критерии равны:

$$d^2(y,X) = \frac{1}{2\pi}\int_{-\infty}^{\infty}\left[a(2\pi f) - b(2\pi f)\right]^2 df\ ; \quad (3)$$

$$C(y,X) = \frac{\int_{-\tau}^{\tau} a(2\pi f)b(2\pi f)df}{\sqrt{\int_{-\tau}^{\tau}\left|a(2\pi f)\right|^2 df \int_{-\tau}^{\tau}\left|b(2\pi f)\right|^2 df}}.$$

Чтобы получить кратчайшее расстояние d_{min}, необходимо минимизировать правую часть (3) по сигналам y(t), т. е.

$$d^2_{min} = \min_{y\in Y} d^2(y,X) =$$

$$= \min_{y\in Y}\frac{1}{2\pi}\int_{-\infty}^{\infty}\left[a(2\pi f) - b(2\pi f)\right]^2 df$$

или, что эквивалентно вычислению соотношения

$$C(Y,X) = \max_{y\in Y}\frac{\int_{-\infty}^{\infty} a(2\pi f)b(2\pi f)df}{\sqrt{\int_{-\infty}^{\infty}\left|a(2\pi f)\right|^2 df \int_{-\infty}^{\infty}\left|b(2\pi f)\right|^2 df}}$$

Таким образом, оптимальный допустимый сигнал $y\in Y$, реализующий расстояние d_{min}, дает наилучшее квадратичное приближение амплитудного спектра $b(2\pi f)$ к заданному амплитудному спектру $a(2\pi f)$.

Приближение амплитудных спектров, достигаемое при применении критерия близости, как показано в [2, 3], обеспечивает определенное приближение корреляционной функции сигнала к заданной. В частности, имеет место тождество [3]:

$$\int_{-\infty}^{\infty}\left|R(t) - R_y(t)\right|^2 dt = \frac{1}{2\pi}\int_{-\infty}^{\infty}\left|a^2(2\pi f) - b^2(2\pi f)\right|^2 df\ ,$$

показывающее, что наилучшая квадратичная аппроксимация корреляционных функций достигается при аналогичном приближении спектров мощности – квадратов амплитудных спектров.

Предположим, что желаемый МЧ сигнал принадлежит множеству МЧ сигналов, формируемых методом фазовой модуляции, и имеет форму АЧС, соответствующую какому-либо весовому окну табл. 1. В соответствии с предположением, что желаемый сигнал принадлежит множеству многочастотных сигналов, формируемых методом фазовой модуляции периодическим модулирующим напряжением исходного СВЧ радиоимпульса, в качестве допустимого можно взять сигнал с гармонической фазовой модуляцией. Выражение для комплексной огибающей такого сигнала как известно [5, 6] имеет вид:

$$\dot{U}(t) = U_m e^{jM_j \sin(2\pi f_м t + j_м)} =$$
$$= U_m \sum_{\xi=-\tau}^{\tau} J_n(M_j)e^{j[\xi 2\pi f_м t + \xi j_м]}; \quad (4)$$

где U_m – амплитуда комплексной огибающей;

M_φ – индекс фазовой модуляции; $f_м$ – частота модуляции гармонической модулирующей функции;

$\varphi_м$ – начальная фаза гармонической модулирующей функции (далее $\varphi_м = 0$);

$J_\xi(M_\varphi)$ – функции Бесселя первого рода ξ порядков с индексом модуляции M_φ в качестве аргумента.

Так как спектральная плотность МЧС вещественна, то и фазо-частотный спектр МЧ сигнала принимает значения 0 или π[6]. Это замечание существенно для решения задачи синтеза.

В общем виде, его комплексная огибающая может быть записана в виде:

$$y(t) = B(t)e^{j\varphi(t)}, \quad (5)$$

где для прямоугольной огибающей

$$B(t) = \begin{cases} 1/\sqrt{\tau_c}, & \text{при } -\frac{\tau_c}{2} < t < \frac{\tau_c}{2}, \\ 0, & \text{при } |t| > \frac{\tau_c}{2} \end{cases}$$

при условии, что энергия сигнала $Э_c = 1$; а

$$\varphi(t) = \beta\sin(2\pi f_м t)\ -$$

закон фазовой модуляции.

Спектр сигнала (5) описывается, в общем виде, выражением (1).

Согласно (2) желаемый сигнал x(t) должен иметь фазо-частотный спектр, равный фазочастотному спектру сигнала с гармонической фазовой модуляцией. В этом случае спектр сигнала x(t) будет определяться выражением:

$$\dot{x}(2\pi f) = a(2\pi f)e^{-j\beta(2\pi f)},$$

где $\beta(2\pi f)$ определяется из соотношения

$$\dot{y}(2\pi f) = b(2\pi f)e^{-j\beta(2\pi f)} = \int_{-\tau_c/2}^{\tau_c/2} B(t)e^{j[j(t)-2\pi ft]}dt.$$

При принятых допущениях коэффициент близости C(y,X) зависит только от амплитудного спектра $b(2\pi f)$ и дается формулой (2). Чтобы получить кратчайшее расстояние d_{min} нужно, как показано в [2, 3], максимизировать коэффициент близости по сигналам y(t). Для этого необходимо решать вариационную задачу. То есть определить функцию $\varphi(t) = \Phi(t)$, дающую максимум величине коэффициента близости

$$C(y,X) = \frac{\int_{-\tau}^{\tau} a(2\pi f) b(2\pi f) df}{\sqrt{\int_{-\tau}^{\tau} |a(2\pi f)|^2 df \int_{-\tau}^{\tau} |b(2\pi f)|^2 df}} = \max,$$

где $b(2\pi f)$ определено в виде

$$b(2\pi f) = \left| \int_{-\tau_c/2}^{\tau_c/2} B(t) e^{j[\varphi(t) - 2\pi f t]} dt \right|. \qquad (6)$$

Функция $\varphi(t) = \Phi(t)$, удовлетворяющая этим условиям, и есть искомый закон фазовой модуляции. Решение упомянутой вариационной задачи встречает определенные трудности и не всегда приводит к положительному результату.

Избежать решения вариационной задачи можно, если провести ряд несложных рассуждений, суть которых состоит в следующем.

Как показано в [4, 5] форма амплитудно-частотного спектра сигнала с гармонической фазовой модуляцией определяется зависимостью значений функций Бесселя $J_\xi(M_\varphi)$ от порядка функций ξ. При этом амплитуды частотных составляющих ξ-го порядка ФМ колебания равны амплитуде немодулированного колебания, умноженной на абсолютное значение величины $J_\xi(\beta)$.

Следуя сказанному, выражение (4) для комплексной огибающей МЧ сигнала с гармонической фазовой модуляцией представим в виде

$$\dot{U}(t) == U_m \left[J_0(M_j) + \sum_{\xi=1}^{\tau} J_\xi(M_j) e^{j\xi 2\pi f_м t} + \sum_{\xi=1}^{\tau} (-1)^\xi J_\xi(M_j) e^{-j\xi 2\pi f_м t} \right].$$

Проведя несложные преобразования, можно получить:

$$\dot{U}(t) = U_m [J_0(M_j) + 2\sum_{\xi=1}^{\tau} [J_\xi(M_j)(\cos(\xi 2\pi f_м t - \frac{\xi\pi}{2})\cos(\frac{\xi\pi}{2}) + j\cos(\xi 2\pi f_м t - \frac{\xi\pi}{2})\sin(\frac{\xi\pi}{2}))]].$$

Тогда закон фазовой модуляции задается выражением

$$j(t) = \mathrm{arctg}\left(2U_m \sum_{\xi=1}^{\tau} J_\xi(M_j)\cos(\xi 2\pi f_м t - \frac{\xi\pi}{2})\sin(\frac{\xi\pi}{2}) \right) \Big/ \left(U_m J_0(M_j) + 2U_m \sum_{\xi=1}^{\tau} J_\xi(M_j)\cos(\xi 2\pi f_м t - \frac{\xi\pi}{2})\cos(\frac{\xi\pi}{2}) \right)..$$

Данное выражение определяет зависимость между формой спектра фазомодулированного по гармоническому закону МЧ сигнала и модулирующей функцией.

В соответствии с предположением о равенстве фазо-частотных спектров желаемого и допустимого сигналов, можно предположить, что подобная зависимость существует и для синтезируемого сигнала с фазовой модуляцией периодическим напряжением более сложной формы. Правомерность такого подхода подтверждается в [2, 3, 6], где произвольное фазо-модулированное периодическим напряжением колебание записывается в виде:

$$\dot{u}(t) = U_m e^{j[2\pi f_0 t + j(t)]} = U_m \sum_{\xi=-\tau}^{\tau} A_\xi e^{j(2\pi f_0 + \xi 2\pi f_м)t}. \qquad (7)$$

Примечательно, что в выражении (7) отсутствуют какие-либо приращения фаз частотных составляющих, что соответствует условию (4). В этом случае, задаваясь распределением A_ξ частотных составляющих АЧС синтезируемого сигнала, в соответствии с выбранной весовой функцией заданной в табл. 1, можно получить закон фазовой модуляции, при котором будет удовлетворено условие (6). Следовательно, выражение для необходимого закона фазовой модуляции имеет вид

$$\Phi(t) = \mathrm{arctg}\frac{2\sum_{\xi=1}^{\tau} A_\xi \cos(\xi 2\pi f_м t - \frac{\xi\pi}{2})\sin(\frac{\xi\pi}{2})}{A_0 + 2\sum_{\xi=1}^{\tau} A_\xi \cos(\xi 2\pi f_м t - \frac{\xi\pi}{2})\cos(\frac{\xi\pi}{2})}. \qquad (8)$$

При фазовой модуляции энергия сигнала не зависит от вида модулирующей функции, а зависит от энергии модулируемого радиоимпульса, поэтому нужно учесть, что $\sum_{n=-\tau}^{\tau} A_\xi^2 = 1$. Необходимо также отметить, что АЧС сигнала рассматривается в ограниченной полосе частот. Поэтому пределы сумм в приведенных выражениях будут конечными. Ширину АЧС сигнала с гармонической фазовой модуляцией можно оценить по формуле [5]

$$\Delta f = (1 + M_\varphi + \sqrt{M_\varphi}) f_м . \qquad (9)$$

где M_φ – индекс модуляции.

Определение полосы частот в соотношении (17) соответствующем ширине АЧС сигнала, как следует из [5, 6], проводится по уровню в 1% и дано на энергетической основе. Для синтезируемого сигнала требуемая ширина АЧС и расстановка частотных составляющих задается изначально. Эти значения предопределяют число составляющих в спектре МЧ сигнала.

В соответствии с выражением (8) были синтезированы модулирующие напряжения Ф(t), реализующие многочастотные сигналы с АЧС, форма которого близка к весовым функциям табл. 1. Результаты синтеза приведены в табл. 2.

Таблица 2

Параметры АКФ МЧ сигнала, синтезированного в соответствии с различными весовыми окнами

Количество частотных составляющих АЧ спектра	Ширина главного лепестка АКФ по уровню 0,5 в единицах $\Delta\tau_{0,5}/\Delta\tau_{0,5прям.}$		Амплитуда 1-го бокового лепестка АКФ $R_1/R(0)$ в дБ		C(y,X)
	синтез. АКФ	идеал. АКФ	синтез. АКФ	идеал. АКФ	
Весовое окно Хемминга					
7	2,31	2,28	-26,88	-51,543	0,99
9	2,48	2,22	-12,32	-50,67	0,97
11	1,62	2,19	-20,92	-50,1	0,962
13	1,82	2,16	-19,4	-49,6	0,98
15	2,03	2,13	-21,97	-49,43	0,992
Весовое окно Хеннинга					
7	2,46	1,83	-33,06	-48,77	0,977
9	2,1	1,9	-12,26	-47,43	0,972
11	1,65	1,96	-21,6	-48,4	0,974
13	1,84	1,98	-17,77	-48,13	0,981
15	2,05	2	-18,89	-48,29	0,986
Весовое окно Блекмана					
7	2,99	2,21	-15,08	-40,475	0,97
9	2,92	2,29	-24,48	-70,17	0,988
11	2,87	2,37	-13,51	-99,44	0,966
13	1,9	2,39	-23,01	-65,83	0,976
15	2,13	2,42	-20,04	-71,55	0,983
Весовое окно Кайзера-Бесселя					
7	2,53	2,53	-27,11	-29,68	0,99
9	2,61	2,45	-15,73	-76,08	0,989
11	1,67	2,42	-24,08	-64,4	0,953
13	1,85	2,39	-19,18	-67,67	0,971
15	2,13	2,37	-21,99	-67,58	0,985
Весовое окно Лапласа-Гаусса					
7	3	3,02	-14,27	-15,912	0,99
9	3,04	2,92	-25,30	-32,57	0,99
11	3,17	2,88	-13,56	-52,36	0,915
13	1,93	2,84	-25,521	-63,09	0,958
15	2,13	2,82	-20,04	-71,63	0,973
Весовое окно Макса, Фока, Бертье					
7	2,1	1,54	-23,35	-43,22	0,975
9	2,25	1,59	-12,19	-42,6	0,932
11	1,6	1,63	-16,82	-42,1	0,978
13	1,77	1,66	-17,8	-42,19	0,982
15	2	1,68	-20,59	-42,14	0,978
Весовое окно Парзена					
7	3,45	2,49	-10,82	-28,15	0,965
9	3,23	2,58	-31,16	-42,4	0,988
11	3,35	2,63	-17,26	-44,01	0,985
13	2,02	2,68	-14,44	-49,07	0,973
15	2,16	2,71	-22,68	-57,81	0,978
Весовое окно Карре-Руйе 2					
7	3,27	2,35	-11,72	-18,06	0,981
9	3,14	2,39	-41,07	-22,11	0,989
11	2,17	2,44	-15,73	-25,52	0,983
13	1,93	2,45	-20,09	-28,34	0,984
15	2,1	2,5	-26,62	-30,69	0,991

При расчетах длительность сигналов (τ_c) принималась равной 10 периодам $T_м$ модуляции (τ_c = $10T_м$). Ширина $\Delta\tau_{0,5}$ главного лепестка АКФ рассчитана относительно ширины $\Delta\tau_{0,5прям.}$ главного лепестка АКФ МЧ сигнала с прямоугольной формой АЧС по уровню половинной амплитуды. Амплитуда первого бокового лепестка R_1 рассчитана как $20\log\frac{R_1}{R(0)}$ (где R(0) – амплитуда главного пика АКФ). Кроме того в таблицах приведены значения коэффициента близости C(y,X) заданного соотношением (4), характеризующего «расстояние» между идеальным желаемым сигналом и синтезированным.

Как видно из таблицы №2, для любой весовой функции и различного количества частотных составляющих АЧС синтезируемого сигнала коэффициент близости C(y, X) всегда больше 0,9, что свидетельствует о высокой корреляции спектров и АКФ идеального и синтезированного сигналов, а также правомерности всех допущений, сделанных нами, при решении задачи синтеза. К сожалению имеет место тот факт, что, несмотря на высокое значение коэффициента близости C(y,X), амплитуда 1-го бокового лепестка АКФ синтезированных сигналов значительно больше, чем в случае желаемых сигналов. Такое отличие уровней бокового лепестка АКФ идеальных и синтезированных сигналов связано с тем, что амплитуды частотных составляющих спектра распределены сложным образом по комбинациям функций Бесселя. Последние, в свою очередь, имеют строго табулированные значения. Поэтому реализовать любую форму АЧС с абсолютной точностью затруднительно. Следующая особенность состоит в том, что платой за уменьшение уровня боковых лепестков АКФ синтезированных МЧ сигналов является некоторое увеличение ширины $\Delta\tau_{0,5}$ главного лепестка АКФ. Однако, как показывают расчеты, с ростом числа частотных составляющих эта разница уменьшается. Внимание к такой характеристике, как ширина главного лепестка $\Delta\tau_{0,5}$ связано с тем, что она определяет потенциальную разрешающую способность сигнала.

Выводы

В результате решения задачи синтеза в работе получена простая методика, позволяющая для заданного числа частотных составляющих и формы АЧС МЧ сигнала, формируемого методом угловой модуляции, получить модулирующую функцию, которая наилучшим образом реализует такой сигнал. В результате этого решена задача снижения уровня боковых лепестков АКФ МЧ сигнала, который является достаточно высоким при гармоническом модулирующем напряжении. Таким образом, проведенные рассуждения и расчеты отражают общие особенности задачи выбора параметров зондирующего МЧС для РЛС приморского базирования работающих в условиях пассивных помех.

Список литературы

1. *Ширман Я.Д. Разрешение и сжатие сигналов / Я.Д. Ширман . – М.: Сов. радио, 1974. – 360 с.*
2. *Василенко Г. И. Теория восстановления сигналов: О редукции к идеальному прибору в физике и технике / Г.И. Василенко. – М.: Сов. радио, 1979. – 272 с.*
3. *Вакман Д.Е.. Вопросы синтеза радиолокационных сигналов. / Д.Е. Вакман, Р.М. Седлецкий. – М.: Сов. Радио, 1973. – 312 с.*
4. *Кук Ч. Радиолокационные сигналы. Теория и применение / Ч. Кук, М. Бернфельд; пер. с англ. под ред. В.С. Кельзона. – М.: Сов. Радио, 1971. – 568 с.*
5. *Гомозов В.И. Теория и техника формирования сложных СВЧ сигналов с высокой скоростью угловой модуляции для радиотехнических систем / В.И. Гомозов. – Х.: Издатель Шуст А.И., 2002. – 398 с.*
6. *Теоретические основы радиолокации / под ред. Я.Д. Ширмана. – М. : Сов. радио, 1970. – 560 с.*

Поступила в редколлегию 15.08.2012

Рецензент: д-р техн. наук, проф. Л.Ф. Купченко, Харьковский университет Воздушных Сил им. И. Кожедуба, Харьков.

ПРО ОДНУ МОЖЛИВІСТЬ СИНТЕЗУ КОГЕРЕНТНОГО БАГАТОЧАСТОТНОГО СИГНАЛУ ІЗ ЗАДАНИМИ КОРЕЛЯЦІЙНИМИ ВЛАСТИВОСТЯМИ

В.Д. Карлов, І.Г. Леонов, Р.М. Животовський, В.М. Петрушенко

У статті запропонована методика синтезу когерентного багаточастотного сигналу, що дозволяє для заданого числа частотних складових та форми амплітудно-частотного спектру багаточастотного сигналу, що формується методом кутової модуляції, отримати модулюючу функцію, яка дозволяє сформувати сигнал із необхідними кореляційними властивостями при одноканальному формуванні. Показано, що вказана процедура синтезу дозволяє понизити рівень бічних пелюсток автокореляційної функції багаточастотного сигналу до рівня, що дозволяє забезпечити ефективну роботу РЛС приморського базування в умовах дії неумисних пасивних перешкод.

Ключові слова: *багаточастотний сигнал, амплітудно-частотний спектр, фазо-частотный спектр, автокореляційна функція, кутова модуляція, неумисні пасивні перешкоди.*

ABOUT ONE POSSIBILITY OF SYNTHESIS OF COHERENT MULTIFREQUENCY SIGNAL WITH THE SET CROSS-CORRELATION PROPERTIES

V.D. Karlov, I.G. Leonov, R.N. Givotovski, V.N. Petrushenko

Methodology of synthesis of coherent multifrequency signal, allowing for the set number of frequency constituents and form of amplitude - frequency spectrum of multifrequency signal, formed by the method of angular modulation, is offered in the article, to get a modulating function which allows to form a signal with the required cross - correlation properties at the one channel forming. It is shown that the indicated procedure of synthesis allows to reduce the level of sidelobes of autocorrelation function of multifrequency signal to the level, allowing to provide effective work radio-location systems seashore basing in the conditions of influence of unpremeditated passive hindrances.

Keywords: *multifrequency signal, amplitude-frequency spectrum, phase-frequency spectrum, autocorrelation function, angular modulation, unpremeditated passive hindrances.*