

НЕИСКАЖАЮЩАЯ ТРАНСФОРМАЦИЯ СПЕКТРА МНОГОЧАСТОТНОГО СИГНАЛА С ЦЕЛЬЮ УСТРАНЕНИЯ НЕОДНОЗНАЧНОСТЕЙ ПРИ ИЗМЕРЕНИИ ДАЛЬНОСТИ

И.Г. Леонов, А.Е. Присяжный, С.В. Волошин
(Харьковский университет Воздушных Сил им. И. Кожедуба)

Рассмотрен метод неискажающей трансформации спектра многочастотного сигнала с целью получения однопиковой автокорреляционной функции за счет выбора параметров многочастотного гетеродина корреляционно-фильтрового устройства обработки.

многочастотные сигналы, линейночастотномодулированные сигналы

Постановка проблемы. В настоящее время для повышения дальности действия, точности, информативности и помехозащищенности зондирующих радиолокационных станций в них широко используются сложные сигналы [1 – 6]. Определенным преимуществом перед другими сложными сигналами обладают многочастотные сигналы (МЧС) [2, 5]. Однако, у многочастотного сигнала автокорреляционная функция (АКФ) многопиковая, что приводит к возникновению неоднозначностей при измерении дальности.

Анализ литературы. Неискажающая трансформация спектров сложных сигналов рассмотрена в ряде работ [2 – 4, 6]. При этом прежде всего рассмотрены линейночастотномодулированные (ЛЧМ) сигналы. Применительно к многочастотным сигналам этот вопрос имеет ряд особенностей и в литературе не рассмотрен.

Цель статьи. Целью данной статьи является рассмотрение возможности трансформации спектра многочастотного сигнала для получения однопиковой автокорреляционной функции с сохранением ее формы.

Основная часть. Стремление обеспечить адаптивность радиолокационных систем обуславливает необходимость комплексного применения в радиолокации различных видов простых и сложных сигналов. В системах подобного рода обычно предусматривается возможность изменения параметров зондирующего сигнала в соответствии с меняющейся радиолокационной обстановкой [7, 8]. При этом одним из главных требований, предъявляемых к сигналу, можно считать простоту управления его параметрами при приемлемом усложнении устройств формирования и обработки. С этой точки зрения определенными достоинствами перед другими

сложными сигналами обладает многочастотный сигнал, формируемый методом угловой модуляции СВЧ радиоимпульса периодическим напряжением. Временные, спектральные и корреляционные свойства такого сигнала достаточно подробно исследованы в ряде работ [2, 8], где показано что, главным его недостатком является высокий уровень боковых лепестков автокорреляционных функций. При этом уровень ближних боковых лепестков составляет в среднем -8 дБ, а дальние боковые лепестки на интервале $1/F_m$ соизмеримы с главным лепестком для скважности спектра больше единицы. Высокий уровень дальних боковых лепестков может приводить к аномальным ошибкам при измерении дальности.

В данной статье предполагается метод устранения вышеописанных ошибок за счет использования корреляционно-фильтрового устройства с многочастотным гетеродином, частотная расстановка частотных составляющих которого не совпадает с частотной расстановкой частотных составляющих обрабатываемого сигнала.

Для пояснения метода рассмотрим многочастотный сигнал длительностью $\tau_{и}$:

$$U_{мчс}(t) = \sum_{\gamma=-N}^N \dot{U}_0(t) \dot{J}_\gamma(M_\phi) \exp[j(2\pi f_0 t + 2\pi \gamma F_m t + \phi_0)], \quad (1)$$

где $U_{мчс}(t)$ – комплексная огибающая непрерывного многочастотного сигнала, формируемого методом угловой модуляции; $f_0, \phi_0, \dot{U}_0(t)$ – частота, начальная фаза, комплексная огибающая центральной (нулевой) частотной составляющей многочастотного сигнала; $\dot{J}_\gamma(M_\phi)$ – функция Бесселя первого рода γ порядка с индексом модуляции M_ϕ в качестве аргумента; F_m – частота модуляции гармонической модулирующей функции; M_ϕ – индекс фазовой модуляции.

Такой сигнал действует на входе коррелятора, на второй вход которого подается опорный непрерывный сигнал многочастотного гетеродина, формируемый методом угловой модуляции, комплексная амплитуда и индекс модуляции которого равны соответствующим параметрам сигнала (1). Частотная расстановка частотных составляющих многочастотного гетеродина выбрана из соотношения $F_\Gamma = F_m - \frac{1}{\tau_{и}}$, а f_Γ из условия $f_0 - f_\Gamma \gg \frac{2N}{\tau_{и}}$. При $\phi_\Gamma = \phi_0 = 0$ на выходе коррелятора возникает сигнал суммарной и разностной частоты. При выборе постоянной времени интегратора $\tau_{инт} = \tau_{и}$ суммарным сигналом можно пренебречь. При этом

если разностная частота $F_{\Gamma} - F_M = \Delta F$ выбрана таким образом, что $1/\Delta F = \tau_{и}$, то амплитудно-частотный спектр (АЧС) многочастотного сигнала становится сплошным с шириной, равной $(2N + 1)/\tau_{и}$.

Коррелятор может быть реализован, например, на основе фазового модулятора или смесителя, а интегратор – на основе полосового фильтра с параметрами $f_{cp} = f_0 - f_{\Gamma}$ и полосой пропускания от $f_{тр} - N/\tau_{и}$ до $f_{тр} + N/\tau_{и}$ [3]. На выходе интегратора будет иметь место трансформированный МЧС:

$$u_{тр}(t) = K \sum_{\gamma=-N}^N \sum_{\mu=-N}^N J_{\gamma}(M_{\varphi_c}) J_{\mu}(M_{\varphi_r}) e^{j(\gamma 2\pi F_M - \mu 2\pi F_{\Gamma})t} e^{j(2\pi(f_0 - f_{\Gamma})t + \varphi_{тр})}, \quad (2)$$

где K – масштабный коэффициент, зависящий от схемы реализации коррелятора; J_{γ}, J_{μ} – функции Бесселя первого рода соответствующих порядков для заданного индекса модуляции.

В выражении (2) будем учитывать лишь частотные составляющие гетеродина и сигнала с одинаковыми номерами ($\gamma = \mu$). Комбинационные составляющие ($\gamma \neq \mu$) отфильтровываются в процессе обработки. Тогда для $M_{\varphi_c} = M_{\varphi_r}$:

$$u_{тр}(t) = K \sum_{\xi=-N}^N J_{\xi}^2(M_{\varphi_{\xi}}) e^{j\xi(2\pi F_c - 2\pi F_{\Gamma})t} e^{j(2\pi F_{тр}t + \varphi_{тр})}. \quad (3)$$

Физический смысл проведенных преобразований во временной и частотной областях поясняется с помощью рис. 1 и 2.

АЧС входного многочастотного сигнала (1) приведен на рис. 1,а. АЧС сигнала многочастотного гетеродина приведен на рис. 1,б. На рис. 1,в приведен АЧС трансформированного сигнала (3). АКФ (нормированная) исходного и трансформированного многочастотного сигнала представлены на рис. 2. Как видно из рис. 1, 2, АЧС сигналов (1), (3) совпадают по форме, отличия состоят лишь в величине частотной расстановки между их частотными составляющими. Нормированные АКФ также совпадают по форме, однако ширина центрального пика АКФ сигнала (3) в $K_{тр} = \tau_{и} F_M$ раз шире, чем сигнала (1).

Если увеличить масштаб по оси τ на рис. 2,а и определить коэффициент корреляции зависимостей, изображенных на рис. 1,а и рис. 1,б на интервале от 0 до $1/4NF_M$, то коэффициент корреляции между ними $\rho > 0,95$. При увеличении длительности сигнала (1)

$$\lim_{\tau_{и} \rightarrow \infty} \rho = 1.$$

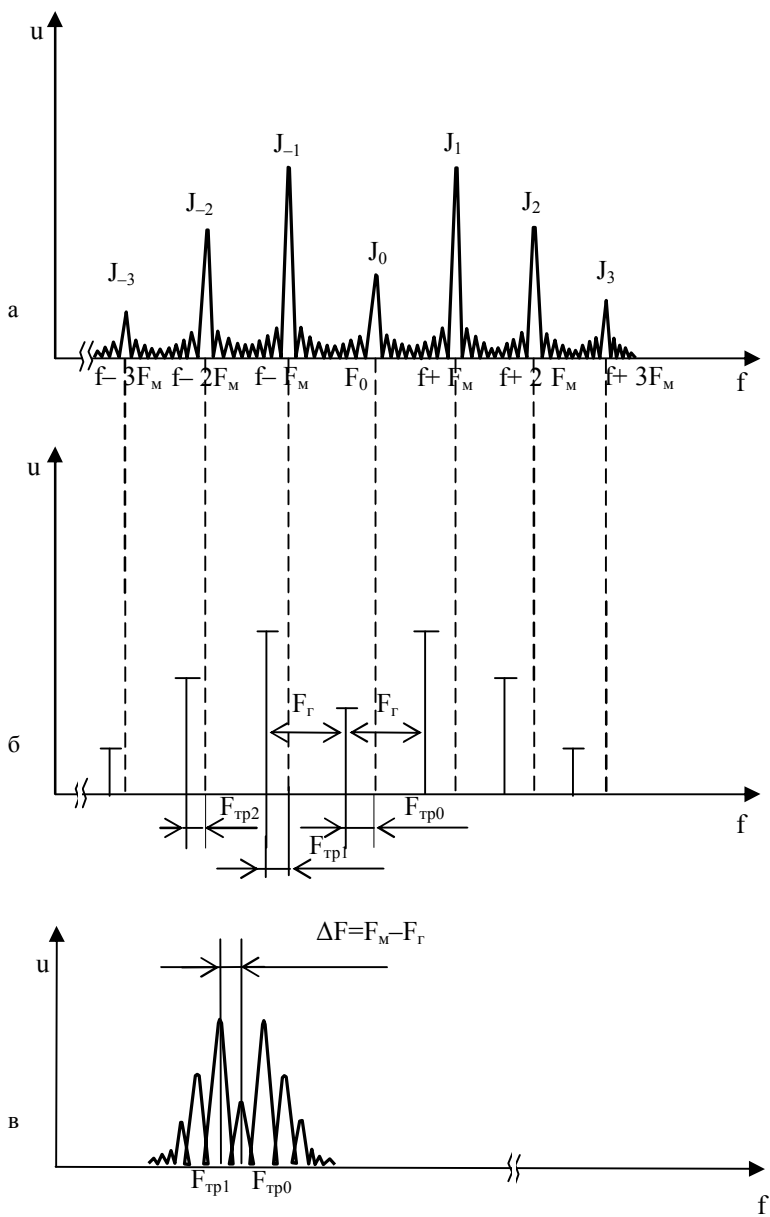


Рис. 1. АЧС: а – входного многочастотного сигнала;
 б – сигнала многочастотного гетеродина;
 в – трансформированного сигнала

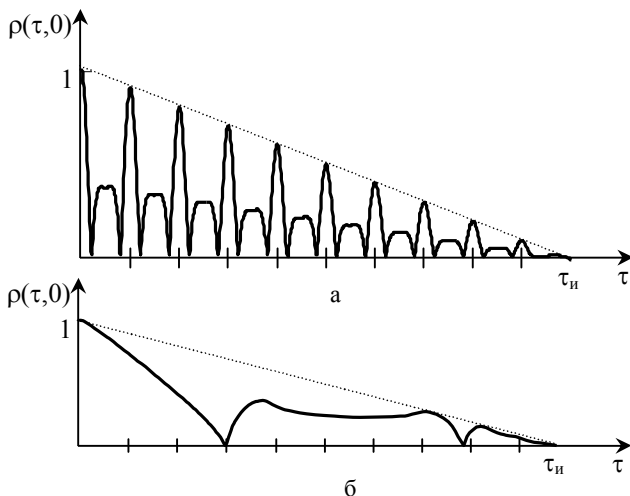


Рис. 2. АКФ (нормированная) исходного и трансформированного многочастотного сигнала

Выводы. Таким образом, в статье показана возможность неискажающей трансформации спектра МЧС с получением однопиковой автокорреляционной функции за счет выбора расстановки частотных составляющих многочастотного гетеродина. Этот метод может найти применение в радиолокационных измерительных и связных системах.

ЛИТЕРАТУРА

1. Ширман Я.Д., Манжос В.Н. Теория и техника обработки радиолокационной информации на фоне помех. – М.: Радио и связь, 1981. – 416 с.
2. Гомозов В.И. Теория и техника формирования сложных СВЧ сигналов с высокой скоростью угловой модуляции для РТС. – Х.: Шуст, 2002. – 397 с.
3. Радиоэлектронные системы: основы построения и теория / Под ред. Я.Д. Ширмана. – М.: ЗАО «МАКВИС», 1998. – 828 с.
4. Вакман Л.Е. Сложные сигналы и принцип неопределенности в радиолокации. – М.: Радио, 1965. – 304 с.
5. Вишин Г.М. Многочастотная радиолокация. – М.: Воениздат, 1973. – 92 с.
6. Варакин Л.Е. Теория сложных сигналов. – М.: Сов. радио, 1970. – 375 с.
7. Лезин Ю.С. Введение в теорию и технику радиотехнических систем. – М.: Радио и связь, 1986. – 280 с.
8. Теоретические основы радиолокации / Под ред. Я.Д. Ширмана. – М.: Сов. радио, 1970. – 560 с.

Поступила 3.02.2006

Рецензент: доктор технических наук, профессор В.Д. Карлов,
Харьковский университет Воздушных Сил им. И. Кожедуба.