

УДК 621.396.96

**ВЛИЯНИЕ ПАРАМЕТРОВ ПИЛООБРАЗНОЙ ФАЗОВОЙ МОДУЛЯЦИИ
В ТРАКТЕ РЕТРАНСЛЯТОРА НА СПЕКТРАЛЬНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ
ИМИТИРУЮЩИХ ПОМЕХ**

С.Р. ГЕЙСТЕР

*Военная академия Республики Беларусь
ВА РБ, Минск, 220057, Беларусь**Поступила в редакцию 29 апреля 2003*

Рассмотрена возможность использования спектральных признаков в интересах распознавания и селекции активных имитирующих помех радиолокатором (РЛС), осуществляющим спектральный анализ свертки принятого сигнала. Исследованы спектральные характеристики сигналов на выходе серродинного преобразователя частоты в системах формирования имитирующих помех по скорости. Подтверждено наличие паразитных спектральных составляющих в имитирующих помехах на частотах, кратных частоте преобразования, а также исследована зависимость уровня этих составляющих от параметров несогласованного пилообразного закона фазовой модуляции.

Ключевые слова: имитирующие помехи, радиолокационный портрет.

Введение

В последние два десятилетия наряду с бурным развитием радиолокационной техники наблюдается соответствующее по динамике развитие средств радиоэлектронного подавления. По-прежнему одно из центральных мест в арсенале этих средств занимают системы формирования имитирующих помех по дальности, скорости и угловым координатам. Условием свертки отраженного сигнала в измерителях дальности и угловых координат аэродинамических объектов в РЛС сопровождения с когерентным накоплением является правильное измерение доплеровской частоты отраженного сигнала $\Omega_{ds} = 2\pi \frac{2V_r}{\lambda}$ или радиальной скорости объекта V_r , где λ — длина волны зондирующего сигнала РЛС. Дезинформация о доплеровской частоте Ω_{ds} , вносимая имитирующими помехами в измеритель скорости, приводит к срыву сопровождения объекта по дальности и, возможно, по угловым координатам. Селекция имитирующих помех по скорости возможна на основе сочетания методов радиолокационного распознавания [5] и спектрального анализа свертки принятого сигнала.

Основным методом формирования имитирующих помех РЛС с когерентными зондирующими сигналами является ретрансляция [1–4]. В основных типах ретрансляторов осуществляется задержка принятого зондирующего сигнала $u_{in}(t - 0,5t_r)$ и сдвиг его частоты для внесения в подавляемую РЛС ложной информации о наличии объекта, его дальности и скорости, где $t_r = 2r_t/c$ — время задержки зондирующего сигнала, распространяющегося со скоростью c , на трассе "РЛС–объект" протяженностью r_t . Обобщенная схема таких ретрансляторов представлена на рис. 1.

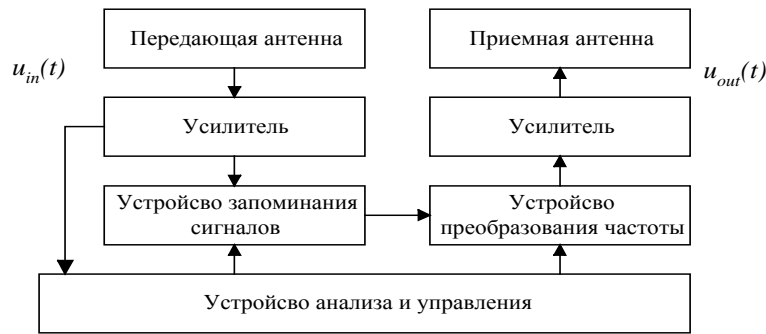


Рис. 1. Обобщенная структурная схема ретранслятора

Как правило, сдвиг частоты ретранслированного сигнала осуществляется путем однополосной модуляции с подавлением несущей. Это реализуется [1–3] методом серродинирования или фазовой модуляции сигнала по пилообразному закону с девиацией фазы, равной или кратной 2π . В [1, 3] отмечается, что спектр выходного сигнала серродинного преобразователя частоты содержит основную и дополнительные спектральные составляющие, обусловленные отклонением закона изменения фазы во времени от идеально пилообразного. В [3] предлагается использовать признак наличия характерных дополнительных спектральных составляющих для защиты от имитирующих помех.

Отмечается [3], что сигнал на основной частоте подавляется в преобразователе до 15–40 дБ. Однако сведения об уровнях других спектральных компонент и их зависимости от различных факторов отсутствуют. Исследование этих зависимостей является первым шагом к описанию модели спектрального портрета имитирующей помехи в интересах синтеза систем распознавания помех.

Модель серродинного преобразователя как линейной системы с переменными параметрами

Представим тракт серродинного преобразователя в виде линейной системы с переменными параметрами, которая характеризуется [6] комплексной передаточной функцией $K(\omega, t) = A(\omega, t) \exp[i\varphi(\omega, t)]$, где $A(\omega, t) = |K(\omega, t)|$, $\varphi(\omega, t) = \arg K(\omega, t)$ — модуль и аргумент передаточной функции, изменяющиеся во времени. Такой преобразователь является фазовращателем, который можно представить последовательно соединенными управляемой линией задержки и частотно-зависимого аттенюатора. Полагаем, что изменение передаточной функции $K(\omega, t)$ происходит под влиянием управляющего воздействия $u_\varphi(t)$, которое в идеальном случае описывается функцией

$$u_\varphi(t) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} u_{\varphi 0}(t - iT_{r\varphi}), \quad (1)$$

где $u_{\varphi 0}(t) = t/T_{r\varphi}$, $0 < t \leq T_{r\varphi}$ — закон изменения управляющего воздействия в течение периода модуляции $T_{r\varphi}$, а i — номер периода модуляции.

Выходной сигнал этой системы определяется [6] обратным преобразованием Фурье

$$u_{out}(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} s_{in}(\omega) K(\omega, t) e^{i\omega t} d\omega, \quad \text{где } s_{in}(\omega) \text{ — комплексный спектр входного сигнала.}$$

Сопоставление полосы пропускания ретранслятора (8–16 ГГц) и типовой ширины спектра зондирующего сигнала (единицы МГц) указывает на выполнение условия узкополосности, при котором передаточная функция преобразователя в полосе спектра ретранслируемого сигнала может быть зафиксирована и записана в виде $K(\omega, t) = |K(\omega_0, t)| e^{i\varphi(\omega_0, t)} e^{i(\omega - \omega_0)T_\varphi(t)}$, где

$\tau_{\varphi}(t) = \frac{\partial \varphi(\omega, t)}{\partial \omega} \Big|_{\omega=\omega_0}$ — крутизна фазочастотной характеристики ретранслятора на несущей частоте ω_0 зондирующего сигнала.

Закон фазовой модуляции может отличаться от идеально пилообразного по следующим причинам. Во-первых, девиация частоты может быть не кратна 2π из-за ошибок в установке амплитуды управляющего воздействия, а также отсутствия точного учета несущей частоты сигнала в широкополосном модуляторе. Во-вторых, существует время обратного хода управляющего пилообразного напряжения управления фазой. В-третьих, существуют нелинейности управляющего напряжения и характеристик фазового модулятора. В-четвертых, в реальных фазовых модуляторах присутствует паразитная амплитудная модуляция.

Интерес представляет анализ зависимостей уровней спектральных составляющих от девиации фазы, относительного времени обратного хода, характера и степени нелинейности управляющего воздействия. Представим передаточную функцию преобразователя в виде, учитывающем управляющее воздействие. Выходной сигнал преобразователя с учетом возникающих искажений может быть [6] описан как $u_{out}(t) = M(t)u_{in}(t)$, где $M(t) = K(\omega_0, t)$ — комплексный закон модуляции, определяемый передаточной функцией широкополосного преобразователя на частоте ω_0 . Зависимость передаточной функции преобразователя от мгновенного значения нормированного управляющего воздействия $K(\omega_0, u_{\varphi}(t)) = |K(\omega_0, u_{\varphi}(t))| \exp(i\omega_0 \tau_{\varphi_0} u_{\varphi}(t)) = |K(\omega_0, u_{\varphi}(t))| \exp(im u_{\varphi}(t))$, где τ_{φ_0} , m — соответственно удельная задержка и удельный фазовый сдвиг для воздействия на частоте ω_0 .

Нелинейность закона фазовой модуляции учтем в нелинейности управляющего воздействия $u_{nel}(t)$, которое опишем нелинейным преобразованием $u_{nel}(t) = \frac{|u_{\varphi}(t)|^{2\alpha}}{u_{\varphi}(t)}$ от $u_{\varphi}(t)$. Это позволяет описать большой перечень нелинейностей путем изменения величины параметра нелинейности α .

Исследования спектральных характеристик сигналов с пилообразным законом фазовой модуляции аналитическим методом

Проведем анализ спектра выходного сигнала преобразователя при пилообразном законе фазовой модуляции с учетом обратного хода пилы модуляции, что поясняется на рис. 2. Если время обратного хода $T_{rev} = kT_{r\varphi}$ отлично от нуля, то это учитывается преобразованием $u_{\varphi_0}(t)$ в выражении (1) к виду

$$u'_{\varphi_0}(t) = \begin{cases} \frac{t}{(1-k)T_{r\varphi}}, & 0 \leq t \leq (1-k)T_{r\varphi} \\ \frac{T_{r\varphi} - t}{kT_{r\varphi}}, & (1-k)T_{r\varphi} < t \leq T_{r\varphi} \end{cases}, \quad u'_{\varphi}(t) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} u'_{\varphi_0}(t - iT_{r\varphi}), \quad (2)$$

где $k = T_{rev}/T_{r\varphi}$ — отношение времени обратного хода к периоду модуляции.

Выходной сигнал описывается выражением $u_{out}(t) = M(t)u_{in}(t)$, причем $M(t) = \exp[im u'_{\varphi_0}(t)]$.

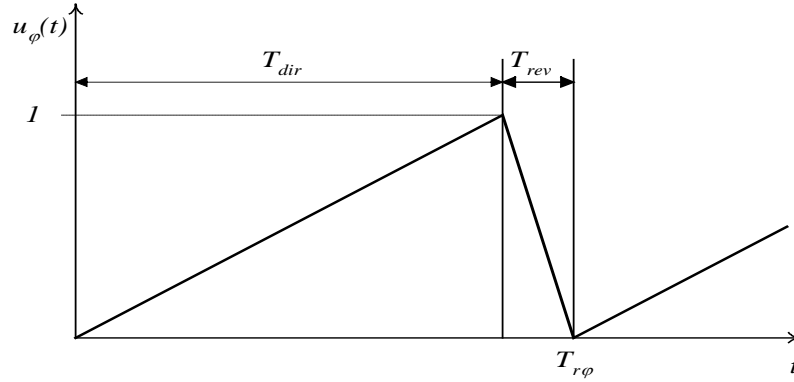


Рис. 2. Пилообразный закон фазовой модуляции и его параметры

Как отмечается в [6], анализ спектра выходного сигнала может быть сведен к анализу спектра функции помеховой модуляции $M(t)$. Для случая отсутствия обратного хода пилы разложим функцию $\exp[imu_{\phi 0}(t)]$, периодическую в интервале $[0, T_{r\phi}]$, в комплексный ряд Фурье:

$$\exp(imu_{\phi}(t)) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} C_n(m) \exp(in \frac{2\pi}{T_{r\phi}} t). \quad (3)$$

Коэффициент разложения при отсутствии обратного хода определяется выражением

$$C_n(m) = \frac{1}{T_{r\phi}} \int_0^{T_{r\phi}} \exp(imu_{\phi 0}(t)) \exp(-in \frac{2\pi}{T_{r\phi}} t) dt = \frac{1}{i(m - 2\pi n)} [\exp(i(m - 2\pi n)) - 1], \quad (4)$$

а при наличии обратного хода преобразуется к виду

$$C_n(m, k) = \frac{1}{T_{r\phi}} \left\{ \int_0^{T_{r\phi}(1-k)} \exp(im \frac{t}{T_{r\phi}(1-k)}) \exp(-in \frac{2\pi}{T_{r\phi}} t) dt + \int_{T_{r\phi}(1-k)}^{T_{r\phi}} \exp(im \frac{T_{r\phi}-t}{T_{r\phi}k}) \exp(-in \frac{2\pi}{T_{r\phi}} t) dt \right\} = \quad (5)$$

$$= \frac{m}{i(m^2 + 2\pi n m(2k-1) + (2\pi n)^2 k(k-1))} [\exp(i(m + 2\pi n k)) - 1].$$

При индексе фазовой модуляции $m = l2\pi$, $l = 1, 2, 3, \dots$, кратной 2π , выражение (4) приводится к виду $C_n(2\pi l) = \frac{1}{i2\pi(l-n)} (\exp(i(2\pi(l-n))) - 1) = \delta_{nl}$, где δ_{nl} — символ Кронекера. Зависимости коэффициентов ряда Фурье от девиации фазы и времени обратного хода рассчитываются в соответствии с выражением (5).

Заключение

Имитирующие многократные и уводящие по скорости помехи относятся к классу интеллектуальных помех, нарушающих работоспособность РЛС на функциональном уровне. В связи с высокими требованиями к когерентности формирование этих помех осуществляется методом ретрансляции, а ложная информация в частотной области вносится путем фазовой модуляции. Из-за нелинейности, наличия обратного хода пилообразного модулирующего напряжения и отклонения девиации фазы от величины, кратной 2π , в выходном сигнале ретранслятора кроме основного имитирующего сигнала возникают дополнительные паразитные компоненты, которые можно использовать для селекции помех. Результаты анализа имитирующей помехи показали, что уровень дополнительных паразитных компонент на частотах, кратных частоте модуляции, составляет от -40 дБ до -10 дБ относительно уровня

основной спектральной компоненты. Зависимости уровня паразитных спектральных компонент от параметров закона фазовой модуляции могут быть использованы при разработке статистической модели спектрального портрета помехи.

INFLUENCE OF PARAMETERS OF SAWTOOTH PHASE MODULATION IN A TRACT OF THE REPEATER ON THE SPECTRAL CHARACTERISTICS OF IMITATING JAMS

S.R. GEYSTER

Abstract

The possibility of use of spectral tags in interests of recognition and selection of active imitating jams radars, realizing the spectral analysis of a convolution of the accepted signal is considered. The spectral characteristics of signals on an output of a serrodyne in systems of creation of imitating jams on speed are investigated. The presence parasitic spectral component in imitating jams on frequencies, multiple conversion frequency is confirmed, and also the dependence of a level these components from parameters of the unmatched sawtooth law of phase modulation is investigated.

Литература

1. *Вакин С.А., Шустов Л.Н.* Основы радиопротиводействия и радиотехнической разведки. М., 1968.
2. Защита от радиопомех / Под ред. М.В. Максимова. М., 1976.
3. *Leroy B. Van Brunt.* Applied Electronics Countermeasures - EW Engineering Inc. USA, 1982.
4. *Афинов В.* Зарубежное военное обозрение. 1998. № 9 (618). С. 35–42.
5. *Охрименко А.Е.* Основы радиолокации и радиоэлектронная борьба. Часть 1. Основы радиолокации. М., 1983.
6. Модулирующие (мультипликативные) помехи и прием радиосигналов / Под ред. И.Я. Кремера. М., 1972.