

АНАЛИЗ И СИНТЕЗ ПРИМЕНЕНИЯ ШИРОКОПОЛОСНЫХ СИГНАЛОВ В НЕЛИНЕЙНОЙ РАДИОЛОКАЦИИ ДЛЯ УВЕЛИЧЕНИЯ ДАЛЬНОСТИ И ВЕРОЯТНОСТИ ОБНАРУЖЕНИЯ ЭЛЕКТРИЧЕСКИ НЕЛИНЕЙНЫХ ОБЪЕКТОВ

Н. С. Вернигоров, директор ООО «Вихрь», доктор технических наук, профессор, лауреат премии Совмина СССР.

Настоящая статья является продолжением задачи [1–3], в которой рассматривается применение монохроматических сигналов и сигналов с ограниченным спектром амплитудно-модулированных (АМ) сигналов.

Как показано в [4], оптимальным частотным диапазоном в условиях наземной нелинейной радиолокации (НРЛ) является диапазон 0,5–1,5 ГГц. Однако проведенное в [4] моделирование учитывало частотные свойства лишь элементарного нелинейного объекта (НО) — симметричного вибратора. Для реального сложного НО частотные свойства сенсорных частей и последующих линейных цепей имеют существенно неравномерную амплитудно-частотную характеристику (АЧХ), что затрудняет выбор оптимального значения частоты зондирующего сигнала (ЗС) при одночастотном зондировании. На рис.1а в качестве примера схематично изображена эквивалентная АЧХ идеального и реального НО.

Пусть на НО воздействует широкополосный сигнал с линейной частотной модуляцией (ЛЧМ). Тогда отклик НО будет представлять собой преобразованный спектр исходного ЛЧМ ЗС. На рис.1б изображен отклик НО на воздействие подобного ЗС. При заданной пороговой чувствительности приемника НРЛС для реального НО в принимаемом сигнале возможны зоны «замирания» в отдельных частотных участках (2–3, рис.1б). Устранение данного явления возможно увеличением мощности отклика НО за счет увеличения мощности зондирующего сигнала. По аналогии с многочастотным монохроматическим ЗС [1–3] применим «многочастотный» широкополосный зондирующий сигнал. Пусть на НО воздействуют два ЛЧМ-сигнала вида:

$$\begin{aligned} e_{s1}(t) &= A_0 \cos(\omega_1 t + \frac{\Delta\omega}{T} t^2) \\ e_{s2}(t) &= A_0 \cos(\omega_2 t + \frac{\Delta\omega}{T} t^2) \end{aligned} \quad (1)$$

где $\Delta\omega$ — девиация частоты, T — период модуляции. Тогда для второй гармоники сигнал отклика НО на входе приемника НРЛС будет иметь вид:

$$e'_s(t) = \beta A_0^2 (1 + \cos \Omega t) \cos[(\omega_1 + \omega_2)t + \frac{\Delta\omega}{T} t^2 + \frac{4\Delta\omega}{T} t \tau_r] \quad (2)$$

и представляет собой совершенно новый вид сигнала — ЛЧМ-сигнал с амплитудной модуляцией, где $\Omega = \omega_1 - \omega_2$, τ_r — время распространения ЗС до НО.

Применение «многочастотного» ЛЧМ зондирующего сигнала снимает проблему частотной зависимости свойств НО, но сложен в технической реализации. Сравнительно просто реализация широкополосного сигнала с равномерной спектральной плотностью мощности осуществляется с помощью многочастотного ЗС по [1–3].

На основе обобщенной модели канала наблюдения [5] генератор НРЛС представим набором генераторов, а сам ЗС в виде:

$$e_s(t) = \sum_{j=1}^N A_j \cos \omega_j t \quad (3)$$

где A_j — амплитуда сигнала с частотой ω_j , N — число монохроматических составляющих ЗС. Для сигналов (3) поставим условие:

$$\begin{aligned} A_1 = A_2 = \dots = A_j = A_N = A_0 \\ \Delta\omega = \omega_N - \omega_{N-1} = \dots = \omega_2 - \omega_1 \end{aligned} \quad (4)$$

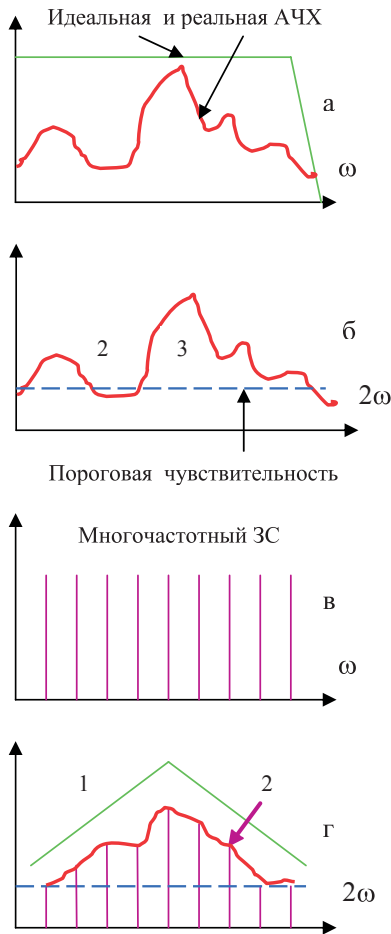
что эквивалентно излучению сигнала с равномерным спектром в частотной области (рис. 1в). Число составляющих в преобразованном спектре второй гармоники составит $k = 2N - 1$, и показывает расширение спектра при нелинейном преобразовании, а амплитудное распределение в спектре будет иметь вид:

$$S_j = 0.5 \beta_2 A_0^2 (N - |j|) \quad (5)$$

где $-(N - 1) < j < (N - 1)$, β_2 — коэффициент нелинейного преобразования второго порядка.

Поскольку фазовые характеристики исходных сигналов в (3) не влияют на формирование АЧХ-отклика НО на высших гармониках, сигнал отклика второй гармоники будет иметь вид рис. 1г-2, а для идеального объекта рис. 1г-1.

Если «центр тяжести» подобного синтезированного спектра ЗС совпадает с минимумом в АЧХ объекта (наихудшая ситуация), то, в отличие от ЛЧМ ЗС, в интервале частот 2–3 (рис 1г-2) сигнал отклика НО будет превышать порог чувствительности приёмного тракта НРЛС, что ведет к устранению «замирания».



При равенстве коэффициентов преобразования НЭ в заданной полосе частот спектра ЗС по (1) и заданной чувствительности приемника НРЛС максимальное значение неравномерности АЧХ объекта определяется как:

$$B = -20 \log N + 10 \log \left(\frac{G'_{N-1}}{G'_0} \right) \quad (6),$$

где G'_0, G'_{N-1} — эквивалентные коэффициенты усиления антенн НО на частотных составляющих $\omega_1 + \omega_N, 2\omega_1, (2\omega_N)$ с амплитудами S_0, S_{N-1} по (5) соответственно.

Выбор дискретизации исходного сигнала по (3) осуществляется из требуемой полосы пропускания приемного тракта НРЛС, и в случае импульсного сигнала длительностью τ_u , определяется из условия:

$$(p-1)\Delta\omega = \Delta\Omega_{np} = \frac{1}{\tau_u} \quad (7),$$

где p — число частотных составляющих регистрируемого спектра, $\Delta\omega$ — из (4), $\Delta\Omega_{np}$ — полоса пропускания приемного тракта НРЛС, а центральная частота регистрируемого спектра равна $\omega_1 + \omega_N$. С учетом (7) возможна регистрация ограниченного спектра по [2,3] на центральной частоте $\omega_1 + \omega_N$ с максимальной амплитудой по (5).

Вторая, не менее важная задача, прямо противоположная рассмотренной, является обнаружение НО с узкополосными свойствами АЧХ. Подобные свойства АЧХ присущи объектам, когда нелинейный элемент нагружен на узкополосный входной фильтр (УВФ) с приемной антенной. К таким устройствам относятся боль-

шинство взрывных устройств с дистанционным управлением подрывом по радиоканалу, приемники которых имеют УВФ для защиты от внешней помехи. Для большей маскировки и дополнительной защиты от внешней помехи схема такого устройства располагается в металлическом корпусе, представляющим собой экран для электромагнитного поля.

Обнаружение НО с УВФ монохроматическим ЗС не представляется возможным. Даже при случайном совпадении частоты ЗС с полосой УВФ преобразованный сигнал высшей гармоники будет ослаблен УВФ практически до уровня, много меньшего чувствительности приемного тракта НРЛС. Таким образом, для обнаружения НО с УВФ обязательным условием является прием преобразованного сигнала только на преобразованной частоте, приближающейся к частоте зондирующего сигнала и совпадающей с полосой УВФ.

Исходной предпосылкой анализа преобразованного сигнала является положение о том, что появление в преобразованном спектре частоты, равной или близкой частоте ЗС, возможно лишь на нечетных гармониках не ниже третьей. В условиях отсутствия сведений о частотных свойствах УВФ на зондирующий сигнал накладывается требование частотного сканирования в заданном диапазоне. Пусть на НО воздействует ЛЧМ-сигнал вида (1), при этом

$$\Omega = \omega_1 - \omega_2, \quad \omega_1 = \omega_2 + \Omega, \quad \omega_2 = \omega_1 - \Omega \quad (8).$$

В преобразованном спектре третьего порядка наиболее близкими к исходным ЗС являются комбинации вида $2\omega_1 - \omega_2, 2\omega_2 - \omega_1$ и сигналы первых гармоник, аналогичные исходным ЗС. Последние не могут быть информативными в силу незначительного отличия от помеховых сигналов как от окружающих объектов подстилающих сред, так и отраженные от самого объекта. Тогда информационные сигналы, близкие к исходным, будут иметь следующий вид:

$$\begin{aligned} e'_{s1}(t) &= 0.75\gamma A_0^3 \cos(\omega_1 t + \Omega t + \frac{\Delta\omega}{T} t^2 + \frac{2\Delta\omega}{T} \tau_r t) \\ e'_{s2}(t) &= 0.75\gamma A_0^3 \cos(\omega_2 t - \Omega t + \frac{\Delta\omega}{T} t^2 + \frac{2\Delta\omega}{T} \tau_r t) \end{aligned} \quad (9).$$

Кроме преобразованных сигналов на приемную антенну НРЛС поступают сигналы помехи вида:

$$\begin{aligned} e_{s10}(t) &= \alpha_0 A_0 \cos(\omega_1 t + \frac{\Delta\omega}{T} t^2 + \frac{2\Delta\omega}{T} \tau_r t) \\ e_{s20}(t) &= \alpha_0 A_0 \cos(\omega_2 t + \frac{\Delta\omega}{T} t^2 + \frac{2\Delta\omega}{T} \tau_r t) \end{aligned} \quad (10),$$

где α_0 — коэффициент ослабления ЗС от отражающих сред и объектов. Задача выделения информативного сигнала о наличии НО сводится к обработке входных сигналов (9,10) путем их нелинейного преобразования с опорным сигналом — гетеродином на смесителе приемного устройства и анализа выходного спектра смесителя. Сигнал гетеродина должен синхронно изменяться с входными сигналами, для чего в качестве гетеродина используем один из ЗС. Спектр выходного сигнала смесителя по второй гармонике находится по:

$$e_{см}(t) = [e_{смер.}(t) + e_{s10}(t) + e_{s20}(t) + e'_{s1}(t) + e'_{s2}(t)]^2 \quad (11).$$

Примем в качестве гетеродина сигнал $e_{s2}(t)$ из (1). Тогда для разностных составляющих информативный выходной сигнал смесителя из (11) будет иметь вид:

$$e_{\text{инф.}}(t) = D_0 \cos(2\Omega - \frac{2\Delta\omega}{T} \tau_r t) \quad (12)$$

и относится к преобразованию $e_{\text{зетер.}}(t)e_{s1}'(t)$, где D_0 — амплитуда выходного сигнала смесителя.

Важным моментом анализа является выбор значения частоты расстройки $\Omega = \omega_1 - \omega_2$. Время нахождения сигнала в полосе пропускания УВФ $\Delta\omega_{\text{УВФ}}$ определяется скоростью перестройки в полосе $\Delta\omega_{\text{УВФ}}$. Тогда длительность отклика переизлученного сигнала определяется так:

$$\tau_{\text{отк.}} = \frac{T}{\Delta\omega} (\Delta\omega_{\text{УВФ}} - 2\Omega) \quad (13)$$

Из (9) следует, что сигнал отклика НО $e_{s1}'(t)$ по мгновенному значению частоты смещен на $+\Omega$ относительно частоты зондирующего сигнала $e_{s1}(t)$ и на $+2\Omega$ относительно частоты ЗС $e_{s2}(t)$. В то же время сигнал отклика НО $e_{s2}'(t)$ по мгновенному значению частоты смещен в противоположную сторону на $(-\Omega)$ относительно частоты ЗС $e_{s2}(t)$, и на величину (-2Ω) относительно частоты ЗС $e_{s1}(t)$.

В результате этого за время $\tau_{\text{отк.}}$ всегда присутствует спектральная составляющая с частотой 2Ω .

Соотношение (13) позволяет сформулировать требования к зондирующим сигналам как с учетом частотных свойств НО, так и возможностей обработки регистрируемого сигнала. Выделение спектральной составляющей частотой 2Ω позволяет измерить время $\tau_{\text{отк.}}$, что ведет к определению из (13) полосы пропускания УВФ. Определение абсолютного значения полосы УВФ возможно путем измерения мгновенного значения частоты ЗС $e_{s2}(t)$ по появлению сигнала отклика (12) и измерения частоты ЗС $e_{s1}(t)$ по окончанию импульса отклика от НО.

Пусть на НО с УВФ воздействует более сложные сигналы ЗС вида:

$$e_{s1}(t) = A_0(1 + \cos\Omega_1 t) \cos(\omega_0 t + \frac{\Delta\omega}{T} t^2) \quad (14)$$

$$e_{s2}(t) = A_0(1 + \cos\Omega_2 t) \cos(\omega_0 t + \frac{\Delta\omega}{T} t^2)$$

Для упрощения анализа представим (14) для мгновенного значения ω_0 как сигналы с амплитудной модуляцией. Тогда для преобразования третьего порядка спектр сигнала отклика НО представим так:

$$\begin{aligned} e_s'(t) = & \gamma A_0^3 \{ 0.75 \cos(\omega_0 \pm 2\Omega_1) t + 0.75 \cos(\omega_0 \pm 2\Omega_2) t + \\ & 0.3 \cos[\omega_0 \pm (2\Omega_1 - \Omega_2)] t + 0.3 \cos[\omega_0 \pm (2\Omega_2 - \Omega_1)] t + \\ & 0.2 \cos[\omega_0 \pm (2\Omega_1 + \Omega_2)] t + 0.2 \cos[\omega_0 \pm (2\Omega_2 + \Omega_1)] t + \\ & 0.1 \cos(\omega_0 \pm 3\Omega_1) t + 0.1 \cos(\omega_0 \pm 3\Omega_2) t + \\ & 1.5 \cos[\omega_0 \pm (\Omega_1 + \Omega_2)] t + 1.5 \cos[\omega_0 \pm (\Omega_1 - \Omega_2)] t \end{aligned} \quad (15)$$

Особенностью данного спектра является наличие спектральных составляющих вида $\omega_0 \pm (k\Omega_1 \pm m\Omega_2)$. Пусть $\Omega_1 = \Omega_2$. Для этого условия спектр (15) будет аналогичен преобразованию третьего порядка одночастотного ЗС по (14) и содержит частотные составляющие $\omega_0 \pm n\Omega$, которые присутствуют в спектре исходных ЗС

и являются помеховыми. Аналогичная ситуация будет и при условии $\Omega_1 = 2\Omega_2$. Поставим условие $\Omega_1 < \Omega_2 < 2\Omega_1$, из которого выберем $\Omega_2 = 1.5\Omega_1$. Тогда (15) для интермодуляционных составляющих примет следующий вид:

$$\begin{aligned} e_s'(t) = & \gamma A_0^3 \{ 1.8 \cos(\omega_0 \pm 0.5\Omega_1) t + 1.05 \cos(\omega_0 \pm 2\Omega_1) t + \\ & 1.5 \cos(\omega_0 \pm 2.5\Omega_1) t + 0.76 \cos(\omega_0 \pm 3\Omega_1) t + \\ & 0.2 \cos(\omega_0 \pm 3.5\Omega_1) t + 0.2 \cos(\omega_0 \pm 4\Omega_1) t + 0.1 \cos(\omega_0 \pm 4.5\Omega_1) t \end{aligned} \quad (16)$$

Из (16) следует, что наличие НО с УВФ будет зафиксировано при значении частоты амплитудной модуляции Ω_1 , не кратное целому числу. Максимальная по амплитуде спектральная составляющая соответствует частоте $\omega_0 \pm 0.5\Omega_1$. Переходя к ЛЧМ-сигналу, информативная частотная составляющая определяется так:

$$e_s'(t) = 1.8\gamma A_0^3 \cos[(\omega_0 \pm 0.5\Omega_1) t + \frac{\Delta\omega}{T} t^2 + \frac{\Delta\omega}{T} \tau_r t] \quad (17)$$

Применяя синхронное гетеродинирование с сигналом гетеродина $A_{\text{зетер.}} \cos(\omega_0 t + \frac{\Delta\omega}{T} t^2)$, и учитывая время прохождения сигнала от НО до НРЛС, выходной информативный сигнал смесителя от (17) будет иметь следующий вид:

$$e_{\text{см.}}(t) = D_0 \cos[(0.5\Omega_1 t \pm \frac{2\Delta\omega}{T} \tau_r t) \quad (18)$$

Тогда длительность отклика на выходе смесителя находится как:

$$\tau_{\text{отк.}} = \frac{T}{\Delta\omega} (\Delta\omega_{\text{УВФ}} - \Omega_1) \quad (19)$$

Достоинство данного вида сигнала — отсутствие взаимной нестабильности по несущей частоте ЗС, возможность выбора значения частоты АМ при их высокой стабильности. Определение частотных параметров УВФ аналогично рассмотренному выше.

Таким образом, применение многочастотных широкополосных сигналов позволяет как увеличить дальность и вероятность обнаружения НО с широкополосной АЧХ, так и производить обнаружение специфических нелинейных объектов с узкополосными входными фильтрами.

ЛИТЕРАТУРА

- Вернигоров Н. С. А. С. SU № 1832237.
 Вернигоров Н. С., Борисов А. Р., Харин В. Б. К вопросу о применении многочастотного сигнала в нелинейной радиолокации. // РЭ. — 1998. — Т.43. — № 1. — С. 63.
 Вернигоров Н. С. Исследование многочастотного зондирования в нелинейной радиолокации для увеличения дальности обнаружения нелинейного объекта и определения его координат. // Информост. — 2006. — № 2. Электронный вариант www.informost.ru.
 Вернигоров Н. С. Наблюдение объектов на поверхности подстилающих сред в условиях нелинейной радиолокации. // Информост. — 2005. — № 5. С.45. Электронный вариант www.informost.ru.
 Вернигоров Н. С. Процесс нелинейного преобразования и рассеяния электромагнитного поля электрически нелинейными объектами. // РЭ. — 1997. — Т. 42. — № 10. — С. 1181.