

УДК 573.868.7

Н.Ю. Бабанов, В.П. Самарин, С.В. Ларцов

ПРИМЕНЕНИЕ ЛЧМ РАДИОИМПУЛЬСОВ ДЛЯ ПОИСКА ПАРАМЕТРИЧЕСКИХ РАССЕЙВАТЕЛЕЙ

Нижегородский государственный технический университет им. Р.Е. Алексеева

Рассматривается возможность использования ЛЧМ сигнала в системах поиска параметрических рассеивателей. Представлены результаты машинного эксперимента.

Ключевые слова: параметрический рассеиватель, ЛЧМ радиоимпульс, субгармоника.

Существует целый ряд прикладных задач, связанных с необходимостью обнаружения различных предметов, грузов, терпящих бедствие людей в природных условиях и на больших расстояниях. Если отсутствует возможность использования гальванических элементов для питания активных радиомаяков, то, учитывая необходимость селекции переотражений электромагнитных волн от границы раздела сред и складок местности, решение задачи приходится искать на основе применения маркеров - нелинейных пассивных радиоответчиков [1]. Такими задачами являются: маркировка военной техники, поиск раненых на поле боя и жертв снежных лавин, облегчение поиска грузов, сброшенных с самолета, поиск терпящих бедствие на воде, разметка путей следования, в частности, фарватеров или проходов в минных полях, и т.д.

Для решения таких задач перспективным маркером могут оказаться параметрические рассеиватели (ПР). ПР отличаются тем, что при их облучении радиоимпульсом сигнала накачки (СН) они формируют радиоимпульс ответного сигнала (ОС) на частоте половинной субгармоники СН, что позволяет хорошо селектироваться от помех, вызванных переотражениями запросного сигнала. Для формирования когерентной последовательности радиоимпульсов ОС необходимо в области переднего фронта радиоимпульса СН излучать радиоимпульс синхронизирующего сигнала (СС) на частоте ОС. Как показано в [1], радиоимпульс СС должен иметь форму двух одинаковых, противофазных, коротких, следующих друг за другом радиоимпульсов.

ПР представляют сегодня простейшую антенну, нагруженную на параметрический электрический контур, образованный проволочной индуктивностью и нелинейной емкостью, в качестве которой используется полупроводниковый диод. Экспериментальные исследования [2] показали, что ПР могут генерировать ОС в полосе ~30%. Там же предложена конструкция ПР с расширенной до ~40% рабочей полосой частот за счет увеличения до двух числа нелинейных электрических контуров (рис. 1).

Одним из методов повышения чувствительности поисковых радарных установок при обработке одиночных радиоимпульсов является применение сигналов с линейной частотной модуляцией (ЛЧМ). Так как существуют широкополосные ПР, представляется интересным рассмотреть: можно ли использовать технологию зондирования ЛЧМ радиоимпульсами при поиске ПР.

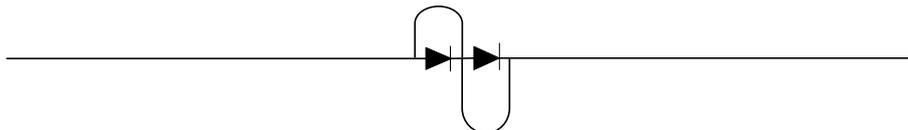


Рис. 1. Широкополосный дипольный параметрический рассеиватель

Использование ОС в виде последовательностей ЛЧМ радиоимпульсов в задаче обнаружения ПР соответствует задаче анализа результата воздействия на фильтр, согласованный

с ЛЧМ радиоимпульсом ОС, смеси ЛЧМ радиоимпульса ОС и парного радиоимпульса СС. В идеальном случае парный радиоимпульс СС, выполнив задачу синхронизации радиоимпульса ОС в ПР, должен «уничтожиться» на выходе фильтра, согласованного с ЛЧМ радиоимпульсом ОС. Для этого импульсы СС и ОС должны быть ЛЧМ сигналами с взаимно обратными законами модуляции, так как из общих физических соображений такие радиоимпульсы СС должны «растягиваться» в согласованном фильтре (СФ) с радиоимпульсом ОС.

Для определения отклика СС на выходе фильтра СФ необходимо найти взаимно корреляционную функцию (ВКФ) СС и копии ОС. Будем полагать, что СС и ОС представляются ЛЧМ сигналами с взаимно обратными законами модуляции, т.е. СС задается как

$$u_{cc}(t) = u_1(t) = A_1 \cos\left(\omega_0 t - \beta \frac{t^2}{2}\right); |t| \leq \frac{t_u}{2}, \quad (1)$$

где t_u - длительность СС.

В то время как ОС

$$u_{oc}(t) = u_2(t) = A_2 \cos\left(\omega_0 t + \beta \frac{t^2}{2}\right); |t| \leq \frac{T}{2}, \quad (2)$$

где T - длительность ОС.

По определению ВКФ вычисляется следующим выражением:

$$\psi_{12}(\tau) = \int_{-\infty}^{+\infty} u_1(t)u_2(t-\tau) dt = \int_{-\infty}^{+\infty} u_1(t+\tau)u_2(t) dt. \quad (3)$$

Вычисление (3) упрощается, если сигналы представить в комплексной форме

$$\left. \begin{aligned} u_1(t) &= \frac{1}{2}A_1 e^{i\left(\omega_0 t - \beta \frac{t^2}{2}\right)} + \frac{1}{2}A_1 e^{-i\left(\omega_0 t - \beta \frac{t^2}{2}\right)} = \frac{1}{2}[z_1(t) + z_1^*(t)] \\ u_2(t) &= \frac{1}{2}A_2 e^{i\left(\omega_0 t + \beta \frac{t^2}{2}\right)} + \frac{1}{2}A_2 e^{-i\left(\omega_0 t + \beta \frac{t^2}{2}\right)} = \frac{1}{2}[z_2(t) + z_2^*(t)] \end{aligned} \right\}, \quad (4)$$

где $z(t)$ - аналитический сигнал, соответствующий физическому сигналу $u(t)$, а $z^*(t)$ - функция комплексно-сопряженная $z(t)$.

Подставляя (3) в (4) и пренебрегая слагаемыми, содержащими быстро осциллирующие множители с частотой $2\omega_0$, получим:

$$\psi_{12}(\tau) = \frac{A_1 A_2}{4} \left\{ \int_{-\infty}^{+\infty} e^{i\left[\omega_0 \tau - \beta\left(\frac{t^2}{2} - \frac{(t-\tau)^2}{2}\right)\right]} dt + \int_{-\infty}^{+\infty} e^{-i\left[\omega_0 \tau - \beta\left(\frac{t^2}{2} - \frac{(t-\tau)^2}{2}\right)\right]} dt \right\}. \quad (5)$$

Подынтегральные функции в этих интегралах являются комплексно-сопряженными и при суммировании мнимые части взаимно уничтожаются, поэтому

$$\psi_{12}(\tau) = \frac{A_1 A_2}{2} \operatorname{Re} \int_{-\infty}^{+\infty} e^{i\left[\omega_0 \tau - \beta\left(\frac{t^2}{2} - \frac{(t-\tau)^2}{2}\right)\right]} dt. \quad (6)$$

Проведя несложные преобразования, окончательно приходим к выражению для ВКФ СС и ОС:

$$\psi_{12}(\tau) = \frac{A_1 A_2}{2} \frac{T}{\sqrt{2B}} e^{i\left[\omega_0 \tau - \frac{3}{4}\beta \tau^2\right]} \{ [C(x_2) - C(x_1)] - i[S(x_2) - S(x_1)] \}. \quad (7)$$

Как следует из (7) ВКФ представляет собой ЛЧМ колебание, закон изменения частоты которого совпадает с законом СС. Огибающая ВКФ представляется выражением

$$\psi_{12}(\tau) = \frac{A_1 A_2}{2} \frac{T}{\sqrt{2B}} \sqrt{[C(x_2) - C(x_1)]^2 + [S(x_2) - S(x_1)]^2}, \quad (8)$$

где $x_{1,2}$ при $\tau \geq 0$

– для интервала $\tau \leq \frac{T-t_u}{2}$: $x_1 = \frac{\sqrt{2B}}{2} \left(\frac{3\tau}{T} - \frac{t_u}{T}\right)$; $x_2 = \frac{\sqrt{2B}}{2} \left(\frac{3\tau}{T} + \frac{t_u}{T}\right)$;

– для интервала $\left(\frac{T-t_H}{2}\right) \leq \tau \leq \left(\frac{T+t_H}{2}\right): x_1 = \frac{\sqrt{2B}}{2} \left(\frac{3\tau}{T} - \frac{t_H}{T}\right); x_2 = \frac{\sqrt{2B}}{2} \left(\frac{\tau}{T} + 1\right)$.

Анализ полученных выражений показывает, что форма огибающей ВКФ в основном определяется отношением $\frac{t_H}{T}$. Множитель $\sqrt{2B}$ задает масштаб величин $x_{1,2}$ и в основном влияет на амплитуду огибающей ВКФ, которая практически не зависит от $\frac{t_H}{T}$. На рис. 2 представлены данные машинного эксперимента, полученные на виртуальной модели приемного устройства, реализованной средствами LabVIEW для разных соотношений длительностей ОС и СС.

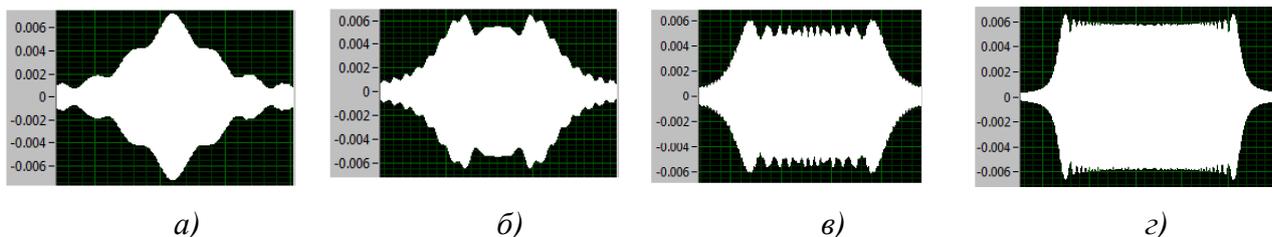


Рис. 2. Данные машинного эксперимента:
 $a - t_H/T = 0,02$; $b - t_H/T = 0,04$; $c - t_H/T = 0,08$; $d - t_H/T = 0,2$

Экспериментальные данные соответствуют следующим параметрам ОС и СС: полная девиация $2\Delta f_d = 50$ МГц; центральная частота $f_0 = 275$ МГц; длительность ответного сигнала $T = 20$ мкс.

Из проведенного анализа и рис. 2 следует, что длительность каждого из парных СС для их эффективного подавления в фильтре, согласованном с ОС, должна быть $\leq (2 \div 4)\%$ от длительности ОС.

Библиографический список

1. **Бабанов, Н.Ю.** О когерентном накоплении при приеме сигналов от параметрических рассеивателей // Вестник Нижегородского университета им. Н.И. Лобачевского. 2011. №6. С. 82–92.
2. **Бабанов, Н.Ю.** Экспериментальное исследование амплитудно-частотных свойств субгармонических рассеивателей / Н.Ю. Бабанов, А.С. Корсаков, С.В. Ларцов // Проектирование и технология электронных средств: тр. Владимирского госуниверситета. 2008. №3. С. 22–26

Дата поступления
 в редакцию 10.10.2014

N.Iu. Babanov, V.P. Samarin, S.V. Lartsov

APPLICATION LFM-RADIOIMPULSES FOR SEARCH PARAMETRIC SCATTERERS

Nizhny Novgorod state technical university n.a. R.E. Alexeev

A possibility of using an LFM signal in parametric scatterers search systems is studied. Results of a machine experiment are demonstrated.

Key words: parametric scatterers, LFM radiopulses, subharmonics.