

УДК 573.868

**О КОГЕРЕНТНОМ НАКОПЛЕНИИ ОТВЕТНЫХ СИГНАЛОВ  
ОТ ПАРАМЕТРИЧЕСКИХ РАССЕЙВАТЕЛЕЙ**

© 2011 г.

*Н.Ю. Бабанов*

Нижегородский государственный инженерно-экономический институт

nick.babanov@mail.ru

*Поступила в редакцию 22.06.2011*

Исследуется возможность применения параметрических рассеивателей для задач обнаружения маркированных объектов на больших расстояниях. Для этого необходимо учесть амплитудные и фазовые свойства параметрических рассеивателей и повысить чувствительность приемного устройства при помощи когерентного накопления. Рассмотрены методы компенсации последовательности синхронизирующего сигнала при когерентном накоплении ответных сигналов.

*Ключевые слова:* маркеры – нелинейные ответчики, параметрический рассеиватель, субгармоника, когерентное накопление, компенсация, синхронизация.

**Постановка задачи**

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: предотвращение столкновений автомобилей [2], поиск жертв снежных лавин [3], раненых на поле боя [4], грузов, сброшенных с самолета при ликвидации аварий [5], терпящих бедствие на воде [6], разметка путей следования, в частности фарватеров [7], и т.д.

Сегодня известны три типа пассивных нелинейных радиоответчиков: 1) специально синтезированные нелинейные рассеиватели; 2) транспондеры и 3) параметрические рассеиватели.

У специально синтезированных нелинейных рассеивателей [1 – 3, 5, 6] ответный сигнал (ОС) появляется в результате нелинейного искажения зондирующего сигнала (ЗС) на нелинейном элементе. Наиболее эффективным для данных систем является использование в качестве нелинейного элемента удвоителя в виде диодного моста [5], соответственно ОС переизлучается на частоте 2-й гармоники ЗС. У транспондеров (RFID-систем) [8] энергия ЗС преобразуется в энергию источника питания при помощи детектора – выпрямителя. Далее при помощи полупроводникового генератора энергия ЗС преоб-

разуется в энергию ОС. Соответственно, частоты ЗС и ОС не связаны функциональными соотношениями.

ОС от параметрических рассеивателей (ПР) появляется в результате генерации субгармоники в параметрическом генераторе, для которого ЗС является сигналом накачки (СН). Генерация ОС происходит на частоте субгармоники СН, если ПР одноконтурный [4, 7, 9]. Если ПР двухконтурный, то в каждом из параметрических контуров генерируется колебание на собственной частоте, причем разность или сумма частот данных колебаний должна быть равна частоте ЗС.

Нелинейные рассеиватели существенно уступают остальным пассивным нелинейным ответчикам в коэффициенте преобразования (доли процента по сравнению с процентами и даже десятками процентов), и поэтому они сегодня не представляют практического интереса для задач обнаружения на больших расстояниях [1].

Известные к настоящему времени параметрические рассеиватели очень просты, это антенна, нагруженная на параметрический контур, роль нелинейной емкости в котором выполняет полупроводниковый диод [4, 9]. Параметрическая генерация в ПР возникает уже при уровнях СН меньше напряжения отсечки полупроводникового диода.

Конструкция транспондеров гораздо более сложная. Кроме антенны транспондер содержит электронную часть, состоящую из электронной памяти, управляющего контроллера, транзисторного СВЧ-генератора и детектора, заряжающего емкость, выступающую в роли источника питания.

Для возбуждения СВЧ-генератора потребуется наличие постоянного напряжения на емко-

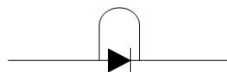


Рис. 1. Конструкция параметрического рассеивателя

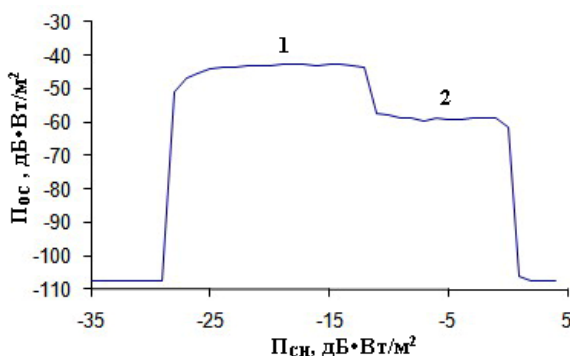


Рис. 2. Зависимость плотности потока мощности волны ответного сигнала на расстоянии 1 м от субгармонического рассеивателя от плотности потока мощности волны сигнала накачки, падающего на субгармонический рассеиватель,  $f_{сн}=600$  МГц. Индекс 1 – область генерации гармонического ОС на частоте  $f_{ос}=300$  МГц; индекс 2 – область генерации ответного сигнала в виде шумового колебания,  $\Delta f_{шч}=1$  МГц

сти, примерно в два раза большего, чем напряжение отсечки  $p$ - $n$ -перехода его транзистора. В свою очередь, напряжение на емкости появляется, если напряжение ЗС на выходе антенны превышает уровень напряжения отсечки  $p$ - $n$ -переходов диодов детектора. Соответственно для генерации транспондером ОС потребуется уровень ЗС на выходе антенны транспондера по крайней мере в три раза больше напряжения отсечки  $p$ - $n$ -переходов диодов детектора (будем считать напряжения отсечки диода и транзистора примерно одинаковыми).

Поэтому дальность, при которой в ПР начинает генерироваться ОС, существенно больше, чем дальность, при которой возбуждятся СВЧ-генератор транспондера, что делает ПР более привлекательными для решения задачи маркировки объектов на больших расстояниях.

Настоящая статья посвящена анализу возможности использования параметрических рассеивателей в качестве маркеров, которые должны быть обнаружены на значительных расстояниях (по крайней мере несколько сот метров).

ПР обладают целым набором перспективных качеств для использования в качестве пассивных нелинейных маркеров. Они не требуют обслуживания, не содержат элементов питания, дешевы. В простейшей реализации ПР, представленной в [4, 9], это проволочный диполь, присоединенный к проволочной индуктивности и диоду, образующим параметрический контур (см. рис. 1). В то же время они достаточно эффективны (КПД может достигать десятков процентов) [9] и не подвержены нелинейным помехам, вызванным искажениями излучаемого сигнала в передатчике [1].

Конструкция ПР, предложенная в [4] и исследованная в [9], плохо пригодна для использования в реальных условиях, так как содержит открытый резонатор в параметрическом контуре, сильно подверженный внешним влияниям. В [10] предложена конструкция ПР с параметрическим контуром, содержащим закрытый или полуоткрытый резонатор. Такая конструкция параметрического генератора в сочетании с полосковой (рефлекторной) или щелевой антенной позволяет избежать сильного влияния окружающих ПР предметов. ПР данного типа в виде рамки, нагруженной на параметрический генератор из полупроводникового диода и параллельно подключенного коаксиального резонатора, изучался в [11]. Исследования показали, что свойства такого ПР аналогичны свойствам ПР с открытым резонатором при некотором уменьшении уровня ОС, что связывается с уменьшением добротности параметрического контура.

Другой проблемой при обнаружении ПР является то, что, как показали экспериментальные исследования [9, 11], ПР рассеивает ОС в ограниченном диапазоне значений интенсивности волны СН, который составляет примерно 20 дБ, что характерно для всех параметрических генераторов. На рис. 2 представлена взятая из [11] зависимость уровня интенсивности волны ответного сигнала  $P_{ос}$ , измеренной на расстоянии 1 м от ПР, от уровня интенсивности волны СН  $P_{сн}$ , облучающей ПР. Видно, что ОС переизлучается ПР при изменении уровня СН в диапазоне примерно 17 дБ. Это соответствует тому, что в условиях приземного распространения, когда уровень интенсивности волны излученного сигнала зависит от расстояния как  $R^4$ , ОС будет

наблюдаться при изменении расстояния до ПР всего в 2.66 раза (4.25 дБ).

Кроме амплитудных свойств ПР существенными также являются их фазовые свойства.

В [13] обнаружено, что для совокупности ПР наблюдается «трепещущая» диаграмма обратного рассеяния на частоте субгармоники СН. Это происходит потому, что при возбуждении параметрического генератора для одного значения фазы сигнала накачки  $\varphi_{\text{СН}}$  равновероятны два значения фазы ответного сигнала  $\varphi_{\text{ОС}}$  [12]:

$$\varphi_{\text{ОС}} = 0.5\varphi_{\text{СН}} \quad (1)$$

$$\text{или } \varphi_{\text{ОС}} = \pi + 0.5\varphi_{\text{СН}} \quad (2)$$

Этот эффект будет существенным при использовании СН в виде радиоимпульсов. В этом случае даже при когерентном характере последовательности радиоимпульсов СН будет наблюдаться ОС в виде последовательности радиоимпульсов со случайной фазой, распределенной по бинарному закону. Это обстоятельство может существенно затруднить реализацию когерентного накопления в приемнике системы поиска.

Таким образом, для решения задач дальнего обнаружения ПР необходимо учесть их амплитудные и фазовые свойства.

#### **Учет амплитудных и фазовых свойств параметрических рассеивателей при формировании ответного сигнала**

Для учета амплитудных свойств ПР в [14] предложено вести зондирование последовательностью радиоимпульсов СН, в которой интенсивность радиоимпульсов меняется от импульса к импульсу по некоторому монотонному закону, чтобы интенсивность нескольких или хотя бы одного из радиоимпульсов СН попала в диапазон значений, при которых происходит возбуждение параметрического генератора ПР. Такой подход, хотя и решает проблему, предполагает наличие приемника, настроенного на оптимальный прием последовательности ОС, содержащей от 1 до  $N$  импульсов, что не позволяет создавать поисковые системы, использующие при зондировании СН, содержащие большое число радиоимпульсов  $N$ .

Для осуществления когерентного накопления в [14] предложено создать условия, позволяющие формировать в ПР радиоимпульсы ОС с определенной фазой. Для этого предложено при зондировании одновременно с когерентными радиоимпульсами СН излучать синхронизирующие радиоимпульсы на частоте субгармоники СН, которые «будут навязывать» фазу радиоимпульсам ОС. Процесс синхронизации [12] заключается в том, что если на вход параметри-

ческого генератора одновременно с радиоимпульсом СН, имеющим частоту  $f_{\text{СН}}$  и фазу  $\varphi_{\text{СН}}$ , подать радиоимпульс синхронизирующего сигнала (СС) с частотой  $f_{\text{СС}} = 0.5f_{\text{СН}}$  и фазой  $\varphi_{\text{СС}}$ , то при возбуждении параметрического генератора сформируется радиоимпульс ОС с частотой  $f_{\text{ОС}} = 0.5f_{\text{СН}}$  и фазой  $\varphi_{\text{ОС}}$ , определяемой тем из выражений (1) или (2), для которого значение  $|\varphi_{\text{СС}} - \varphi_{\text{ОС}}|$  меньше. При этом из-за особенностей механизма синхронизации при возбуждении параметрического генератора [12] длительность и амплитуда импульсов синхронизирующего сигнала  $\tau_1$  могут быть существенно меньше длительности и амплитуды импульсов сигнала накачки  $\tau$ .

Однако такой синхронизирующий импульс на частоте субгармоники будет когерентной помехой полезному ОС. На рис. 3 представлены условные осциллограммы радиоимпульса ОС (рис. 3а) и результатов прохождения ОС через согласованный с ним оптимальный фильтр (рис. 3б). На рис. 3в представлен короткий синхронизирующий радиоимпульс с малой длительностью  $\tau_1$ , а на рис. 3г – результат прохождения через этот же фильтр этого синхронизирующего радиоимпульса. На рис. 3г хорошо видно, что данный синхроимпульс с малой длительностью  $\tau_1$  является источником помехи с большой длительностью  $\sim \tau$  на выходе оптимального фильтра.

Для компенсации помехового влияния синхроимпульса в [14] предлагается сразу за синхронизирующим радиоимпульсом излучать компенсирующий радиоимпульс с теми же амплитудой и длительностью  $\tau_1$ , но с противоположной фазой высокочастотного заполнения (рис. 3д). В приемном устройстве, содержащем в своем составе оптимальный фильтр, настроенный на радиоимпульс ОС, длительность которого  $\tau \gg 2\tau_1$ , синхронизирующий и компенсирующий импульсы частично взаимокompенсируются, и на его выходе появятся два коротких треугольных радиоимпульса с длительностью  $2\tau_1$  (рис. 3е).

Из рис. 3 хорошо видно, что предложенный в [14] механизм компенсации явно недостаточен. Это связано с тем, что появляющиеся на выходе оптимального фильтра короткие радиоимпульсы необходимо будет устранять при следетекторной обработке на основе временной селекции, однако следует иметь в виду, что такая, пусть и частичная, взаимокompенсация синхронизирующего и компенсирующего радиоимпульсов возможна при их полной идентичности, что достаточно проблематично из-за того, что они возбуждаются и принимаются при

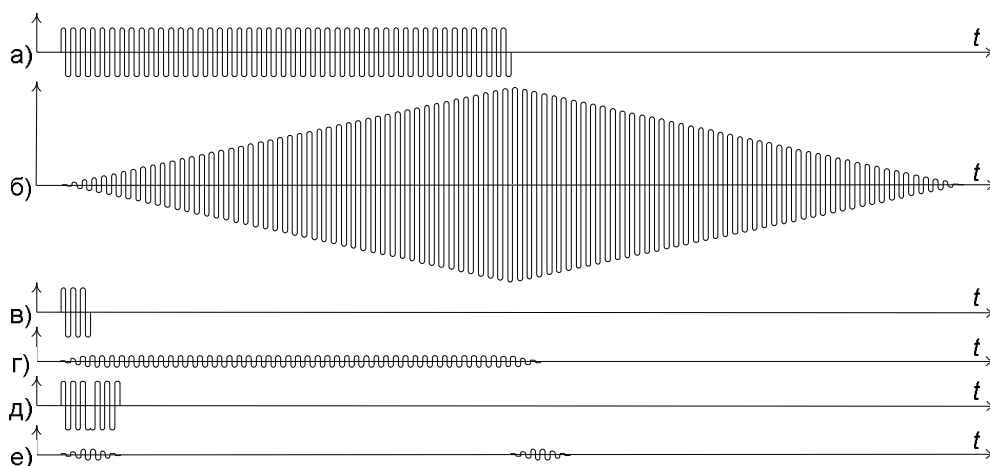


Рис. 3

разных условиях. Хотя интенсивность этой помехи будет незначительной, она будет накапливаться в приемнике так же, как полезный ОС. В результате излучение длительных последовательностей ЗС с большим числом импульсов становится нецелесообразным.

Кроме того, из соотношений (1) и (2) следует, что если

$$\varphi_{\text{ОС}} - \varphi_{\text{СС}} \approx 0.5\pi \text{ или } 0.5\varphi_{\text{СН}} - \varphi_{\text{СС}} \approx 0.5\pi, \quad (3)$$

возникновение в параметрическом генераторе ОС с фазой в соответствии с соотношениями (1) или (2) равновероятно. Другими словами, при выполнении соотношения (3) синхронизации не будет происходить и последовательность радиоимпульсов ОС станет бинарной случайной. Такая ситуация, когда СС и ОС находятся в квадратурах, вполне возможна, так как частоты синхроимпульса и СН различны и различными могут быть длины их путей от излучаемой антенны до ПР. Соответственно в определенных точках пространства может выполняться соотношение (3).

Проведенный анализ позволяет сформулировать основные требования к зондирующему сигналу и методам приема при решении задачи обнаружения ПР на больших расстояниях.

1) Так как возбуждение параметрического генератора происходит при определенном начальном значении напряжения накачки, необходимо использование импульсного СН для обеспечения минимально необходимого уровня интенсивности волны СН при одновременном соблюдении санитарных норм на излучение.

2) Так как диапазон значений уровня интенсивности волны СН, при которых обеспечивается возбуждение ПР, ограничен, при излучении необходимо варьировать СН по уровню.

3) Так как уровень интенсивности волны ОС ограничен некоторым предельным значением,

необходимо применение приемника с наиболее высокой чувствительностью, что возможно на основе применения методов оптимального приема и когерентного накопления.

4) При возбуждении ПР наряду с радиоимпульсами СН необходимо излучать синхроимпульсы, позволяющие создавать условия в ПР для формирования ОС в виде последовательности с детерминированным законом изменения фазы от импульса к импульсу, при этом синхроимпульс должен быть полностью скомпенсирован или селектирован в приемнике поисковой установки.

5) Используемые методы зондирования и приема не должны ограничивать число импульсов в последовательностях радиоимпульсов излучаемого СН и принимаемого ОС.

Рассмотрим возможности построения систем обнаружения ПР на основе одновременного выполнения всех пяти требований.

#### Использование узкополосного сигнала накачки и синхросигнала на частоте субгармоники

Одновременное выполнение требований 1, 2 и 5 приводит к тому, что при зондировании необходимо использовать последовательности радиоимпульсов СН или серии радиоимпульсов СН с одинаковыми интенсивностями, а амплитудные свойства ПР учитывать путем изменения интенсивности радиоимпульсов СН от посылки к посылке или от серии посылок импульсов СН к серии посылок импульсов. Шаг этого изменения определяется рабочим динамическим диапазоном используемого ПР.

Выполнение требований 3, 4 и 5 эквивалентно задаче создания оптимального приемника, принимающего длинную последовательность радиоимпульсов ОС с известным законом коди-

рования. При этом необходимо обеспечить полную компенсацию синхронизирующего импульса. Для ее решения необходимо использовать несколько механизмов. Рассмотрим их.

Прежде всего, предложенный в [14] механизм компенсации может быть несколько улучшен, если противофазные синхронизирующий и компенсирующий радиоимпульсы излучать через некоторый малый промежуток времени  $\tau_2$ . Это, с одной стороны, позволит излучать оба импульса в одинаковых условиях и лучше обеспечить их идентичность, а с другой – сохраняет предложенный механизм компенсации: на выходе оптимального фильтра появляются два коротких трапециевидных радиоимпульса с длительностью  $2\tau_1 + \tau_2$ .

Для выполнения требования 4 необходимо одновременно создать механизмы обеспечения полной компенсации синхроимпульсов и механизм, препятствующий оптимальному накоплению импульсной последовательности синхронизирующих и компенсирующих радиоимпульсов (их некомпенсированных остатков), при этом последовательность радиоимпульсов ОС должна одновременно когерентно накапливаться в этом же приемнике.

Основная идея в решении данных задач связана с тем, что синхронизирующий и компенсирующий радиоимпульсы практически идентичны и роль синхронизирующего может принимать на себя не только первый, но и второй радиоимпульс, при этом первый и второй импульсы данного синхронизирующего сигнала всегда противофазные. Учитывая, что выполняется условие  $2\tau_1 + \tau_2 \ll \tau$ , можно без существенных потерь нарушить требование синхронизма для радиоимпульсов СН на величину не более  $2\tau_1 + \tau_2$ .

Будем считать, что фазы радиочастотного заполнения последовательности из  $n$  радиоимпульсов ОС подчиняются бинарному закону  $G(t)$  и принимают значения «1» и «-1» на временных отрезках равной протяженности, а фазы первых импульсов радиочастотного заполнения последовательности СС подчиняются синхронному к нему аналогичному бинарному закону  $D(t)$ . Приемник настроен на оптимальный когерентный прием радиоимпульсов ОС, фаза радиочастотного заполнения которых изменяется в соответствии с бинарным законом  $G(t)$ . Бинарный закон  $D(t)$  выбирается из всех возможных таким, что результат прохождения соответствующей последовательности через тот же оптимальный приемник будет наилучшим из всех возможных видов синхронных бинарных последовательностей той же длительности.

Возможность выполнять синхронизацию то от первого, то от второго из пары радиоимпульсов СС позволяет формировать на ПР последовательность радиоимпульсов ОС, закодированную по закону  $G(t)$ , синхронизируемую излученной по закону  $D(t)$  последовательностью синхронизирующих и компенсирующих радиоимпульсов, на основе следующего алгоритма. Если текущие символы законов  $G(t)$  и  $D(t)$  совпадают, то синхронизирующим будет первый импульс и радиоимпульс накачки должен быть излучен в момент от начального до конечного фронта этого первого импульса из пары синхронизирующих и компенсирующих радиоимпульсов. Если текущие символы законов  $G(t)$  и  $D(t)$  не совпадают, то синхронизирующим будет второй импульс и излучение радиоимпульса накачки должно быть «привязано» к нему.

То, что синхронизирующим может быть как первый, так и второй радиоимпульс СС, позволяет в данной задаче реализовать еще один метод компенсации.

Он заключается в том, что ЗС излучается сериями из пар последовательностей. При этом, если для первой последовательности ЗС радиоимпульсы ОС закодированы по закону  $G(t)$ , а радиоимпульсы СС – по закону  $D(t)$ , то для второй последовательности радиоимпульсы СС кодируются по закону  $-D(t)$ , при том же законе кодирования  $G(t)$  для последовательности радиоимпульсов ОС.

Такое построение ЗС позволяет при обработке ОС теоретически полностью компенсировать СС путем сложения принятых реализаций ОС первой и второй последовательности из пары, так как в них радиоимпульсы СС противофазны и синхронны. Следует отметить, что в результате сложения первой и второй реализаций последовательности радиоимпульсов ОС сложатся в фазе со сдвигом на величину  $\tau_1 + \tau_2$ , причем исчезает принятая ранее несинхронность ОС.

Описанный режимы работы обнаружителя ПР иллюстрируется условными осциллограммами серий из пар последовательностей, состоящих из трех импульсов, представленных на рис. 4.

Из рис. 4 хорошо видно, что реализации СС (рис. 4в и рис. 4е) синхронны и противофазны, и должны полностью взаимно компенсироваться при сложении. Результирующий ОС тоже синхронный, закодирован по закону  $G(t)$  и имеет вид радиоимпульса с пирамидальной формой, который в аналитическом виде может быть записан как

$$U_{OC}(t) = (G(t) + G(t + \tau_1 + \tau_2)) A(t, \tau) \cos \omega t, \quad (4)$$

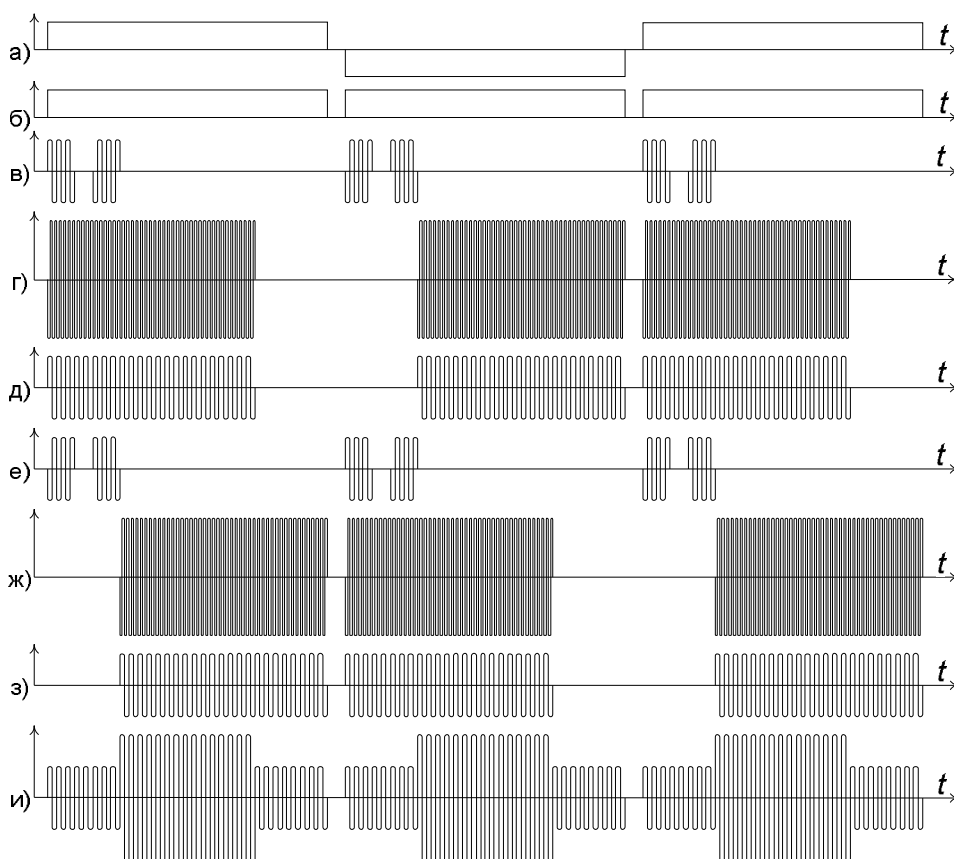


Рис. 4. Закон  $D(t)$  кодирования СС – а; б – закон  $G(t)$  кодирования ОС; в – СС в первой последовательности из пары, закодированный по закону  $D(t)$ ; г – СН первой последовательности из пары (моменты возникновения радиоимпульсов СН соответствуют закону  $G(t)$ ); д – результат генерации ОС в первой последовательности из пары, закодированный по закону  $G(t)$ ; е – СС во второй последовательности из пары, закодированный по закону  $-D(t)$ ; ж – СН второй последовательности из пары (моменты возникновения радиоимпульсов СН соответствуют закону  $G(t)$ ); з – результат генерации ОС во второй последовательности из пары (он закодирован по закону  $G(t)$ ); и – результат сложения ОС первой и второй реализаций парных последовательностей

где  $A(t, \tau)$  – периодическая функция прямоугольных видеоимпульсов с длительностью  $\tau$ . Для такой функции легко синтезируется оптимальный фильтр. В то же время оптимальный фильтр, соответствующий прямоугольному радиоимпульсу длительностью  $\tau + \tau_1 + \tau_2$ , будет близок к оптимальному фильтру, согласованному с сигналом вида (4).

Следует отметить, что ступенчатость результирующих радиоимпульсов можно уменьшить, если ограничить на величину  $\tau_1 + \tau_2$  длительность радиоимпульсов СН во второй серии.

Возвращаясь к выполнению требования 4 о создании условий в ПР для синхронизации ОС, следует предусмотреть меры по устранению ситуации, при которой в ПР будет выполняться соотношение (3).

Для устранения этого негативного эффекта предлагается вести зондирование в виде циклов из парных серий. При этом, если для одной из серий радиоимпульсов ЗС в силу определенного пространственного расположения поисковой

установки и ПР будет выполняться соотношение (3), то для другой из парных серий соотношение (3) гарантированно не выполняется. Это достигается тем, что данные серии излучаются при противофазных значениях сигнала накачки, что просто реализовать конструктивно. Действительно пусть для первой серии цикла  $0.5\varphi_{СН1} - \varphi_{СС} \approx 0.5\pi$ , тогда для второй серии цикла:

$$0.5\varphi_{СН2} - \varphi_{СС} = 0.5(\varphi_{СН1} - \pi) - \varphi_{СС} \approx 0 \neq 0.5\pi. \quad (5)$$

Из (5) следует, что условия для синхронизации ОС от СС выполняются. Таким образом, ОС в виде когерентной последовательности радиоимпульсов всегда будет переизлучаться хотя бы для одной из последовательностей в парном цикле. Проиллюстрируем указанный механизм на примере излучения цикла из парных серий последовательностей ЗС, состоящих из двух радиоимпульсов, представленных на рис. 5.

Таким образом, на основе реализации описанных выше механизмов компенсации и синхронизации возможно осуществление когерентного накопления ОС в приемнике обнаружителя ПР.

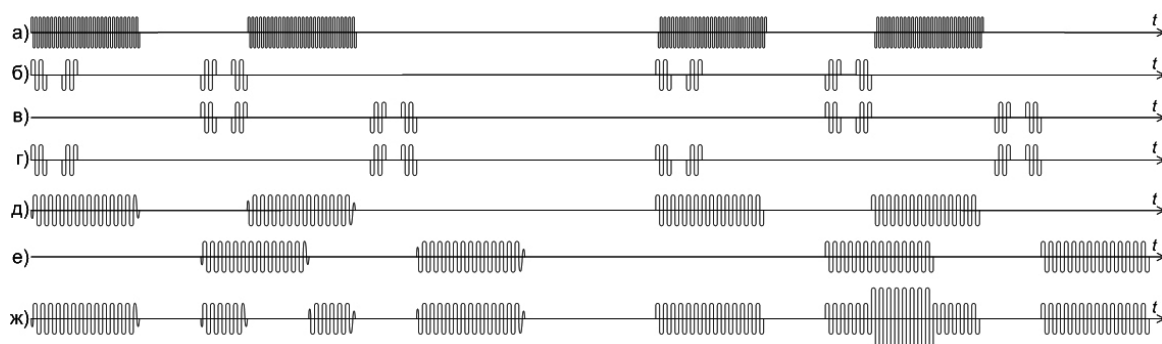


Рис. 5. Парный цикл из двух последовательностей радиоимпульсов СН (фазы радиоимпульсов для 1-й и 2-й последовательностей отличаются на  $\pi$ ) – а; б – последовательности радиоимпульсов СС; в – последовательности радиоимпульсов СС, сдвинутые в приемнике на период следования  $T$ ; г – результат когерентного сложения радиоимпульсов СС в приемнике (накопления не происходит); д – результат преобразования радиоимпульсов СН в ПР (для первой последовательности радиосинхронизация не происходит из-за того, что СС и ОС находятся в квадратурах, для второй последовательности наблюдается синхронизация); е – последовательности радиоимпульсов ОС, сдвинутые в приемнике на период следования  $T$ ; ж – результат когерентного сложения радиоимпульсов ОС в приемнике (для первой последовательности накопления не происходит, для второй наблюдается)

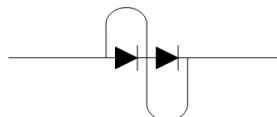


Рис. 6. Конструкция параметрического рассеивателя с расширенной полосой

### Использование в качестве сигналов накачки ЛЧМ-радиоимпульсов

Одним из методов повышения чувствительности поисковых радарных установок является применение линейно-частотно-модулированных (ЛЧМ) радиоимпульсов, которые могут быть существенно сжаты при обработке в приемнике поисковой установки.

Возникает естественный вопрос: может ли данная технология быть применена как одна из возможных для увеличения дальности обнаружения ПР? Есть основания ответить на данный вопрос положительно. Так, в [11] показано, что ПР могут генерировать ОС в полосе  $\sim 30\%$ . Там же предложена конструкция ПР с расширенной до  $\sim 40\%$  рабочей полосой частот, представленная на рис. 6.

Оценки показывают, что в используемом диапазоне ЛЧМ-радиоимпульс может быть сжат примерно в 10 раз. В связи с этим возникает вопрос: насколько могут быть применены описанные выше методы повышения чувствительности одновременно с технологией сжатия импульса?

Наши исследования показали, что это возможно. Основная идея заключается в том, что в качестве ОС на ПР должен быть сформирован ЛЧМ-радиоимпульс длительностью  $\tau$ , который, пройдя в приемнике через соответствующую ему дисперсионную линию задержки, будет сжат, то есть все его частотные участки сложат-

ся в фазе. Если на вход приемника поступят два коротких участка данного ЛЧМ-радиоимпульса с длительностями  $\tau_1$ , то на выходе той же линии задержки они также будут сжаты и сложатся в фазе. Если один из данных коротких ЛЧМ-радиоимпульсов инвертировать, то на выходе дисперсионной линии задержки эти два участка ЛЧМ-радиоимпульса будут складываться в противофазе, то есть компенсировать друг друга. Естественно, полной компенсации не произойдет, а длительность таких коротких ЛЧМ-радиоимпульсов должна несколько отличаться, но сконструированный таким образом сигнал, состоящий из следующих друг за другом двух коротких противофазных ЛЧМ-радиоимпульсов, может выполнять роль СС при формировании ОС в ПР в случае, если СН будет выступать ЛЧМ-радиоимпульс с соответствующим законом изменения частоты.

Работа обнаружителя широкополосных ПР, использующего в ЗС парные пачки из трех радиоимпульсов, может быть проиллюстрирована с помощью условных осциллограмм, представленных на рис. 7.

Отметим, что при сложении первой и второй последовательностей СС в принципе должна произойти их полная компенсация, так как они синхронны, идентичны и противофазны.

Естественно, что описанные выше механизмы учета амплитудных свойств ПР и возможности срыва синхронизации из-за квадратурного соотношения между фазой СС и ОС необходимо использовать и в данном случае.

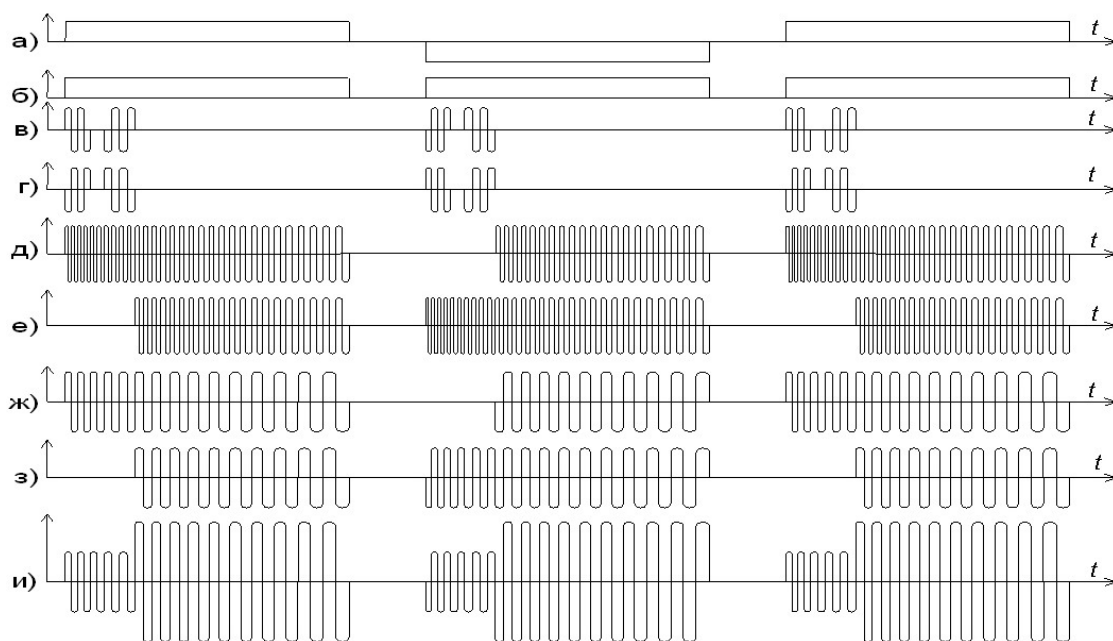


Рис.7. Закон  $D(t)$  кодирования СС – а; б – закон  $G(t)$  кодирования ОС; в – СС для первой последовательности в парной серии, закодированный по закону  $D(t)$ ; г – СС для второй последовательности в парной серии, закодированный по закону  $-D(t)$ ; д и е – СН соответственно для первой и второй серий (моменты возникновения радиоимпульсов СН соответствуют закону  $G(t)$ ); ж и з – результаты генерации ОС соответственно в первой и второй серии из пары (они закодированы по закону  $G(t)$ ); и – результат сложения ОС первой и второй реализаций, где видно, что ОС состоит из серий ступенчатых ЛЧМ-сигналов, начальные фазы которых подчиняются закону  $G(t)$

### Использование синхросигналов на частотах вне полосы приемника

*Синхронизация при использовании двухконтурного параметрического рассеивателя*

Излучение СС на частоте ОС является существенной проблемой развития систем обнаружения ПР на больших расстояниях. Хотя выше было предложено два механизма компенсации данной когерентной помехи, ее полное устранение невозможно, и именно данная помеха будет определять достижимую чувствительность приемника поисковой установки. Рассмотрим возможности формирования синхронизирующих сигналов вне полосы приемника поисковой установки. В [14] предлагается для этой цели использовать предложенный в [4] двухконтурный ПР с собственными частотами параметрических контуров  $f_1$  и  $f_2$ . При облучении двухконтурного ПР ЗС с частотой  $f = f_1 + f_2$  происходит параметрическая генерация и на частоте  $f_1$ , и на частоте  $f_2$ . Как правило, антенна ОС настраивается на одну из частот  $f_1$  или  $f_2$ , соответственно другая частота называется «холодной», уровень излучения на данной частоте мал. Фазы частот  $f_1$  и  $f_2$  могут принимать любое значение от 0 до  $2\pi$ , но связаны соотношением  $\varphi = \varphi_1 + \varphi_2$ , где  $\varphi$  – фаза ЗС,  $\varphi_1, \varphi_2$  – соответственно фазы ОС на частотах  $f_1$  и  $f_2$ .

В [14] предлагается «задавать» фазу на частоте  $f_1$  внешним СС, фаза которого должна изменяться по определенному закону. Фаза ОС на частоте  $f_2$  будет изменяться по тому же закону, что и на частоте  $f_1$ . ОС принимается на частоте  $f_2$ , при этом СС не является когерентной помехой и может быть устранен при помощи частотной селекции.

При использовании данного метода синхронизации ОС могут возникнуть помехи от сторонних нелинейных рассеивателей. Механизм возникновения данных помех заключается в том, что на оказавшихся в зоне облучения ЗС нелинейных рассеивателях, например полупроводниковых нелинейных элементах в радиоэлектронной аппаратуре, одновременно наводятся ЗС с частотой  $f$  и синхронизирующий сигнал с частотой  $f_1$ . В результате взаимодействия данных сигналов на нелинейных элементах помеховых нелинейных рассеивателей в пространство рассеиваются помеховые сигналы с частотами  $f_{\Pi} = nf \pm mf_1$ . В указанном спектре частот всегда присутствует помеховый сигнал на частоте  $f_{\Pi} = f_2 = f - f_1$ , то есть помеха, когерентная приему полезного ОС на частоте  $f_2$ .

Указанную помеху можно компенсировать методами, описанными выше. Для этого необходимо дополнительно к синхронизирующему радиоимпульсу на частоте  $f_1$  через промежуток



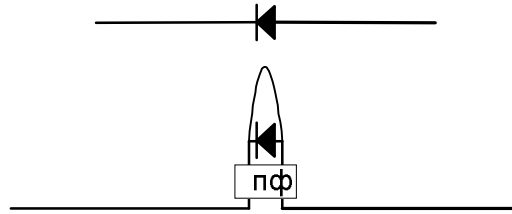


Рис. 8. Конструкция параметрического рассеивателя для нелинейного способа синхронизации

времени большой, чем время переходных процессов генератора синхроимпульсов, излучать компенсирующий импульс тоже на частоте  $f_1$ , но с инвертированной фазой. В результате помеха будет иметь ту же структуру, что и СС, описанный выше, и для ее компенсации могут быть применены предложенные методы формирования ОС. Соответственно синхронизация может производиться как от первого, так и от второго из импульсов пары путем вариации моментов излучения СН.

*Формирование синхронизирующего сигнала путем нелинейного преобразования облучающих сигналов в одноконтурном параметрическом рассеивателе*

Использование двухчастотного ПР позволило применить СС на частоте, отличной от частоты ОС. В то же время уровень полезного ОС от двухконтурного ПР ниже, чем от одноконтурного, так как часть энергии сигнала накачки преобразуется в колебание на «холодной» частоте. Поэтому перспективной представляется возможность использования одноконтурного ПР, но с синхронизацией фазы ОС вне полосы рабочего ОС, то есть субгармоники СН. Такое техническое решение возможно, если СС будет формироваться в самом ПР или в непосредственной близости от него. Такой СС не будет являться помехой, так как ПР находится на достаточном удалении от приемного устройства и СС успеет затухнуть.

Методом формирования такого СС может выступать нелинейное преобразование одного или нескольких сигналов [15], отличных по спектру от ОС. Назовем такие сигналы формирующими сигналами (ФС). Ограничимся условиями, что используемое нелинейное преобразование должно быть второго порядка, как дающее наибольший эффект на диодных системах, и тем, что число дополнительных сигналов, формирующих синхроимпульс на нелинейном элементе ПР, должно быть минимальным. Можно выделить три способа такого «нелинейного» формирования СС.

1. ФС излучается на частоте, в два раза меньшей частоты ОС, то есть в четыре раза меньшей частоты СН. Вторая гармоника ФС является СС:

$$f_{\text{ФС}} = 0.5f_{\text{ОС}} = 0.5f_{\text{ОС}} = 0.25f_{\text{СН}}.$$

2. ФС излучается на двух частотах  $f_{\text{ФС1}}$  и  $f_{\text{ФС2}}$ . СС является одна из их комбинационных частот, как правило суммарная или разностная:

$$f_{\text{ФС1}} \pm f_{\text{ФС2}} = f_{\text{СС}} = f_{\text{ОС}} = 0.5f_{\text{СН}}.$$

По-видимому, наиболее перспективным является использование разностной спектральной составляющей, например частота  $f_1 = 0.75f$ , а  $f_2 = 1.25f$ .

3. ФС излучается на частоте, в полтора раза превышающей частоту СН, а СС формируется как разностная комбинационная частота ФС и СН:

$$f_{\text{ФС}} = 1.5f_{\text{СН}}.$$

$$f_{\text{ФС}} - f_{\text{СН}} = 1.5f_{\text{СН}} - f_{\text{СН}} = 0.5f_{\text{СН}} = f_{\text{СС}} = f_{\text{ОС}}.$$

Указанные нелинейные преобразования могут происходить на нелинейном элементе, входящем в состав параметрического генератора, являющегося нагрузкой ПР. Как правило, это полупроводниковый диод, выступающий в роли варактора. Однако эксперименты показали, что при этом могут происходить и другие нежелательные нелинейные явления, такие как блокирование, срыв параметрической генерации и т.п. Поэтому более перспективным является техническое решение, в соответствии с которым в конструкцию ПР специально введен вспомогательный нелинейный рассеиватель, например полупроводниковый диполь, нагруженный на диод (см. рис. 8). В данной конструкции возможно предусмотреть применение в ПР полосовой антенны или полосового фильтра на частоты СН и ОС, обозначенного на рис. 8 как ПФ.

Следует отметить, что при рассматриваемом «нелинейном» способе синхронизации ОС поисковая система, как и в описанном выше случае применения двухконтурного ПР, может подвергнуться помехам, образующимся на нелинейностях радиоэлектронной аппаратуры сторонних объектов, случайно оказавшихся в зоне облучения. Данные помехи могут оказаться достаточно интенсивными, так как ФС дол-

жен излучаться с уровнем, близким к уровню СН. В результате на помеховых нелинейных рассеивателях будут образовываться помехи, когерентные ОС.

Как и для случая двухконтурного ПР, данную помеху можно скомпенсировать перечисленными выше методами. Для этого формируется СС в виде парных коротких противофазных радиоимпульсов. При этом для первого способа нелинейного формирования СС фаза второго импульса ФС изменяется на  $\pi/2$ , что позволяет инвертировать второй импульс в СС. Для второго способа нелинейного формирования СС инвертируется фаза второго импульса ФС только на одной из частот. Для третьего способа нелинейного формирования СС специфика заключается в том, что второй импульс ФС должен излучаться в противофазе, при этом его длительность равна времени перекрытия первого импульса ФС и импульса СН.

Для «нелинейного» способа формирования СС также необходимо использовать предложенные выше механизмы учета амплитудных свойств ПР и устранения возможности срыва синхронизации из-за квадратурного соотношения между фазой СС и ОС.

### Заключение

Таким образом, проведенный анализ позволяет утверждать, что возможно создание установки поиска и обнаружения параметрических рассеивателей, использующей принципы когерентного накопления ответного сигнала в приемнике и большое число импульсов в последовательностях сигналов накачки и ответных сигналов. Обязательным условием для этого является использование сложных зондирующих сигналов, в состав которых, наряду с радиоимпульсами сигнала накачки, должны входить короткие радиоимпульсы синхронизирующих сигналов или радиоимпульсы сигналов, формирующих синхронизирующие сигналы путем нелинейного преобразования. При этом одновременно должна быть решена задача компенсации в приемнике синхронизирующих сигналов или нелинейных помех.

### Список литературы

1. Горбачев А.А. Особенности зондирования электромагнитными волнами сред с нелинейными включениями // Радиотехника и электроника. 1996. Т. 41. №2. С. 152–157.
2. Shefer J., Klensch R.J., Kaplan G., Johnson H.C. Clutter-free radar for cars // Wireless World. 1974. V. 80. P. 1461–1462.
3. Bouthinon M., Gavan J., Zadworny F. Passive microwave transponder, frequency doubler for detecting the avalanche victims // 10th Eur. Microwave Conf. Warsaw, 1980. P. 65.
4. Литвинов А.М. Радиокomплекс розыска маркеров. Патент RU 2108596 С1.
5. Агрба Д.Ш., Бабанов Н.Ю. и др. Нелинейные рассеиватели как средство маркировки // Радиотехника. 1998. №10. С. 96.
6. Бабанов Н.Ю., Горбачев А.А. и др. Об использовании эффекта нелинейного рассеяния радиоволн при поиске терпящих бедствие на воде // Радиотехника и электроника. 2000. Т. 45, №6. С. 676.
7. Васенков А.А., Заборонкова Т.М. и др. Использование методов нелинейной радиолокации при проектировании судовых навигационных систем // Проектирование и технология электронных средств. 2008. №4. С. 27–32.
8. Стариков О. Радиочастотная идентификация: технологии, системы, компоненты // Электронные компоненты. 2002. № 7. С. 103–105.
9. Горбачев П.А. Нелинейный рассеиватель электромагнитных волн, создающий субгармоники // Радиотехника и электроника. 1999. Т. 44, № 10. С. 1164.
10. Ларцов С.В. Нелинейный пассивный маркер – параметрический рассеиватель. Номер публикации патента: 2336538 С2, 2006.
11. Бабанов Н.Ю., Корсаков А.С., Ларцов С.В. Экспериментальное исследование амплитудно-частотных свойств субгармонических рассеивателей // Проектирование и технология электронных средств. 2009. №3.
12. Каплан А.Е., Кравцов Ю.А., Рылов В.А. Параметрические генераторы и делители частоты. М.: Сов. радио, 1966.
13. Горбачев П.А. Формирование сигналов системой пассивных субгармонических рассеивателей // Радиотехника и электроника. 1995. Т. 40, №11. С. 1606–1610.
14. Ларцов С.В. Зондирующий сигнал для обнаружения параметрических рассеивателей // Радиотехника. 2000. №5. С. 8–12.
15. Бабанов Н.Ю., Корсаков А.С., Ларцов С.В. Способ обнаружения одноконтурных параметрических рассеивателей. Патент RU 2413242 С2. 2011 г.

**ON COHERENT ACCUMULATION OF RESPONSE SIGNALS  
FROM PARAMETRIC SCATTERERS**

*N.Yu. Babanov*

The possibility of using parametric scatterers for long distance marked object detection is studied. For this purpose, amplitude and phase characteristics of parametric scatterers need to be accounted for and the receiver sensitivity is to be increased by coherent accumulation. Techniques to compensate the sync signal sequence in coherent accumulation of response signals are considered.

*Keywords:* markers – nonlinear transponders, parametric scatterer, subharmonic, coherent accumulation, compensation, synchronization.