

УДК 573.868.7

ВОЗМОЖНЫЕ КОНСТРУКЦИИ ОТРАЖАТЕЛЬНЫХ РЕШЕТОК ИЗ НЕЛИНЕЙНЫХ И ПАРАМЕТРИЧЕСКИХ РАССЕЙВАТЕЛЕЙ

© 2010 г.

Н.Ю. Бабанов

Нижегородский государственный инженерно-экономический институт

nick.babanov@mail.ru

Поступила в редакцию 16.09.2010

В целях маркировки объектов рассмотрены возможные пути создания отражательных решеток из нелинейных и параметрических рассеивателей. Проведено описание их амплитудных и пространственных свойств. Описаны два типа отражательных решеток из нелинейных рассеивателей. Показано, что отражательные решетки из параметрических рассеивателей могут формировать стабильную диаграмму обратного нелинейного рассеяния при обеспечении синхронизации отклика их элементов, описаны возможные механизмы синхронизации.

Ключевые слова: маркировка объектов, нелинейный рассеиватель, параметрический рассеиватель, отражательная решетка.

Введение

Некоторые возможные области применения нелинейных рассеивателей (НР) и параметрических рассеивателей (ПР) в качестве пассивных маркеров предполагают их обнаружение на расстоянии при помощи нелинейного радиолокатора [1]. Достоинством таких ответчиков является их различимость на фоне линейных отражателей (подстилающей поверхности, строений и т.п.), пассивность (т.е. отсутствие элементов питания), относительная простота и дешевизна, отсутствие необходимости обслуживания при эксплуатации. В частности, на основе размещения НР на спасательных жилетах предлагается создавать системы поиска людей, оказавшихся за бортом [2, 3], а на основе размещения ПР на мундирах – систему поиска раненых на поле боя [4].

Другими задачами, которые могут быть решены с помощью подобных маркеров, являются разметки запасных или редко используемых посадочных площадок, фарватера, мест временных стоянок экспедиций и т.п.

Для этого необходим переход к относительно дальнему обнаружению маркеров. Поскольку для решения указанных задач нет ограничения на геометрические размеры маркера, возможный путь повышения дальности обнаружения ответчиков – увеличение нелинейной эффективной поверхности рассеяния. Стандартным путем решения подобной задачи является создание отражательных решеток [5], в нашем случае нелинейных отражательных решеток из НР или ПР.

Формирование отражательной решетки из нелинейных рассеивателей

Как правило, специально синтезированные НР, используемые для маркировки объектов, представляют собой пассивную нелинейную антенну, нагрузкой которой выступает нелинейный элемент – удвоитель частоты. Соответственно рассеянный сигнал (РС) переизлучается на частоте второй гармоники зондирующего сигнала (ЗС). В то же время известны конструкции специально синтезированных НР, использующих в качестве рабочего РС сигнал на частоте третьей гармоники ЗС.

Анализ свойств нелинейных отражательных решеток из НР наиболее просто проводить на основе предварительно исследованных свойств простого НР (НР с одиночным нелинейным элементом) [6], феноменологическая модель которого для случая одночастотного зондирующего сигнала представлена на рис. 1.

Анализ феноменологической модели простого нелинейного рассеивателя, выполненный в [6], показал следующее:

- пространственные и поляризационные свойства простого НР на частоте ЗС определяются параметрами его приемной антенны;
- пространственные и поляризационные свойства простого НР на частоте РС определяются параметрами его излучающей антенны;
- амплитудные свойства простого НР определяются параметрами нелинейного элемента и его согласованием с приемной и излучающей антеннами.

Пространственные свойства антенн (принимающей ЗС и излучающей РС) зададим их диаграммами направленности по мощности, которые обозначим: $f_{ЗС}(\theta), f_{РС}(\theta)$, где θ – угол визирования. Амплитудные свойства НР могут быть описаны его амплитудной характеристикой (АХ) в виде [7]:

$$S_{PC} \Big|_{R=1m} = g(S_{ЗС}), \quad (1)$$

где $S_{PC} \Big|_{R=1m}$ – плотность потока мощности РС, приведенная к расстоянию $R = 1$ метр (в дальнейшем будем обозначать S_{PC}), а $S_{ЗС}$ – плотность потока мощности ЗС, падающего на НР. Заметим, что название «амплитудная характеристика» дано исторически, хотя на самом деле в выражении (1) используются величины, пропорциональные энергии (мощности) электромагнитной волны, а не ее амплитуды (напряженности). Как правило, амплитудная характеристика – монотонная функция, которую для ограниченного диапазона значений $S_{ЗС}$ можно аппроксимировать параболой вида

$$S_{PC} = \sigma_n \cdot S_{ЗС}^\alpha,$$

где σ_n, α – константы.

По значению α определяют режим работы НР [7]. Для $\alpha=1$ – линейный режим, $\alpha>1$ – режим слабого взаимодействия, $\alpha<1$ – режим насыщения. Следует отметить, что для слабых уровней ЗС амплитудная характеристика всегда в режиме слабого взаимодействия, при этом $\alpha = n$, где n – номер гармоники РС. Амплитудная характеристика специально синтезированного НР типа «Карточка» [8] представлена на рис. 2 (кривая 1).

На рис. 3 (кривая 1) для того же специально синтезированного НР типа «Карточка» представлена зависимость нелинейной эффективной поверхности рассеяния [9] σ_n от $S_{ЗС}$ ($\sigma_n = (4\pi S_{PC})/S_{ЗС}$), из которой видно, что максимальная σ_n соответствует линейному режиму работы НР.

Если зондирование и прием ведутся с одного направления, то индикатрису (диаграмму обратного рассеяния [5]) можно записать через амплитудную характеристику:

$$S_{PC}(\theta) = f_{РС}(\theta) g(S_{ЗС} f_{ЗС}(\theta)). \quad (2)$$

При этом предполагается, что амплитудная характеристика (1) измерена для наиболее благоприятного положения НР, максимумы диаграмм антенн ЗС и РС совпадают, θ – угол отклонения угла визирования от максимума диаграмм.

Фазовые свойства простого НР различаются для частот четных и нечетных гармоник [10].

Исходя из эквивалентной схемы НР, состоящей из антенны, принимающей ЗС, тракта, соединяющего приемную антенну ЗС и нелинейный элемент, нелинейного элемента, тракта, соединяющего нелинейный элемент и антенну, излучающую РС на частоте гармоники ЗС в пространство, фаза РС на частоте гармоники определяется соотношением:

$$\varphi_{PC} = n (\varphi_{ЗС} + \Delta\varphi_{ЗС} + j_{ЗС}\pi) + i_n\pi + \Delta\varphi_{PC} + j_{PC}\pi + \varphi_n, \quad (3)$$

где n – номер гармоники, $\varphi_{ЗС}$ – начальная фаза ЗС, $\Delta\varphi_{ЗС}$ – набег фазы в фидере ЗС – 2, φ_n – фазовая задержка, связанная с инерционными свойствами нелинейного элемента, $\Delta\varphi_{PC}$ – набег фазы в фидере РС – 4, $i_n, j_{ЗС}, j_{PC}$ – величины, принимающие значение 0 или 1; i_n зависит от вида вольт-амперной характеристики нелинейного элемента и положения на ней рабочей точки. Практически всегда i_n можно определить как знаковую функцию соответствующего коэффициента разложения вольт-амперной характеристики нелинейного элемента в ряд Тейлора [7]; $j_{ЗС}, j_{PC}$ определяются полярностью подключения антенн ЗС и РС к нелинейному элементу и фазой лепестка диаграммы направленности соответствующей антенны НР. Поскольку начальное значение фазы произвольно, то можно говорить только о том, когда параметры $i_n, j_{ЗС}, j_{PC}$ будут менять свой знак. Например, i_n будет разным для контактов с кубичной и интегральной вольт-амперными характеристиками [11], $j_{ЗС}, j_{PC}$ изменятся, если произвести переполюсовку соответствующих антенн. Если диаграммы направленности антенн ЗС и РС многолепестковые, то даже небольшое изменение пространственного положения НР может привести к инверсии фазы РС.

Для частот четных гармоник выражение (3) упрощается, так как величина $n j_{ЗС}\pi$ всегда кратна 2π и этот член можно опустить:

$$\varphi_{PC} = n (\varphi_{ЗС} + \Delta\varphi_{ЗС}) + i_n\pi + \Delta\varphi_{PC} + j_{PC}\pi + \varphi_n. \quad (4)$$

Рассмотренные фазовые свойства простого НР позволяют при конструировании нелинейных отражательных решеток из НР легко инвертировать фазу РС ее элементов как на частоте третьей, так и на частоте второй гармоники. Это достигается либо изменением пространственного положения НР, либо переполюсовкой одной из антенн НР. Наличие в выражениях (3), (4) членов $\Delta\varphi_{PC}, \Delta\varphi_{ЗС}$ показывает, что в принципе возможно формировать НР любыми заданными значениями фазовой задержки между ЗС и РС. Это свойство также может быть использовано при формировании отражательных решеток из НР.

Есть по крайней мере два пути построения отражательной решетки из НР [12]:

1) антенны ЗС и РС выполнить в виде антенных решеток, состоящих из m элементов, нагруженных на один нелинейный элемент; в дальнейшем такую нелинейную отражательную решетку будем обозначать НОР1;

2) сформировать решетку из отдельных НР; в дальнейшем такую нелинейную отражательную решетку будем обозначать НОР2.

Рассмотрим возможности и особенности реализации каждого из этих путей. Для сравнения необходимо сделать некоторые априорные предположения:

1. Площади, занимаемые решетками, одинаковы.

2. Используются одинаковые нелинейные элементы.

3. НОР2 выполнена из идентичных НР.

4. Взаимное влияние элементов решеток друг на друга отсутствует.

5. Увеличение площади происходит в одно число раз на частоте ЗС и РС.

6. Площадь антенн пропорциональна коэффициенту усиления по мощности.

7. В качестве исходного берется НР, для которого известна амплитудная характеристика и диаграммы направленностей антенны, принимающей ЗС, и антенны, излучающей РС.

Рассмотрим свойства НОР1. НОР1 является простым НР, площади антенн ЗС и РС которого увеличиваются по сравнению с исходным НР в m раз. Это эквивалентно тому, что в m раз увеличились коэффициенты усиления антенн ЗС и РС. Выражение (1) для НОР1 приобретет вид:

$$S_{PC} = m g(m S_{ЗС}). \quad (5)$$

Из (5) видно, что максимально возможный РС (при насыщении) возрастет в m раз, а максимальная σ_H возрастет в m^2 раз и будет достигнута при значениях $S_{ЗС}$, в m раз меньших по сравнению с исходным НР. На рис. 2 (кривая 2) представлена рассчитанная амплитудная характеристика НОР1 для $m = 4$ и исходного НР типа «Карточка». Соответствующая зависимость σ_H от $S_{ЗС}$ для такой НОР1 представлена на рис. 3 (кривая 2).

Изменения произойдут не только в амплитудных, но и в пространственных свойствах. Из теории антенных решеток известно [13], что диаграмму направленности решетки можно записать как произведение диаграммы направленности элемента решетки $f(\theta)$ и решетчатого множителя $F(\theta)$, т.е. диаграммы направленности антенной решетки, состоящей из элементов с изотропными диаграммами. Максимально возможное значение $F(\theta)$, когда все элементы

синфазные, равно m . Соответственно индикатриса НОР1 будет иметь вид:

$$S_{PC}(\theta) = f_{PC}(\theta) F_{PC1}(\theta) g(S_{ЗС} f_{ЗС}(\theta) F_{ЗС}(\theta)). \quad (6)$$

Из (6) следует, что НОР1 должна быть построена так, чтобы главные максимумы диаграмм антенн ЗС и РС совпадали, при этом возможно существенное сужение главного лепестка индикатрисы. Заметим, что ширина лепестка индикатрисы НОР1 будет зависеть от величины $S_{ЗС}$. Одновременно, для НОР1 уменьшается ширина главных лепестков диаграмм антенн ЗС и РС, которая определяется в основном $F_{PC1}(\theta)$ и $F_{ЗС}(\theta)$. Сужение главных лепестков диаграмм антенн ЗС и РС позволит «оторвать» их от земли, если зондирование производится с воздушного носителя. Это, в свою очередь, позволит существенно увеличить дальность обнаружения, так как она станет определяться условиями свободного пространства, где плотность потока мощности P зависит от дальности R как $P \sim 1/R^2$, а не приземного распространения, где $P \sim 1/R^4$ [14].

Рассмотрим амплитудные и пространственные свойства НОР2. Пусть на каждый из m простых НР, входящих в НОР2, одновременно падает плоская волна ЗС. В результате мы получаем m синфазных когерентных источников на частоте РС, и суммарная мощность РС возрастет в m^2 раз. Амплитудная характеристика НОР2 будет иметь вид:

$$S_{PC} = m^2 g(S_{ЗС}). \quad (7)$$

Из (7) видно, что максимально возможное значение РС возросло в m^2 раз, максимальная σ_H тоже возрастет в m^2 раз при том же значении, что и для исходного НР. На рис. 2 изображена амплитудная характеристика НОР2 для $m = 4$ (кривая 3) и исходного НР типа «Карточка». На рис. 3 представлена соответствующая зависимость σ_H от $S_{ЗС}$ (кривая 3).

Рассмотрим пространственные свойства НОР2. Будем считать, что НОР2 повернута к фронту волны ЗС под углом θ . Тогда разность фаз $\Delta\varphi_{ЗС}$ ЗС, облучающих два НР, находящихся на расстоянии d , равна:

$$\Delta\varphi_{ЗС} = 2\pi d \sin(\theta) / \lambda_{ЗС},$$

где $\lambda_{ЗС}$ – длина волны ЗС. Считая фазу первого НР равной нулю, фазу РС от второго НР φ_{PC} в соответствии с (3) можно записать как

$$\Delta\varphi_{PC} = 2\pi d \sin(\theta) / \lambda_{PC} + j\pi,$$

где λ_{PC} – длина волны РС, $j = 0$, если в конструкции НОР2 не предусматривалась инверсия фазы, и $j = 1$, если предусматривалась. Так как мы интересуемся распространением волны в направлении угла θ , то разность фаз от двух

соседних НР в этом направлении можно записать как

$$\Delta\varphi_{PC}=4\pi d\sin(\theta)/\lambda_{PC}+j\pi. \quad (8)$$

Пользуясь выражениями, полученными для излучателей в решетке с разными фазами [13], на основе (8) легко получить выражение для решетчатого множителя НОР2. Очевидно, что вид $F_{PC2}(\theta)$ такой же, как для линейной отражательной решетки [6], облучаемой волной на частоте РС. Вид индикатрисы можно определить из соотношения

$$S_{PC}(\theta)=f_{PC}(\theta)F_{PC2}(\theta)g(S_{3C}f_{3C}(\theta)). \quad (9)$$

При одинаковом расположении элементов НОР1 и НОР2 и неиспользовании переполусовок

$$F_{PC2}(\theta)=(F_{PC1}(\theta))^2.$$

Из (9) следует, что ширина главного лепестка в основном определяется $F_{PC2}(\theta)$ и практически не зависит от уровня S_{3C} , максимальное значение $F_{PC2}(\theta)$ при синфазности ее элементов равно m^2 . Для НОР2 диаграмма по ЗС совпадает с диаграммой антенны ЗС одного НР. Это может быть существенным при решении задачи уменьшения влияния отражений ЗС от границы раздела сред и окружающих предметов на НОР2.

Сравнение амплитудных характеристик НОР1 и НОР2 показывает, что максимум σ_H для НОР1 наступает при меньших значениях S_{3C} , чем для НОР2, хотя сами значения максимальных σ_H для обеих решеток одинаковы (см. рис. 3). Из выражений (5) и (7) и графиков на рис. 2 видно, что для малых значений S_{3C} интенсивность РС от НОР1 выше, при некотором значении S_{3C} РС сравниваются, а далее интенсивность РС от НОР2 больше. Максимально возможный РС для НОР2 выше, чем для НОР1. Вопрос предпочтения НОР1 или НОР2 зависит от выбранного критерия. Если в качестве критерия выбрать дальность, при которой для фиксированной мощности ЗС достигается максимум σ_H , в выигрыше будет НОР1. В качестве критерия можно выбрать максимально возможную дальность обнаружения НР при фиксированной чувствительности нелинейного радиолокатора. Если положить, что на мощность ЗС нет ограничений, в выигрыше окажется НОР2. Другим критерием может быть дальность обнаружения при фиксированном потенциале нелинейного радиолокатора П (отношение чувствительности приемника к мощности ЗС). Нетрудно убедиться, что в этом случае дальность будет определяться величиной σ_H , а значит, НОР1 и НОР2 эквивалентны. В частности, для свободного пространства:

$$R^4 \sim \sigma_H П.$$

Таким образом, сравнение гармонических НОР1 и НОР2 неоднозначно. В то же время можно сделать определенные выводы. Если исходный НР был оптимизирован с нелинейным радиолокатором (в смысле распределения потенциала для достижения максимальной σ_H), то для увеличения дальности его обнаружения, при неизменности этой аппаратуры, необходимо использовать НОР1. Если предполагается увеличивать мощность ЗС, то необходимо использовать НОР2. При этом НОР2 из m исходных НР потребует увеличения мощности ЗС в m^2 раз.

Следует отметить, что при обоих типах нелинейных решеток достигается одно и то же значение максимальной σ_H . Это позволяет сделать заключение, что максимальная σ_H будет такой же при комбинированном способе формирования решетки, когда отдельные элементы НОР2 будут представлять собой подрешетки в виде НОР1. Этот вывод имеет существенное значение, если учесть, что создание антенной системы с большим числом объединяемых элементов представляет собой определенную техническую проблему (требуется обеспечить хорошее согласование большого числа элементов между собой, появляются потери на распространение сигналов по линиям передачи). Создание НОР2 с большим числом элементов сопряжено с трудностью подбора большого числа нелинейных элементов с близкими характеристиками на частотах ЗС и РС.

Сравним пространственные свойства НОР1 и НОР2. Ширина главного лепестка индикатрисы, как следует из (6) и (9), для них примерно одинакова. При этом исходя из (8) для НОР2 следует ожидать большего числа лепестков в индикатрисе, чем для НОР1 при той же геометрии расположения элементов. Следует отметить, что выражения (6) и (9) и выводы сделаны без предположения об эквидистантности элементов решеток. Для НОР1 существуют большие возможности для уменьшения влияния отражений от земли, что очень существенно для увеличения дальности. В то же время и для НОР1 и для НОР2 определенной проблемой может оказаться многолепестковость. Эта проблема в существенной степени может быть устранена в комбинированной нелинейной решетке, за счет несовпадения решетчатых множителей решетки и подрешеток или применения подрешеток с разными диаграммами.

Формирование отражательной решетки из параметрических рассеивателей

ПР представляют собой пассивную нелинейную антенну, нагрузкой которой выступает параметрический генератор. ЗС является сигналом накачки параметрического генератора, а РС, как правило, переизлучается на частоте субгармоники ЗС. Соответственно частота РС в два раза меньше частоты ЗС.

Как и для решеток из НР, анализ свойств отражательных решеток из ПР начнем с описания амплитудных свойств ПР. Амплитудные свойства одиночного ПР, предложенного в [4], описаны в [15, 16]. На рис. 4 представлена амплитудная характеристика ПР из [16]. На начальном участке генерация субгармоники ЗС отсутствует, на участке с индексом 2 наблюдается генерация субгармоники, а на участке с индексом 3 – генерация шумового сигнала с шириной спектра около 100 МГц с центром в районе субгармоники ЗС.

Как и в гармоническом случае, отражательные решетки из ПР могут строиться как НОР1 и как НОР2. Свойства НОР1 определяются аналогично гармоническому случаю и заключаются в трансформации амплитудной характеристики в соответствии с выражением (5).

Для анализа отражательных решеток из ПР типа НОР2 необходимо учесть фазовые свойства ПР. В [17] показано, что фазовые свойства ПР определяются свойствами параметрического генератора [18], являющегося его нагрузкой, у которого фаза РС является случайной бинарной величиной. Аналогично (3) выражение для фазы рассеянного сигнала может быть записано как

$$\varphi_{pc} = (\varphi_{zc} + \Delta\varphi_{zc} + j_{zc}\pi)/n + i_n\pi + \Delta\varphi_{pc} + j_{pc}\pi + \varphi_n. \quad (10)$$

Отличие (10) от (3) в том, что i_n принципиально не может быть предсказано и одному значению фазы ЗС при возбуждении параметрического генератора может соответствовать два значения фазы РС, отличающихся на π . В результате диаграмма обратного нелинейного рассеяния от системы из ПР имеет случайный вид [17].

В [19] предложено для снятия неоднозначности фазы РС от ПР вместе с РС излучать дополнительный синхронизирующий сигнал на частоте субгармоники, который «навяжет» свою фазу РС при возбуждении элементов отражательной решетки из ПР, что стабилизирует вид диаграммы обратного нелинейного рассеяния.

Другим путем стабилизации диаграммы обратного нелинейного рассеяния является введение в систему одного или нескольких ПР, воз-

буждение РС у которых происходит при меньшем уровне интенсивности волны ЗС, чем у остальных [20]. Объединение указанных технических решений [21, 22] позволяет решить задачу устранения пропуска цели из-за наличия нулей в диаграмме обратного нелинейного рассеяния у решеток из параметрических рассеивателей путем обеспечения режима мерцания. Для этого синхронизация параметрических рассеивателей в группе происходит то от волны зондирующего сигнала, то есть от внешнего синхронизирующего радиоимпульса, то от внутреннего источника синхронизации (источников), которым выступает один или несколько первых возбужденных параметрических рассеивателей. Чтобы указанные источники синхронизации образовались, необходимо, чтобы один или несколько параметрических рассеивателей имели меньший порог возбуждения, а передний фронт радиоимпульса накачки нарастал монотонно. При этом, если ЗС имеет вид прямоугольного радиоимпульса (см. рис. 5а), то все ПР возбуждаются одновременно, а если радиоимпульс РС излучается с монотонно нарастающим передним фронтом (рис. 5б), тогда первым возбуждятся ПР с меньшим уровнем порога возбуждения. На рис. 5в представлен синхронизирующий сигнал, который в соответствии с [19] состоит из двух идентичных коротких противофазных радиоимпульсов на частоте субгармоники, которые взаимно компенсируются в приемнике.

В качестве примера на рис. 6 представлены нормированные диаграммы обратного нелинейного рассеяния для обоих режимов синхронизации от группового параметрического рассеивателя в виде пары ПР, расположенных на расстоянии $0.625\lambda_{pc}$, где λ_{pc} – длина волны РС. Видно, что режим синхронизации от первого возбужденного ПР позволяет сформировать максимум в области 24 градусов и 157 градусов, в то время как в режиме синхронизации от внешнего синхронизирующего сигнала в этих направлениях минимумы, а в режиме синхронизации максимумы наблюдаются в области 180 градусов и нуля градусов, в то время как при синхронизации от первого возбужденного ПР в данных направлениях наблюдаются минимумы. В то же время следует отметить, что для системы из двух ПР в диаграмме обратного нелинейного рассеяния всегда остаются 2 минимума, в данном случае 204 градуса и 337 градусов. Кроме того, суммарная ДОНР имеет несимметричный характер из-за несимметричности ДОНР с синхронизацией от первого возбужденного ПР.

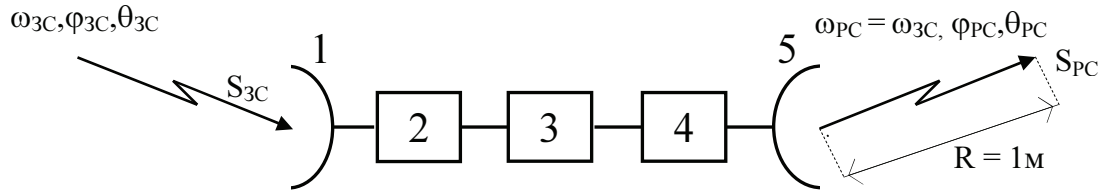


Рис. 1. Феноменологическая модель простого нелинейного рассеивателя для гармонического зондирующего сигнала: 1 – приемная антенна; 2 – тракт приемная антенна – нелинейный элемент; 3 – нелинейный элемент; 4 – тракт нелинейный элемент – излучающая антенна; 5 – излучающая антенна

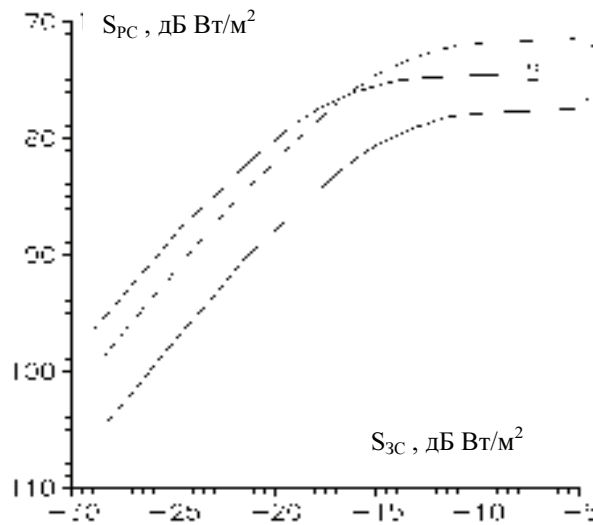


Рис. 2. Амплитудные характеристики: 1 – исходного нелинейного рассеивателя типа «Карточка», 2 – нелинейной отражательной решетки первого типа, 3 – нелинейной отражательной решетки второго типа

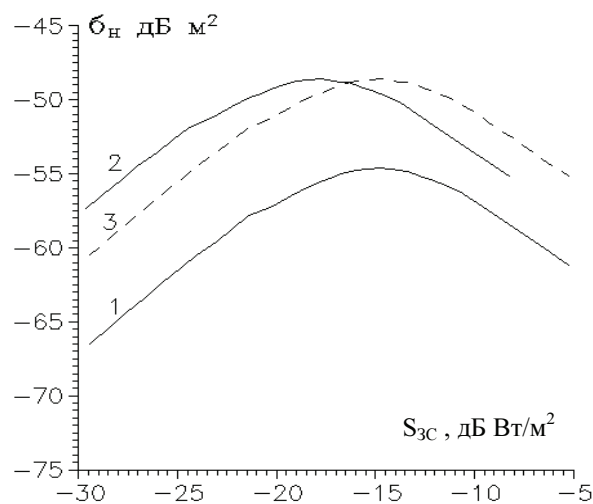


Рис. 3. Зависимости нелинейной эффективной поверхности рассеяния от плотности потока мощности зондирующего сигнала: 1 – исходного нелинейного рассеивателя типа «Карточка», 2 – нелинейной отражательной решетки первого типа, 3 – нелинейной отражательной решетки второго типа

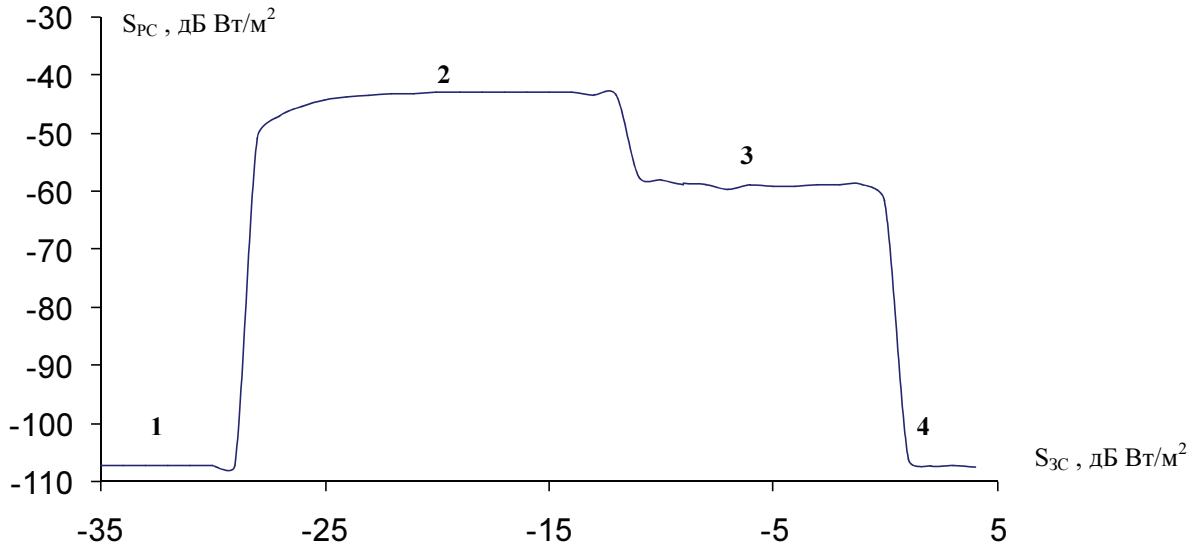


Рис. 4. Зависимость плотности потока мощности волны РС на расстоянии 1 м от субгармонического рассеивателя S_{PC} от плотности потока мощности волны зондирующего сигнала S_{3C} , падающего на субгармонический рассеиватель, $f_{3C}=600$ МГц. Области 1, 4 – генерация отсутствует, 2 – область генерации гармонического РС на частоте $f_{3C}=300$ МГц; 3 – область генерации РС в виде шумового колебания, $\Delta f_{ПЧ}=1$ МГц, полоса генерации ≈ 100 МГц

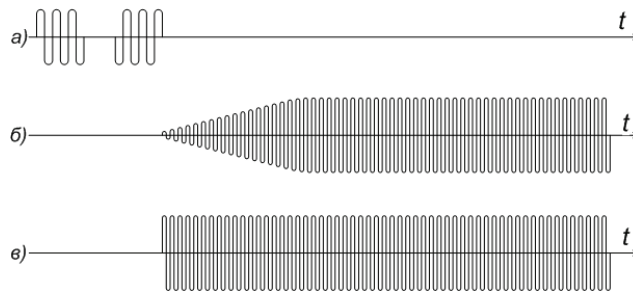


Рис. 5. Осциллограммы импульсов зондирующего сигнала (а и б) и синхроимпульса (в)

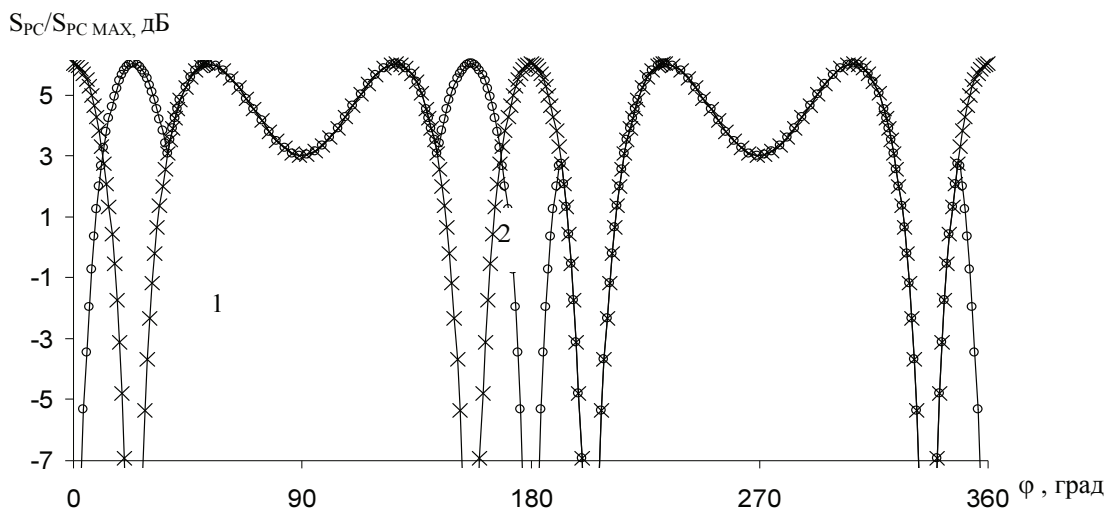


Рис. 6. Нормированные диаграммы обратного нелинейного рассеяния от системы из двух параметрических рассеивателей по мощности. За 0 дБ принят уровень излучения одного ПР. 1 – ДОНР с синхронизацией от дополнительно синхронизирующего сигнала; 2 – ДОНР с синхронизацией от первого возбуждившегося ПР

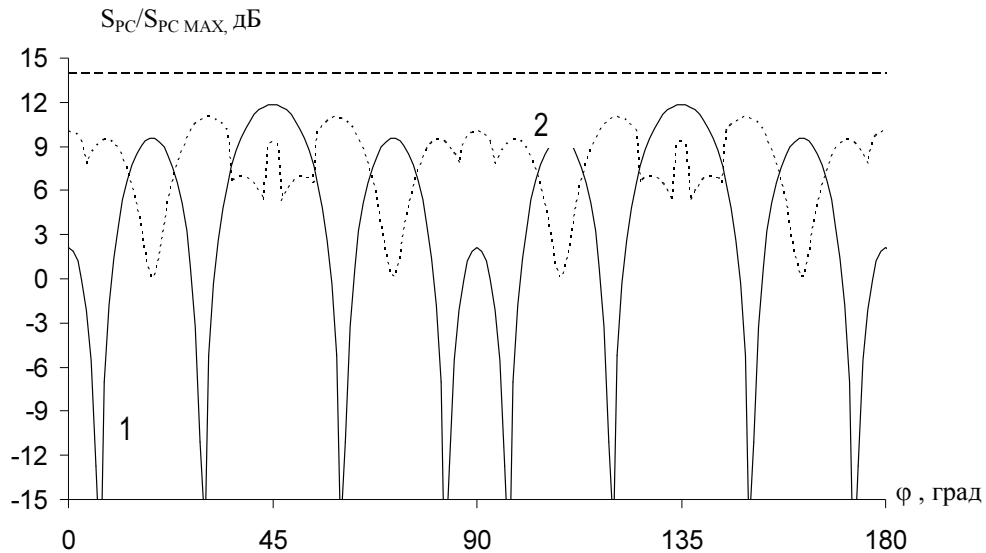


Рис. 7. Нормированные диаграммы обратного нелинейного рассеяния от системы из пяти параметрических рассеивателей по мощности. За 0 дБ принят уровень излучения одного ПР. Максимальный уровень РС от пяти синфазных параметрических рассеивателей соответствует 13.98 дБ (показано пунктиром). 1 – ДОНР с синхронизацией от дополнительного синхронизирующего сигнала; 2 – ДОНР с синхронизацией от первого возбудившегося ПР

Несимметричность ДОНР определяется несимметричным распределением ПР. При увеличении числа ПР появляется возможность формировать суммарную ДОНР, носящую симметричный характер с малой (несколько дБ) неравномерностью и не содержащую глубоких нулей. В качестве примера такой конфигурации на рис. 7 представлена нормированная суммарная ДОНР системы из пяти ПР, при этом ПР с меньшим порогом возбуждения расположен в центре, а остальные равноудалены от него на расстояние $0.792\lambda_{PC}$. Так как ДОНР симметрична, показан ее вид в диапазоне $0 \div 180$ градусов. Следует отметить, что определенной «платой» за «устранение нулей» и стало снижение максимального уровня РС до 11.85 дБ (максимальный уровень пяти синфазных параметрических рассеивателей соответствует 13.98 дБ), минимальный уровень РС соответствует 7.36 дБ.

Таким образом, формирование нелинейных отражательных решеток из нелинейных и параметрических рассеивателей является перспективным направлением решения задач маркировки различных объектов.

Список литературы

1. Бабанов Н.Ю., Горбачев А.А., Ларцов С.В., Тараканков С.П. Использование эффекта нелинейного рассеяния радиоволн при проведении поисковых и спасательных работ // Тезисы Международной конференции «Физпром-96» (Физика и промышлен-

ность) г. Голицино Московской обл., 22–26 сентября 1996 г. С. 37.

2. Babanov N.Yu., Gorbathev A.A., Lartsov S.V., Tarakankov S.P. The use of the nonlinear scattering for search of victims of calamities // Works of the International Conference «Marelec-97» (Marine Electromagnetics) 23–26.06.1997 London, Great Britain.

3. Бабанов Н.Ю., Горбачев А.А., Ларцов С.В. и др. Об использовании эффекта нелинейного рассеяния радиоволн при поиске терпящих бедствие на воде // Радиотехника и электроника. 2000. Т. 45. № 6. С. 676.

4. Литвинов А.М. Радиокomплекс розыска маркеров. Патент RU 2108596 C1, приоритет от 1994.10.11.

5. Кобак В.О. Радиолокационные отражатели. М.: Сов. радио, 1975.

6. Бабанов Н.Ю., Ларцов С.В. Необходимые характеристики для описания пространственных свойств простых нелинейных рассеивателей // Радиотехника. 2009. № 5. С. 34.

7. Горбачев А.А., Ларцов С.В., Тараканков С.П., Чигин Е.П. Амплитудные характеристики нелинейных рассеивателей // Радиотехника и электроника. 1995. № 12.

8. Агрба Д. Ш., Бабанов Н.Ю., Бычков О.С. и др. Нелинейные рассеиватели как средство маркировки // Радиотехника. 1998. № 10. С. 96.

9. Hager R.O. // IEEE Trans. on Aer. and El. Syst. 1976. V. 12, N 2.

10. Горбачев А.А., Ларцов С.В. Поляризационные свойства двухвibratorной модели нелинейного рассеивателя // Радиотехника и электроника. 1995. № 12.

11. Штейншлейгер В.Б. Нелинейное рассеяние радиоволн металлическими объектами // Успехи физических наук. 1984. Т. 142. Вып. 1.

12. Babanov N.Yu., Lartsov S.V. Nonlinear reflecting arrays // Works of 28th Moscow International Conference on Theory and Technics of Antennas, Moscow, 22–24.09.1998.
13. Кочержевский Г.Н. Антенно-фидерные устройства. М.: Связь, 1972.
14. Долуханов М.П. Распространение радиоволн. М., 1972.
15. Горбачев П.А. Нелинейный рассеиватель электромагнитных волн, создающий субгармоники // Радиотехника и электроника. 1999. Т. 44. № 10. С. 1164.
16. Бабанов Н.Ю., Корсаков А.С., Ларцов С.В. Экспериментальное исследование амплитудно-частотных свойств субгармонических рассеивателей // Проектирование и технология электронных средств. 2008. № 3.
17. Горбачев П.А. Формирование сигналов системой пассивных субгармонических рассеивателей // Радиотехника и электроника. 1995. Т. 40. № 11. С. 1606–1610.
18. Каплан А.Е., Кравцов Ю.А., Рылов В.А. Параметрические генераторы и делители частоты. М.: Сов. радио, 1966.
19. Ларцов С.В. Зондирующий сигнал для обнаружения параметрических рассеивателей // Радиотехника. 2000. № 5. С. 8–12.
20. Горбачев П.А., Ларцов С.В. Использование явления синхронизации при зондировании субгармонических нелинейных рассеивателей // Материалы 5 Международной научно-технической конференции «Перспективные технологии в средствах передачи информации – ПТСПИ'2003», Владимир, 1–4 июля 2003 г. С. 2002.
21. Бабанов Н.Ю., Корсаков А.С. и др. Групповой параметрический рассеиватель. Патент на полезную модель № 90222, 2009.
22. Бабанов Н.Ю., Корсаков А.С. и др. Способ обнаружения параметрических рассеивателей. Положительное решение по заявке 2009118069/09(024831) от 10.06.2010 г.

POSSIBLE DESIGNS OF REFLECTARRAYS MADE OF NONLINEAR AND PARAMETRICAL SCATTERERS

N.Yu. Babanov

Possible ways have been considered to design reflectarrays using nonlinear and parametric scatterers in order to mark different objects. Reflectarray amplitude and spatial characteristics have been described. Two types of reflectarrays made of nonlinear scatterers have been described. It has been shown that reflectarrays made of parametric scatterers can form a stable diagram of nonlinear backscattering providing synchronous response of their elements. Possible synchronization mechanisms have been described.

Keywords: object marking, nonlinear scatterer, parametric scatterer, reflectarray.