

УДК 621.396.677

ИССЛЕДОВАНИЕ ПОЛЯРИЗАЦИОННОГО ПОДАВЛЕНИЯ ШУМОВОЙ ПОМЕХИ В ГЛАВНОМ ЛУЧЕ ПАССИВНОЙ ФАЗИРОВАННОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ ПРИ ВОЗДЕЙСТВИИ ДРУГОЙ ШУМОВОЙ ПОМЕХИ ПО БОКОВОМУ ЛЕПЕСТКУ АНТЕННЫ

© 2024 г. И. С. Шурыгина, В. А. Кашин*

НПО «Алмаз»,
Ленинградский просп., 80/16, Москва, 125190 Российская Федерация

*E-mail: info@raspletin.com

Поступила в редакцию 01.04.2024 г.

После доработки 29.05.2024 г.

Принята к публикации 22.06.2024 г.

Рассмотрена задача о влиянии шумовой помехи, приходящей по боковому лепестку антенны, на глубину поляризационного подавления шумовой помехи в главном луче. Проблема влияния помехи рассмотрена для пассивной фазированной антенной решетки с переключаемой поляризацией антенных элементов. Получена оценка глубины поляризационной компенсации.

Ключевые слова: фазированная антенная решетка, поляризационное подавление помехи, помеха в главном луче, переключаемая поляризация антенных элементов, глубина подавления, активная помеха, подрешетки с ортогональными поляризациями

DOI: 10.31857/S0033849424090056, EDN: HSBСРК

ВВЕДЕНИЕ

С развитием техники антенных решеток с электрическим управлением лучом появилось большое количество публикаций (см., например, [1–4]), посвященных защите радиолокационных станций (РЛС) от активных помех, приходящих по боковым лепесткам. Эта защита основана на пространственной селективности целей, когда в области главного луча антенны в направлении цели обеспечивается высокий уровень приема, а в направлениях прихода помех в области боковых лепестков – пониженный уровень путем формирования глубоких провалов («нулей» приема) за счет управления амплитудами и фазами излучения, которое проходит через антенные элементы.

Однако если направление прихода помехи находится в зоне главного луча антенной решетки, то технология формирования глубоких провалов приема за счет пространственной селективности неприемлема, так как приводит к неприемлемому искажению главного луча и подавлению полезного сигнала. Между тем известен и находит применение поляризационный способ подавления в главном луче пассивных помех от атмосферных осадков (дождей) в антеннах с круговой поляризацией, когда при смене режимов передачи и приема используется переключение ортогональных круговых поляризаций [5]. Способ применим для

подавления отраженных сигналов с поляризацией, близкой к круговой. Однако его нельзя использовать для подавления активных помех, которые могут иметь поляризацию любого вида, а не только круговую. В этом случае перспективным является способ поляризационного подавления активной помехи, приходящей в направлении главного луча [6]. При этом возникает вопрос, насколько эффективно поляризационное подавление помехи, приходящей в направлении главного луча, когда одновременно действуют другие помехи по боковым лепесткам.

Цель данной работы – исследовать этот вопрос на примере одной помехи, приходящей по боковому лепестку, применительно к пассивной фазированной антенной решетке (ФАР), антенные элементы которой имеют возможность переключать поляризацию на одну из двух ортогональных.

1. СХЕМА ПОСТРОЕНИЯ ФАЗИРОВАННОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ

Схема построения ФАР приведена на рис. 1. Пассивная ФАР содержит плотно антенных элементов l с переключаемыми линейными поляризациями – вертикальной и горизонтальной. По цепям управления ФАР разбивается на две вложенные подрешетки с ортогональными поляризациями

и случайным расположением антенных элементов. Количество элементов во вложенных подрешетках одинаковое. В приемном режиме прошедшие через полотно антенных элементов волны фокусируются в приемные облучатели 2 и 3. Принятые сигналы поступают во входные приемные устройства ВПУ. Причем во входное приемное устройство канала рупора 2 сигнал поступает через переключатель П, к другому плечу которого подключен передатчик ПРД. На выходах ВПУ сигналы оцифровываются в аналого-цифровых преобразователях АЦП и поступают в устройство поляризационной компенсации УПК, аналогичное автокомпенсатору помех, примененному в [6], а потом в цифровой приемник ЦП.

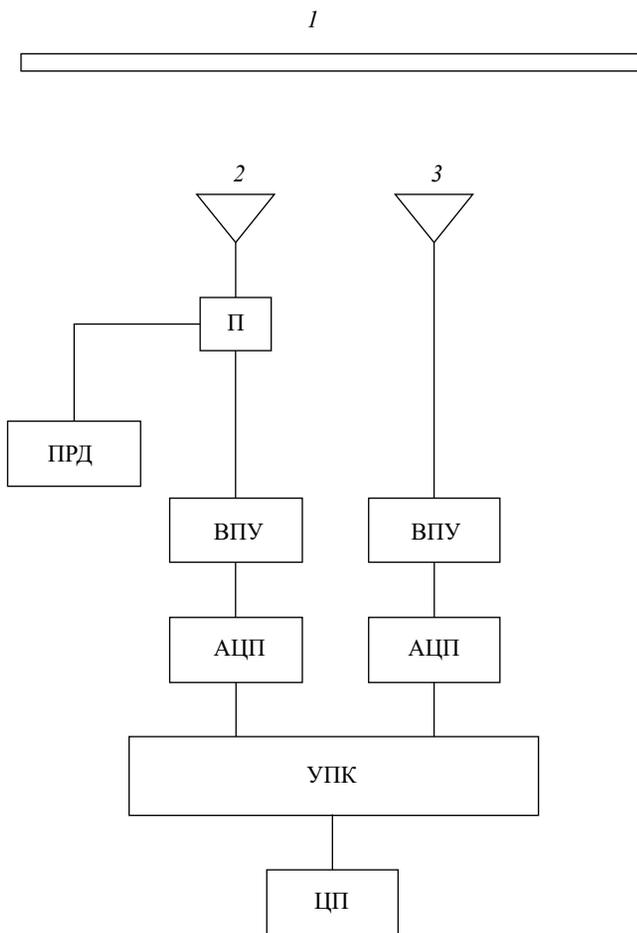


Рис. 1. Схема построения ФАР: 1 – полотно антенных элементов с переключаемыми линейными поляризациями – вертикальной и горизонтальной, 2 и 3 – приемные облучатели; П – переключатель, ПРД – передатчик, ВПУ – входные приемные устройства, АЦП – аналого-цифровой преобразователь, УПК – устройство поляризационной компенсации, ЦП – цифровой приемник.

2. ТЕОРЕТИЧЕСКАЯ ОЦЕНКА ГЛУБИНЫ ПОЛЯРИЗАЦИОННОЙ КОМПЕНСАЦИИ

В случае одиночной шумовой помехи, приходящей по главному лучу ФАР, поляризационное подавление осуществляется за счет взвешенного суммирования сигналов (напряжений) на ортогональных поляризациях с выходов ВПУ (см. рис. 1):

$$\dot{e}_w = w\dot{e}_x + \dot{e}_y,$$

где комплексные величины \dot{e}_x и \dot{e}_y – сигналы, соответствующие поляризационным компонентам помехового излучения, w – весовой коэффициент, который формируется из условия

$$\dot{e}_w = 0.$$

Тогда

$$w = -\frac{\dot{e}_y}{\dot{e}_x}. \tag{1}$$

Для практики целесообразно преобразовать выражение (1) к виду

$$w = -\frac{\overline{\dot{e}_y \dot{e}_x^*}}{|\dot{e}_x|^2}. \tag{2}$$

Горизонтальная черта над величинами поляризационных компонент в (2) означает усреднение во времени, величина \dot{e}_x^* – комплексно-сопряженная с величиной \dot{e}_x .

В случае воздействия помехи по боковому лепестку будем использовать для поляризационной компенсации помехи по главному лучу тот же самый алгоритм (2). Естественно, что глубина поляризационной компенсации в главном луче будет меньшей, чем в отсутствие второй помехи. Поставим задачу – определить ухудшение этой глубины. Полагаем оба помеховых сигнала случайными некоррелированными процессами.

В случае действия двух помех величины \dot{e}_x и \dot{e}_y являются суммами

$$\begin{aligned} \dot{e}_x &= \dot{e}_{x1} + \dot{e}_{x2}, \\ \dot{e}_y &= \dot{e}_{y1} + \dot{e}_{y2}, \end{aligned} \tag{3}$$

где \dot{e}_{x1} и \dot{e}_{y1} – поляризационные компоненты помехи, приходящей по главному лучу, \dot{e}_{x2} и \dot{e}_{y2} – поляризационные компоненты помехи, приходящей по боковому лепестку.

Отметим, что компоненты \dot{e}_{x1} и \dot{e}_{y1} , \dot{e}_{x2} и \dot{e}_{y2} – жестко коррелированы, так что

$$\dot{e}_{y1} = \beta_1 \dot{e}_{x1}, \quad \dot{e}_{y2} = \beta_2 \dot{e}_{x2}, \tag{4}$$

где β_1 и β_2 – константы.

В (3) и (4) величины \dot{e}_{x1} , \dot{e}_{y1} , \dot{e}_{x2} , \dot{e}_{y2} – комплексные огибающие узкополосных случайных процессов. Если \dot{e} комплексная огибающая узкополосного случайного процесса, то ее можно представить в виде [7]:

$$\dot{e} = E(t) \exp(i\Omega t + i\varphi), \quad (5)$$

где $E(t)$ и Ωt – соответственно случайная амплитуда и случайная фаза огибающей, φ – постоянная фаза.

С учетом (4) и (5) величины \dot{e}_x и \dot{e}_y , входящие в выражения (3), можно представить в виде

$$\dot{e}_x = E_{x1}(t) \exp(i\Omega_1 t + i\varphi_{x1}) + E_{x2}(t) \exp(i\Omega_2 t + i\varphi_{x2}), \quad (6)$$

$$\dot{e}_y = \beta_1 E_{x1}(t) \exp(i\Omega_1 t + i\varphi_{y1}) + \beta_2 E_{x2}(t) \exp(i\Omega_2 t + i\varphi_{y2}), \quad (7)$$

где

$$\beta_1 = \frac{E_{y1}(t)}{E_{x1}(t)}, \quad \beta_2 = \frac{E_{y2}(t)}{E_{x2}(t)}. \quad (8)$$

Введем обозначения

$$A_1(t) = E_{x1}(t) \exp(i\Omega_1 t), \quad A_2(t) = E_{x2}(t) \exp(i\Omega_2 t). \quad (9)$$

С учетом (8) и (9) подставим (6) и (7) в числитель $\overline{\dot{e}_y \dot{e}_x^*}$ и знаменатель $|\dot{e}_x|^2$ выражения (2) и получим

$$-\overline{\dot{e}_y \dot{e}_x^*} = -\overline{[\beta_1 A_1(t) \exp(i\varphi_{y1}) + \beta_2 A_2(t) \exp(i\varphi_{y2})]} \times \overline{[A_1^*(t) \exp(-i\varphi_{x1}) + A_2^*(t) \exp(-i\varphi_{x2})]}, \quad (10)$$

$$|\dot{e}_x|^2 = \overline{[A_1(t) \exp(i\varphi_{x1}) + A_2(t) \exp(i\varphi_{x2})]} \times \overline{[A_1^*(t) \exp(-i\varphi_{x1}) + A_2^*(t) \exp(-i\varphi_{x2})]}. \quad (11)$$

Учтем некоррелированность величин $A_1(t)$ и $A_2(t)$ и сформируем коэффициент \dot{w} :

$$\dot{w} = -\frac{\overline{\dot{e}_y \dot{e}_x^*}}{|\dot{e}_x|^2} = -\frac{\beta_1 |A_1(t)|^2 \exp(i\varphi_{y1} - i\varphi_{x1}) + \beta_2 |A_2(t)|^2 \exp(i\varphi_{y2} - i\varphi_{x2})}{|A_1(t)|^2 + |A_2(t)|^2}. \quad (12)$$

Пока полагаем, что

$$\beta_1 \leq 1, \quad \beta_2 \leq 1. \quad (13)$$

Величины $\overline{|A_1(t)|^2}$ и $\overline{|A_2(t)|^2}$ пропорциональны мощности в приемном тракте наибольших поляризационных компонент сигналов \dot{e}_1 и \dot{e}_2 . По физическому смыслу отношение этих величин удовлетворяет условию

$$\frac{\overline{|A_2(t)|^2}}{\overline{|A_1(t)|^2}} \ll 1. \quad (14)$$

В силу (14) из (12) следует:

$$\dot{w} \approx -\beta_1 \exp(i\varphi_{y1} - i\varphi_{x1}) - \beta_2 \exp(i\varphi_{y2} - i\varphi_{x2}) \frac{\overline{|A_2(t)|^2}}{\overline{|A_1(t)|^2}} +$$

$$+\beta_1 \exp(i\varphi_{y1} - i\varphi_{x1}) \frac{\overline{|A_2(t)|^2}}{\overline{|A_1(t)|^2}}. \quad (15)$$

Напряжение остатка помехи \dot{e}_{w1} , действующей по главному лучу, после компенсации с использованием весового коэффициента (15) имеет вид

$$\dot{e}_{w1} = \dot{w} \dot{e}_{x1} + \dot{e}_{y1}. \quad (16)$$

Учтем, что

$$\begin{cases} \dot{e}_{x1} = A_1(t) \exp(i\varphi_{x1}) \\ \dot{e}_{y1} = \beta_1 A_1(t) \exp(i\varphi_{y1}) \end{cases}. \quad (17)$$

Подставим (15) и (17) в (16) и, учитывая (14), получим

$$\dot{e}_{w1} = \frac{\overline{|A_2(t)|^2}}{\overline{|A_1(t)|^2}} [-\beta_2 \exp(i\varphi_{y2} - i\varphi_{x2}) + \beta_1 \exp(i\varphi_{y1} - i\varphi_{x1})] A_1(t) \exp(i\varphi_{x1}). \quad (18)$$

Суммарная мощность помехи по главному лучу в обоих приемных каналах до компенсации имеет вид

$$P = (1 + \beta_1^2) \overline{A_1(t)^2} \quad (19)$$

Глубина компенсации η есть

$$F(\beta_1, \beta_2) = \frac{1}{(1 + \beta_1^2)} \left| -\beta_2 \exp(i\varphi_{y2} - i\varphi_{x2}) + \beta_1 \exp(i\varphi_{y1} - i\varphi_{x1}) \right|^2 \quad (21)$$

Как показывает анализ, максимальное значение величины (21) соответствует синфазному сложению слагаемых в прямых скобках и значениям

$$\beta_1 = 1, \beta_2 = 1. \quad (22)$$

При этом

$$F(\beta_1, \beta_2) = 2,$$

и максимальное значение нормированного остатка помехи в главном луче после компенсации есть

$$\eta = 2 \left\{ \frac{\overline{A_2(t)^2}}{A_1(t)^2} \right\}. \quad (23)$$

Остановимся на физическом смысле величины (23). Рассматриваем величины $A_1(t)$ и $A_2(t)$ как амплитуды напряженностей электрических полей в приемных СВЧ-трактах подрешеток. Мощность в приемном тракте подрешетки с x -й поляризацией от помехи в главном луче определяется выражением

$$P_{x1} = \frac{\overline{A_1(t)^2}}{\rho}, \quad (24)$$

где ρ – волновое сопротивление тракта. Соответственно, мощность от второй помехи в том же тракте имеет вид

$$P_{x2} = \frac{\overline{A_2(t)^2}}{\rho}. \quad (25)$$

Однако

$$P_{x1} = \frac{G_1 \lambda^2 \Pi_{1x}}{4\pi}, \quad (26)$$

$$P_{x2} = \frac{G_2 \lambda^2 \Pi_{2x}}{4\pi}, \quad (27)$$

где G_1 и G_2 – коэффициенты усиления подрешетки с x -й поляризацией в направлениях 1-й и 2-й

$$\eta = \frac{|\overline{\dot{e}_{wl}}|^2}{P}.$$

Тогда с учетом (18) и (19) получаем

$$\eta = F(\beta_1, \beta_2) \left\{ \frac{\overline{A_2(t)^2}}{A_1(t)^2} \right\}, \quad (20)$$

где

помех, λ – длина волны, Π_{1x} и Π_{2x} – плотность потоков мощности компонент помех x -й поляризации на раскрытые антенны.

Из (24)–(27) следует, что

$$\frac{\overline{A_2(t)^2}}{A_1(t)^2} = \frac{G_2 \Pi_{2x}}{G_1 \Pi_{1x}}. \quad (28)$$

Предположим, что обе помехи имеют не только одинаковый излучаемый суммарный уровень мощности на двух поляризациях, но и в соответствии с (22) одинаковый уровень мощности компонент на ортогональных поляризациях, тогда

$$\Pi_{1x} = \Pi_{2x}. \quad (29)$$

Из (28) и (29) следует

$$\frac{\overline{A_2(t)^2}}{A_1(t)^2} = \frac{G_2}{G_1} = G_0,$$

где G_0 – нормированный уровень бокового лепестка подрешетки с x -й поляризацией.

Величину (23) в децибельном масштабе можно оценивать по формуле

$$\eta(\text{дБ}) = -2f_{6,л}(\text{дБ}) + 3 \text{ дБ},$$

где $2f_{6,л}(\text{дБ})$ – удвоенный в децибельном масштабе уровень бокового лепестка подрешетки.

Анализ показывает, что оценка (23) имеет место и при снятии ограничений (13).

3. ЧИСЛЕННЫЙ РАСЧЕТ ГЛУБИНЫ ПОЛЯРИЗАЦИОННОЙ КОМПЕНСАЦИИ

Численные расчеты величины (23) были проведены для одной из двух вложенных подрешеток, на которые было разбито полотно антенных элементов исходной плоской ФАР. Решетка имела раскрыв прямоугольной формы и содержала 10^4

всенаправленных антенных элементов, расположенных вдоль 100 строк и 100 столбцов. Междуэлементное расстояние вдоль строк и столбцов равнялось 0.6λ (λ — длина волны). Амплитудное распределение было равномерным. Разбиение на вложенные подрешетки со случайным расположением элементов проведено по методике, описанной в [8].

На рис. 2 приведена диаграмма направленности $G_0(u)$ одной из подрешеток в плоскости, параллельной строкам, для неотклоненного луча. Параметр $u = \sin\theta$, где θ — угол наблюдения по отношению к нормали к плоскому раскрыву. Диаграмма нормирована к своему максимуму. Там же изображена величина (23) как зависимость $\eta(u)$.

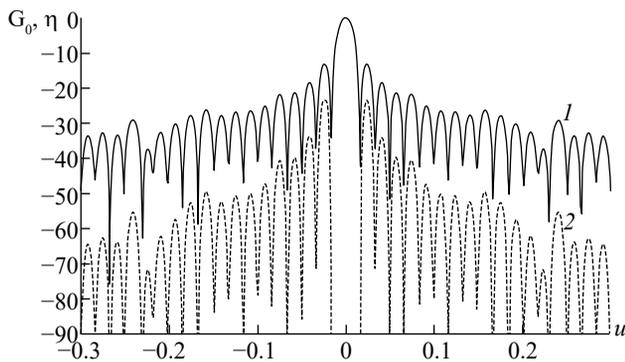


Рис. 2. Диаграмма направленности одной из подрешеток (1) и максимальное значение нормированного остатка помехи в главном луче после компенсации (2).

4. ИЗМЕНЕНИЕ УРОВНЯ ПОМЕХИ, ПРИХОДЯЩЕЙ ПО БОКОВОМУ ЛЕПЕСТКУ, ПОСЛЕ ПОЛЯРИЗАЦИОННОЙ КОМПЕНСАЦИИ ПОМЕХИ В ГЛАВНОМ ЛУЧЕ

Определим уровень помехи \dot{e}_{w2} , приходящей по боковому лепестку, после компенсации помехи в главном луче. Этот уровень определяется взвешенной суммой сигналов ортогональных компонент \dot{e}_{x2} и \dot{e}_{y2} :

$$\dot{e}_{w2} = \dot{w}\dot{e}_{x2} + \dot{e}_{y2}, \quad (30)$$

где весовой коэффициент \dot{w} описывается выражением (15), полученным из условия поляризационной компенсации помехи в главном луче. С учетом (14) в выражении (30) приближенно можно принять

$$\dot{w} \approx -\beta_1 \exp(i\varphi_{y1} - i\varphi_{x1}). \quad (31)$$

Величины \dot{e}_{x2} и \dot{e}_{y2} по аналогии с (17) описываются соотношениями

$$\begin{cases} \dot{e}_{x2} = A_2(t) \exp(i\varphi_{x2}) \\ \dot{e}_{y2} = \beta_2 A_2(t) \exp(i\varphi_{y2}). \end{cases} \quad (32)$$

Подставляя (31) и (32) в (30) получим

$$\dot{e}_{w2} = A_2(t) \exp(i\varphi_{x2}) [-\beta_1 \exp(i\varphi_{y1} - i\varphi_{x1}) + \beta_2]. \quad (33)$$

Тогда для отношения η_0 мощности помехи по боковому лепестку после компенсации $|\dot{e}_{w2}|^2$ к мощности помехи в главном луче после компенсации (19) имеем величину

$$\eta_0 = F_0(\beta_1, \beta_2) \frac{|A_2(t)|^2}{|A_1(t)|^2}, \quad (34)$$

где

$$F_0(\beta_1, \beta_2) = \frac{1}{(1 + \beta_1^2)} [-\beta_1 \exp(i\varphi_{y1} - i\varphi_{x1}) + \beta_2]^2. \quad (35)$$

Максимальное значение (35) реализуется при синфазном сложении величин в квадратных скобках и значениях $\beta_1 = \beta_2 = 1$. При этом $F_0(\beta_1, \beta_2) = 2$. Таким образом, в худшем случае начальный уровень помехи, приходящей по боковому лепестку, увеличивается на 3 дБ.

Сравнивая (20) и (34), приходим к выводу, что уровень помехи в главном луче после компенсации существенно ниже уровня помехи, приходящей по боковому лепестку. Следовательно, наличие помехи в боковом лепестке практически не влияет на глубину поляризационной компенсации помехи в главном луче для рассмотренной схемы построения ФАР.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Показано, что наименьшая глубина поляризационной компенсации помехи в главном луче решетки при действии второй помехи такой же мощности по боковому лепестку, равна удвоенному уровню бокового лепестка в децибелах за вычетом 3 дБ.

Таким образом, наличие помех в боковом лепестке той же мощности, что и в главном луче, практически не влияет на глубину поляризационной компенсации помехи в главном луче.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. *Drane C., McIlvenna J.* // Radio and Electronic Engineer. 1970. V. 39. № 1. P. 49.
2. *Кашин В.А., Хмеленко Ю. А., Шурыгина И.С.* // РЭ. 2019. Т. 64. № 8. С. 759.
3. *Маничев А.О., Балагуровский В.А., Тюваев А.Н., Кондратьев А.С.* // Всерос. науч.-техн. конф. «Расплетинские чтения-2016». Аннотированный сб. матер. конф. М.: НПО «Алмаз», 2016. С. 88.
4. *Монзинго Р.А., Миллер Т.У.* Адаптивные антенные решетки. Введение в теорию. М.: Радио и связь, 1986.
5. *Канарейкин Д.Б., Павлов Н.Ф., Потехин В.А.* Поляризация радиолокационных сигналов. М.: Сов. радио, 1966. С. 408.
6. Радиоэлектронные системы: Справочник / Под ред. Я.Д. Ширмана. М.: Радиотехника, 2007. С. 438.
7. *Левин Б.Р.* Теоретические основы статистической радиотехники. М.: Сов. радио, 1969. Кн. 1. С. 356.
8. *Кашин В.А., Шурыгина И.С.* // РЭ. 2022. Т. 67. № 9. С. 868.

INVESTIGATION OF POLARIZATION SUPPRESSION OF NOISE INTERFERENCE IN THE MAIN BEAM OF A PASSIVE PHASED ANTENNA ARRAY WHEN EXPOSED TO ANOTHER NOISE INTERFERENCE ALONG THE SIDE LOBE OF THE ANTENNA

I. S. Shurygina, V. A. Kashin*

*«Almaz» Research and Production Corporation,
Leningradskii prosp., 80, Build. 16, Moscow, 125190 Russian Federation
E-mail: info@raspletin.com

Received April 01, 2024, revised May, 2024, accepted June 22, 2024

The problem of the influence of a noise interference coming from the side lobe of the antenna on the depth of a noise polarization suppression of interference in the main beam is considered. The problem of interference effect is considered for a passive phased antenna array with switchable polarization of antenna elements. An estimate of the depth of polarization suppression has been obtained.

Keywords: phased array, polarization interference suppression, interference in the main beam, switchable polarization of antenna elements, suppression depth, active interference, subarrays with orthogonal polarizations