

ОТРАЖАТЕЛЬНАЯ АНТЕННАЯ РЕШЕТКА С ЭЛЕКТРОННЫМ СКАНИРОВАНИЕМ

Статья подготовлена по результатам работы над отражательной решеткой, состоящей из ферритовых фазовращателей круговой поляризации.

В больших антенных решетках при соотношениях диаметра к длине волны более ста широко используются оптические схемы возбуждения и отражательные апертуры для сканирующего луча. В качестве управляющего элемента в 70% существующих ФАР применяется ферритовый волноводный фазовращатель. Главным преимуществом такого рода конструкций является отсутствие распределителя мощности на линиях передачи, что упрощает проектирование и производство антенны. Надо принять во внимание, что при соотношении $D/\lambda > 100$, шаге решетки $\lambda/2$ количество излучателей N и, соответственно, каналов распределения мощности составит:

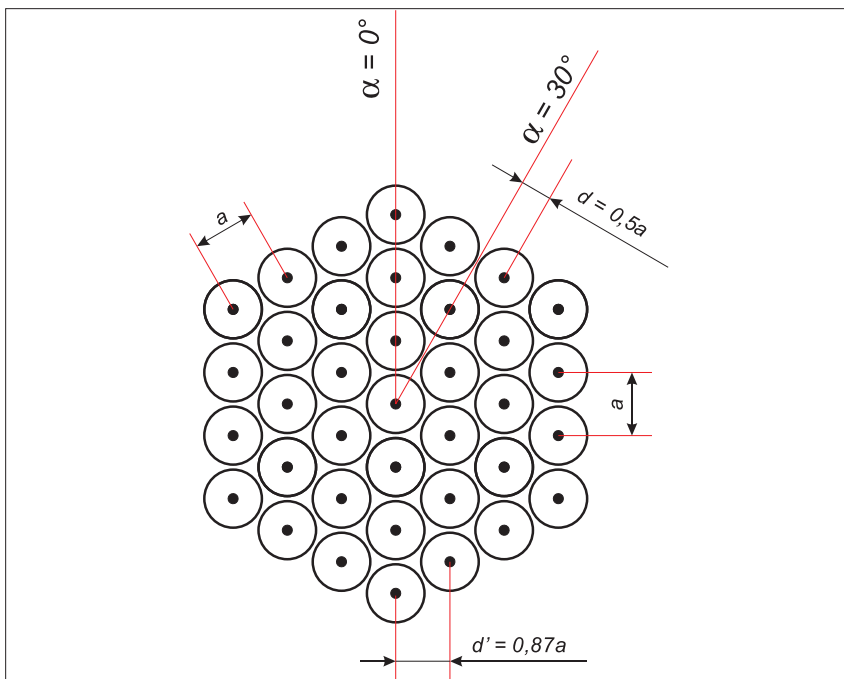
$$N = 4 \frac{D^2}{\lambda^2} > 4 \cdot 10^4.$$

Ширина луча такой решетки легко определяется как обратная величина отношению размеров к длине волны, а именно:

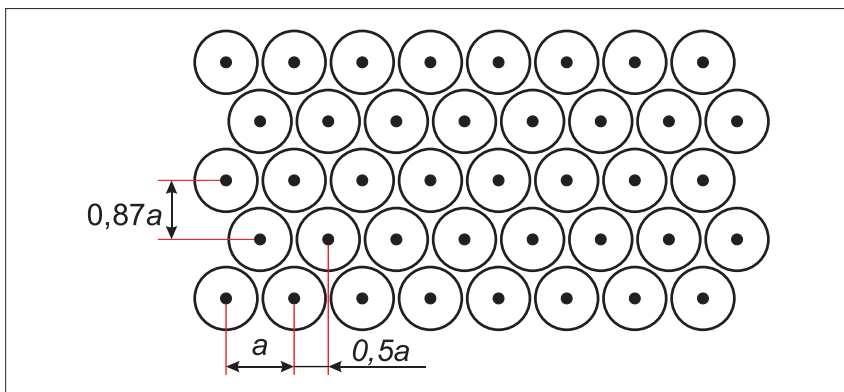
$$\theta_{0,5} \cong \frac{\lambda}{D} < \frac{1}{100} \text{ рад} \approx 0,5^\circ.$$

Основными элементами оптической схемы антенной решетки является облучатель и отражательная апертура, состоящая из нескольких десятков тысяч излучателей и фазовращателей. При этом интересно то, что можно применить не только прямоугольную сетку расположения излучателей, наиболее часто встречающуюся в ФАР со строчно-столбцовым распределителем, а более сложную структуру из известных групп Браве [1], например, гексагональную¹.

Наибольший интерес представляет решетка, показанная на рис. 1. Для нее следует рассмотреть оси $\alpha' = 0^\circ$ и $\alpha' = 30^\circ$. В этих случаях мы получим: $d' = 0,5a$ при $\alpha' = 30^\circ$; $d' = 0,87a$ при $\alpha' = 0^\circ$. Таким образом, для гексагональной решетки расстояние между проекциями ее элемен-



▲ Рис. 1. Шестигранная антенна с гексагональным расположением излучателей. Показаны оси $\alpha' = 0^\circ$ и $\alpha' = 30^\circ$



▲ Рис. 2. Прямоугольная антенна с гексагональным расположением излучателей

тов на любое расстояние всегда меньше $0,87a$ (рис. 1 и 2). Это очень важно, так как позволяет использовать излучатели и управляющие устройства большего диаметра, чем в случае квадратной решетки. Требование полного отсутствия дифракционного максимума при отклю-

нении луча на 90° в случае шестигранной решетки приводит к условию $a \leq 0,58\lambda$. В ряде случаев увеличение допустимого размера на 16% или, соответственно, снижения количества элементов на 16% облегчает конструирование управляющих устройств и излучателей.

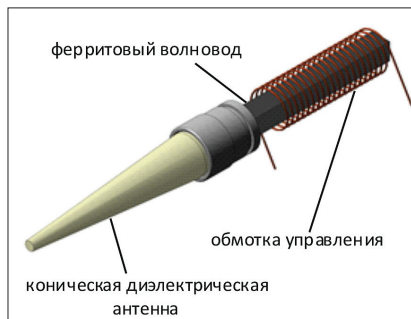
¹ Кроме пяти известных эквидистантных решеток Браве в отражательной схеме можно применить неэквидистантное расположение излучателей.

УСЛОВИЕ ВОЗНИКНОВЕНИЯ ДИФРАКЦИОННЫХ МАКСИМУМОВ ПРИ ОТКЛОНЕНИИ ГЛАВНОГО ЛУЧА

При заданной рабочей длине волны λ расстояние между центрами излучателей в шестигранной решетке и диаграмме направленности отдельного излучателя в виде $\cos\theta$ должно обеспечить, в нашем случае, подавление дифракционных максимумов на углах отклонения $\pm 45^\circ$. Этим условиям соответствует расстояние между центрами излучателей $0,65\lambda$.

КОНСТРУКЦИЯ ЭЛЕМЕНТА РЕШЕТКИ

В качестве антенного управляемого элемента был использован отражательный ферритовый фазовращатель круговой поляризации, согласованный с электрической антенной конической формы, показанный на рис. 3.



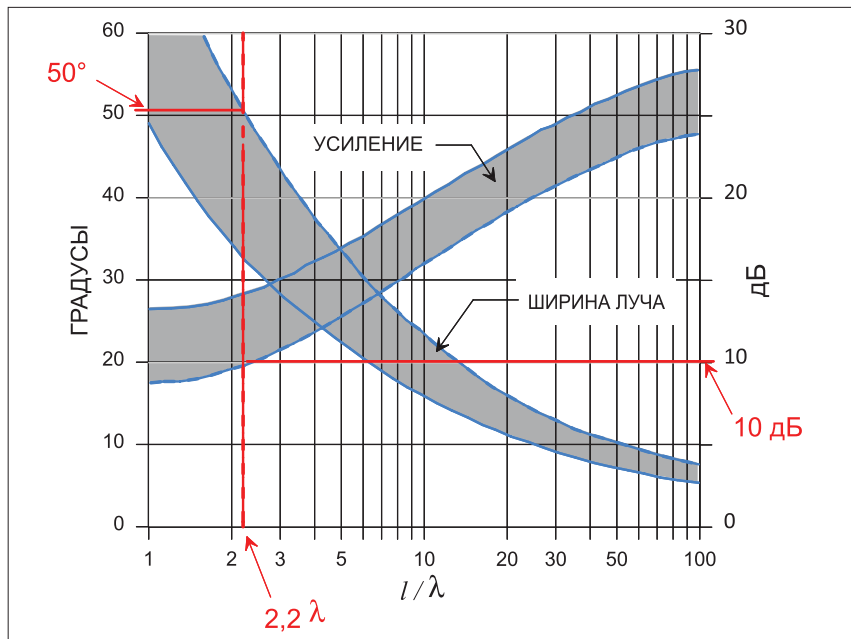
▲ Рис. 3. Внешний вид элемента решетки

ДИЭЛЕКТРИЧЕСКИЙ КОНИЧЕСКИЙ ИЗЛУЧАТЕЛЬ

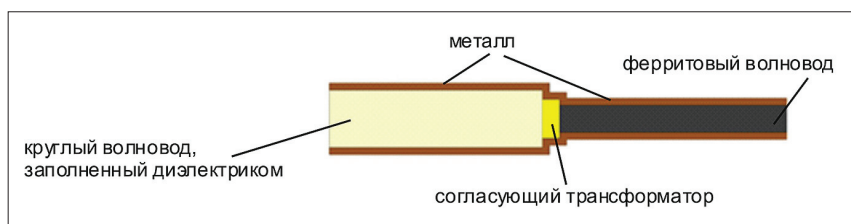
Излучатель в виде антенны поверхностной волны удобен для совмещения с волноводным фазовращателем. В английской литературе его называют Polyrod, если изготавливать из полистирола и Ferrorod, если его делают из феррита, как единое целое с фазовращателем. Антенные параметры такого диэлектрического излучателя достаточно хорошо изучены, для проектирования можно, например, воспользоваться номограммой из справочника [2] для определения усиления и ширины луча.

Ключевым параметром проектирования излучателя является ширина диаграммы направленности, которая должна соответствовать заданному сектору электронного сканирования антенны (рис. 4).

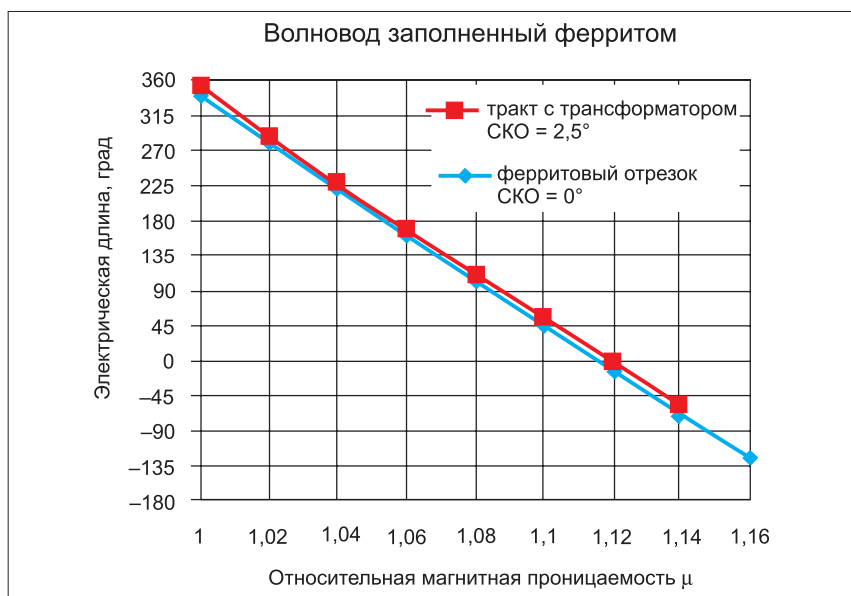
Как известно, диаграмма направленности антенной решетки равна произведению диаграмм одиночного элемента и диаграммы решетки, состоящей из все-направленных элементов. Поэтому, например, для сектора сканирования $\pm 30^\circ$ следует брать длину конуса 2–2,5 длины волны, что приводит к ширине диаграммы направленности 50–60°. При применении полистирола с наполнителем удобный размер по длине получается



▲ Рис. 4. Зависимость усиления и ширины луча антенны поверхностной волны при различных соотношениях l/λ



▲ Рис. 5. Поперечное сечение волноводной части отражательного фазовращателя



▲ Рис. 6. Фаза отраженного сигнала волновода, заполненного ферритом. Длина волновода $l = 4,5\lambda_w$, λ_w – длина волны в феррите

при материале с диэлектрической проницаемостью $\epsilon_r = 4$.

ФАЗОВРАЩАТЕЛЬ

В качестве управляемого элемента фазовращателя круговой поляризации используется отрезок феррита квадратного сечения с относительной диэлектрической проницаемостью $\epsilon_r = 15$ (рис. 5).

При небольшом линейном изменении относительной магнитной проницаемости μ , электрическая длина также будет изменяться линейно. Как следует из графика на рис. 6 среднеквадратичное отклонение (СКО) фазы практически равно нулю. СКО рассчитывается по отношению к аппроксимирующей прямой.

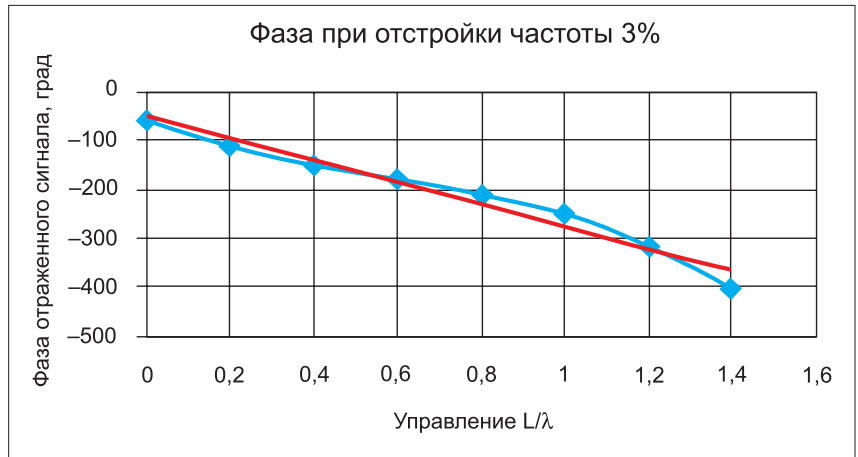
Для обеспечения работоспособности элемента антенной решетки требуется обеспечить согласование ферритового отрезка с излучателем. Первый шаг для проектирования может быть сделан при рассмотрении волноводного тракта, образованного ферритом и круглым диэлектриком, который переходит в антенну поверхностной волны. Волноводы могут быть согласованы между собой с помощью четвертьволнового отрезка со специально подобранной диэлектрической проницаемостью. Поперечное сечение такой линии передачи показано на рис. 5.

На центральной частоте можно добиться минимального КСВН и обеспечить приемлемое согласование в полосе частот 5–7%. Качество согласования напрямую определяет линейность фазовой характеристики будущего антенного элемента, так как внутренние переотражения изменяют фазу выходного сигнала. Фазовая характеристика тракта смещенного с отрезком феррита при КСВН = 1,04 уже имеет отклонение от линейности равное СКО = 2,5°. К сожалению, такое согласование не является окончательным, так как далее волна будет распространяться по диэлектрику без металлизации, а затем она направляется на конические границы раздела с воздухом. Это означает, что качество согласования должно быть проверено окончательно при работе излучателя на свободное пространство.

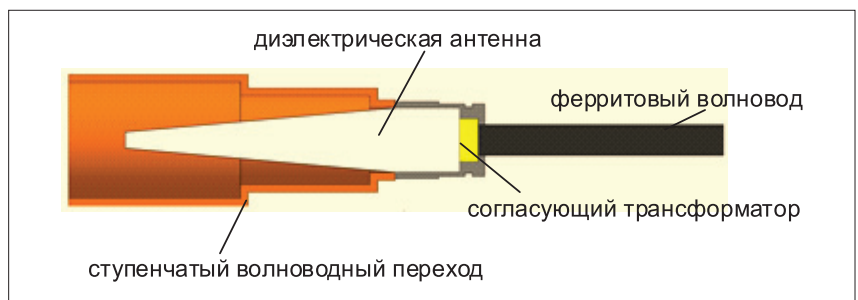
Моделирование² одиночного излучателя показывает, что в свободном пространстве согласование на центральной частоте незначительно ухудшается до уровня КСВН=1,17 и фаза ведет себя достаточно линейно с СКО=3,5°, однако при отстройке на несколько процентов согласование ухудшается до величины КСВН = 1,45, при этом фаза меняется существенно и дает СКО = 19°. На рис. 7 приведен график фазовой зависимости (синяя кривая) и линейная аппроксимация этой кривой (красным). Относительно линии аппроксимации высчитывается СКО, равное в этом случае 19°.

ИЗМЕРЕНИЕ ОДИНОЧНОГО ЭЛЕМЕНТА РЕШЕТКИ

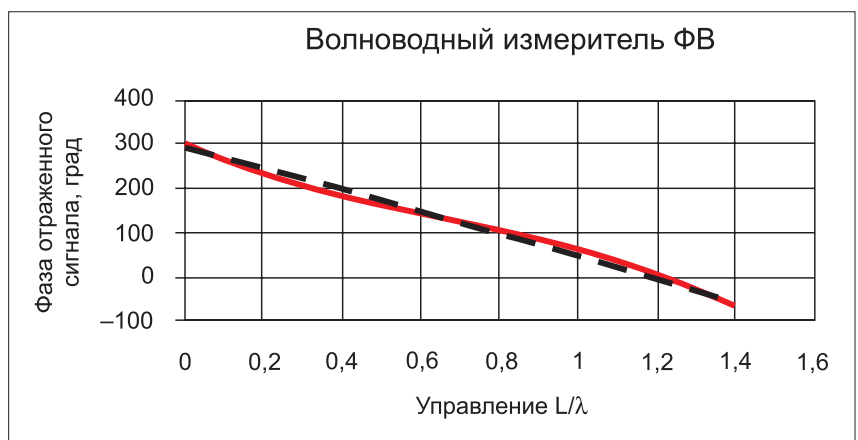
Для измерения параметров фазовращателя, входящего в конструкцию элемента решетки, используется ступенчатый волноводный переход (рис. 8), который служит для соединения с трактом векторного анализатора цепей. Точное значение диссипативных потерь в элементе можно измерить только при сомкнутом волноводном тракте, поэтому



▲ Рис. 7. Одиночный излучатель в свободном пространстве. Фазовая характеристика управления при отстройке частоты 3% имеет СКО = 19°



▲ Рис. 8. Поперечное сечение волноводного перехода, используемого для измерения фазовращателя



▲ Рис. 9. Фазовая характеристика фазовращателя, получаемая с помощью волноводного перехода (красная кривая). Штрих-пунктир — линейная аппроксимация. СКО = 2,5°

используется круглый волновод и, соответственно, волноводный тип волны, который отличается от поля свободного пространства.

Кроме того, наличие металлических стенок, близко расположенных от диэлектрического излучателя меняет структуру поля, однако это все-таки позволяет организовать надежные автоматизированные измерения с высокой повторяемостью. На центральной частоте линейность фазы (рис. 9) достаточно высокая СКО = 2,5°. Отличия замеров в волноводе и в свободном пространстве можно определить по анали-

зу параметров, полученных численным моделированием.

ИЗМЕРЕНИЕ ФАЗОВЫХ ХАРАКТЕРИСТИК ЭЛЕМЕНТА В СОСТАВЕ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ

После сборки антенных элементов в подрешетке необходимо измерить управляющую характеристику каждого фазовращателя: фазовременную, то есть зависимость фазы отраженной волны от времени перемагничивания феррита. Второй важный параметр — это начальная фаза элемента, которая может значительно отличаться друг

² Моделирование управляющей характеристики возможно за счет изменения магнитной проницаемости (рис. 6). Более удобно в численных пакетах это делать за счет удлинения феррита (рис. 7). В практических конструкциях управление ведется изменением длительности намагничивающего импульса. Все три шкалы управления дают одну и ту же нелинейность управляющей кривой, по которой высчитывается СКО

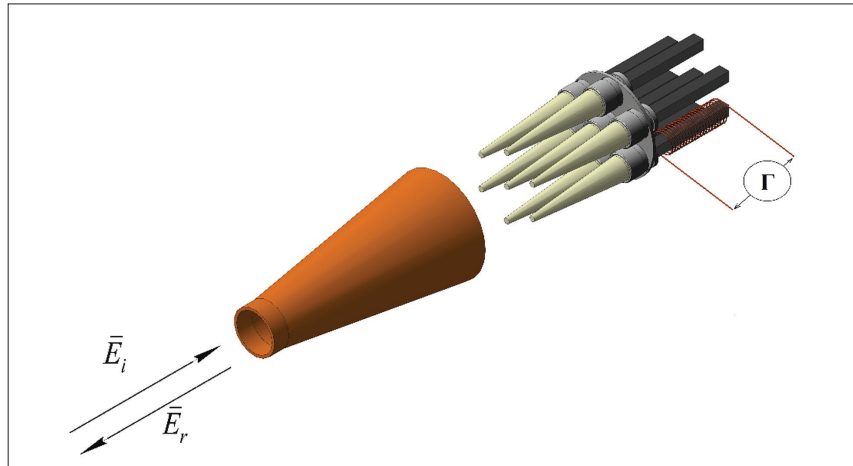
от друга, так как установка в решетку производится с точностью, составляющей заметную долю длины волны, линейные ошибки из-за механического крепления могут достигать 0,1λ в ферритовом волноводе. Кроме того, начальные фазы фазовращателей отличаются из-за различий в длине ферритового волновода, что объясняется высокой диэлектрической проницаемостью феррита и конечной точностью его механической обработки.

Для измерения фазовращателя в составе отражательной решетки используются два основных метода: **модуляционный** (рис. 10), фиксирующий полный отраженный сигнал в дальней зоне, при этом, один из фазовращателей циклически меняет фазу от минимального до максимального значения и **метод последовательного зондирования** элементов в раскрыве антенны.

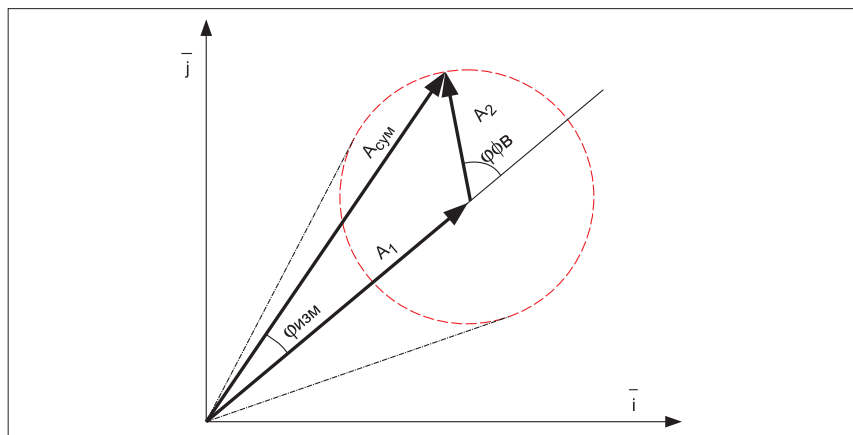
Достоинством модуляционного метода является то, что он полностью электронный, то есть стенд не имеет подвижных частей. Сигнал, отраженный от раскрыва антенной решетки принимается облучателем и поступает в приемник с высокой линейностью, далее производится понижение частоты, преобразование в комплексный сигнал на видеочастоте, на которой измеряется амплитуда и фаза. Суть метода выделения сигнала от нужного фазовращателя заключается в том, что в процессе замера решетки состоящей из N фазовращателей, все, кроме одного ($N - 1$), неизменны по фазе, а один циклически управляется импульсами длительностью от τ_{\min} до τ_{\max} . Таким образом, фаза этого элемента перестраивается от 0 до 360° ³.

Взаимодействие двух сигналов (рис. 11) неуправляемого A_1 и управляемого A_2 приводит нас к сложению двух векторов, сумма которых $A_{\text{сум}}$ поступает в облучатель и далее на векторный измеритель. Вектор A_2 в результате управления вращается на $360-400^\circ$, а фаза $\varphi_{\text{изм}}$ вектора $A_{\text{сум}}$ будет изменяться уже в другом диапазоне углов от $\varphi_{\text{изм min}}$ до $\varphi_{\text{изм max}}$, зависящем от соотношения амплитуд векторов $|A_1|$ и $|A_2|$. Очевидно, что в больших решетках, содержащих сотни элементов, диапазон изменения $\varphi_{\text{изм}}$ составляет несколько градусов.

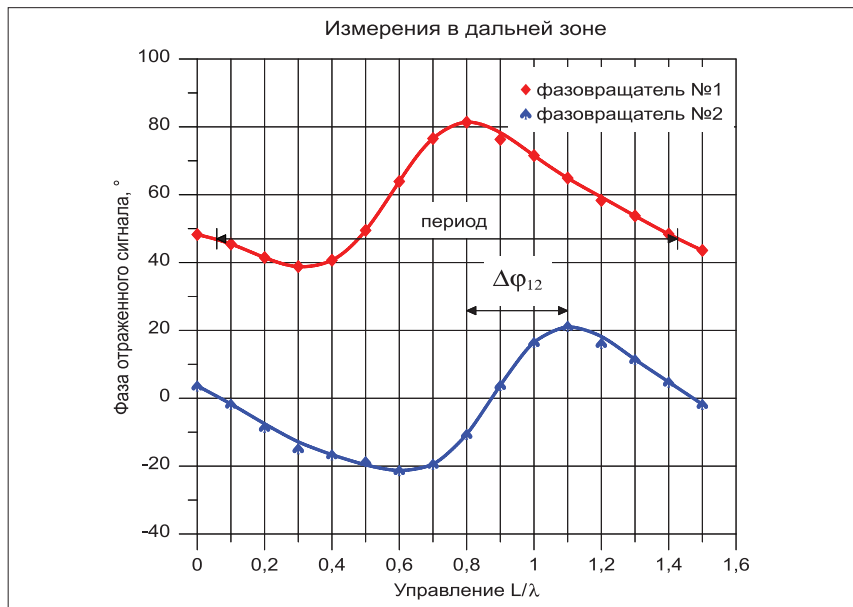
Задача измерения управляющей характеристики сводится к анализу полученного после приемника векторного сигнала. Для решетки, состоящей из семи излучателей (рис. 10), фаза отраженного сигнала приведена на рис. 12. По полному периоду $T_{\text{пер}}$ фазовой функции можем определить длительность цикла управляющего сигнала



▲ Рис. 10. Измерение фазы отраженной волны модуляционным способом



▲ Рис. 11. Определение фазы испытуемого фазовращателя $\varphi_{\text{фв}}$ по векторному сигналу от решетки $A_{\text{сум}}$ при модуляционном методе



▲ Рис. 12. Фаза отраженного сигнала от подрешетки из семи фазовращателей. Синяя кривая — модулируется фазовращатель № 1, красная кривая фазовращатель № 2

ла τ_{360} , который определяет крутизну $K_{\text{упр}}$ фазовой управления, равную:

$$K_{\text{упр}} = \frac{360^\circ}{\tau_{360}}$$

Второй параметр — начальная фаза элемента $\Delta\varphi_{12}$ определяется разностью времен управления между экстремумами фазовых функций фазовращателей, например, номера 1 и 2 на рис. 12.

³ В ферритовых фазовращателях перестройка всегда более 360° . Типичное значение перестройки 400° .

Сканирование лучом антенной решетки осуществляется заданием требуемой фазы на произвольный фазовращатель, например, величиной φ_n , за счет управляющего импульса длительностью τ_i , определяемому из соотношения:

$$\tau_i = \frac{\varphi_{\alpha,\beta}}{K_{упр}} - \frac{\Delta\varphi_{0n}}{K_{упр}},$$

где $\varphi_{\alpha,\beta}$ — фаза на фазовращателе, необходимая для поворота луча на требуемый угол α, β , $\Delta\varphi_{0n}$ — начальная фаза данного фазовращателя относительно опорного элемента.

Недостатком этого метода является сложность аппаратуры регистрации сигнала, необходимость иметь высокочувствительный приемник и работать по малому сигналу от единичного элемента на фоне большого отраженного сигнала от $N - 1$ элементов.

Во втором методе — прямого зондирования раскрыва используется последовательный опрос каждого излучающего элемента. Для этого применяется стол с двухкоординатным перемещением антенны, а зонд перемещается по третьей координате, в качестве зонда используется конический волновод.

Недостатком зондового метода является изменение поля излучателя при совмещении с зондом, это традиционная проблема измерения, при котором происходит вмешательство в поле испытываемого объекта. Уровень влияния на излучатель можно определить, рассчитав поля внутри зонда и фазу коэффициента отражения переходного устройства, показанного на рис. 13.

Оценим влияние конического зондового волновода на измеряемую характеристику управления фазовращателя для двух вариантов построения конуса: с зазором по диаметру и с двумя зазорами по диаметру и по длине конической антенны. На рис. 14 приведены характеристики управления фазовращателей, полученные для двух вариантов конструкции зонда. Анализ показывает, что в первом случае СКО = 4,5°, а во втором СКО = 7,5°.

После проведения замеров управляющей кривой, записываются величина Купр и начальная фаза $\Delta\varphi_{0n}$, а вычисление времени перематгничивания τ_i выполняется по соотношению, аналогичному модуляционному методу:

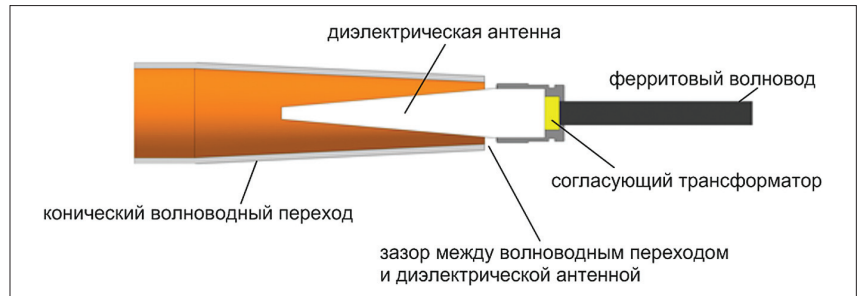
$$\tau_i = \frac{\varphi_{\alpha,\beta}}{K_{упр}} - \frac{\Delta\varphi_{0n}}{K_{упр}}.$$

**КОЛИЧЕСТВЕННАЯ ОЦЕНКА
ВЗАИМНОЙ СВЯЗИ МЕЖДУ
ИЗЛУЧАТЕЛЯМИ**

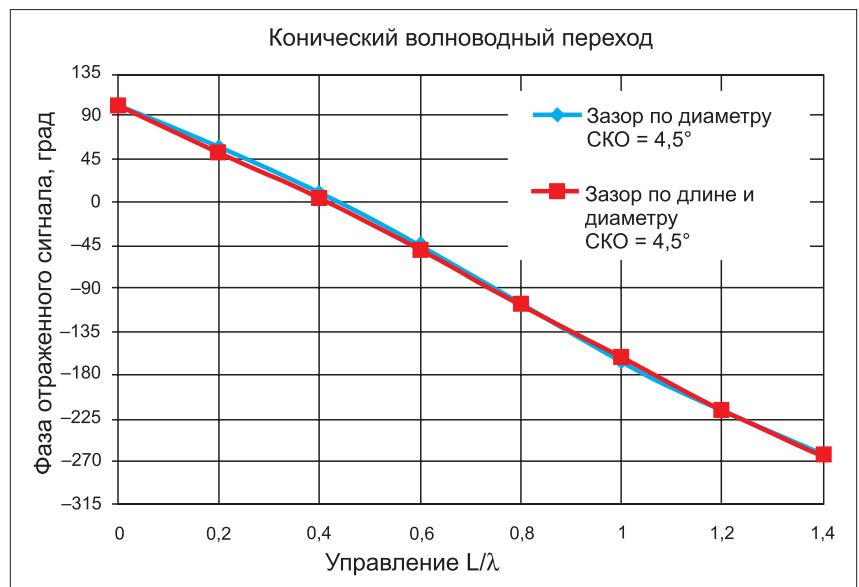
Взаимная связь между излучателями в антенне с электронным дви-

жением луча приводит к искажениям амплитудно-фазового распределения в апертуре антенны и, как следствие этого, — к систематическим ошибкам положения луча и росту уровня боковых лепестков. Поэтому важно уметь количественно оценить величину этой взаимной связи, то есть уметь нахо-

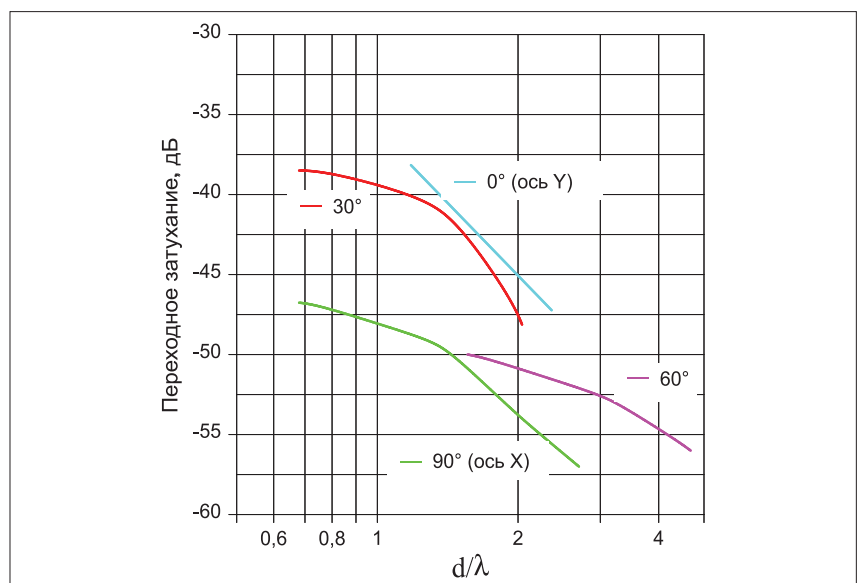
дить взаимный импеданс переходного затухания между излучателями. Для исследования искажений диаграммы направленности не обязательно знать величины r_{12} и x_{12} , измеренные в Омх. Достаточно знать модуль и фазу коэффициента передачи между двумя излучателями. Расчет взаимной связи сла-



▲ Рис. 13. Поперечное сечение конического волноводного перехода, используемого в зондовой измерительной станции



▲ Рис. 14. Фазовые характеристики элемента, измеряемые с помощью конического перехода



▲ Рис. 15. Переходное затухание между диэлектрическими излучателями в решетке для различных сечений 0, 30, 60 и 90°

бонаправленных излучателей, из которых образована отражательная решетка целесообразно вести с помощью численного моделирования.

На рис. 15 показана зависимость переходного затухания $T(d/\lambda)$ для излучателей с диаграммами направленности шириной $\theta_{з\text{нб}} = 50^\circ$. Известно, что для диполей затухание меняется со скоростью 3 дБ или 6 дБ на октаву [1] (октава — двукратное изменение какой-либо величины, в нашем случае расстояния). Скорость роста 3 дБ на октаву отражает двукратное уменьшение напряженности поля при четырехкратном увеличении расстояния. Это отвечает связи между излучателями за счет полей рассеяния излучателей в ближней зоне. Скорость 6 дБ на октаву отражает двукратное уменьшение плотности потока мощности при двукратном увеличении расстояния. Это означает связь между излучателями за счет переноса мощности. Из графиков на рис. 15 хорошо видно, что для диэлектрической антенны связь за счет полей рассеяния играет решающую роль при $d/\lambda \approx 1,5$. При большем расстоянии d/λ наблюдается только перенос мощности.

Расчеты переходного затухания между рассматриваемыми излучателями для шага решетки $a = 0,65\lambda$ приведены в таблице.

Зная зависимость амплитуды переходного затухания $T(d/\lambda)$, можно определить максимальную ошибку установки фазы в элементе, предположив, что на излучатель в наихудшем случае мощность из соседних элементов приходит синфазно. При таком предположении достаточно вычислить амплитуду паразитного сигнала как суперпозицию сигналов пришедших от всех влияющих элементов решетки $A_N(x_i, y_j)$ и далее воспользоваться моделью двух взаимодействующих векторов аналогично рис. 11, определить амплитуду $A_\Sigma(x_n, y_n)$ максимальную $\varphi_{\text{макс}}^{\text{вв}}$ и текущую $\varphi_{\alpha\beta}^{\text{вв}}$ результирующего сигнала, образованного основным и наведенным:

$$A_\Sigma(x_n, y_n) = N1 \cdot A_1(x_i, y_j) + N2 \cdot A_2(x_i, y_j) + N3 \cdot A_3(x_i, y_j),$$

где $N1, N2, N3$ — количество идентичных по влиянию элементов в первом, втором и третьем поясе.

В приведенной формуле сигналы от излучателей из поясов далее третьего не учтены, из-за малости перетекающей мощности.

Проведенные расчеты показывают, что амплитуда суммарного вектора для гексагональной решетки с расстоянием между центрами излучателей $0,65\lambda$, составляет:

Таблица. Расчеты переходного затухания между излучателями для шага решетки $a = 0,65\lambda$

Номер элемента	Нормированное расстояние между излучателями d/λ по оси X	Нормированное расстояние между излучателями d/λ по оси Y	Величина взаимной связи по амплитуде $A(x_n, y_n)$ дБ
1	a	0	-47
2	$2 \times a$	0	-49
3	$0,5 \times a$	$0,87 \times a$	-38
4	0	$2 \times 0,87 \times a$	-38
5	a	$2 \times 0,87 \times a$	-40
6	$1,5 \times a$	$0,87 \times a$	-50
...	
n	$0,5 \times a \times n$	$0,87 \times a \times n$	

$$|A_\Sigma(x_n, y_n)| = 0,2.$$

Соответственно, аргумент этого вектора, являющегося максимальной возможной ошибкой установки фазы нашего элемента из-за взаимного влияния:

$$\varphi_{\text{макс}}^{\text{вв}} = \pm \arcsin \frac{|A_\Sigma(x_n, y_n)|}{1 - |A_\Sigma(x_n, y_n)|} = \pm 14,5^\circ.$$

Это оценка сверху, так как при противофазном сложении влияющих излучателей, результирующий вектор будет иметь, очевидно, меньшую ошибку по фазе.

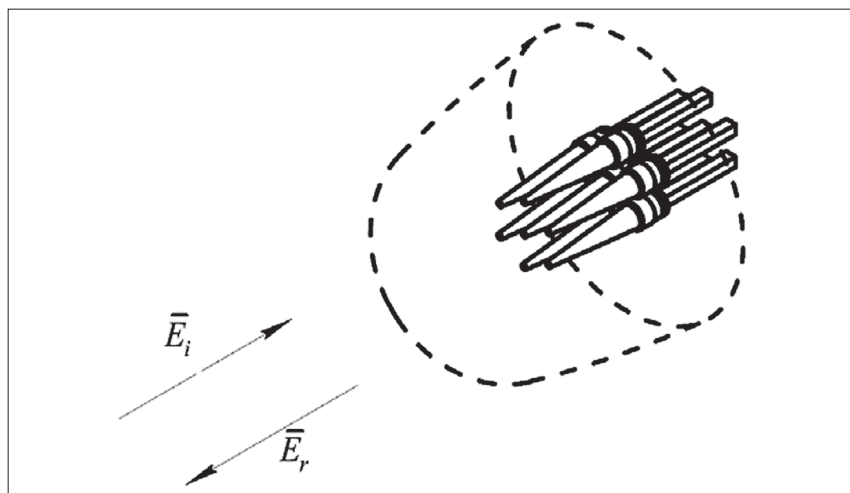
Текущее значение фазовой ошибки $\varphi_{\alpha\beta}^{\text{вв}}$, соответствующей заданному углу поворота луча α, β можно получить, вычислив векторную сумму влияющих сигналов, зная амплитуды из таблицы и фазы волн взаимодействующих излучателей. Так как, для большой антенны значения фаз в различных излучателях будут равномерно распределены в диапазоне $0-360^\circ$, то векторная сумма будет в несколько раз меньше максимальной возможной величины $\varphi_{\text{макс}}^{\text{вв}}$ и составит единицы градусов. По сравнению с другими типами ошибок, ошибка в несколько градусов, связанная с взаимным влиянием является незначительной.

ФОРМИРОВАНИЕ ГЛАВНОЙ И ПАРАЗИТНОЙ ОТРАЖЕННЫХ ВОЛН

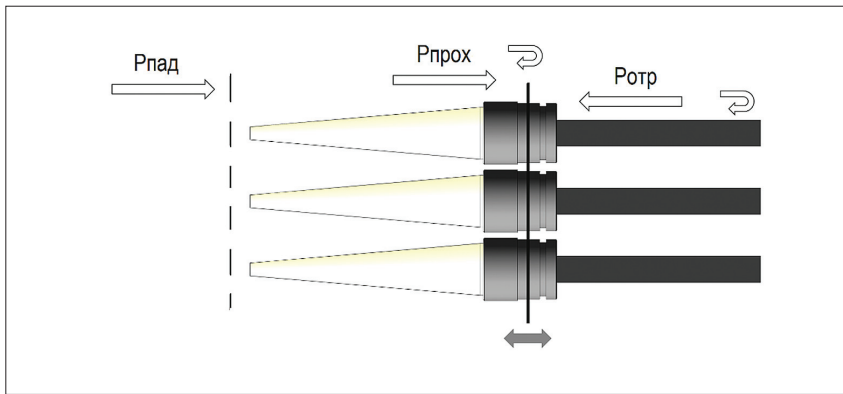
На рис. 16 представлена подрешетка, образованная коническими излучателями. Часть энергии плоской волны, падающей на решетку излучателей E_i , возбуждает конические излучатели, затем проходит в фазовращатель. Эта часть волны приобретает фазовый сдвиг в фазовращателе и затем излучается E_r во внешнее пространство через конические диэлектрические излучатели. Фазовые сдвиги в фазовращателях обеспечивают формирование излученной волны в необходимом направлении.

Некоторая часть волны проникает в зазоры между фазовращателями, распространяется по этим зазорам, испытывает отражение и излучается обратно в свободное пространство. Эта часть волны не подвергается фазовым сдвигам и поэтому не управляется. Эта часть волны является паразитным излучением, она искажает результирующую диаграмму направленности антенны.

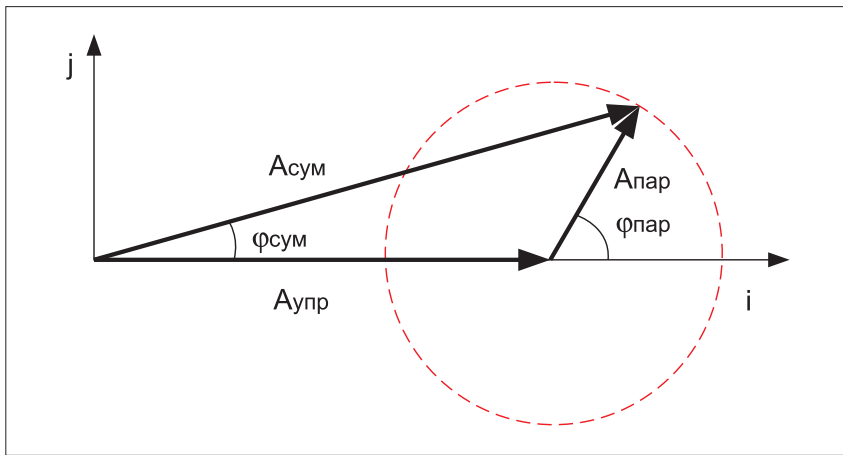
В зависимости от диаграммы направленности излучателя и площади, занимаемой излучателями, согласованными с ферритовыми фазовращателями, доля мощности волны, проникающей в зазоры между фазовращателями, может



▲ Рис. 16. Подрешетка из семи отражательных элементов



▲ **Рис. 17.** Соотношение отраженной и проходящей мощности на подрешетке с коническими излучателями. Расстояние между центрами излучателей $0,65\lambda$. Диаметр излучателя — $0,25\lambda$.



▲ **Рис. 18.** Сложение векторов управляемого $\vec{A}_{упр}$ и неуправляемого сигналов $\vec{A}_{пар}$

составлять 10–20% от мощности волны, падающей на решетку от главного излучателя. При неблагоприятном соотношении фаз амплитуда паразитной волны может оказаться сопоставимой с амплитудой главного луча волны, излучаемой отражательной решеткой, поэтому необходимо выполнить расчеты для определения соотношения этих волн.

Для расчета отраженной и прошедшей волны через решетку можно использовать решение задачи обратного рассеяния плоской волны. Численное моделирование проводилось на подрешетке, состоящей из семи элементов с расстоянием между центрами излучателей $0,65\lambda$. Диаметр излучателя составляет $0,25\lambda$. Элемент заключен в металлический экран. Зазор между излучателями $0,125\lambda$.

Влияние зазоров и свойства материалов, расположенных в этих зазорах можно оценить с помощью численных программ, предназначенных для измерения рассеяния плоской волны на произвольных структурах, состоящих из металла и диэлектрика. Это позволяет определить оптимальные размеры отражательной структуры и выработать рекомендации по ошибкам фазового распределения, вносимых паразитными волнами. Прошедшая в зазоры волна $P_{прох}$ может отразиться от металлической или ди-

электрической стенки и начать распространяться в обратном направлении, создавая паразитную, то есть неуправляемую волну такой же мощности $P_{пар}$. При полном отражении мощности паразитная и прошедшая волны будут равны. Проведенные расчеты показали, что соотношение падающей и паразитной волн составляют:

$$P_{пар} = P_{прох} = 0,15 P_{пад}$$

Ход волн показан на рис. 17. С учетом уменьшения мощности управляемой волны за счет потерь в фазовращателе, мощности и амплитуды волн будут следующими:

$$P_{упр} = 0,7; |A_{упр}| = 0,84;$$

$$P_{пар} = 0,15; |A_{пар}| = 0,4.$$

В этих вычислениях учтены потери в фазовращателе, уменьшающие мощность управляемой волны на величину 1,2–1,5 дБ. Фазовая ошибка определяется сложением векторов $\vec{A}_{упр}$ и $\vec{A}_{пар}$, как это показано на рис. 18.

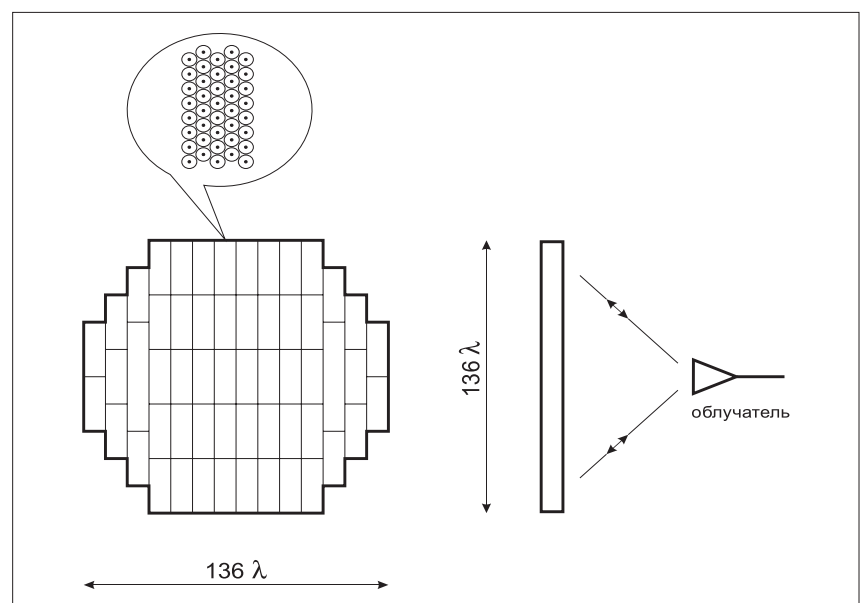
Полученные амплитуды отраженной управляемой волны и отраженной неуправляемой волны позволяют вычислить угол $\varphi_{сум}$, максимальная величина которого определяет ошибку установки фазовращателя $\varphi_{макс}^{упр}$ из-за наличия паразитной волны:

$$\varphi_{макс}^{упр} = \pm \arcsin \left| \frac{A_{пар}}{A_{упр}} \right| = \pm 30^\circ.$$

Такая величина неуправляемой волны приведет к модуляции амплитудного распределения в раскрыве антенны $\pm 0,7$ дБ. Эта величина экспериментально подтверждается измерениями на подрешетке.

ХАРАКТЕРИСТИКИ РЕТКИ ПРИ АМПЛИТУДНО-ФАЗОВЫХ ОШИБКАХ

В предыдущих разделах были рассмотрены разбросы фаз в излучателях. Для антенн с большим числом элементов



▲ **Рис. 19.** Отражательная решетка размером 136λ , состоящая из подрешеток

случайные ошибки мало сказываются на *положении* луча. В этом смысле увеличение числа излучателей оказывается полезным, так как большое их число приводит к усреднению случайных ошибок. Значительно более опасными для нарушения работы антенны являются ошибки амплитудно-фазового распределения, вызванные причинами, общими для ферритовых управляющих устройств, то есть *систематическими*.

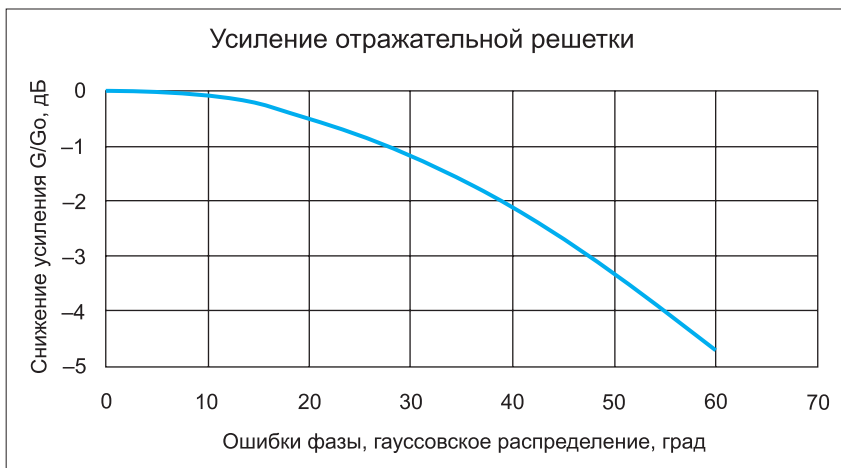
Амплитудные ошибки в отражательной решетке связаны только с потерями в феррите. Их величина менее 1,5 дБ, а разброс от образца к образцу незначительный 0,3–0,5 дБ, то есть амплитудной модуляцией можно пренебречь (рис. 19).

Основные искажения диаграммы направленности происходят за счет фазовых ошибок. Эти ошибки являются последствиями:

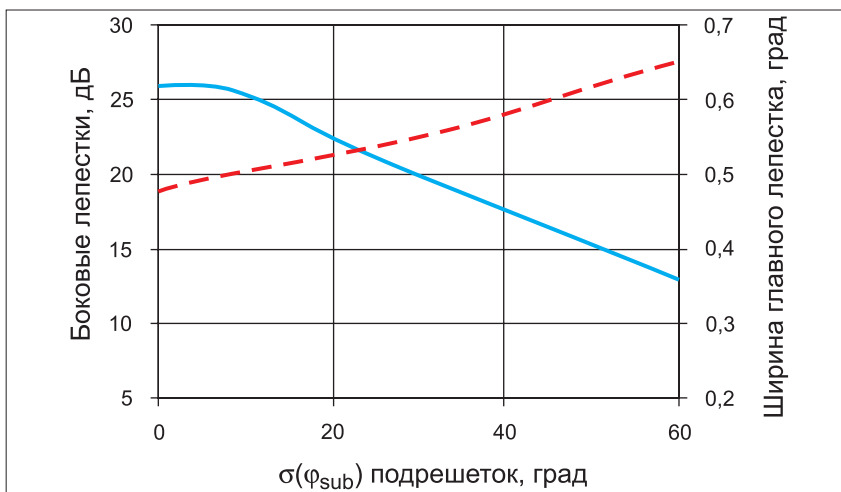
1. Рассогласования ферритового отрезка волновода с диэлектрической антенной.
2. Измерений фазовращателя в волноводе, вместо свободного пространства.
3. Измерений элементов решетки в коническом волноводном переходе с технологическими зазорами.
4. Взаимной связи между излучателями.
5. Возникновения паразитной неуправляемой волны.
6. Разностью фаз между подрешетками.

Предполагая, что найденные в предыдущих разделах СКО различных типов фазовой ошибки можно рассматривать как равновероятные, определяемые разными причинами, можно найти зависимость падения коэффициента усиления решетки и роста боковых лепестков, задаваясь стандартным отклонением гауссовского распределения фазы в уравнении для расчета ДН решетки. На рис. 20 показано снижение усиления решетки круглой формы диаметром 136λ с фокусным расстоянием 96λ при фазовых ошибках различной величины.

Кроме снижения усиления, фазовые ошибки приводят к росту боковых лепестков диаграммы направленности и расширению главного лепестка. Если случайные ошибки фазы во всех элементах большой решетки даже при $\sigma = 45^\circ$ влияют незначительно, то систе-



▲ Рис. 20. Снижение усиления отражательной решетки из-за фазовых ошибок. Отношение $D/\lambda = 136$, в оптической схеме используется центральное питание $F/D = 0,7$, облучатель имеет форму диаграмму направленности вида $\cos^2\theta$



▲ Рис. 21. Ухудшение диаграммы направленности из-за разности фаз между подрешетками. Сплошная кривая — уровень бокового излучения, пунктирная — ширина главного лепестка по половинной мощности

матические ошибки, которые заключаются в различии начальных фаз в подрешетках, весьма существенны. Для большой решетки диаметром, $D = 136\lambda$ состоящей из подрешеток размером $25\lambda \times 10\lambda$, рассчитанные зависимости бокового излучения и ширины главного лепестка приведены на рис. 21. В расчетах амплитудного распределения использовалась функция $\cos^2\theta$ с пьедесталом $p = 0,5$.

Подрешетки содержат синфазные элементы, но фаза всей подрешетки отличается от остальных, то есть имеется случайный разброс $\sigma(\varphi_{sub})$ меж-

ду подрешетками. В связи с тем, что подрешеток небольшое количество, несколько десятков, то эффект от фазовых ошибок такого типа ближе к систематическому случаю: при ошибках от 0 до 45° боковые лепестки вырастают с -26 до -16 дБ, а главный луч расширяется от $0,48$ до $0,6^\circ$.

ЛИТЕРАТУРА

1. Вендик О. Г., Парнес М. Д. Антенны с электрическим сканированием. Введение в теорию, Спейнс-Пресс, 2002. — 232 с.
2. John Volakis, *Antenna Engineering Handbook*, McGraw-Hill Education; 4 edition, 2007.