

РАДИО-
И АКУСТИЧЕСКАЯ
ГОЛОГРАФИЯ

А К А Д Е М И Я Н А У К С С С Р
ОТДЕЛЕНИЕ ОБЩЕЙ ФИЗИКИ И АСТРОНОМИИ
НАУЧНЫЙ СОВЕТ ПО ПРОБЛЕМЕ «ГОЛОГРАФИЯ»

550.3+550.8.

РАДИО- И АКУСТИЧЕСКАЯ ГОЛОГРАФИЯ

Под редакцией
канд. техн. наук
Г. Е. КОРБУКОВА
и канд. техн. наук
С. В. КУЛАКОВА

2107



ИЗДАТЕЛЬСТВО «НАУКА»
ЛЕНИНГРАДСКОЕ ОТДЕЛЕНИЕ
ЛЕНИНГРАД · 1976



ПРЕДИСЛОВИЕ

Голографические методы и аппаратура находят все более широкое применение в различных областях науки и техники. И хотя в последние годы основные достижения в голографии связаны с оптической голографией, не вызывает сомнений, что в ближайшем будущем следует ожидать серьезных научных достижений и в области радио- и акустического диапазонов волн.

В настоящем сборнике помещены статьи, посвященные современным проблемам радио- и акустической голографии.

Методы формирования голограмм СВЧ диапазона, а также преобразования их в оптические голограммы рассмотрены в статьях В. М. Гинзбург и В. М. Мещанкина, А. С. Ключникова и В. П. Сидоровича.

В статье И. А. Вайнберг, Э. И. Вайнберга и В. А. Павельева дается описание новых многоэлементных и фотоуправляемых приборов измерения и визуализации пространственной структуры СВЧ полей.

В статьях И. Е. Гольберга с соавторами, а также П. М. Геруни и Д. С. Арутюняна рассматриваются принципы построения автоматизированных комплексов аппаратуры для измерения характеристик антенн голографическими методами.

Проблемам коррекции антенн СВЧ и оптического диапазона с использованием голографических методов посвящена статья Л. Д. Бахраха, С. Г. Рудневой, О. Б. Овезова и В. Б. Шверина-Кашина.

В статье А. А. Васильева с соавторами рассмотрены методы обработки сигналов многоэлементных фазированных антенных решеток в реальном масштабе времени.

Проблеме построения многоканальных систем голографического звуковидения посвящена статья Л. И. Байды с соавторами.

В работе Л. Е. Шендерова исследованы способы формирования звуковых изображений в фазовой голографической системе.

Вопросы формирования сфокусированного изображения в акустической голографии рассмотрены в статье О. В. Клыковского и В. Г. Прохорова.

Редакторы выражают надежду, что статьи, помещенные в настоящем сборнике, привлекут к себе внимание специалистов и будут способствовать дальнейшему развитию исследований в области радио- и акустической голографии, а также более широкому практическому использованию полученных результатов.

Г. Е. Корбуков, С. В. Кулаков

ОСНОВНЫЕ ЭТАПЫ РАДИОГОЛОГРАФИЧЕСКОГО ПРОЦЕССА

Введение

В настоящее время предложен и описан целый ряд разнообразных систем голографирования в радиодиапазоне — от простейших систем с механическим сканированием (см., например, [1—18]) или записью голограмм на непрерывных средах [19—32] до сложных систем с многоэлементными антенными решетками [33—36]. Несмотря на столь большое разнообразие решений (значительно более широкое, чем в оптической голографии), в работе каждой системы можно выделить несколько основных этапов, которые происходят, как правило, последовательно, а иногда и параллельно во времени. Наша задача заключается в рассмотрении их особенностей и выяснении отдельных возможных технических решений при проектировании аппаратуры, а также в том, чтобы отметить наиболее важные, с нашей точки зрения, проблемы, которые должны быть решены при создании указанной аппаратуры. При этом не будем останавливаться на общих вопросах теории голографирования в радиодиапазоне, полагая ее хорошо известной (см., например, [37]).

Принципиально в любой радиоголографической системе можно выделить следующие основные этапы.

1. Регистрация СВЧ голограммы. Задача этого этапа — получение сигналов $I(x_r, y_r)$ той или иной физической природы, величина которых описывается уравнением голограммы

$$I(x_r, y_r) = \text{const} [e_s(x_r, y_r) e_r^*(x_r, y_r) + e_s^*(x_r, y_r) e_r(x_r, y_r)], \quad (1)$$

где x_r, y_r — координаты в плоскости регистрации радиоголограммы; $e_s(x_r, y_r)$ — комплексная амплитуда поля, несущего искомую информацию об объекте $T(x_1, y_1)$; $e_r(x_r, y_r)$ — комплексная амплитуда опорной волны.

Физическая природа сигнала $I(x_r, y_r)$ в различных системах может быть различной: это либо электрический сигнал, как в большинстве систем с радиоприемными устройствами; или тепловой, как во многих системах, использующих непрерывные среды; либо световой сигнал, как в системах с использованием оптической несущей (см., например, [38]) и т. п.

2. Преобразование голограммы. Цель этого этапа — получение сигналов той или иной физической природы, однозначно связанных с сигналами $I(x_r, y_r)$ по определенному правилу

$$I'(x'_r, y'_r) = F\{I(x_r, y_r)\}. \quad (2)$$

Конкретный вид преобразования F зависит от общей задачи, поставленной перед системой, и, как следствие этого, от вида дальнейших преобразований, а также тех технических решений, которые приняты в данной конкретной системе. В частности, это могут быть различные виды модуляции и кодирования электрических сигналов, простое масштабное преобразование координат и другие более сложные преобразования.

3. Запись голограммы. На этом этапе осуществляется запоминание преобразованных сигналов $I'(x'_r, y'_r)$ на материальном носителе: фотоматериале, магнитофонной ленте, перфоленте, электронно-лучевой трубке с запоминанием, нелинейном электрооптическом кристалле, слое термопласта и т. п. Именно этот носитель с записью сигнала $I'(x'_r, y'_r)$ обычно называют голограммой.

4. Обработка голограммы. Задача этого этапа — получение некоторого сигнала $E(x_3, y_3)$, несущего информацию об исходном объекте голографирования $T(x_1, y_1)$ по правилу

$$E(x_3, y_3) = \Phi\{I'(x'_r, y'_r)\}. \quad (3)$$

Конкретный вид преобразования Φ зависит от общей задачи, поставленной перед системой, и от типа преобразования F (2). В частности, это могут быть преобразования Фурье или Френеля, операция свертки или кросскорреляции с заданной функцией, операция вычисления тех или иных тригонометрических или алгебраических функций и различные сочетания указанных операций.

5. Получение выходной информации. Искомую информацию об исходном объекте получают в виде, доступном для непосредственной интерпретации ее исследователем или оператором.

В большинстве случаев выходная информация должна быть документирована, т. е. приспособлена для длительного хранения (в виде снимков, графиков, таблиц, протоколов). Будем условно называть этот документ изображением объекта, которое может не иметь внешне ничего общего с самим объектом, как, например, пространственная диаграмма направленности антенны или таблица распределений амплитуд и фаз в ее раскрыве внешне не похожа на саму антенну.

Рассмотрим каждый из этапов радиоголографического процесса.

1. Регистрация СВЧ голограммы

Сигнал $I(x_r, y_r)$ может быть получен различными способами, при этом все регистраторы СВЧ голограмм могут быть разбиты

на два больших класса: 1) использующие радиоприемные устройства и 2) использующие непрерывные среды.¹

Регистрация СВЧ голограмм при помощи непрерывных сред осуществляется в весьма простых, с принципиальной точки зрения, системах, копирующих известные системы оптической голографии. Основным препятствием к широкому применению таких систем является низкая чувствительность известных в настоящее время непрерывных сред, которая составляет величины порядка единиц милливольт на квадратный сантиметр. Второе препятствие — сложность создания однородных панелей такого типа с большими габаритами (более чем 1×1 м). При этом, например, для наиболее перспективного (с точки зрения чувствительности) варианта — панели с жидким кристаллом холестерического типа — возникает сложная инженерная задача жесткого термостатирования весьма больших поверхностей.

Тем не менее непрерывные среды даже с существующими параметрами уже находят применение в системах радиоголографии, особенно на миллиметровых волнах, где апертура плоскости регистрации может быть относительно небольшой. В настоящее время опубликован ряд работ как по исследованию свойств самих непрерывных сред, так и их применению в системах СВЧ голографии (см., например, [19—32, 40—49]). Поскольку ничего нового, кроме уже опубликованных в этих работах сведений по непрерывным средам в системах радиоголографии, нам не известно, отсылаем читателя к указанным работам и переходим к рассмотрению систем регистрации СВЧ голограмм с использованием радиоприемных устройств. В этих системах СВЧ излучение, рассеянное или излучаемое объектом, принимается приемной антенной (зондом) и подается на СВЧ преобразователь, в качестве которого обычно используется какой-либо нелинейный элемент (СВЧ детектор) или система нелинейных элементов. На тот же преобразователь подается сигнал опорной волны.

Различают два способа формирования опорной волны: а) естественный, при котором опорная волна формируется принципиально так же, как в оптической голографии, реально существует в пространстве и образует совместно с волной, рассеянной объектом, интерференционную картину в плоскости регистрации; б) искусственный, при котором в пространстве реально не существует опорной волны, а на СВЧ преобразователь подается лишь имитирующий ее СВЧ сигнал [5, 51—53].

При естественном формировании опорной волны СВЧ преобразователь выполняет обычно роль квадратичного детектора СВЧ

¹ Существуют, правда, системы, в которых одновременно используются и непрерывные среды и радиоприемные устройства (например, системы с фотоуправляемыми поверхностями [39], которые могут применяться для регистрации СВЧ голограмм методом возмущенного поля), однако по своим свойствам их можно также отнести к первому классу.

сигнала, образованного суммой объектной и опорной волн в точке приема, и, следовательно, на его выходе образуется сигнал

$$I(x_T, y_T) = (e_s + e_r)(e_s + e_r)^* = \{e_s - e_r^* + e_s^* e_r + e_r e_r^* + e_s e_s^*\} = I_1 + I_2 + I_3 + I_4. \quad (4)$$

Здесь только первые два слагаемых несут полезную и далее используемую информацию об объекте в соответствии с (1), а два других являются мешающими, особенно последнее слагаемое $I_4 = e_s(x_T, y_T) e_s^*(x_T, y_T)$, поскольку оно является неизвестной функцией координат и поэтому не может быть полностью устранено на последующих этапах обработки.²

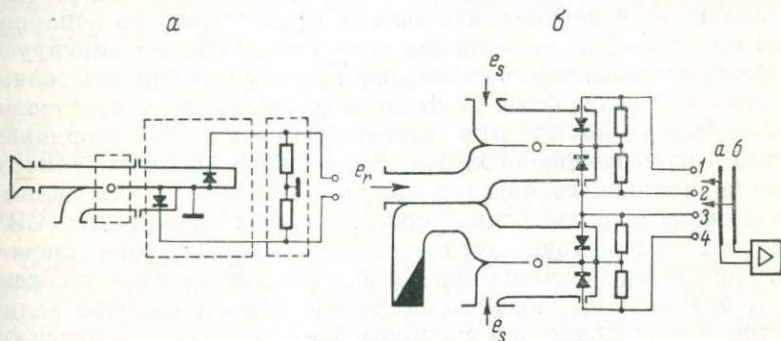


Рис. 1. Схемы приемников-перемножителей.

При искусственном формировании опорной волны, как показано в работе [5], применение схем типа приемника-перемножителя (рис. 1) позволяет получить на выходе сигнал, содержащий лишь два полезных слагаемых, а именно:

$$I(x_T, y_T) = I_1 + I_2 = e_s e_r^* + e_s^* e_r.$$

Такой результат позволяет применить существенно меньший угол падения опорной волны θ_1 на голограмму ($\sin \theta_1$ в системах с приемником-перемножителем может быть выбран в два раза меньшим, чем в системах с обычным детектором [5]), а это в свою очередь позволяет существенно уменьшить число отсчетов на голограмме, сократив тем самым время регистрации и упростив всю систему в целом (подробнее см. [54, 55]). Другим преимуществом искусственного формирования опорной волны является чрезвы-

² Хорошо известны способы частичного ослабления влияния этого слагаемого на конечный результат — увеличение угла падения опорной волны, увеличение относительной амплитуды опорной волны, вычитание постоянного уровня при обработке голограммы на ЭВМ — все эти методы, однако, имеют свои недостатки и не устраняют влияния указанного слагаемого полностью.

чайно простая реализация практически близкой к идеальной плоской опорной волны, тогда как при естественном формировании требуется применение весьма тщательно сконструированных антенных систем, формирующих такую волну. Основным недостатком искусственного формирования опорной волны является необходимость жесткой связи (кабелем или волноводом) приемного устройства с генератором СВЧ колебаний. Это может привести к техническим сложностям особенно в системах с механическим сканированием, поскольку при изменении конфигурации гибкого кабеля в тракте опорной волны при таком сканировании возможно появление амплитудных и фазовых искажений опорной волны. Именно поэтому в ряде случаев (обычно в миллиметровом диапазоне) еще применяется естественное формирование опорной волны.

Наклонное падение искусственно сформированной опорной волны на плоскость регистрации голограммы обычно имитируют при помощи управляемого фазовращателя в тракте опорной волны. При этом изменение фазы указанного фазовращателя производят по линейному закону при изменении одной из координат, т. е. имитируют плоскую волну. Однако возможен и другой способ имитации наклонного падения опорной волны [53], основанный на особенностях регистрации эквидистантных дискретных СВЧ голограмм при помощи устройств типа приемника-перемножителя. Используя приемник-перемножитель, построенный по схеме рис. 1, б, можно имитировать наклонное падение опорной волны в системах с механическим сканированием лишь только переключением в определенной последовательности выходных контактов 1—4, а в матричных системах лишь соответствующим изменением в разводке проводов. Такой способ имитации наклонного падения опорной волны имеет существенные преимущества перед обычно употребляемым способом с использованием управляемого фазовращателя, поскольку при этом устраняются все искажения опорной волны, связанные с неточностью настройки этого фазовращателя.

Принципиально в системах с радиоприемными устройствами, используя свойство квазилинейности (линейности по отношению к комплексной амплитуде) супергетеродинных методов приема, можно формировать (искусственно или естественно) опорную волну и на частоте, не равной частоте сигнала (см., например, [56]).

Это открывает дополнительные перспективы перед такими системами, связанные, в частности, с возможностью регистрации голограмм динамических объектов [37] и построения систем с визуализацией восстановленных изображений в реальном масштабе времени [35]. Однако не будем останавливаться подробно на этих системах, так как они пока не реализованы, а рассмотрим подробнее некоторые практические аспекты проектирования систем с искусственным формированием опорной волны и с применением приемников-перемножителей, поскольку такие системы являются в настоящее время наиболее перспективными.

а. Применение амплитудно-модулированных СВЧ колебаний

В практических системах радиоголографии для получения достаточно высоких чувствительностей приемных устройств необходимо применять усилители после приемников-перемножителей. Поскольку усилители постоянного тока обладают рядом общеизвестных существенных недостатков, желательно применять модулированные СВЧ колебания с тем, чтобы производить усиление на частоте модуляции. При этом применение приемников-перемножителей в СВЧ тракте, чувствительных к фазе СВЧ колебаний, накладывает определенные ограничения на схему усилителя низкой частоты в таких системах. Действительно, пусть комплексная амплитуда e_s в рассматриваемой системе является гармонической функцией времени, т. е.

$$\bar{e}_s(t) = e_s \cos(\Omega t + \psi), \quad (5)$$

где Ω и ψ — частота и начальная фаза модуляции.

Тогда на выходе СВЧ приемника-перемножителя получим

$$v = (e_s^* e_r + e_s e_r^*) \cos(\Omega t + \psi).$$

Если подать этот сигнал на обычную систему, состоящую из УНЧ и амплитудного детектора, то на выходе ее, очевидно, получим вместо требуемой в соответствии с (1) величины I ее модуль $(|e_s^* e_r + e_s e_r^*|)$, т. е. знак величины I будет потерян. Поэтому после усиления колебания v оно должно быть подано на систему типа синхронного детектора или на низкочастотный аналог нашего приемника-перемножителя. Положим, что усиленное в γ раз колебание v подается на низкочастотный приемник-перемножитель, на второй вход которого подано опорное колебание $E_r = |E_r| \times \exp i(\Omega t + \xi)$. Тогда на выходе этого устройства, очевидно, получим

$$I = \gamma E_r \cos(\psi - \xi) (e_s^* e_r + e_s e_r^*). \quad (6)$$

Обозначив постоянный коэффициент $\gamma E_r \cos(\psi - \xi) = \text{const}$, получим требуемый сигнал (1). При этом, очевидно, желательно подобрать сдвиг фаз в канале опорного колебания ξ , так чтобы выполнялось условие $|\cos(\psi - \xi)| = 1$.

В практических системах часто бывает желательным, чтобы сигнал на выходе регистратора голограммы был униполярным, тогда как выражения (1) и (6) дают биполярный сигнал. Для того чтобы получить такой сигнал в системах с модуляцией, необходимо добавить к сигналу (6) некоторый постоянный уровень R , величина которого была бы не меньше максимально возможного значения величины $|e_s^* e_r + e_s e_r^*|$. Такой уровень может быть, очевидно, просто создан с помощью отдельного постоянного источника, однако в ряде случаев оказывается более удобным применение схемы приемника-перемножителя, представляющего собою диф-

ференциальный усилитель (рис. 2). Такая схема легко поддается регулировке и не требует отдельного источника смещения. Применение ее особенно удобно в системах с имитацией наклонного падения искусственно сформированной опорной волны без управляемого фазовращателя. Действительно, коммутация сигналов на выходе непосредственно СВЧ приемника-перемножителя, как показано на рис. 1, а, в ряде случаев нежелательна в связи с малым уровнем коммутируемых сигналов. Поэтому их целесообразно

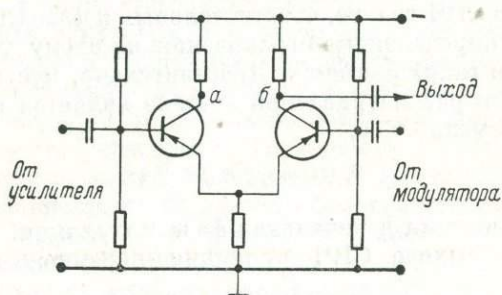


Рис. 2. Выходной каскад регистратора в системах с модулированным СВЧ сигналом.

сначала усилить в двухканальном усилителе (первый канал связан с выходом 1—2 на схеме рис. 1, а, а второй — с 3—4); а затем уже производить коммутацию, поочередно подключая, например, ко входу одного и того же детектора сначала точку *a* схемы рис. 2 одного из каналов, потом точку *a* такой же схемы в другом канале, затем точку *b* первого канала и, наконец, точку *b* второго, после чего весь цикл переключений повторяется снова. Можно применить только коммутацию точек *a* (или *b*) с одного канала на другой и изменить на 180° фазу колебания E_r (это удобно, например, при использовании в качестве модулятора стандартных генераторов звуковых сигналов с симметричным относительно средней точки выходом).

б. Супергетеродинные методы приема

В системах, использующих естественное формирование опорной волны на частоте, равной частоте сигнала, применение супергетеродинного метода не вносит ничего принципиально нового. В таких системах можно использовать обычный супергетеродинный СВЧ приемник без всяких изменений в его схеме. Ситуация, однако, изменяется, если используется искусственное формирование опорной волны и приемник типа приемника-перемножителя.

Действительно, описанный ранее приемник-перемножитель по существу сам является преобразователем частоты с нулевой промежуточной частотой. Поэтому поставить супергетеродинный

СВЧ приемник после такого перемножителя, очевидно, невозможно. По той же причине невозможно и просто поставить супергетеродинный приемник в сигнальный тракт до перемножителя. Остается лишь следующий путь — ставить перед перемножителем два супергетеродинных приемника: один в тракте опорной волны, а другой в сигнальном тракте (в случае применения перемножителя типа рис. 1, а) или три приемника (в случае применения двухканального перемножителя типа рис. 1, б). Сам же приемник-перемножитель должен работать на частоте $\Omega_{\text{пр}} = |\omega_c - \omega_r|$. При этом, поскольку перемножитель является амплитудно-фазовым детектором, необходима жесткая взаимная фазировка гетеродинов всех приемников. Практически необходимо использовать один общий возбудитель для всех указанных гетеродинов. Далее, из-за той же самой чувствительности приемника-перемножителя к разности фаз поданных на него колебаний необходима строгая стабильность разности фазовых набегов в трактах УПЧ всех супергетеродинов за все время регистрации голограммы, поскольку эта нестабильность непосредственно войдет в сигнал на выходе регистратора, который будет равен

$$I(x_r, y_r) = \text{const} (e_s e_r^* e^{i\Delta\varphi} + e_s^* e_r e^{-i\Delta\varphi}).$$

Требование малых значений $\Delta\varphi$, особенно при больших временах регистрации (например, десятки минут в системах с механическим сканированием), приводит к довольно жестким требованиям как в стабильности фазовых характеристик всех трактов УПЧ, так и к стабильности промежуточной частоты $\Omega_{\text{пр}} = |\omega_c - \omega_r|$. При использовании отдельных возбудителей колебаний ω_c и ω_r (как в обычных супергетеродинных приемниках) это приводит к соответственно жестким требованиям на стабильность частот этих возбудителей. Пусть, например, голографическая система работает на частоте $f_c = 30\,000$ Мгц и используется супергетеродинный приемник с типичными параметрами: промежуточная частота $f_{\text{пр}} = 30$ Мгц, полоса $\Delta F = 1$ Мгц. Поставим условие, чтобы ошибка $\Delta\varphi$, возникающая только за счет нестабильности частоты f_c и f_r , не превышала $\Delta\varphi_{\text{доп}} = 3^\circ$. Считая фазовую характеристику УПЧ в пределах полосы пропускания линейной и учитывая, что набег фазы на границе полосы составляет $\Delta\varphi_{\text{max}} = 45^\circ$, получим, что уход частоты $f_{\text{пр}}$ должен составлять не более чем

$$\Delta f_{\text{пр}} = \frac{\Delta F}{r} \cdot \frac{\Delta\varphi_{\text{доп}}}{\Delta\varphi_{\text{max}}} = 0.03 \text{ Мгц.}$$

Учитывая возможность отклонения частот ω_c и ω_r в разные стороны, получим требуемую стабильность СВЧ генераторов.

$$\frac{\Delta f_c}{f_c} = \frac{\Delta f_r}{f_r} \leq \frac{\Delta f_{\text{пр}}}{2f_c} = 10^{-6}.$$

Требования к стабильности частот СВЧ генераторов могут быть существенно снижены, если использовать только один

СВЧ генератор — генератор частоты ω_c , а частоту ω_r получить в результате смешивания колебаний частоты ω_c с колебаниями частоты Ω_{np} , создаваемого автономным генератором. Это, естественно, приводит к усложнению схемы всей приемной системы, которая в случае использования модулированных СВЧ колебаний

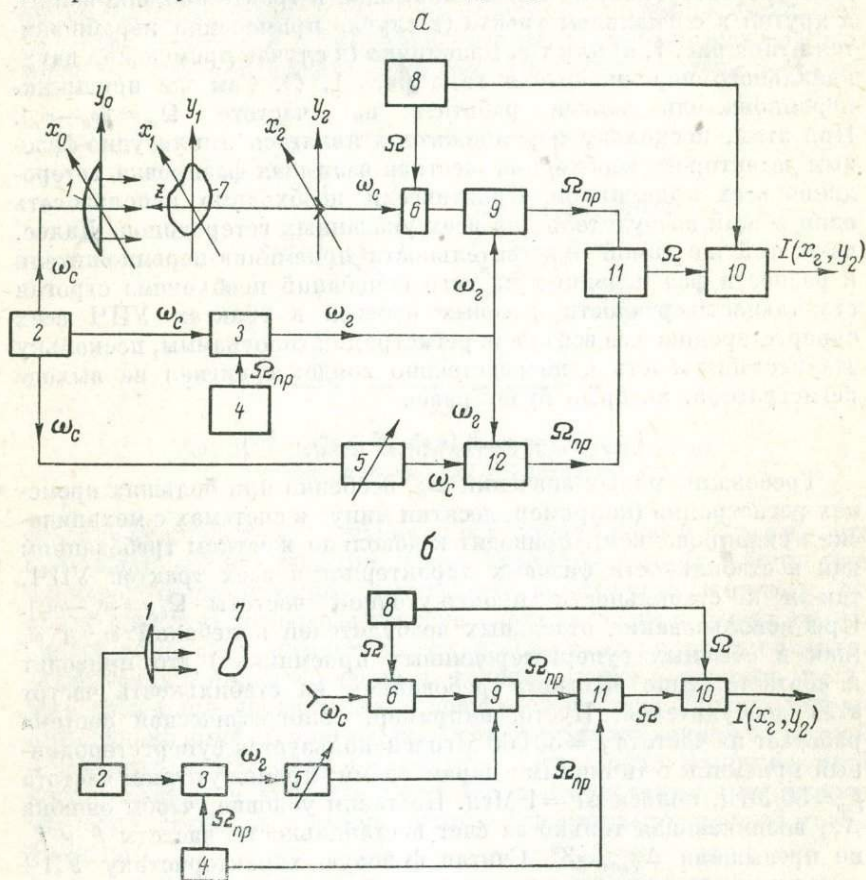


Рис. 3. Системы с супергетеродинными приемниками.

1 — освещающая антенна, 2 — генератор СВЧ, 3 — смеситель сдвига, 4 — генератор промежуточной частоты, 5 — фазовращатель, 6 — модулятор, 7 — объект, 8 — генератор частоты модуляции, 9, 12 — смеситель и УПЧ, 10 — выходной каскад регистратора, 11 — перемножитель на промежуточной частоте.

(что, конечно, желательно для получения высокой чувствительности) будет иметь вид, показанный на рис. 3, а.

Как видим, применение супергетеродинных методов приема в сочетании с приемником-перемножителем приводит к весьма сложным схемам и невозможности использования стандартных супергетеродинных приемников.

В системах с супергетеродинными приемниками и приемником-перемножителем нам представляется естественным использовать искусственное формирование опорной волны не на частоте сигнала, а на частоте гетеродина [35]. В этом случае, как легко видеть, общая схема несколько упрощается (отсутствует супергетеродинный приемник в канале опорной волны) и принимает вид, показанный на рис. 3, б.

Заметим, что усложнение схем при использовании супергетеродинного метода приема связано только с применением приемника-перемножителя, позволяющего устранить паразитное слагаемое в выражении (4) для сигнала $I(x_r, y_r)$, а не с самим искусственным формированием опорной волны. Поэтому возможно построение систем с искусственным формированием опорной волны и применением обычного супергетеродинного приемника, на выходе которого стоит амплитудный детектор, а не приемник-перемножитель, где получается сигнал, описываемый выражением (4), а не (1). При этом, однако, исчезают все преимущества систем, связанные с применением приемника-перемножителя.

При проектировании системы регистрации СВЧ голограмм, использующих приемники-перемножители, производя выбор между системой с прямым усилением и супергетеродинами, следует учитывать, что разница в чувствительностях этих систем относительно невелика. Дело в том, что, поскольку сам СВЧ перемножитель является по существу вырожденным случаем преобразователя в обычном супергетеродинном приемнике, чувствительность систем с таким приемником относительно высока, в частности в 3-сантиметровом диапазоне легко достигается чувствительность порядка 10^{-9} — 10^{-10} вт. Если поставить на входе такого приемника маломощный СВЧ усилитель (например, ЛВВ), можно получить чувствительность, приближающуюся к чувствительности супергетеродинного приемника.

в. Особенности систем регистрации с использованием метода возмущенного поля (МВП)

При регистрации СВЧ голограмм МВП (см., например, [37]) с искусственным формированием опорной волны на входе регистратора действуют не два, а три СВЧ сигнала: модулированный СВЧ сигнал, несущий информацию о комплексной амплитуде поля в плоскости регистрации голограммы $e_s \cos \Omega t$, немодулированный сигнал искусственно сформированной опорной волны e_r и немодулированный сигнал u_r , рассеянный объектом и попадающий на выход приемного зонда непосредственно, минуя возмущающий элемент. При использовании СВЧ приемника, не содержащего перемножителя, на выходе такой системы, очевидно, будем иметь сигнал

$$I(x_r, y_r) = \text{var} \{ (e_s \cos \Omega t + e_r + u_r) (e_s \cos \Omega t + e_r + u_r)^* \} = \\ = A \{ e_s e_r^* + e_s^* e_r + e_s u_r + e_s u_r^* \}, \quad (7)$$

где символ var означает операцию фильтрации составляющих, содержащих частоту модуляции Ω . Два последних слагаемых (f) являются паразитными. Кроме того, практически из-за неидеальной фильтрации на выходе таких систем могут присутствовать составляющие, обусловленные колебаниями с частотой 2Ω и пропорциональные величине $e_s e_s^*$. Эти слагаемые аналогичны слагаемому I_4 в сигнале (4) и также являются паразитными. В случае применения приемника-перемножителя на выходе регистратора, очевидно, будем иметь сигнал

$$I(x_r, y_r) = \text{var} \{ (e_s \cos \Omega t + u_r) e_r^* + (e_s \cos \Omega t + u_r)^* e_r \} = \\ = e_s e_r^* + e_s^* e_r.$$

Значит, в таких системах отсутствуют как паразитные слагаемые типа I_4 в (4), так и созданные за счет дополнительного СВЧ колебания u_r , специфичного для систем регистрации МВП.

2. Преобразование СВЧ голограмм

Сигнал, полученный в устройстве регистрации СВЧ голограмм, может быть подвергнут различным преобразованиям, вид которых зависит от конкретной задачи, поставленной перед всей системой. Таких задач может быть много, и охватить все не представляется возможным. Мы ограничимся рассмотрением лишь некоторых из преобразований, обратив основное внимание на отдельные вопросы их практической реализации.

а. Уменьшение (преобразование масштаба) СВЧ голограмм

Преобразование масштаба наиболее часто применяется в системах с оптической обработкой голограмм, в частности в системах, предназначенных для получения изображений объектов в радиовидении и пространственных диаграмм направленности антенн в антенных измерениях. Это преобразование сводится к тому, что в некоторой плоскости создается изображение (обычно оптическое), яркость которого $I'(x'_r, y'_r)$ пропорциональна сигналу, полученному в регистраторе голограмм ${}^3 I(x_r, y_r)$, а координаты x'_r и y'_r связаны с координатами x_r и y_r в плоскости регистрации простым соотношением

$$x'_r = \frac{x_r}{n}, \quad y'_r = \frac{y_r}{n},$$

где n — коэффициент уменьшения голограммы.

В случае применения непрерывных сред с оптической визуализацией распределения интенсивности СВЧ поля в плоскости реги-

³ Поскольку яркость не может быть величиной отрицательной, очевидна необходимость введения при таком преобразовании в сигнал $I(x_2, y_2)$ постоянного смещения, о котором упоминалось в разделе 1.

страции преобразование масштаба наиболее естественно производить с помощью оптических объективов. При этом в ряде случаев, когда значения n очень большие (ориентировочно при $n \geq 600$), приходится применять двухэтапный процесс уменьшения: на первом этапе производится лишь уменьшение в $n_1 < n$ раз, затем полученное изображение фиксируется (например, на фотоматериале) и вновь уменьшается в n_2 раз, так чтобы общее уменьшение было равно требуемому $n = n_1 \cdot n_2$. Необходимость двухэтапного уменьшения в таких случаях обусловлена, с одной стороны, ограниченными размерами установки для уменьшения, а, с другой — ограниченным углом зрения высокоразрешающих объективов, обычно применяемых на втором этапе уменьшения.

Аналогичные системы уменьшения можно применять в сочетании с матричными системами регистрации, визуализирующими СВЧ поле в плоскости регистрации (например, матрица газоразрядных приборов [37]), или в системах со сканированием, в которых униполярный сигнал $I(x_r, y_r)$ управляет яркостью свечения сканирующего синхронно с приемным зондом источника света. Однако в большинстве вариантов систем с регистрацией СВЧ голограмм при помощи радиоприемных устройств целесообразно, на наш взгляд, применять электронное уменьшение, т. е. вывод требуемого изображения на экран ЭЛТ. При использовании записи голограмм на фотоматериал можно применять смешанное — электронно-оптическое — уменьшение, при котором уменьшенное изображение голограммы на экране ЭЛТ далее уменьшается оптическим объективом. Достоинствами систем с электронным уменьшением являются их гибкость, позволяющая очень легко изменять масштаб n , малые габариты и возможность выноса системы уменьшения далеко от системы регистрации СВЧ голограмм. Практически в таких системах следует применять высокоразрешающие ЭЛТ с электромагнитным отклонением и фокусировкой. Гарантируемое в таких трубках количество линий разрешения (до 2000) вполне достаточно для большинства применений. Недостатками систем с электронным уменьшением являются относительно малое число градаций по яркости и зависимость диаметра электронного луча от положения на экране ЭЛТ.

б. Кодирование СВЧ голограмм для последующей записи на магнитофонную ленту

Если в голографической СВЧ системе предполагается обработка голограмм на ЭВМ, запись голограммы может осуществляться не только на фотоматериал (с которого информация может быть введена в ЭВМ, например, при помощи видеокон или фототелеграфного аппарата с соответствующей аппаратурой сопряжения), но и на другие носители информации, например на магнитофонную ленту или перфокарты. Для этого сигнал $I(x_r, y_r)$ должен быть подвергнут определенным преобразованиям. Так, например, для

записи СВЧ голограммы на магнитофонную ленту сигнал $I(x_r, y_r)$, представляющий собой функцию двух независимых переменных, должен быть преобразован в три сигнала одной переменной — времени:

$$u_1 = f_1(t), \quad u_r = f_r(t), \quad I = f_3(t),$$

где функции f_1 и f_r известны и определяются законом сканирования по x_r и y_r или опроса элементов матрицы регистратора СВЧ голограмм и принятым методом кодирования в ЭВМ, а функция f_3 определяется законом изменения $I(x_r, y_r)$ и также принятым методом кодирования.

В такой системе целесообразно, на наш взгляд, использование преобразователей типа напряжение—код, связанных с выходами регистратора СВЧ голограмм (например, с выходами двухканального приемника-перемножителя) и с устройствами типа развертывающих устройств в системах электронного уменьшения голограмм. Для синхронизации работы всех этих преобразователей необходимо иметь генератор импульсов их запуска, синхронизированный с устройствами сканирования или опроса элементов матрицы регистратора СВЧ голограмм. Принципиально, поскольку функции f_1 и f_r заранее известны, значения u_1 и u_r можно не записывать и, следовательно, не делать соответствующих преобразований. Однако при этом любые случайные срабатывания преобразователя напряжение—код будут, очевидно, приводить к ошибкам.

в. Кодирование СВЧ голограмм в системах с визуальным наблюдением амплитудно-фазовых распределений СВЧ поля в плоскости регистрации

Если задачей голографической системы является определение амплитудно-фазовых распределений СВЧ поля в плоскости регистрации голограммы, то для их нахождения, как известно [57], можно использовать два сигнала $I'(x_r, y_r)$ и $I''(x_r, y_r)$, полученных при помощи приемника-перемножителя типа, представленного на рис. 1, б, которые отличаются друг от друга сдвигом фаз на 90° в тракте сигнальной или опорной волны.⁴ При этом нахождение самих амплитуд $A(x, y)$ и фаз $\varphi(x, y)$ в плоскости регистрации сводится к элементарным операциям

$$A(x_r, y_r) = \sqrt{[I'(x_r, y_r)]^2 + [I''(x_r, y_r)]^2}, \quad (8)$$

$$\varphi(x_r, y_r) = \arctg \frac{I'(x_r, y_r)}{I''(x_r, y_r)}. \quad (9)$$

Как показано в [58], в таких системах чрезвычайно просто получить наглядное представление об амплитудно-фазовых соотношениях, создавая на экране ЭЛТ изображение вектора, длина

⁴ Сигналы $I'(x_r, y_r)$ и $I''(x_r, y_r)$ часто называют амплифазными компонентами регистрируемого поля.

которого пропорциональна $A(x_r, y_r)$, а наклон к одной из координатных осей равен углу $\varphi(x_r, y_r)$.

Операция преобразования СВЧ голограмм (кодирование) в этом случае заключается в следующем.

а. Сигналы $I'(x_r, y_r)$ и $I''(x_r, y_r)$ модулируют низкочастотными колебаниями частоты Ω , получая сигналы

$$I_1(x_r, y_r) = I'(x_r, y_r) \cos \Omega t,$$

$$I_2(x_r, y_r) = I''(x_r, y_r) \cos \Omega t.$$

б. Сигнал $I_1(x_r, y_r, t)$ подают на вертикальные пластины ЭЛТ, а $I_2(x_r, y_r, t)$ на горизонтальные, причем на модулирующий электрод ЭЛТ подают сигнал модуляции $e_r = E_r \cos \Omega t$.

Учитывая (8) и (9), легко видеть (см. также [58]), что при таком преобразовании на экране ЭЛТ действительно образуется изображение искомого вектора. При этом возможны две модификации:

1) сигналы I_1 и I_2 , полученные в разных точках (x_r, y_r) плоскости регистрации, подаются на ЭЛТ при неизменном постоянном смещении на горизонтальных и вертикальных пластинах — в этом случае одна из точек изображения вектора на экране ЭЛТ остается все время неподвижной;

2) те же сигналы подаются на ЭЛТ при разных значениях постоянного смещения на ее пластинах, зависящих от координат x_r, y_r , — в этом случае изображение вектора перемещается по экрану ЭЛТ по заданному закону, который может совпадать с законом сканирования или опроса элементов матрицы регистратора или отличаться от него. Другими словами, в операцию преобразования голограммы должны входить операции кодирования координат x_r, y_r . В этом варианте, кроме того, необходимо вводить операцию гашения луча на время перехода из одной точки плоскости регистрации в другую.

3. Запись голограмм

Особенности процесса записи голограмм на тот или иной материальный носитель информации определяются в основном типом этого носителя и, естественно, не могут быть рассмотрены в рамках этой статьи. С другой стороны, построение системы записи зависит от вида дальнейшей обработки и типа применяемого преобразования сигналов голограммы. Так, например, в случаях дальнейшей когерентной оптической обработки голограммы, как правило, необходимо получать запись всей голограммы (а в ряде случаев — совокупности голограмм [59, 60]) в виде единого «изображения», например в виде диапозитива на фотоматериале, распределения деформаций на поверхности термопласта или потенциала на поверхности нелинейного электрооптического кристалла в системах с восстановлением изображений в реальном масштабе времени. В случае же дальнейшей обработки на ЭВМ, на спецвычислителях

или вручную возможна поэлементная запись, например путем записи отдельных значений $I'(x_r, y_r)$ на различных дорожках магнитофонной ленты или фотографирования с экрана ЭЛТ изображений отдельных векторов, соответствующих различным значениям x_r, y_r , на разные кадры киноплёнки и т. д. Число вариантов здесь очень велико. Важно отметить лишь, что записанная «голограмма» не имеет внешне ничего общего не только с самим объектом или его изображением (как и в оптической голографии), но часто и с той картиной интерференции СВЧ полей в плоскости регистратора, которую она в действительности описывает.

4. Обработка голограмм

В зависимости от назначения радиоголографической системы обработка голограмм может осуществляться в различных устройствах. Наиболее распространенными среди них являются устройства когерентной оптической обработки, ЭВМ, специальные электронные или оптоэлектронные процессоры, и, наконец, в некоторых случаях обработка голограмм может производиться оператором вручную.

Устройства когерентной оптической обработки позволяют очень просто осуществлять интегральные преобразования типа получения изображений объектов в задачах радиовидения и голографической интерферометрии [1—32], преобразования Фурье в задачах нахождения ДН антенных устройств по их голограммам (см., например, [50, 62—63]), нахождения функций взаимной корреляции различным образом кодированных СВЧ голограмм с эталонными СВЧ голограммами в задачах автоматического контроля (отбраковки) изделий (см., например, [28, 60—61]). Недостатком этого метода является его относительно низкая точность, а также сложность выполнения довольно простых операций типа нахождения тригонометрических и алгебраических функций в задачах определения амплитудно-фазовых распределений в заданных плоскостях.

Обработка голограмм на ЭВМ (см., например, [64—71]) позволяет решать как простые, так и сложные задачи, при этом повышается точность вычислений. Недостатками такого способа являются его относительная сложность, необходимость использования дорогого оборудования (ЭВМ), иногда — большие затраты машинного времени.

Использование специальных процессоров, выполняющих только узкий класс операций, специфичных для конкретных голографических систем, с нашей точки зрения, для многих применений наиболее целесообразно.

Обработка вручную может применяться, например, при малом количестве точек для определения амплитуд и фаз в плоскости регистрации по фотографиям (т. е. кодированным голограммам) изображений векторов на экране ЭЛТ (см. раздел 2). Эта обработка

может вестись оператором и непосредственно по изображениям на экране ЭЛТ, если темп сканирования (опроса) невысок (например, разовый опрос отдельных точек плоскости регистрации оператором при неограниченном времени измерений).

Основные особенности всех перечисленных здесь способов обработки рассмотрены в работах [1—32, 50, 62—72].

5. Получение изображений

Получение изображений в том широком плане, как это понимается в настоящей работе, предполагает использование аппаратуры вывода информации и представления ее в виде, наиболее целесообразном для каждого конкретного случая (фотография, график, таблица и т. д.).

Имеющийся в настоящее время набор средств такого вывода информации весьма малочислен. Необходим широкий ассортимент таких устройств. Так, например, очень актуально создание устройства считывания информации о восстановленном изображении с получением на выходе изображения в виде линий равного уровня интенсивностей в системах когерентной оптической обработки, которое позволило бы существенно повысить точность этого метода. Является также актуальной разработка трехмерных дисплеев, которые в сочетании с ЭВМ или специальными процессорами позволили бы наиболее полно реализовать возможность получения трехмерных изображений без присущих оптическому восстановлению масштабных искажений.

Заключение

Радиоголографические системы представляют собой сложные комплексы аппаратуры. В настоящей работе сделана попытка рассмотреть особенности проектирования аппаратуры, используемой на основных этапах радиоголографического процесса. Основное внимание было уделено регистрации и преобразованиям СВЧ голограммы. Остальные этапы голографирования — запись и обработка голограммы и получение выходной информации — лишь упомянуты. Их детальное исследование, с точки зрения получения практических рекомендаций для проектирования, представляет существенный интерес, выходит за рамки настоящей работы.

ЛИТЕРАТУРА

1. Дули Р. Голография в 3 см диапазоне. — Зарубежная радиоэлектроника, 1966, № 4, с. 131.
2. Косх W. Hologram television. — Proc. IEEE, 1966, 54, № 2, p. 331.
3. Аокі Y. Microwave holograms and optical reconstruction. — Appl. Opt., 1967, 6, № 11, p. 1943.
4. Аокі Y. Microwave holography by two beam interference method. — Proc. IEEE, 1968, 56, № 8, p. 2048.

5. Гинзбург В. М., Мещанкин В. М. Голографирование в СВЧ диапазоне с искусственным формированием опорной волны. — Радиотехника и электроника, 1970, 15, № 4, с. 778.
6. Гинзбург В. М., Мещанкин В. М., Степанов Б. М. Голографическая интерферометрия в СВЧ диапазоне. — Радиотехника и электроника, 1970, 15, № 2, с. 2642.
7. Metherell A. F., Spinak S. Acoustical holography of non-ehitent wavefronts detected at a single point in space. — Appl. Phys. Lett., 1968, 13, July 1, № 1, p. 22.
8. Swingler D. N., Anderson A. P. Simple microwave holograms and moiré fringes using the «spinning-dipole» field pertrubation technique. — Electron. Lett., 1969, 10, July 5, № 14, p. 314.
9. Мещанкин В. М. Свойства длинноволновых голограмм, записанных при помощи сложного сканирования. — Радиотехника и электроника, 1971, 16, № 7, с. 1185.
10. Иванов А. А., Мисежников Г. С., Штейншлейгер В. Б. Получение радиоизображений на голографической установке в миллиметровом диапазоне волн. — Радиотехника и электроника, 1973, 18, № 9, с. 1995.
11. Кок В. Голографическая интерферометрия с использованием метода синтезирования апертуры. — ТИИЭР, 1973, № 1, с. 158.
12. Папи, Руссо, Соттини. Микроволновая голографическая интерферометрия. — Зарубежная радиоэлектроника, 1972, № 12, с. 92.
13. Базарский О. В., Котосонов Н. В., Хлявич Я. Л. Исследование голографического метода получения видимых изображений фазовых объектов в микроволновом диапазоне. — Радиотехника и электроника, 1972, 17, № 8, с. 1733.
14. Гинзбург В. М., Мещанкин В. М., Михиенков В. И. и др. Измерительная голографическая установка УИГ-3 для СВЧ диапазона. — Тр. ВНИИОФИ, Голография, сер. Б, 1972, вып 2, с. 126.
15. Фархат [Н., Гард В. Голографическое изображение скрытого оружия. — ТИИЭР, 1971, № 9, с. 1383.
16. Фархат Н. Двойное круговое сканирование в СВЧ голографии. — ТИИЭР, 1973, № 4, с. 128.
17. Фархат [Н., [Гард В. Микроволновая голографическая система для обнаружения спрятанного оружия. — Радиоэлектроника за рубежом, 1971, № 41, с. 20.
18. Сафронов Г. С., Сафронова А. П. Введение в радиоголографию. М., «Советское радио», 1973.
19. Liquid crystal film for RF holography. — Microwaves., 1968, 7, № 9, p. 8.
20. Augustine C. F. Microwave holograms using liquid cristal display. — Proc. IEEE, 1969, 57, № 3, p. 354.
21. Бойцова Э. С., Гинзбург В. М., Мещанкин В. М. и др. Исследование способа регистрации голограмм в миллиметровом диапазоне волн на жидких кристаллах. — Научные труды ВНИИФТРИ. Голографические методы и аппаратура, применяемая в физических исследованиях, М., 1974, с. 114.
22. Штокман Н., Зарвин В. Оптические пленочные датчики для радиоголографии. — ТИИЭР, 1968, № 5, с. 114.
23. Iizuka K. Microwave holograms and microwave reconstruction. — Electron. Lett., 1969, 5, № 12, p. 25.
24. Gregoris L., Iizuka K. Visualization of internal structrue by microwave holography. — Proc. IEEE, 1970, 58, № 5, p. 791.
25. Sethores I. C., Gulaya S. Visual observation of RF magnetic fields using cholesteric liquid crystals.— Appl. Opt., 1970, 9, № 12, p. 2795.
26. Hirschberg I. D. A ovel means of thermal imaging. — Appl. Opt., 1970, 9, № 3, p. 761.

27. Iizuka K. Microwave holography by means of optical holography. — Appl. Phys. Lett., 1970, 17, № 3, p. 99.
28. Гинзбург В. М., Мещанкин В. М. Основные особенности СВЧ голографии. — Тр. ВНИИОФИ, Голография, сер. Б, 1972, вып. 22, с. 23.
29. Augustine C. F., Deutsh C., Fritzier D., Marrom E. Microwave holography using liquid crystal area detectors. — Proc. IEEE, 1969, 57, № 7, p. 1333.
30. Levin B. I. Millimeter wave image conversion using a semiconductor image converter. — Proc. IEEE, 1970, 58, № 3, p. 496.
31. Вайнберг И. А., Павельев В. А. Исследование амплитудно-фазовой структуры ближнего поля антенн СВЧ при помощи фотоуправляемых полупроводниковых панелей. — Радиотехника и электроника, 1971, 16, № 9, с. 1685.
32. Levin B. I., Feingold B. R. All-weather eye opens up with millimeter wave imaging. — Electronics, 1970, № 25, p. 82.
33. Ross K. F. Wavefront reconstruction radar system. Patent USA № 3284799, cl. 350-3, 5.
34. Гинзбург В. М., Курбатов В. М., Мещанкин В. М. Устройство для голографирования быстротекающих процессов на радиочастотах. — Бюлл. изобр., 1970, № 26, авт. свид. № 250311.
35. Мещанкин В. М. Устройство для получения СВЧ голограмм и визуализации восстановленных изображений. — Бюлл. изобр., 1970, № 22, авт. свид. № 275257.
36. Гинзбург В. М., Мещанкин В. М. Голографическая РЛС с трехмерным электрическим сканированием. — Радиотехника и электроника, 1974, 19, № 1, с. 148.
37. Мещанкин В. М. Особенности СВЧ голографии. — В кн.: Голография. Методы и аппаратура. Под ред. В. М. Гинзбург и Б. М. Степанова. М., «Советское радио», 1974, с. 62.
38. Фридман Т. Х., Цветов Е. Р. О возможности голографирования больших объемных сцен путем использования радиочастотной модуляции света. — Радиотехника и электроника, 1971, 16, № 9, с. 47.
39. Способ голографирования на частоте модуляции. Патент США, № 3529083, кл. 178-6, 8, 1970.
40. Зиновьев О. А. К вопросу о методе исследования электромагнитных волн. — ЖЭТФ, 1967, 52, № 5, с. 1134.
41. Иизука К. Новый метод измерения напряженности электрического поля. — Электроника, 1968, № 8, с. 40.
42. Флюорофон. — Зарубежная радиоэлектроника, 1968, № 11, с. 143.
43. Девятков М. Н. О способе визуализации распределения интенсивности СВЧ полей с помощью фотоматериалов. — Вестник МГУ, физика, астрономия, 1968, № 5.
44. Мещанкин В. М., Михиенков В. И. Повышение чувствительности способа визуализации распределения интенсивности СВЧ полей при помощи фотоматериалов. — Радиотехника и электроника, 1970, 15, № 2, с. 418.
45. Девятков М. Н., Кулешов О. К. О чувствительности радиотермографического метода в миллиметровом диапазоне волн. — Вестник МГУ, физика, астрономия, 1970, № 5, с. 576.
46. Мещанкин В. М., Михиенков В. И., Семилетов Е. С. О повышении чувствительности фотоматериалов при регистрации СВЧ полей сантиметрового диапазона волн. — Метрология, 1971, № 9, с. 49.
47. Мещанкин В. М., Михиенков В. И., Семилетов Е. С. Использование раствора CoCl_2 для измерения распределения интенсивности СВЧ полей. — Метрология, 1971, № 9, с. 47.

48. Бажулин А. П., Виноградов Е. А., Ирисова Н. А. и др. Получение видимого изображения радиоизлучения миллиметрового диапазона. — Письма ЖЭТФ, 1968, 8, вып. 5, с. 13.
49. Мещанкин В. М., Михиенков В. И., Семилетов Е. С. Визуализация СВЧ полей с помощью выпаривания воды из раствора CoCl_2 . — Радиотехника и электроника, 1971, 16, № 9, с. 1735.
50. Бахрах Л. Д., Курочкин А. П. Об использовании оптических систем и метода голографии для восстановления диаграмм направленности антенн СВЧ по измерениям поля в зоне Френеля. — ДАН СССР, 1966, 171, № 6, с. 1309.
51. Маджинесс. Замечания по поводу неоптической голографии. — ТИИЭР, 1967, № 11, с. 302.
52. Дешамп Д. К вопросу о голографии на радиочастотах. — ТИИЭР, 1967, № 4, с. 102.
53. Мещанкин В. М. Имитация опорной волны в радиоголографии. — Тр. ВНИИФТРИ. Голографические методы и аппаратура, применяемая в физических исследованиях, М., 1974, с. 97.
54. Мещанкин В. М. Об особенностях дискретных голограмм с постоянным шагом. — Радиотехника и электроника, 1971, № 2, 16, с. 371.
55. Мещанкин В. М. Об особенностях неэквидистантных голограмм плоских объектов. — Радиотехника и электроника, 1971, 16, № 11, с. 2017.
56. Мещанкин В. М. Голография в радиодиапазоне с опорной волной частоты, не равной частоте сигнала. — Радиотехника и электроника, 1970, 15, № 7, с. 1540.
57. Гинзбург В. М., Мещанкин В. М. Измерение амплитудно-фазовых распределений радиополей методами голографии. — Радиотехника и электроника, 1973, 18, № 2, с. 221.
58. Гинзбург В. М., Мещанкин В. М. Решение некоторых задач антенной техники с привлечением методов голографии. Методы и аппаратура. — В кн.: Материалы VI Всесоюз. школы по голографии, Л., ФТИ, 1974, с. 386.
59. Гинзбург В. М., Мещанкин В. М., Михиенков В. И. и др. Голографическая установка УИГ-6 для антенных измерений. — Тр. ВНИИФТРИ. Голографические методы и аппаратура, применяемая в физических исследованиях, 1974, с. 89.
60. Гинзбург В. М., Мещанкин В. М., Челышев Г. И. Многоканальный оптический коррелятор. — Тр. ВНИИФТРИ. Голографические методы и аппаратура, применяемая в физических исследованиях, 1974, с. 104.
61. Мещанкин В. М. О корреляционной обработке СВЧ голограмм. — Радиотехника и электроника, 1973, 18, № 6, с. 1159.
62. Курочкин А. П. Оптическое моделирование антенн СВЧ. — Радиотехника и электроника, 1968, 13, № 7, с. 1169.
63. Бахрах Л. Д., Курочкин А. П. Применение преобразования свертки при оптическом моделировании антенн СВЧ, восстановлении диаграмм направленности и характеристик рассеяния. — Радиотехника и электроника, 1969, 14, № 6, с. 1102.
64. Aoki Y., Boivin A. Computer reconstruction of images from microwave holograms. — Proc. IEEE, 1970, 58, № 5, p. 821.
65. Goodman I. W., Lawrence R. W. Digital image formation from electronically detected holograms. — Appl. Phys. Lett., 1967, 11, № 3, p. 77.
66. Арутюнян А. А., Арутюнян Дж. С., Геруни П. М. и др. Измерение диаграмм направленности антенн на основе машинного восстановления радиоголограмм поля в их раскрыве. — Изв. АН Арм. ССР, физика, 1972, № 7, с. 373.
67. Аоки. Оптическое и цифровое восстановление изображений по акустическим голограммам. — Зарубежная радиоэлектроника, 1971, № 10, с. 82.

68. Бахрах Л. Д., Курочкин А. П., Дмитриенко Д. А. и др. Об определении диаграммы направленности приемной антенны по источнику в зоне Френеля с использованием голограмм и оптической обработки. — ДАН СССР, 1971, 201, № 3, с. 580.
69. Carter W. H. Computational reconstruction of scattering objects from holograms. — Opt. Soc. Amer., 1970, 60, № 3, p. 306.
70. Турчин В. П., Цейтлин Н. М., Чандаев А. К. Об измерении диаграмм направленности антенн по излучению источника в зоне Френеля при помощи голографии на СВЧ и обработки на ЭВМ. — Радиотехника и электроника, 1973, 18, № 4, с. 725.
71. Гинзбург В. М., Левин Г. Г., Толщина С. П. Обработка голограмм на ЭЦВМ. — Метрология, 1971, № 9, с. 46.

А. С. КЛЮЧНИКОВ, В. П. СИДОРОВИЧ

ФОРМИРОВАНИЕ ГОЛОГРАММ И ВИЗУАЛИЗАЦИЯ ПОЛЕЙ СВЧ ДИАПАЗОНА

Введение

Со времени опубликования Д. Габором своих первых работ по новому методу восстановления объемных изображений — голографии — нашими и зарубежными учеными проведены многочисленные исследования, направленные на развитие ее теории, техники и разнообразных применений. Результаты этих исследований изложены в многочисленных статьях, патентах, авторских свидетельствах и монографиях.

В настоящее время сложилась ситуация, когда теоретические разработки в области голографии опережают ее современный технический уровень на десятки лет. В связи с этим необходимо оценить современное состояние технического осуществления голографических экспериментов и обсудить связанные с ними проблемы и трудности. В противном случае неизбежны заблуждения о современных возможностях голографии в различных производственных процессах, технических применениях и научных экспериментах.

Предметом настоящей статьи являются рассмотрение особенностей формирования голограмм в СВЧ диапазоне электромагнитных волн, обсуждение трудностей, связанных с экспериментальным осуществлением голографирования стационарных и динамических процессов, и перспективных направлений дальнейших научных поисков, а также изложение результатов проведенных нами экспериментов по формированию и восстановлению СВЧ голограмм и визуализации СВЧ полей.

Из всех упоминающихся в печати возможных применений СВЧ голографии, на наш взгляд, наиболее перспективными являются следующие.

1. Визуализация радиолокационных карт местности РЛС бокового обзора путем реализации антенн с синтезированной апертурой. (Принципы практической реализации синтезированной

ных апертур и вопросы теории квазиголографической обработки радиолокационных сигналов подробно изложены в монографии [1]).

2. Радиовидение (радиоинтроскопия) — возможность визуального наблюдения объектов, статических и динамических процессов, расположенных или протекающих в темноте или за преградами, непрозрачными для оптического излучения. (Вопросы теории и техники радиовидения рассматриваются в работах [2, 3]).

3. Решение задач анализа и синтеза СВЧ антенн посредством оптического восстановления СВЧ голограмм, снятых в зоне Френеля относительно моделируемых антенн [4—8].

4. Оптическое моделирование и визуализация структуры поля, дифрагированного и рассеянного различными радиолокационными объектами и дифракционными устройствами, применяемыми для формирования и селекции электромагнитного излучения [9]. Этот класс задач, в которых могут применяться методы СВЧ голографии, весьма важен при исследовании дифракционных свойств различных структур в случаях, не поддающихся аналитическому исследованию.

Внедрение голографии в СВЧ диапазон позволяет преодолеть ряд трудностей, которые не могут быть решены в оптическом диапазоне. Методы СВЧ голографии дают возможность осуществлять голографирование за препятствиями, не прозрачными для света; голографирование на больших расстояниях; голографирование большегабаритных объектов и пр.

Аппаратурные методы формирования СВЧ голограмм

Возможны следующие аппаратурные методы записи СВЧ голограмм.

1. Метод механического сканирования, заключающийся в измерении регистрируемого СВЧ поля с помощью механического перемещения приемника в плоскости голограммы и отображения полученной интерференционной картины на том или ином носителе. Этот метод применяется для записи голограмм стационарных объектов. В первых работах по записи одно- и двухлучевых СВЧ голограмм [10, 11] с помощью зонда и детектора, соединенного с усилителем и неоновой лампой, производился построчный обзор исследуемой поверхности. В соответствии с сигналом, принимаемым зондом, меняется сила света неоновой лампы. Световые вспышки записывались на фотопластинку. Затем полученная голограмма уменьшалась до размеров 4.5×4.5 мм и проводилось ее оптическое восстановление. В ряде экспериментов для получения оптического изображения с помощью СВЧ голограммы была использована система модуляции интенсивности электронного луча ЭЛТ, перемещающегося синхронно с зондом [12—14]. Вариантом метода сканирования является способ, при котором приемная антенна неподвижна, а перемещается либо рупор, освеще-

щающий объект, либо сам объект [15]. Возможен вариант с одновременным перемещением приемной и передающей антенн, а также самого объекта (сложное сканирование [16]), в котором улучшается разрешающая способность.

Нами разработана, изготовлена и эксплуатируется голографическая установка, работающая в сантиметровом диапазоне электромагнитных волн, для формирования СВЧ голограмм размером 2.5×2.5 м² с одновременным преобразованием их в оптический диапазон и масштабированием.

Голографическая СВЧ установка имеет два режима работы. Первый — с искусственным формированием опорной волны, второй — по методу интерференции двух лучей.

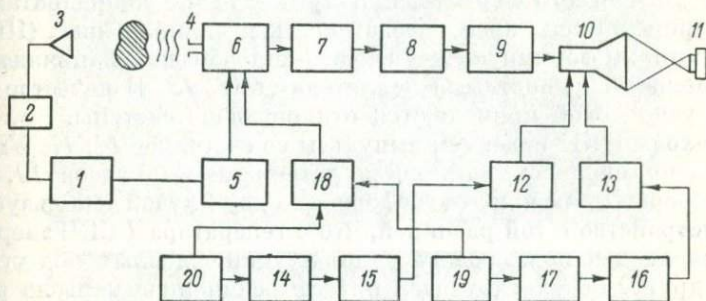


Рис. 1. Блок-схема голографической установки в режиме искусственного формирования опорной волны.

В первом режиме (рис. 1) СВЧ колебания от клистронного генератора 1 через аттенюатор 2 поступают на передающий рупор 3, который облучает рассеивающий объект. Колебания, дифрагированные на объекте, поступают в приемный зонд 4 входного устройства 6, расположенного в плоскости сканирования. Для имитации наклонного падения опорной волны на плоскость сканирования в установке используется автоматический перестраиваемый фазовращатель 5, который меняет фазовый набег опорного сигнала при переходе сканируемого зонда со строки на строку.

В процессе записи голограмм с помощью механизмов горизонтального и вертикального перемещений приемный зонд (рупорная антенна или открытый конец волновода) проходит с постоянной скоростью всю плоскость сканирования. Дискретность перемещения и количество выборок задает блок программного управления 18. После усилителя 7 сигнал поступает на преобразователь амплитуда—время (ПАВ) 8, где формируются импульсы с длительностью, пропорциональной амплитуде регистрируемого сигнала. Импульсы, усиленные видеоусилителем 9, подаются на модулирующий электрод ЭЛТ 10. Изображение голограммы с экрана ЭЛТ регистрируется фотокамерой 11.

Отображение голограммы производится на ЭЛТ ЗЛК2Б с разрешением более 10 лин./мм и максимальной яркостью до 150 нт. Применение ЭЛТ с большой яркостью свечения и высоким разрешением позволяет регистрировать голограмму на высокоразрешающие фотопленки с одновременным масштабированием посредством объектива до размеров 3×3 мм. Чтобы исключить влияние нелинейности модуляционной характеристики ЭЛТ, рабочая точка выбирается постоянно на ее линейном участке, а устройство ПАВ обеспечивает изменение экспозиции засветки пропорционально амплитуде приходящего сигнала. Таким образом, луч ЭЛТ модулируется не по яркости, а по времени засветки, что устраняет нелинейность отображения голограммы.

Для дискретного перемещения луча ЭЛТ по координатам X и Y применяются преобразователи код—напряжение (ПКН) 15, 16, которые формируют ступенчато-пилообразное напряжение, усиливаемое координатными усилителями 12, 13. В качестве нагрузки усилителей применяются отклоняющие системы.

На входы ПКН подаются импульсы со счетчиков 14, 17. Управление счетчиков осуществляется датчиками импульсов 19, 20.

Для работы в режиме интерференции двух лучей используется то же устройство с той разницей, что с генератора 1 СВЧ энергия подается на два передающих рупора, установленных под углом друг к другу. Результирующая интерференционная картина принимается зондом и после детектирования усиливается усилителем 7.

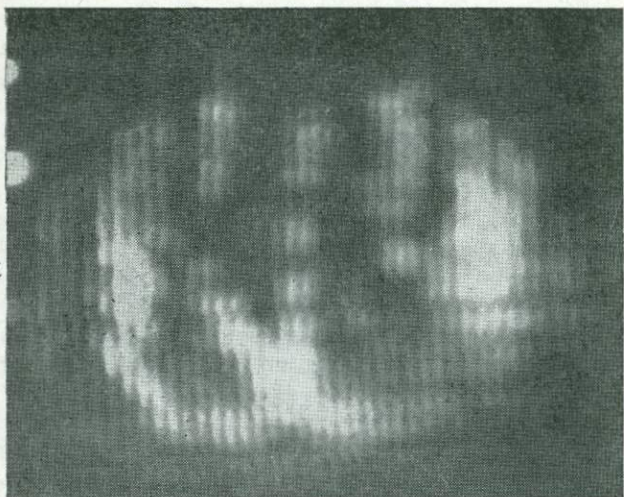
Конструктивно установка (кроме сканируемой апертуры) выполнена в виде сменных блоков, объединенных в общий корпус размерами $25 \times 50 \times 90$ см. Вся электронная часть выполнена на полупроводниковых приборах, рассчитанных и изготовленных авторами. В данном конструктивном исполнении установка может быть рекомендована в производство.

С помощью установки были проведены эксперименты по радиовидению простых фигур в диапазоне длин волн $\lambda = 1.8 \div 3.0$ см на просвет и отражение. Эксперименты проводились в безэховой камере из неотражающих покрытий «Луч-50» с уровнем безэховости до 30 дб.

На рис. 2, а изображена голограмма буквы N, снятой на просвет по методу интерференции двух лучей на длине волны $\lambda = 3.0$ см. Расстояние от голограммы до объекта — 2.5 м, от объекта до излучающего рупора — 4 м. На рис. 2, б показано восстановленное изображение. Буква N имела толщину 5.5λ , а высоту — 25λ , она изготовлена из перфорированного дюралюминия.

На рис. 3, а приводится голограмма, полученная в режиме искусственного формирования опорной волны на просвет, двух столбиков из пенопласта размерами $55 \times 10 \times 15$ см и $55 \times 10 \times 20$ см. На одну из сторон крепили деформированные пластинки дюралюминиевой фольги. Расстояние между столби-

α



β

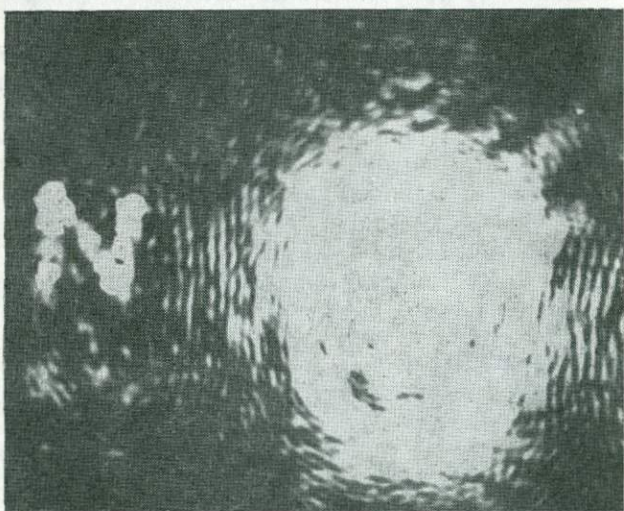


Рис. 2. Голограмма и восстановленное изображение буквы N.

ками — 5.5 см, расстояние от объекта до голограммы — 2.5 м. На рис. 3, б показано восстановленное изображение.

2. Метод электрического сканирования, позволяющий одновременно регистрировать голограмму с помощью матрицы радиоприемных устройств [17]. Он применим для регистрации динамических объектов. Возможны две разновидности метода: с полностью автономными каналами и с использованием быстродействующего коммутатора.

Особенностью регистрации СВЧ голограмм с помощью радиоприемных устройств является возможность формирования опорной волны на частоте, отличной от частоты объектного сигнала [18]. Используя формирование опорной волны на частоте, не равной частоте сигнала, можно построить систему регистрации динамических объектов с одновременным определением их скоростей и систему регистрации динамических объектов с визуализацией восстановленного изображения в реальном масштабе времени [19].

3. Матричный метод с простейшими приемниками, представляющий также практический интерес, хотя уступает описанным методам в чувствительности и несколько сложнее в реализации. Этот метод позволяет производить параллельную запись голографической информации посредством антенной решетки, в элементы которой вмонтированы СВЧ диоды и полупроводниковые источники света, питаемые через усилитель постоянного тока. Такая матрица регистрировала интенсивность СВЧ поля с чувствительностью 2 мвт/см² [20]. Главное достоинство системы — ее простота и возможность регистрировать голограммы быстропротекающих процессов. Основным препятствием для использования системы является большой разброс параметров применяемых СВЧ диодов. Матричный приемник значительно упрощается, если СВЧ детектор представляет собой устройство, излучающее световой поток, пропорциональный падающей СВЧ мощности.

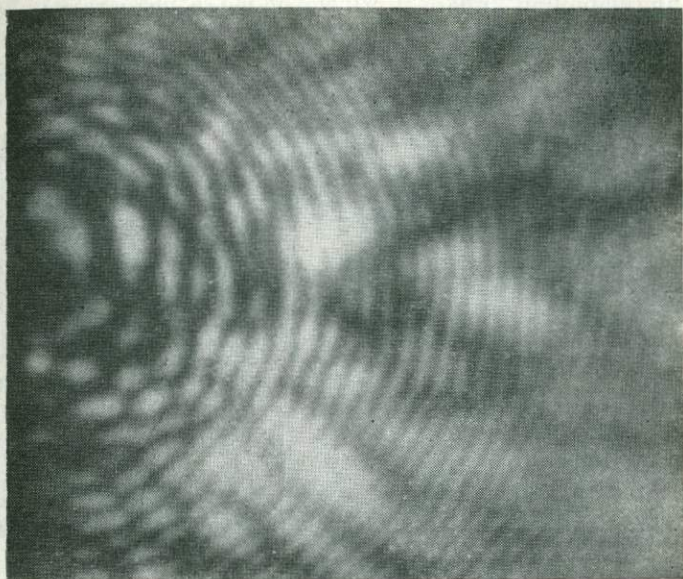
Метод сканирования успешно конкурирует с матричным методом формирования СВЧ голограмм. Однако вполне вероятно, что со временем предпочтение будет отдано несканирующей системе в силу ее простоты.

В ряде случаев может оказаться рациональным сканирование плоскости голограммы линейной решеткой приемных устройств с применением быстродействующего коммутатора.

Применение специальных сред для записи СВЧ голограмм и визуализации СВЧ полей

Самого пристального внимания заслуживают исследования по применению в качестве детекторов СВЧ голограмм различных веществ и соединений, реагирующих на воздействие электромагнитного излучения диапазона СВЧ. Главное преимущество записи СВЧ голограмм на специальных средах перед радиоэлектронными

а



б

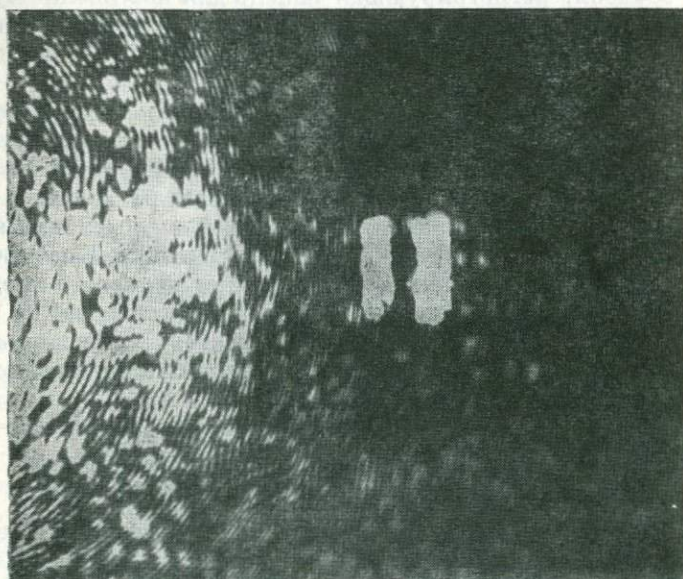
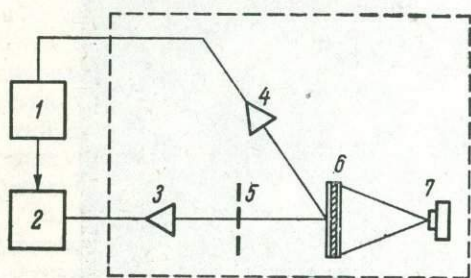


Рис. 3. Голограмма и восстановленное изображение двух столбиков.

методами их формирования заключается в многократном удешевлении применяемой аппаратуры; устранении недостатков, связанных с дискретизацией голограмм; значительном уменьшении времени получения конечных данных; больших возможностях голографирования динамических процессов в реальном масштабе времени.

Регистрация СВЧ полей с помощью большинства из рассматриваемых сред основана на тепловых явлениях. Исследуемое СВЧ поле создает на поверхности среды тепловой рельеф, который



в свою очередь изменяет ее физические свойства. Фиксируя эти изменения, можно получить картину распределения исследуемого СВЧ поля, в частности — СВЧ голограмму.

Рис. 4. Блок-схема установки для регистрации СВЧ голограмм на жидких кристаллах.

Таким образом, регистрирующая панель для повышения чувствительности должна содержать помещенную в термостат тонкопленочную структуру с хорошим поглощением СВЧ энергии и малой теплопроводностью.

Применяются следующие среды: специально обработанные фотоматериалы; монокристаллические и поликристаллические панели; кристаллы хлористого кобальта; люминофоры на основе ZnS , CdS ; холестерические жидкие кристаллы.

Нами изготовлена установка (рис. 4) для исследования воздействия СВЧ поля на жидкокристаллическую панель. Высокочастотный генератор 1 через аттенюатор 2 облучает рупором 3 предмет 5, одновременно рупор 4 излучает плоскую опорную волну на жидкокристаллическую панель 6. Для экспериментов были использованы эфиры холестерина (смесь I) с содержанием следующих соединений:

- холестерилолеат — 300 вес. ч.;
- холестерилбензоат — 50 вес. ч.;
- холестерилхлоридад — 40 вес. ч.;
- холестерилпеларгонат — 80 вес. ч.

Цветная область отражения для смеси I лежит ниже $30^{\circ}C$ в инфракрасной области, при 30° слой кристалла становится красным, при 31° — зеленым, при 32° — голубым. С дальнейшим повышением температуры исчезает голубой цвет и рассеяние уходит в ультрафиолетовую область. При охлаждении цветовая гамма наблюдается в обратном порядке. Если необходимо работать в диапазоне других температур, то готовят соответствующую смесь эфиров холестерина, причем подбор смеси осуществляется эмпири-

чески. В данной смеси пороговая чувствительность составляет меньше 10 мвт/см^2 . Постоянная времени установления равна 2 сек. Эксперименты проводились в безэховой термостабилизированной камере размерами $3 \times 4 \times 2 \text{ м}$, выполненной из покрытий типа «Луч». Во время эксперимента температура камеры автоматически поддерживалась равной $30 \pm 0.1^\circ \text{ С}$. Регистрация картины СВЧ поля велась на черно-белую киноплёнку кинокамерой 7 с применением желтого, красного и синего светофильтров. Помимо этого, картина поля фиксировалась на цветную киноплёнку, что позволяет видеть процесс образования цветной картины в развитии.

Кроме экспериментов по регистрации интерференционных картин, проведены эксперименты по визуализации радиоизображений сформированных линзой Френеля в миллиметровом диапазоне электромагнитных волн. Схема эксперимента показана на

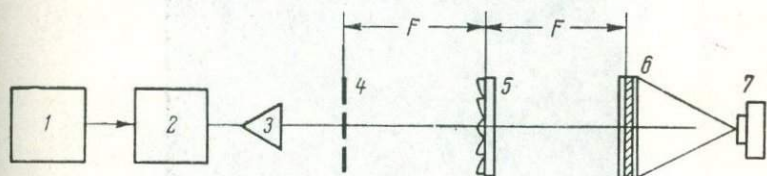


Рис. 5. Блок-схема установки для визуализации радиоизображений на жидких кристаллах.

рис. 5. Клистронный СВЧ генератор 1 (мощность 5 вт, длина волны $\lambda=8 \text{ мм}$) через аттенюатор 2 облучал передающим рупором 3 объекты-отверстия 4 различной конфигурации, вырезанные в непрозрачном для СВЧ колебаний экране. Радиоизображение формировалось линзой Френеля 5 диаметром 440 мм с фокусным расстоянием $F=600 \text{ мм}$, изготовленной из оргстекла и представляющей систему концентрических диэлектрических колец с воздушными промежутками между ними. Картина радиоизображения отображалась на жидкокристаллической панели 6 и фотографировалась фотокамерой 7.

На рис. 6 показаны интерференционные картины, образованные двумя плоскими фронтами СВЧ волн. Угол между опорным и предметным рупорами составляет $\theta=70^\circ$. На рис. 6, а зафиксирована интерференционная картина на длине волны $\lambda=3 \text{ см}$ и расстоянием между предметным рупором и жидкокристаллической панелью 1.5 м. На рис. 6, б — СВЧ голограмма, образованная при внесении в поле предметного луча деревянного бруска ($12 \times 12 \times 35 \text{ см}$) с отверстием прямоугольной формы. Расстояние от предметного рупора до предмета — 75 см и от предмета до плоскости голографирования — 80 см. Угол между предметным и опорным рупорами $\theta=105^\circ$. На рис. 7 показаны буква R и ее визуализированные радиоизображения, сформированные линзой Френеля. Буква была вырезана в металлическом экране. Ширина полосок

составляла 6λ , высота и ширина буквы $25 \times 20\lambda$. Изображение формировалось на длине волны $\lambda=8$ мм. На рис. 7, а показана фотография буквы R, на рис. 7, б — радиоизображение, визуализированное методом сканирования приемной апертуры открытым концом волновода с последующим детектированием сигнала,

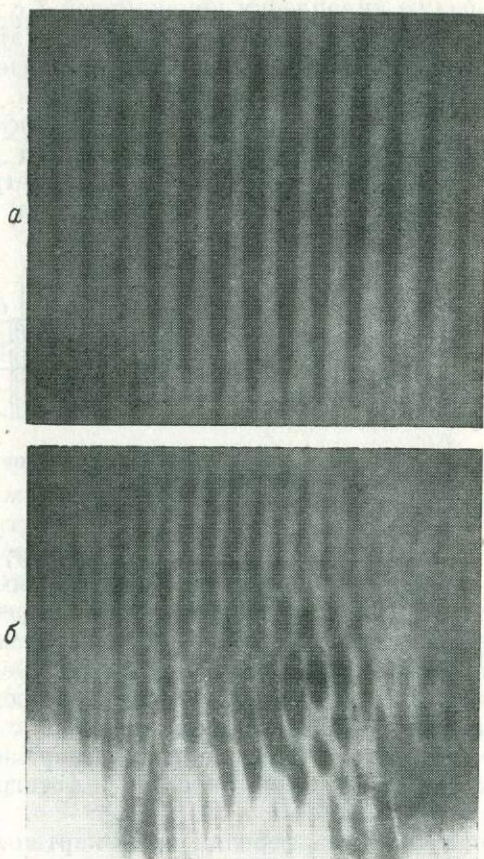


Рис. 6. Интерференционная картина и голограмма, полученные на жидком кристалле.

управляющего яркостью свечения неоновой лампочки; визуализация радиоизображения, представленного на рис. 7, в, производилась жидkokристаллической панелью.

Отметим перспективность разрабатываемого нами в последнее время способа регистрации СВЧ голограмм на веществах, изменяющих показатель преломления под воздействием нагрева СВЧ мощностью. В качестве таких сред используются красители, транс-

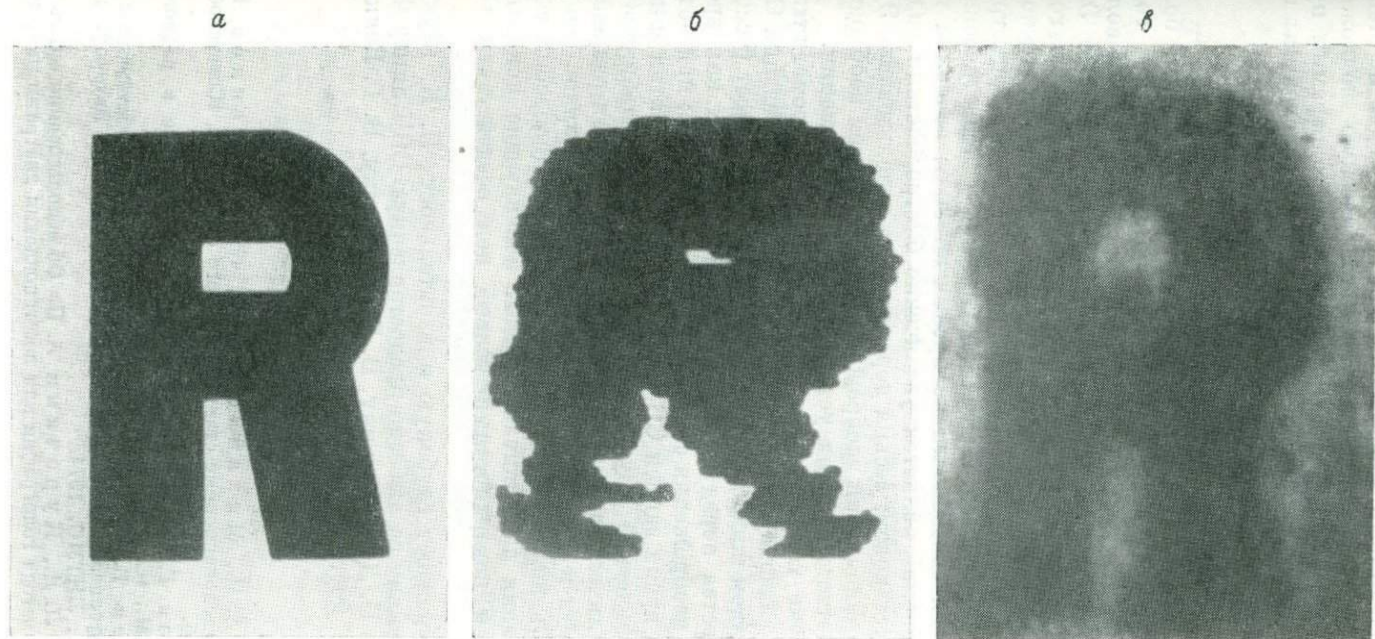


Рис. 7. Фотография буквы R и ее радиоизображения, визуализированные методом сканирования и на жидком кристалле.

форматорное масло и др. Среда заполняет кювету, одна из стенок которой представляет напыленную металлическую подложку, поглощающую СВЧ мощность. Восстановление голограммы проводится лучом лазера, падающим на плоскость голограммы под углом, близким к 90° .

Выводы

1. При аппаратурном формировании СВЧ голограмм: более качественные изображения восстанавливаются при съеме голограмм на «отражение»; искусственное формирование опорной волны уменьшает помехи и упрощает эксперимент; применение ЭЛТ в качестве устройства отображения упрощает получение голограммы методом двух экспозиций, что дает возможность использовать установку для голографической СВЧ интерферометрии; расхождение экспериментальных результатов с теоретическими по разрешающей способности не превышает 20%; основной технической проблемой является увеличение быстродействия радиоэлектронных установок; весьма перспективно использование ЭВМ на стадии восстановления изображений, в связи с чем необходима разработка соответствующих устройств ввода информации.

2. При съеме голограмм и визуализации электромагнитных полей СВЧ диапазона специальными средами: визуализация СВЧ полей посредством жидкокристаллических панелей имеет бесспорные преимущества перед методом сканирования, так как время установления изображения составляет около 1—2 сек.; при методе сканирования время записи СВЧ поля составляет десятки минут; основной технической трудностью является термостабилизация жидкокристаллического транспаранта; для повышения разрешающей способности и чувствительности жидких кристаллов необходимо осваивать нижнюю часть миллиметрового диапазона волн; особого внимания заслуживают среды, изменяющие показатель преломления и поверхностный рельеф под воздействием СВЧ мощности.

Авторы выражают глубокую признательность И. И. Щукину и А. Ф. Сидоркину за любезно предоставленную СВЧ линзу Френеля, а также П. Д. Кухарчику, В. Б. Таранчуку, В. Г. Белкину за помощь в постановке эксперимента.

ЛИТЕРАТУРА

1. Реутов А. П., Михайлов Б. А., Кондратенков Г. С. и др. Радиолокационные станции бокового обзора. М., «Советское радио», 1970.
2. Сафронов Г. С., Сафронова А. П. Введение в радиоголографию. М., «Советское радио», 1973.
3. Павельев В. А. Принципы построения быстродействующих систем визуализации электромагнитных полей СВЧ. Автореф. докт. дисс., Л., ЛИТМО, 1974.
4. Бахрах Л. Д., Курочкин А. П. Об использовании оптических систем и метода голографии для восстановления диаграмм направлен-

ности антенн СВЧ по измерениям поля в зоне Френеля. — ДАН СССР, 1966, 171, вып. 6, с. 1309.

5. Swinger D. N., Anderson A. P. Optical imaging and far-field pattern simulation of a microwave-illuminated aperture by a microwave hologram. — Electron. Lett., 1970, 6, № 6, p. 180—182.
6. Гельфрейх Г. Б., Коржавин А. Н. Оптическое моделирование антенн СВЧ с отражателем переменного профиля. — Радиотехника и электроника, 1968, 13, № 7, с. 1176—1189.
7. Зверев Б. А., Орлов Е. Ф., Салина Э. М. и др. Измерения ДН антенн методом оптического моделирования в некогерентном свете. — Изв. вузов, радиофизика, 1969, № 12, с. 1829—1835.
8. Гинзбург В. М., Мещанкин В. М. Измерение амплитудно-фазовых распределений радиополей методами голографии. — Радиотехника и электроника, 1973, 18, № 2, с. 221—225.
9. Миrowsкий Д. И., Торгованов В. А., Черкунова Г. П. Оптическое моделирование отражения и рассеяния радиоволн СВЧ диапазона. — Радиотехника и электроника, 1970, 15, № 1, с. 38—50.
10. Aoki Y. Microwave holograms and optical reconstruction. — Appl. Opt., 1967, 6, № 11, p. 1943—1946.
11. Aoki Y. Microwave holography by a two-beam interference method. — Proc. IEEE, 1968, 56, № 8, p. 1402—1403.
12. Jizuka K. Microwave holograms and microwave reconstruction. — Electron. Lett., January, 5, № 2, 1969, p. 26—28.
13. Папи, Руссо, Соттини. Микроволновая голографическая интерферометрия. — Зарубежная радиоэлектроника, 1972, № 12, с. 92—103.
14. Гинзбург В. М., Мещанкин В. М., Михиенков В. И. и др. Измерительная голографическая установка УИГ-3 для СВЧ диапазона. — Научные труды ВНИИОФИ. Экспериментальная физика. Серия Б. М., 1972, вып. 2, с. 23—37.
15. Larsen R. W., Johansen E., Selenko Y. Microwave holography. — Proc. IEEE, 1969, 57, № 12, p. 2162—2164.
16. Мещанкин В. М. Свойства длинноволновых голограмм, записанных при помощи сложного сканирования. — Радиотехника и электроника, 1971, 16, № 7, с. 1185—1190.
17. Гинзбург В. М., Курбатов В. М., Мещанкин В. М. Устройство для голографической регистрации быстропротекающих процессов на радиочастотах. — Бюлл. изобрет., 1970, № 26. Авт. свид. № 250311.
18. Мещанкин В. М. Устройство для получения СВЧ голограмм и визуализации восстановленного изображения. — Бюлл. изобрет., 1970, № 22. Авт. свид. № 275257.
19. Мещанкин В. М. Голография в радиодиапазоне с опорной волной частоты, не равной частоте сигнала. — Радиотехника и электроника, 1970, 15, № 7, с. 1540.
20. Гинзбург В. М., Мещанкин В. М., Орлов Ю. И. и др. Регистрация мощности СВЧ по свечению газового разряда в диоде типа ДГ-1. — Электронная техника, серия 3, газоразрядные приборы, 1969, вып. 3 (15), с. 169.

МНОГОЭЛЕМЕНТНЫЕ И ФОТОУПРАВЛЯЕМЫЕ ПРИБОРЫ ИЗМЕРЕНИЯ И ВИЗУАЛИЗАЦИИ СТРУКТУРЫ СВЧ ПОЛЕЙ

Введение

Развитие ряда новых областей СВЧ радиотехники и электроники стимулирует совершенствование техники СВЧ измерений, в том числе методов и средств для регистрации пространственной структуры электромагнитных полей.

Так, за последние годы резко возросли требования к характеристикам применяемых антенных комплексов, что в свою очередь привело к необходимости создания новых экспериментальных методов измерения параметров СВЧ антенн с учетом роста их сложности. При этом повышается роль измерений структуры поля в ближней зоне, наибольшим образом соответствующих физическому построению излучающих систем.

В случае сложных антенных систем, содержащих большое число конструктивных элементов, непосредственно влияющих на условия излучения, измерения поля в ближней зоне наряду с возможностью определения внешних характеристик излучения антенны (в виде ее диаграммы направленности и коэффициента усиления) позволяют выявить и конкретные причины их нарушения по локальным изменениям закона распределения поля в раскрыве.

В качестве наглядного примера можно указать на класс фазированных антенных решеток, число элементов в современных конструкциях которых уже достигло 10^4 и даже 10^5 . Очевидно, что задача дефектоскопии отдельных каналов таких систем, контроль за работой схемы управления положением диаграммы направленности не могут быть осуществлены в приемлемые интервалы времени традиционными измерительными средствами.

С другой стороны, в связи с все более широким применением интегральных схем СВЧ диапазона остро стоит вопрос о разработке испытательной аппаратуры, предназначенной непосредственно для микросхем.

Особенность измерения в этом случае заключается в том, что без разрушения из интегральной схемы нельзя изъять отдельные элементы, подлежащие контролю. Тем не менее как при разработке, так и в условиях массового производства, необходимо количественное измерение параметров элементов развитой интегральной схемы. Эта проблема может быть решена путем непосредственного измерения структуры поля на различных участках схемы.

Еще одним наглядным примером является исследование структуры поля в резонансных и замедляющих системах современных электронных СВЧ приборов с целью оптимизации условий взаимодействия с электронным пучком, подавления паразитных видов колебаний, выявления влияния на структуру поля различных

конструктивных элементов и контроля воспроизводимости необходимого распределения поля в условиях производства приборов.

Как видно, в реально встречающихся задачах регистрации и обработки СВЧ сигналов практически всегда оперируют с многомерными пространственно-временными распределениями. Однако традиционные измерительные СВЧ методы и приборы не отвечают в полной мере этой специфике СВЧ диапазона.

Очевидно, что создание и широкое применение приборов, способных эффективно анализировать амплитудно-фазовую и поляризационную структуры распределенных в пространстве и во времени СВЧ сигналов, не только облегчат метрологическое обеспечение уже известных СВЧ систем, но и будут способствовать дальнейшему прогрессу в этой области.

При создании такой измерительной аппаратуры приходится учитывать целый ряд противоречивых требований. Прежде всего необходимо регистрировать амплитуду, фазу и поляризацию электромагнитной волны в каждой точке пространства и с вполне определенными точностями. При этом размеры поля анализа обычно составляют до 20—100 пространственных периодов, что может в зависимости от диапазона длин волн и специфики задачи (будь то свободное пространство или поле вблизи неоднородности) соответствовать нескольким миллиметрам или нескольким метрам.

Необходимое пространственное и временное разрешение определяется гармоническим составом контролируемого распределения и может колебаться от 0.01 до 10λ и от микросекунд до десятков и сотен секунд соответственно.

Важными характеристиками таких устройств являются чувствительность и динамический диапазон измеряемых интенсивностей СВЧ колебаний. Кроме того, к регистрирующим системам предъявляются требования высокой однородности характеристик в разных точках пространства и малого возмущения, вносимого аппаратурой в исходную электродинамическую ситуацию.

Общим для большинства задач регистрации пространственно-временной структуры СВЧ полей является большой объем информации, что выдвигает смежные проблемы ее хранения, обработки и представления.

Ниже описаны некоторые методические и приборные решения, выполненные при участии авторов с целью создания серийных средств измерения и визуализации СВЧ полей миллиметрового и сантиметрового диапазонов. Разработанные приборы могут быть разделены на две группы: многоэлементные и фотоуправляемые.

1. Многоэлементные приборы

В быстродействующих многоэлементных приборах параллельного преобразования используется большое число однотипных и традиционных для СВЧ приемных каналов, осуществляющих обработку сразу всего поля анализа [1].

Теоретические основы многоэлементного метода базируются на том обстоятельстве, что подлежащая регистрации структура СВЧ поля в общем случае является непрерывной функцией с ограниченным пространственно-временным спектром и может быть воспроизведена без искажений по своим значениям в дискретных точках. Однако более полное рассмотрение метода потребовало оптимизации закона дискретизации, учета отличия апертурных характеристик реальных СВЧ дискретизаторов от идеальной мо-

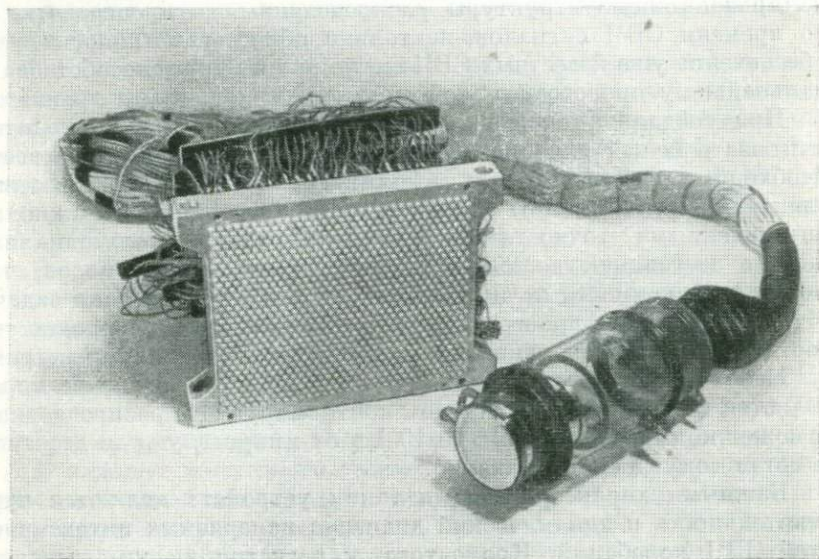


Рис. 1. Внешний вид антенны 1000-канальной системы визуализации и ее электронно-оптического преобразователя.

дели двумерной дельта-функции, влияния взаимодействия антенно-дискретизаторов и неидентичности чувствительности различных каналов на точность многоэлементного преобразования [2]. В той или иной степени эти задачи удалось решить.

На рис. 1 показаны внешний вид антенны 1000-канальной системы визуализации 8 мм диапазона и ее электронно-оптического индикатора. Характерные изображения, полученные на этом приборе, и приведены в [3]. Полностью параллельная схема преобразования обеспечивает временное разрешение до 10^{-6} сек. при чувствительности меньше 10^{-4} вт/см². Практически это единственное решение, позволяющее в настоящее время регистрировать динамику амплитудно-фазовой и поляризационной структур СВЧ полей.

Для задач с медленными временными изменениями структуры поля были разработаны приборы с дискретизацией только одного

пространственного измерения и последовательным сканированием по второму [4]. На рис. 2 приведен внешний вид антенн такого прибора (СС—10К), работающего в 8 мм диапазоне.

Это 100-канальная линейная система с размерами поля анализа $80 \times 80 \lambda$ при разрешении порядка λ , быстродействием до 8 строк в секунду и до 10 сек. на все изображение. Чувствительность прибора в режиме квадратичного детектирования не меньше 1×10^{-8} вт/см² и в режиме линейного детектирования с заводкой

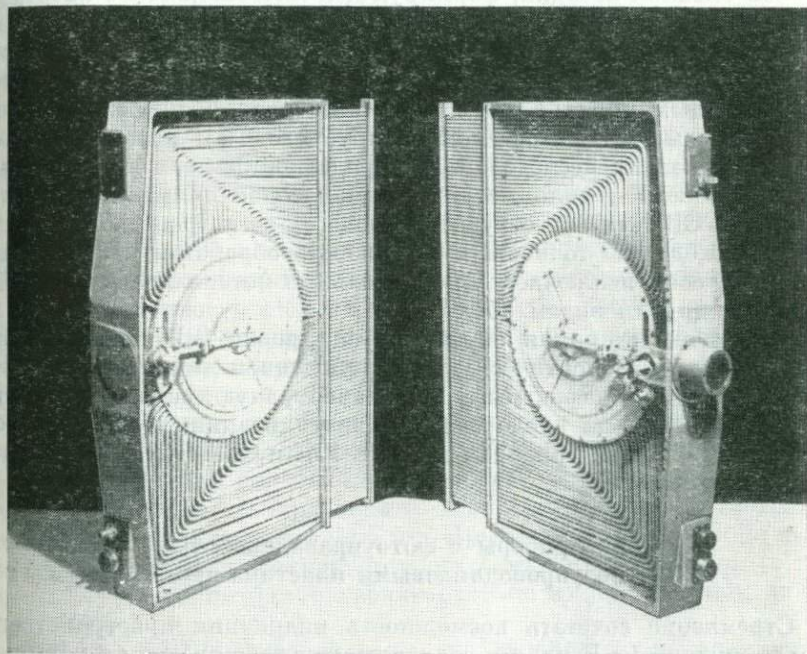


Рис. 2. Передающая и приемная антенны прибора СС-10К.

опорного сигнала — 10^{-10} вт/см². Точность определения координат меньше 2%, неоднородность чувствительности по полю анализа порядка 0.5 дБ, а нелинейность амплитудной характеристики в динамическом диапазоне до 100 раз на уровне 1%. Выходная информация регистрируется в виде яркостной картины, аксонометрической проекции или в виде распределения амплитуд по сечению изображения.

Такой вид представления информации наряду с наличием возможности ввода результатов регистрации в стандартные внешние устройства принят во всех многоэлементных и фотоуправляемых приборах и иллюстрируется рис. 3.

Введение опорных колебаний позволяет перейти к регистрации квадратурных компонент распределения типа $E(x, y) \sin \varphi(x, y)$ и $E(x, y) \cos \varphi(x, y)$. Поляризационная селекция компонент поля обеспечивается применением двух сменных антенных систем с ортогональными поляризационными свойствами.

Кроме того, для обеспечения апертурной обработки исследуемого распределения на уровне СВЧ сигнала в этих приборах введена операция дифференцирования мгновенного значения напряженности поля вдоль одной из координат за счет введения специальной сменной насадки, формирующей многоканальное апертурное распределение необходимого вида. Такое решение позволяет сразу на выходе системы визуализации воспроизвести структуру отличий контролируемого распределения от однородного с выявлением малых (порядка 0,04 дБ по амплитуде и 6° по фазе) амплитудно-фазовых «дефектов» контролируемого СВЧ распределения.

Как показали исследования, в ряде конкретных приложений сантиметрового и миллиметрового диапазонов прямая обработка на уровне СВЧ, предшествующая процессу регистрации, обеспечивает необходимую точность и надежность обработки информации и практически исключает дополнительные потери времени, свойственные другим видам обработки.

Методически прямая обработка на уровне СВЧ может быть разделена на квазиоптическую (с применением линз, зеркал, зонных пластинок, диафрагм и т. д.) и апертурную, осуществляемую непосредственно на входе системы визуализации. Последнее решение применено в приборах типа СС-10К и СС-30К, работающего в 3 см диапазоне.

2. Приборы с фотоуправляемыми полупроводниковыми пластинами

Стремление сочетать возможность индикации пространственной структуры СВЧ поля в реальном масштабе времени с повышением точности количественного анализа нашло воплощение в устройствах с фотоуправляемыми полупроводниковыми пластинами [5, 6].

В основе этих приборов лежит взаимодействие электромагнитной волны СВЧ с неравновесными носителями тока в полупроводниковой пластине, помещенной в исследуемую область СВЧ поля. Выбором геометрии и электромагнитных характеристик материала пластины обеспечивается малая величина начального возмущения структуры контролируемого поля. Поверхность пластины последовательно сканируется интенсивным световым пятном. В области падения света на полупроводник происходит резкое изменение проводимости материала пластины за счет генерации неравновесных носителей тока, приводящее к локальному изменению и ее электромагнитных параметров (коэффициентов поглощения, отражения и преломления).

Таким образом, бесконтактно формируется фотоуправляемый электронный реактивный зонд. Принимая СВЧ сигнал, рассеянный таким зондом, можно восстановить информацию об амплитуде и фазе электромагнитного поля на участке, перекрываемом световым пятном. Индикация этого сигнала в функции координаты светового пятна используется для визуализации и измерения пространственного распределения СВЧ электромагнитного поля в плоскости пластины.

К настоящему времени разработаны два прибора с фотоуправляемыми полупроводниковыми пластинами: СК-10К и СК-30К.

Прибор СК-10К состоит из осветительно-проекционного устройства на ксеноновой лампе мощностью 150 вт, развертывающего устройства и электронной стойки, включающей блок питания осветителя, блок управления и индикации, а также стандартные осциллограф и двухкоординатный самописец.

Прибор СК-10К позволяет контролировать структуру СВЧ поля на участке с размерами от единиц миллиметров до 100×100 мм. Пространственное разрешение, определяемое диаметром светового пятна, регулируется дискретно в диапазоне от 0.2 до 2 мм. Освещенность в пятне диаметром 1 мм составляет не менее 10^6 лк. Световое пятно разворачивается по траектории прямоугольного растра, содержащего 35—40 строк. Время формирования изображения контролируемого поля — 30 сек. Точность регистрации координат в режиме автоматической растровой развертки не ниже 2% по всему полю анализа. Кроме того, в приборе предусмотрено ручное перемещение светового пятна в двух взаимноперпендикулярных направлениях. При этом точность регистрации координат зонда не менее 0.05 мм. Приемный тракт прибора имеет чувствительность по входу порядка 1 мкв при линейной (с точностью 1%) амплитудной характеристике в динамическом диапазоне 100.

Прибор СК-30К отличается увеличением поля анализа до 1.5×1.5 м и применением более мощного осветителя на ксеноновых лампах сверхвысокого давления мощностью от 3 до 10 квт.

Примеры построения высокочастотной измерительной схемы для решения различных практических задач приведены в [7—9].

Рис. 3 иллюстрирует виды регистрации изображения в этих приборах.

Важнейшим узлом обоих приборов является фотоуправляемая полупроводниковая пластина (ФУПП). Выбором конструкции пластины, тщательной отработкой фоточувствительного полупроводникового материала и технологии его нанесения на подложку удалось удовлетворить целой совокупности требований, предъявляемых к этому узлу и несвойственных традиционной полупроводниковой технике и технологии.

Так, например, пластина толщиной 200 мкм имеет в диапазоне длин волн от 8 до 100 мм коэффициент отражения по мощности в отсутствие засветки от 5—7% до 0.05%, а потери на поглощение

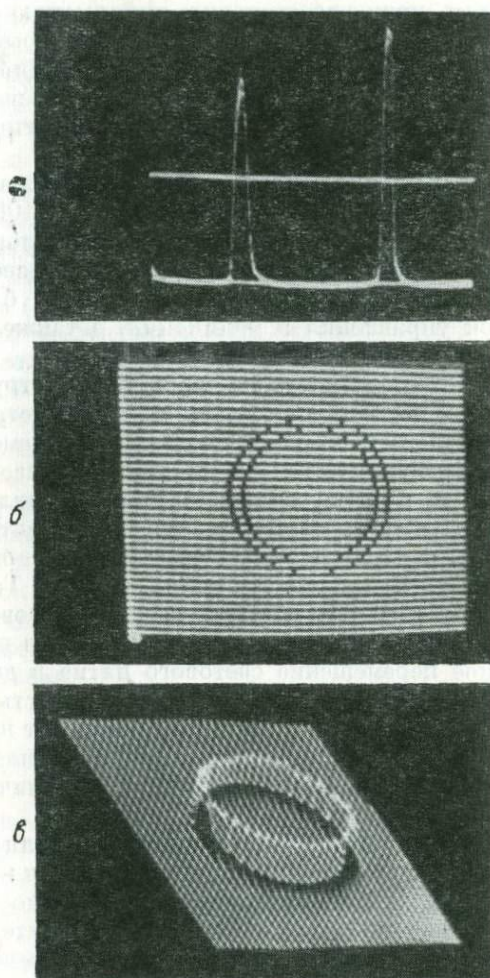


Рис 3. Виды регистрации выходной информации в приборе СК-10К (на примере кольцевого теста).

а — структура видеосигнала одной из строк изображения с «визирной линией»; *б* — яркостное изображение; *в* — аксонометрическое изображение.

0.7% (0.03 дБ). Глубина модуляции электродинамических характеристик при освещении достигает 30—50%, амплитудная и фазовая однородность пластин на уровне СВЧ порядка 1% и 1°.

В настоящее время готовятся к серийному производству ФУПП с размерами пластины 150×85 мм и 1500×75 мм. Толщина полупроводникового слоя пластин составляет 130—170 мкм. Допустимое отклонение толщины по рабочему полю не превосходит соответственно ± 5 и ± 10 мкм. СВЧ проводимость материала пластины при увеличении освещенности от 30 до 3×10^5 лк изменяется более чем на 2 порядка.

3. Экспериментальные результаты

Создание серийных приборов измерения и визуализации структуры СВЧ полей сантиметрового и миллиметрового диапазонов позволило перейти к решению с их помощью ряда практических задач.

При выборе типа прибора можно руководствоваться следующими соображениями.

В большинстве задач контроля структуры поля в свободном пространстве и при необходимости высокой чувствительности

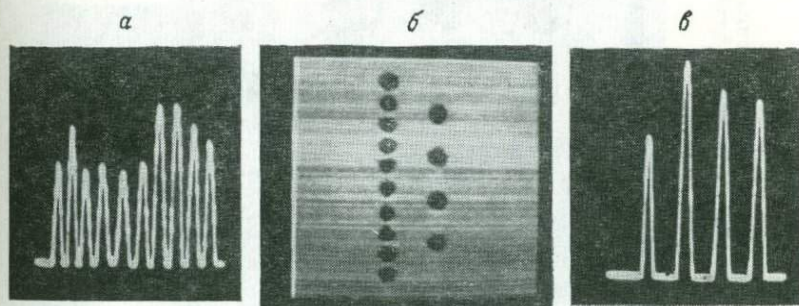


Рис. 4. Структура поля в раскрыве многощелевой антенны (прибор СС-10К).

при средней точности надежны многоэлементные системы соответствующего диапазона длин волн.

При контроле электродинамических систем электронных приборов, элементов СВЧ тракта, интегральных СВЧ схем, при тонких метрологических исследованиях полей антенн и измерениях в широком диапазоне длин волн, когда превалируют требования точности, высокого пространственного разрешения, ничтожно малого внешнего возмущения в исследуемую систему, универсальности и гибкости перестройки режимов контроля, а требования к чувствительности и сложности аппаратуры отступают на второй план, предпочтительны приборы с фотоуправляемыми полупроводниковыми пластинами.

Начнем с примеров задач, решаемых с помощью многоэлементных приборов типа СС-10К и СС-30К.

На рис. 4 приведено изображение интенсивности поля в раскрыве щелевой антенны с размерами порядка 80λ .

На рис. 5, а теньевое радиоизображение бакоровой плиты толщиной 110 мм, применяемой в качестве огнеупорного строи-

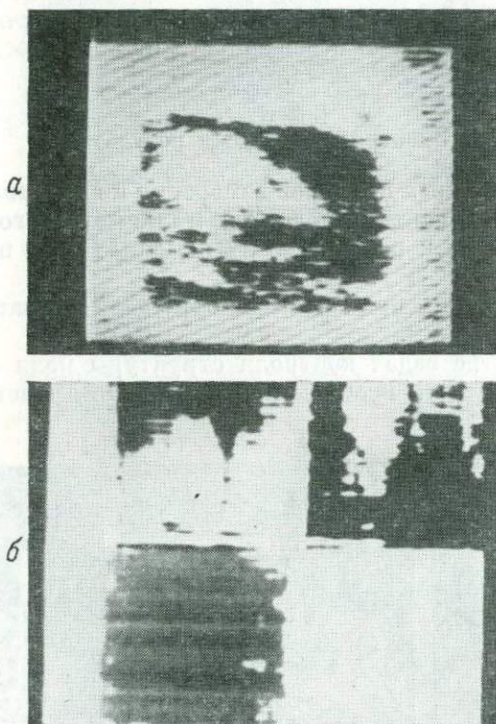


Рис. 5. Примеры применения прибора СС-10К для контроля неоднородности различных диэлектрических материалов.

а — теньевое радиоизображение бакоровой плиты толщиной 110 мм; б — радиоизображения четырех образцов сырой резины разного качества, полученные при окрещенных поляризациях приемной и передающей антенн.

тельного материала в стекловаренных печах. Ясно видны области, содержащие внутренние раковины.

Применение поляризационной селекции позволяет исследовать влияние структурной анизотропии материалов, уровень и источники кроссполяризации антенн. На рис. 5, б приведено изображение четырех образцов сырой резины, соответствующих различным этапам технологической обработки. Изображения по-

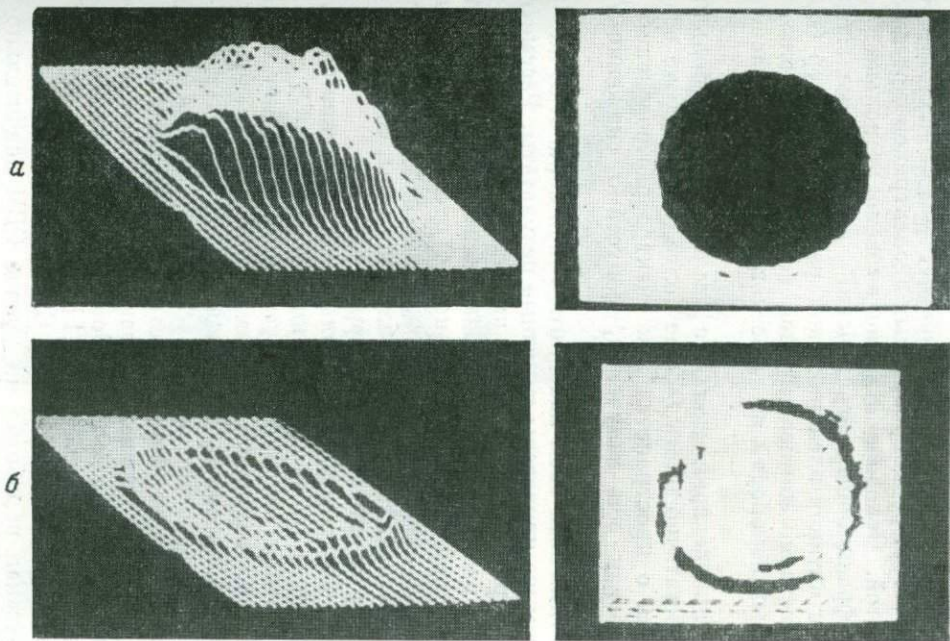


Рис. 6. Оптически сформированное радиоизображение синфазного раскрыва антенны в обычной (а) и темнопольной (б) схемах (прибор СС-10К).

лучены при ортогональных поляризациях передающей и приемной антенн. Ясно видны возможности СВЧ контроля за ходом структурных изменений в материале.

Наличие работоспособных систем визуализации, обладающих достаточными чувствительностью и полем анализа, позволяет перенести в СВЧ диапазон практически весь арсенал оптических когерентных и некогерентных методов измерения, формирования, фильтрации и контроля волновых фронтов, излучающих и приемных антенных систем, радиопрозрачных диэлектриков и отражающих поверхностей. Основное отличие вызвано несколько большей ролью дифракционных ограничений в силу уменьшения по сравнению с оптикой электрических размеров апертур (D/λ), что, однако, частично компенсируется повышением абсолютной точности фазовых измерений из-за резкого увеличения масштаба длин волн.

Как показали экспериментальные исследования, в большинстве случаев достаточно иметь D/λ не более 80. Когда же основная информация о пространственном спектре распределения сосредоточена вблизи оси излучения, допустимо снижение D/λ до 20.

Сравнение типичных схем квазиоптической обработки на СВЧ дано в [10], там же приведены типичные результаты. Рассмотрим еще несколько примеров. На рис. 6 показано оптически сформированное (1 : 1) радиоизображение синфазного раскрыва антенны ($D \sim 50\lambda$) в обычной (а) и темнопольной (б) схемах с подавлением нулевого порядка экраном, расположенным в фокальной плоскости радиообъектива. На рис. 6, б видны контуры, соответствующие краевым нарушениям фазового фронта.

На рис. 7, а, б приведено темнопольное изображение раскрыва зеркальной антенны ($D \sim 20\lambda$) при последовательной юстировке с целью исключения ошибок дефокусировки. Затем на поверхности антенны был закреплен фазовый дефект, обеспечивающий по результатам полигонных испытаний снижение КНД на 5% (рис. 7, в). Используемая в схеме линза имела апертуру порядка 25λ при относительном отверстии 1 : 1.5. Видим, что примененная методика по уровню чувствительности отвечает типичным требованиям в дальней зоне. Вопросы юстировки по ближней зоне подробнее рассмотрены в [11] с применением фотоуправляемой системы визуализации типа СК-30К.

Квазиоптическая обработка на уровне СВЧ значительно повышает эффективность использования многоэлементных и фотоуправляемых приборов визуализации. Дело в том, что благодаря высокому быстродействию и стабильности такой схемы обработки удается практически мгновенно осуществлять аттестацию ошибок и изменений в структуре ближнего поля.

Значительный эффект достигается при этом и вследствие того, что мы оперируем информацией сразу о целой области диаграммы направленности, а не об отдельных ее сечениях.

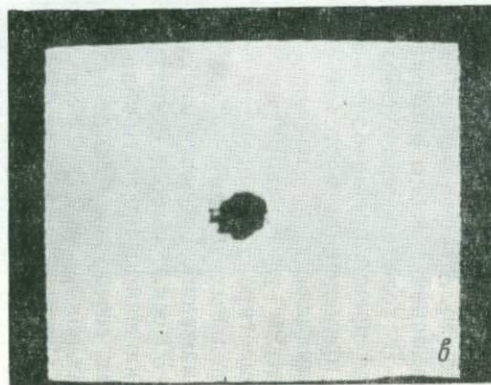
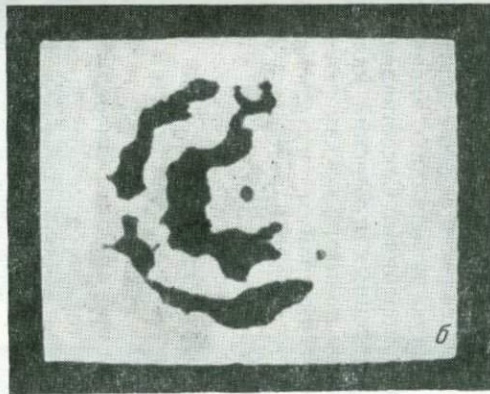
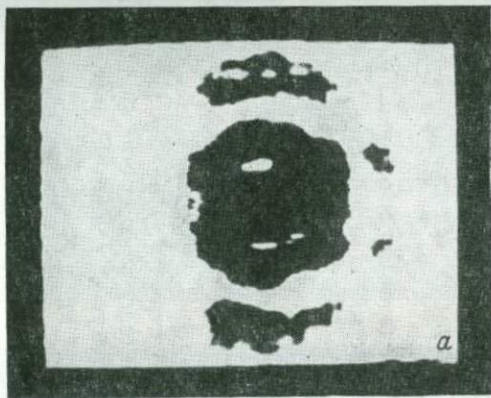


Рис. 7. Темнопольное радиоизображение раскрыва зеркальной антенны на различных этапах юстировки (а, б) и после внесения фазового дефекта, вызывающего снижение КНД на 5% (в) (прибор СС-30К).

Приведем несколько экспериментальных результатов, полученных на антеннах с раскрывом порядка 20λ при размерах диэлектрических линз 25λ . На рис. 8, а приведена структура основных лепестков диаграммы направленности антенны, имеющей двухлепестковую синфазную ДН. На рис. 8, б — структура разностной диаграммы направленности моноимпульсной антенны. Четко видны главное равносигнальное сечение, переворот фаз и структура лепестков ДН.

Выбрав по объемной картине необходимое сечение диаграммы, можно сразу получить количественную информацию, эквивалентную традиционным полигонным измерениям. Сопоставление результатов ближневолновых и полигонных измерений дало расхождение на уровне погрешностей полигонных измерений: погрешность определения ширины диаграммы направленности по уровню 3 дБ составляет $19'$ при истинной ширине $4^\circ 30'$, по уровню 10 дБ — $36'$ при истинном значении $8^\circ 46'$, и угла отворота максимума ДН — $2'$.

Существенное повышение точности оптической обработки на СВЧ достигается при сравнительных испытаниях отличий исследуемой антенны или ряда антенн от эталонной, характеристики которой известны заранее, а также при анализе изменений электрических характеристик одной и той же антенны, вызванных обтекателем или другими конструктивными элементами. В этом случае на фотоуправляемом приборе типа СК-30К практически были достигнуты точности измерения в ближней зоне, эквивалентные наклону фронта волны моноимпульсной антенны менее 2 мин. (рис. 9). Аналогичным образом методом замещения с применением эталонной антенны измеряется КУ.

В ходе экспериментальных исследований отмечалось большое преимущество ближневолновых квазиоптических измерений с применением многоэлементных и фотоуправляемых приборов визуализации для изучения кроссполяризации антенн, когда максимумы кроссполяризационных диаграмм сложным образом ориентированы в пространстве и обычные полигонные измерения отдельных сечений не дают представления о реальной картине искажений. Здесь же практически в реальном масштабе времени (~ 30 сек.) удается оценить общую структуру поляризационных искажений и провести количественные измерения в наиболее опасных сечениях. Практически достигнутая селекция ортогональных поляризационных составляющих превышала 40 дБ.

Следует подчеркнуть, что как многоэлементные, так и фотоуправляемые приборы (в бистатической схеме [7]) позволяют в равной степени исследовать характеристики антенн, работающих на передачу или прием, для чего приборы типа СС-10К и СС-30К снабжены эквивалентными по конструкции многоэлементными передающими антеннами с уровнем излучения до 10 мвт. Важно отметить, что одновременная индикация апертурного поля антенны и ее объемной диаграммы направленности, сформиро-

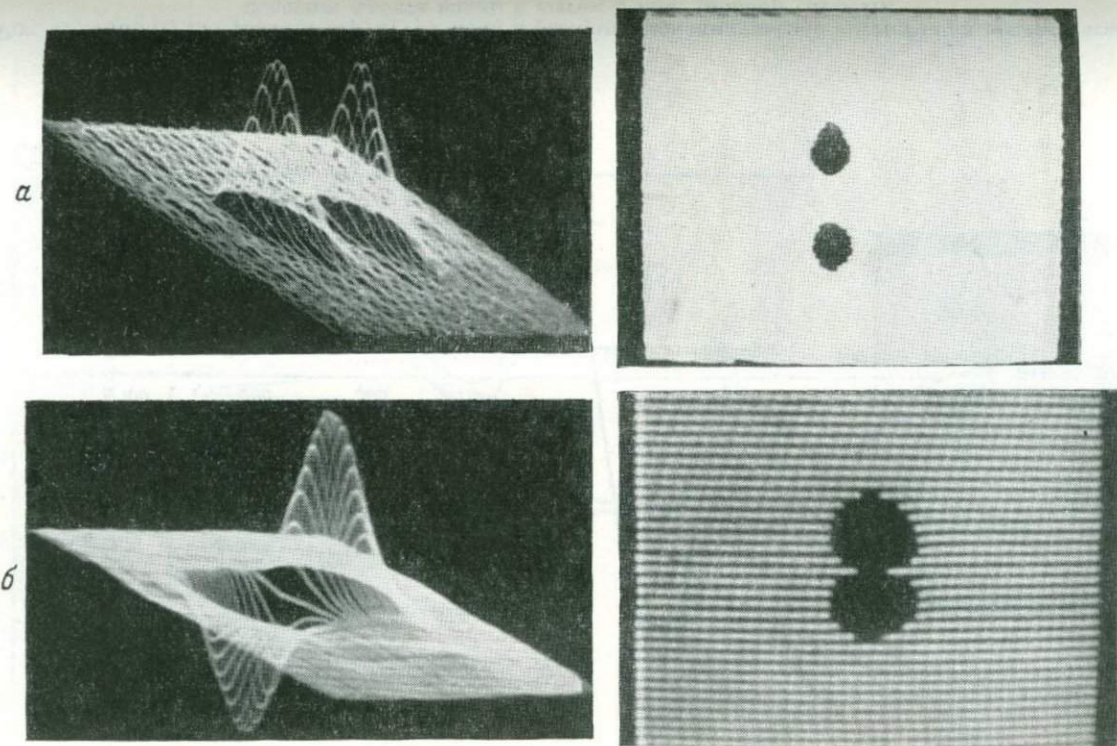


Рис. 8. Диаграммы направленности СВЧ антенн, полученные с применением прибора СС-30К и квазиоптической обработки на уровне СВЧ.

а — двухлепестковая синфазная ДН, б — разностная ДН моноимпульсной антенны.

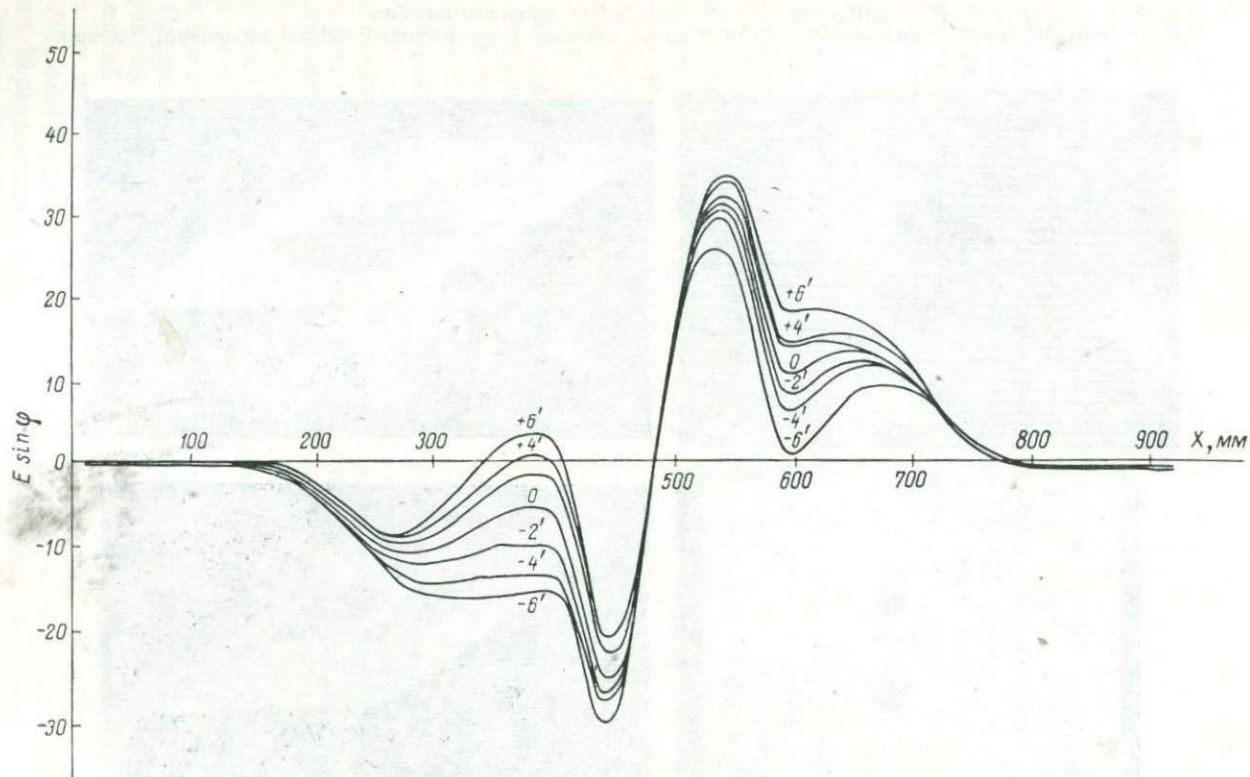


Рис. 9. Амплитудно-фазовая структура поля в раскрые моноимпульсной антенны при последовательном повороте фронта волны с шагом 2 мин. (прибор СК-30К).

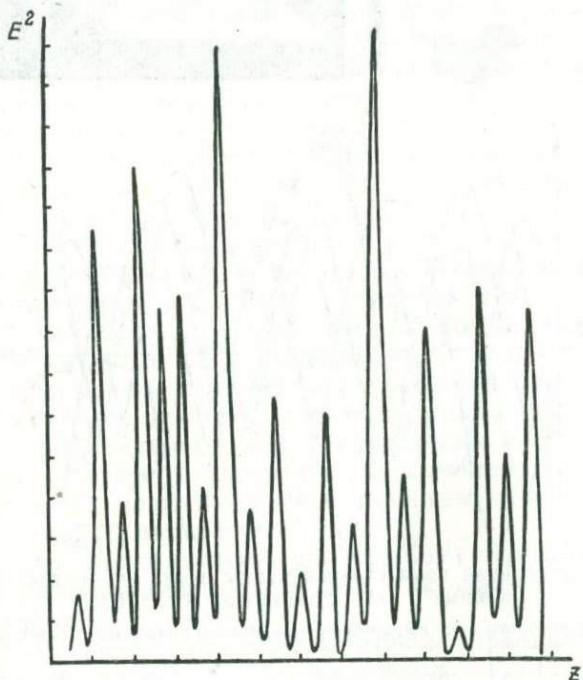
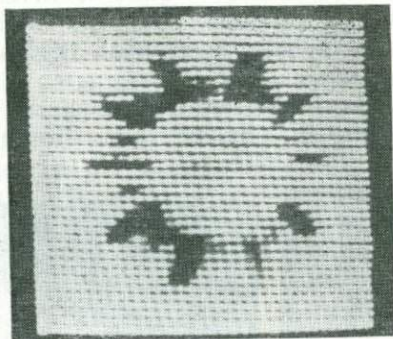


Рис. 10. Распределение интенсивности электрического поля в разнорезонаторной замедляющей системе магнетрона 3 см диапазона (СК-10К).

Диаметр светового пятна 0.2 мм, внутренний диаметр анодного блока 3 мм, число резонаторов — 20.

рованной квазиоптической схемой, позволяет пространственно локализовать источники возмущений с количественной оценкой в терминах дальней зоны. Такой контроль СВЧ антенн отвечает эксплуатационным и производственным требованиям, предъявляемым к целому изделию.

Кроме антенной техники, фотоуправляемые приборы измерения и визуализации СВЧ полей типа СК-10К могут исполь-

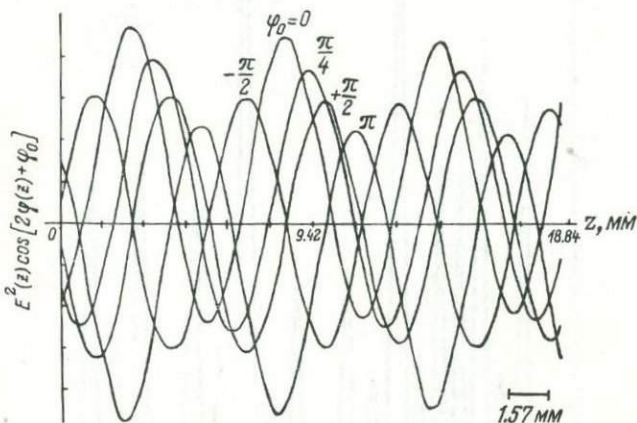
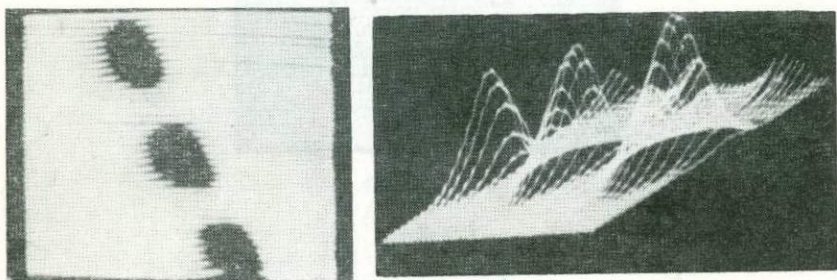


Рис. 11. Распределение поля стоячей волны вдоль однородной полосковой линии 3 см диапазона (СК-10К).

Диаметр светового пятна 0.5 мм, ширина регулярного полоскового электрода 0.5 мм.

зоваться для контроля СВЧ фильтров, трансформаторов типов волн и других элементов трактов, интегральных СВЧ схем, замедляющих систем, резонаторов и ряда других задач в широком диапазоне длин волн [8—10]. Практически исследовались электромагнитные поля с частотой колебаний от 3.0 до 150 Гц.

На рис. 10, 11 приведены типичные примеры таких задач. Эти результаты наглядно иллюстрируют особенности методики фотоуправляемых полупроводниковых пластин: малое вносимое возмущение, гибкость перестройки масштаба поля анализа и про-

пространственного разрешения, высокую точность измерения амплитудно-фазовых характеристик, широкополосность ФУПП. Так, при использовании ФУПП с толщиной слоя 150 мкм в 3 см диапазоне энергетический коэффициент отражения составляет примерно 0.25%, что соответствует КСВ, равному 1.1, а внесение этой же пластины в открытый резонатор 8 мм диапазона снижает добротность системы не более чем в 1.5 раза при первоначальной добротности резонатора 5000. Типичная точность измерения амплитуды составляла 3%, фазы — 2° в 3 см и 8 мм диапазонах. Размеры растра изменялись от нескольких миллиметров при диаметре светового пятна до 200 мкм до 1.5×1.5 м при диаметре светового пятна от 1 до 50 мм.

Выводы

Таким образом, в настоящее время созданы первые серийные многоэлементные и фотоуправляемые приборы измерения и визуализации структуры СВЧ полей, в той или иной степени отвечающие важнейшим практическим задачам: по размерам поля анализа, пространственному разрешению, чувствительности, быстродействию, видам представления информации, рабочему диапазону длин волн, достигаемой точности измерения пространственных координат, амплитуды, фазы и поляризации.

В ряде случаев уже наметились и получили практическое подтверждение методические решения по их использованию для конкретных задач антенной техники, контроля диэлектриков, интегральных СВЧ схем, исследования и моделирования задач когерентной оптики и СВЧ электроники.

Безусловно, в ходе практического освоения этих методов и аппаратуры более широким кругом ученых, разработчиков, метрологов и в результате опыта применения в производственных условиях будут найдены новые возможности оптических методов и визуализации на СВЧ и выявлены пути дальнейшего совершенствования аппаратуры.

И возможно, что со временем приборы СВЧ визуализации будут такими же привычными и полезными, как измерительная линия или осциллограф.

В данной работе на разных этапах принимали участие М. К. Рождественская, А. Н. Филимонов, Г. Г. Овчаренко, Н. П. Гурова, В. Н. Шуюкова, Г. В. Бондарева, И. А. Баранов, И. А. Жосан, Л. М. Белая, Н. А. Харитонова, А. Г. Кобяцкий, Л. М. Дун, Г. З. Плоткина, А. А. Осокин, Е. М. Резвин, Л. П. Стенина, А. И. Дементьев.

ЛИТЕРАТУРА

1. Бондарева Г. В., Вайнберг И. А., Вайнберг Э. И. и др. Радионитроскоп. — Бюлл. изобрет., 1968, № 32. Авт. свид. № 229016.

2. В а й н б е р г Э. И. Повышение точности многоэлементного параллельного анализа радиоизображений путем эффективного использования временных степеней свободы. — В кн.: Материалы совещания секции физики МОИП, М., 1969, с. 59—64.
3. П а в е л ь е в В. А., В а й н б е р г Э. И., Ж о с а н И. А. и др. Экспериментальное исследование прямого квазиоптического радиовидения объектов малого размера. — Радиотехника и электроника, 1972, 17, № 7, с. 1547—1551.
4. В а й н б е р г И. А., В а й н б е р г Э. И., П а в е л ь е в В. А. и др. Радионитроскоп для контроля качества диэлектрических материалов. — Бюлл. изобрет., 1974, № 10. Авт. свид. № 419812.
5. В а й н б е р г И. А., В а й н б е р г Э. И., П а в е л ь е в В. А. Радионитроскоп. — Бюлл. изобрет., 1969, № 13. Авт. свид. № 240772.
6. В а й н б е р г И. А., В а й н б е р г Э. И., П а в е л ь е в В. А. Индикация структуры электромагнитного поля при помощи неравновесных носителей тока в полупроводниках. — Радиотехника и электроника, 1971, 16, № 3, с. 458—460.
7. В а й н б е р г И. А., П а в е л ь е в В. А. Исследование амплитудно-фазовой структуры ближнего поля антенн СВЧ при помощи фотоуправляемых [полупроводниковых панелей. — Радиотехника и [электроника, 1971, 16, № 9, с. 1685—1690.
8. В а й н б е р г И. А., Ч у р и л о в а С. А. Структура электромагнитного поля в открытых [резонаторах миллиметрового диапазона. — Электронная техника, серия 1, 1971, 7, с. 41—44.
9. Б е л а я Л. М., В а й н б е р г И. А., В а й н б е р г Э. И. и др. Экспериментальное исследование структуры поля в СВЧ узлах на несимметричных полосковых линиях. — Электронная техника, серия 1, 1975, вып. 3, с. 18—24.
10. В а й н б е р г Э. И., П а в е л ь е в В. А., С т е н и н а Л. П. и др. Исследование амплитудно-фазовой и поляризационной структуры оптически сформированных радиоизображений миллиметрового диапазона. — Радиотехника и электроника, 1974, 19, № 3, с. 602—607.
11. В а й н б е р г Э. И., Ж о с а н И. А., К о л о с о в Ю. А. и др. Юстировка облучателя зеркальной антенны по картине ближнего поля. — Радиотехника и электроника, 1975, 20, № 9, с. 1789—1794.

И. Е. ГОЛЬБЕРГ, Д. В. ЗИМИН, Г. Е. КОРБУКОВ,
А. П. КУРОЧКИН, Е. Г. СЕДЕНКОВ

КОМПЛЕКС АППАРАТУРЫ ДЛЯ ОПРЕДЕЛЕНИЯ ПАРАМЕТРОВ АНТЕННЫ ГОЛОГРАФИЧЕСКИМИ МЕТОДАМИ

Введение

Голографические методы определения характеристик направленности антенн основаны на восстановлении распределения поля в дальней зоне по результатам измерения ближнего поля. Под ближними понимаются поля, формируемые антенной в зоне Френеля и ближе, вплоть до полей в раскрыве антенны.

Полезными особенностями голографических методов являются:

возможность измерения характеристик антенны в лабораторных условиях, когда требуемые размеры помещения определяются физическими размерами антенны, а не дальней зоной;

возможность измерения характеристик очень больших антенн, для которых рассматриваемые методы измерения являются в ряде случаев единственными;

амплитудно-фазовое распределение (АФР) поля в раскрыве, являющееся результатом измерений в одной из основных разновидностей голографических методов (в работе [3] называемой апертурно-зондовым методом), оказывается в ряде случаев само по себе (без обращения к диаграмме направленности) удобной и информативной характеристикой, позволяющей судить о причинах отличий измеренных характеристик от ожидаемых.

В работах, посвященных рассматриваемым методам, основное внимание уделено вопросам обработки результатов измерений, в частности выбору алгоритмов обработки, в том числе учитывающих векторный характер электромагнитного поля антенны [1—3], определению схем оптической обработки в когерентном [1, 4] и некогерентном [5] свете, а также принципам построения программ вычисления параметров антенн с помощью ЭЦВМ и соотношениям между параметрами антенн и результатами вычислений [6, 7].

Гораздо меньшее внимание уделено анализу требований к измерительной аппаратуре с учетом особенностей ближневолновых полей антенн (в том числе ФАР) и принципам построения как аппаратуры, так и измерительных комплексов в целом.

Освоение голографических методов измерений требует, с одной стороны, решения ряда принципиальных задач, связанных с изучением и учетом особенностей измерений сложного ближневолнового поля антенн, а с другой — разработки аппаратуры и измерительных комплексов, позволяющих с необходимой точностью за достаточно короткое время провести измерение, регистрацию и обработку большого количества информации об измеряемом поле. Все это требует по существу современного комплексного подхода к организации антенных измерений.

В предлагаемой работе рассматриваются принципы построения автоматизированных комплексов аппаратуры и схемы отдельных блоков, предназначенных для измерения полей в раскрыве антенн и обработки результатов этих измерений; излагается опыт разработки и эксплуатации схем и отдельных блоков, а также приводятся результаты определения параметров антенных устройств с использованием этих комплексов.

1. Блок-схема комплекса. Требования к зонду и устройству перемещения

Упрощенная блок-схема комплекса для измерения амплитудно-фазового распределения (АФР) представлена на рис. 1.

Перед испытываемой антенной 1 в плоскости, параллельной ее раскрыву, располагается индикаторное устройство (например, сканирующий зонд 2 с механизмом перемещения 3), осуществля-

ющее преобразование ближневолновых компонент поля в удобные для измерения сигналы. По линии передачи 4 на зонд поступает сигнал с генератора 5.

Сигнал, принятый антенной, подается на один вход амплифазометра 6, а на второй его вход поступает опорный сигнал от генератора. Информация с выхода амплифазометра передается на блок регистрации 7.

Следует отметить, что применительно к ФАР возможно измерение АФР неподвижным зондом, который может принимать

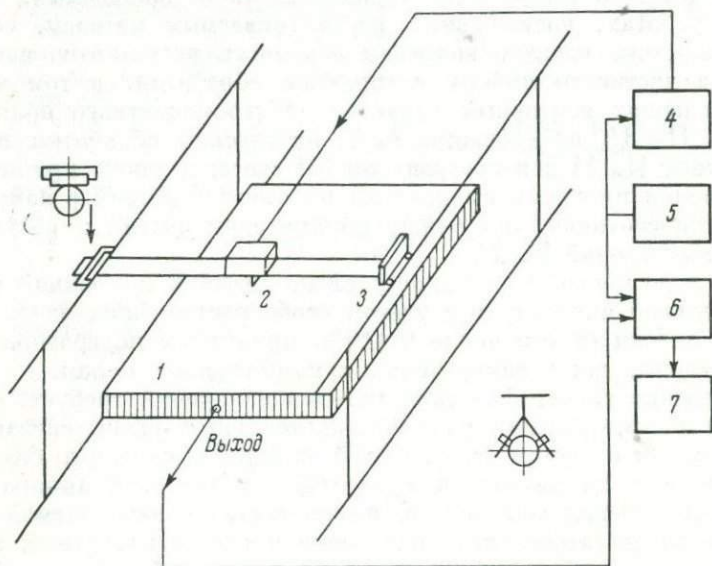


Рис. 1. Упрощенная блок-схема комплекса для измерения АФР.

сигналы одновременно от всех элементов решетки путем поочередной модуляции сигналов в тракте каждого излучателя с помощью фазовращателей решетки.

Требования, предъявляемые к отдельным устройствам комплекса, во многом определяются параметрами конкретной исследуемой антенны и частично рассмотрены в работах [3, 8, 9]. Ограничимся здесь обсуждением общих требований к аппаратуре комплекса и его особенностям.

Большой объем измеряемой информации и удобство ее последующей цифровой обработки определяют дискретизацию точек, в которых производятся измерения. Для больших антенн и высокой точности определения диаграмм направленности (ДН) в широком секторе углов, когда шаг между точками измерения близок к половине длины волны, число отсчетов поля может составить сотни тысяч.

Если сектор углов, в пределах которого важно знать ДН, не велик и допустимы значительные погрешности в определении ДН, то количество отсчетов, особенно для антенн с гладкими апертурными распределениями, может быть существенно сокращено выбором большего шага. Однако увеличение шага в некоторых случаях может привести к значительным искажениям в определении ДН, в том числе и вблизи главного луча антенны. Последнее обстоятельство может быть обязано большой ширине спектра пространственных частот поля в раскрыве антенны и дискретной обработке результатов измерений [10]. Для иллюстрации возможного характера поля в раскрыве на рис. 2 изображено норми-



Рис. 2. Распределение касательной составляющей электрического поля.

рованное распределение касательной составляющей E_z вектора E на малом (3λ) расстоянии от раскрыва линейной антенны длиной $l \approx 150\lambda$ с амплитудным и фазовым распределениями:

$$a(x) = \sin \frac{\pi x}{l}, \quad \varphi(x) = -\sin \frac{\pi x}{\lambda} + 0.6x,$$

где x — расстояние от края антенны, λ — длина волны.

Из рис. 2 видно, что распределение касательной составляющей поля на малом расстоянии от раскрыва может быть резко неравномерным с перепадами в несколько десятков децибел на длине порядка λ .

Указанную особенность ближневолнового поля необходимо учитывать при определении быстродействия и динамического диапазона измерительной аппаратуры.

Для предотвращения искажения в определении ДН при большом шаге измерений необходимо производить сглаживание измеряемого поля, что может быть осуществлено в процессе измере-

ния либо с помощью протяженного (интегрирующего) зонда [8], либо фильтрацией сигнала на выходе зонда при его перемещении.

Зонд, с помощью которого осуществляется преобразование ближневолновых компонент поля в сигналы, подлежащие измерению, должен удовлетворять следующим требованиям:

поляризационная характеристика зонда должна обеспечивать раздельное измерение ортогональных компонент касательной составляющей электрического поля. Если зонд одновременно воспринимает обе компоненты, то при определении характеристик антенны необходимо решение системы уравнений, связывающих параметры антенны в дальней зоне с результатами измерений при двух взаимно ортогональных положениях зонда (например, в E - и H -плоскостях) [9];

характеристика направленности зонда, определяемая, в частности, его размерами, должна быть согласована с шагом измерений [8];

действующая площадь зонда при заданной чувствительности амплифазометра должна быть достаточной для измерения наиболее слабых значений поля, необходимых для обработки.

При наличии высокочувствительной измерительной аппаратуры целесообразно использовать в качестве зонда вибраторы малых размеров (диполь Герца), отклик которых пропорционален комплексной амплитуде поля в точке расположения вибратора.

При таком зонде не происходит сглаживания измеряемого поля, однако в связи с быстрым убыванием амплитуд высокочастотных составляющих, уже начиная с расстояний $2-3\lambda$ от раскрытия, их действие не существенно [8].

Измерение ближнего поля антенны можно выполнять путем сканирования зондом, т. е. последовательно, либо параллельно с использованием набора неподвижных зондов. Последний способ удобен, например, при измерении крупногабаритных решеток УКВ диапазона, для которых использование сканирующих устройств сопряжено со значительными конструктивными трудностями.

В этом случае вблизи всех излучающих элементов решетки устанавливаются элементы связи — зонды, выходные сигналы которых, пропорциональные амплитудам возбуждения излучающих элементов, через синфазную фидерную систему подводятся к измерителю амплитуд и фаз.

В дециметровом и сантиметровом диапазонах волн наиболее широкое применение находят сканирующие системы измерения амплитудно-фазового распределения.

Механические сканирующие устройства могут быть выполнены аналогично двухкоординатным регистрирующим построителям, широко используемым в настоящее время для вывода графических материалов с ЭВМ. Такие устройства, как известно, обеспечивают погрешность в определении координат, не превышающую 10^{-3} от максимального размера поля перемещения, что по-

звolyет в большинстве практических случаев производить измерения раскрывов с размерами до 100×100 л.

В одном из разработанных автоматизированных комплексов механическое сканирующее устройство обеспечивает перемещение зонда по части плоскости с размерами 3×6 м с погрешностью определения координат точек измерения, не превышающей 400 мкм при скорости перемещения 10 м/мин.

Фиксация координат точек измерения в этом устройстве осуществляется фотодатчиками по отверстиям в координатных линейках, расположенных вдоль взаимно перпендикулярных осей перемещения. Для измерения еще больших раскрывов необходима разработка уникальных прецизионных двухкоординатных перемещающих устройств.

При относительно малых раскрывах (до 1.5×1.5 м) измеряемых антенн перспективно использование радиопрозрачных полупроводниковых пленок с фотоуправляемой проводимостью, покрывающих измеряемый раскрыв [11]. Отметим, что при таком способе зондирования полностью исключаются искажения поля, вносимые механизмом перемещения и конструкцией крепления зонда. Ограничение габаритов измеряемых антенн при использовании фотоуправляемого зонда обусловлено отсутствием в настоящее время пленок достаточных размеров, а также трудностями измерения слабых отраженных сигналов, присущими самому методу измерения с отражательным зондом [12].

2. Амплифазометр

Специфика измерения распределений ближних полей антенн состоит в том, что объем информации, который необходимо зафиксировать, оказывается во многих случаях большим, и для получения такой информации за относительно короткое время требуется быстродействующая измерительная аппаратура, обеспечивающая по крайней мере несколько отсчетов поля в секунду. Кроме того, поскольку зонд движется непрерывно, необходимо, чтобы измерение осуществлялось за время, соответствующее малому перемещению зонда. Например, при допустимом смещении зонда за время отсчета около 0.01λ и скорости перемещения зонда 10 м/мин. при рабочей длине волны $\lambda = 10$ см время отсчета должно составлять 3 мсек.

Амплифазометр, предназначенный для работы в системе измерения АФР в раскрыве большой антенны, должен удовлетворять еще ряду следующих специфических требований.

Анализ погрешностей определения ДН для большинства антенн показывает, что погрешность измерения фазы поля в раскрыве не должна превышать нескольких градусов, а погрешность измерения амплитуды — нескольких десятых долей децибела.

Динамический диапазон прибора по уровню измеряемого сигнала должен составлять $30 \div 40$ дБ. Как было показано выше, в этих пределах может изменяться амплитуда ближнего поля.

Количество излучателей в большой антенне может составлять сотни тысяч. При использовании для измерительных целей генератора с выходной мощностью порядка 1 Вт в случае равномерного распределения мощности между излучателями на каждый излучатель приходится около 10^{-5} Вт. Учитывая неравномерность распределения поля, неизбежные потери мощности в СВЧ трактах и малую воспринимающую поверхность измерительного зонда, можно считать, что минимальная мощность сигнала, измеряемого амплифазометром, должна составлять $10^{-10} \div 10^{-11}$ Вт.

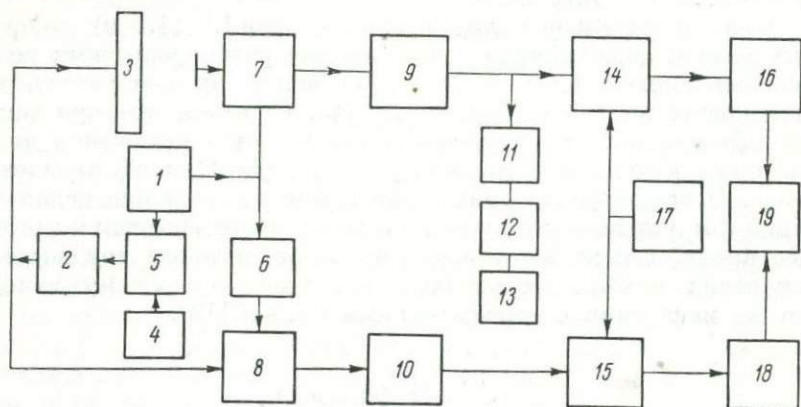


Рис. 3. Структурная схема амплифазометра.

Измерение АФР со скоростью более одного-двух отсчетов в секунду требует автоматизации процесса регистрации. Регистрация результатов должна по возможности производиться в виде, пригодном для последующей обработки в ЭЦВМ или микрофотозаписи оптических голограмм. Во многих случаях целесообразна непосредственная связь выходных устройств амплифазометра с ЭЦВМ. При таких способах регистрации наиболее удобным является представление результатов измерения в цифровом виде.

Из известных способов и схем измерений фазы СВЧ сигналов [13] наиболее полно перечисленным требованиям удовлетворяет фазометр гомодинного типа с двойным преобразованием частоты. Структурная схема одного из таких фазометров [14] изображена на рис. 3. В данной схеме гетеродинный и измерительный сигналы получают от одного генератора 1. Сигналом первого гетеродина является непосредственно сигнал генератора 1, а в качестве измерительного используется сигнал, смещенный на 5 МГц. Сдвиг частоты сигнала генератора 1 осуществляется с помощью лампы

бегущей волны 5 и кварцевого генератора 4 с частотой 5 Мгц и относительной стабильностью частоты не менее $5 \cdot 10^{-7}$.

Паразитные составляющие задерживаются полосовым фильтром 2, настроенным на частоту $f_r + 5$ Мгц. Погрешность измерения фазы, обусловленная наличием этих составляющих в измерительном сигнале, не превышает десятых долей градуса. Сигнал от объекта 3 и опорный сигнал подаются на входы двух каналов: измерительного и канала опорного сигнала.

В обоих каналах, начинающихся с СВЧ смесителей 7, 8, характеризующихся хорошей стабильностью фазового сдвига, путем двойного преобразования частоты в смесителях 7—9 (10 — УПЧ) и 14, 15 (17 — второй гетеродин) образуются сигналы с частотой 2.777 кгц ± 0.5 гц.

В блоках формирования 16, 18 синусоидальные сигналы преобразуются в последовательность импульсов с периодом повторения 360 мксек. Временной интервал между импульсами каналов, измеренный в микросекундах, численно равен сдвигу сигналов по фазе, выраженному в градусах. Для измерения этого временного интервала и преобразования результата в цифровой код используется электронно-счетный частотомер 19.

Амплитуда измеряемого сигнала определяется при помощи усилителя 11 и линейного детектора 12. Сигнал снимается с линейного выхода измерительного канала. Величина выходного напряжения детектора, пропорционального амплитуде сигнала, преобразуется в код с помощью аналого-цифрового преобразователя 13.

При погрешностях измерения фазы $\pm 1^\circ$ и амплитуды ± 0.3 дБ в динамическом диапазоне 40 дБ предельная чувствительность амплифазометра при времени одного измерения порядка 1 мсек. составляет 10^{-12} — 10^{-13} вт на частотах до 10 Ггц.

Эти реализуемые на практике параметры амплифазометра удовлетворяют требованиям, предъявляемым к измерениям АФР в раскрывах практически любых антенных устройств.

3. Линия передачи опорного сигнала

Особенностью измерения амплитудно-фазового распределения составляющих поля в раскрыве антенны является передача высокочастотного сигнала от движущегося зонда к измерительной схеме либо опорного сигнала к схеме, перемещающейся вместе с зондом.

Передача сигнала должна происходить с минимальными искажениями амплитуды и фазы.

В качестве линий связи могут быть использованы кабели, волноводные и оптические линии.

Коаксиальный кабель является наиболее простой и удобной линией передачи, которую можно применить практически в любом диапазоне длин волн. Основной недостаток кабеля заключается в изменении фазы сигнала при деформациях. Как показы-

вают измерения, электрическая длина коаксиального кабеля может меняться в пределах $10^{-3} \div 10^{-4}$, в то время как для измерения поля в раскрыве антенн с большими электрическими размерами во многих случаях необходима стабильность электрической длины порядка 10^{-5} .

При измерении слабых сигналов искажения передаваемого сигнала могут возникнуть из-за наводок от внешнего поля.

Для исключения наводок необходимо использовать кабели с дополнительной экранировкой или со сплошным внешним проводником.

Линия передачи может быть построена на основе вращающихся сочленений, соединенных отрезками волноводов. Для пере-

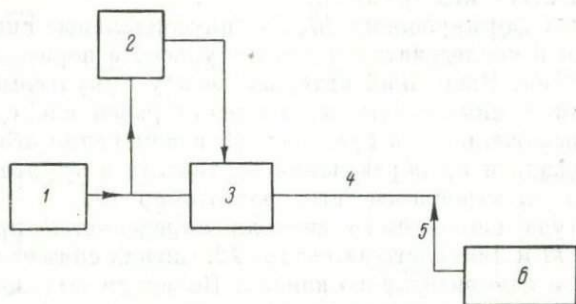


Рис. 4. Схема волноводного устройства передачи опорного сигнала.

1 — генератор опорного сигнала, 2 — индикатор минимума стоячей волны, 3 — фазовращатель, 4 — волновод, 5 — отражающий зонд в волноводе, 6 — перемещающийся измерительный зонд.

дачи сигнала от зонда, сканирующего по плоскости, требуется, очевидно, как минимум пять вращающихся сочленений.

Такая линия конструктивно более сложна, чем кабельная, однако при тщательной настройке обеспечивает более высокую стабильность передачи фазы — $2-3^\circ$.

Достаточно высокой стабильностью электрической длины обладает волноводная линия, в которой необходимый сигнал получается с помощью штыря связи, передвигающегося в щели, прорезанной вдоль волновода по середине широкой стенки. Для передачи опорного сигнала к зонду, перемещающемуся по плоскости, необходим второй волновод, расположенный перпендикулярно первому. Если штырь связи сделать сильно отражающим так, чтобы наряду с падающей волной в волноводе возбуждалась достаточно интенсивная отраженная волна, то, контролируя ее фазу и изменяя фазу сигнала, поступающего в волновод с помощью фазовращателя, можно поддерживать фазу передаваемого сигнала постоянной.

Схема подвижной волноводно-штыревой линии с постоянной фазой сигнала, возбуждаемого штырем, представлена на рис. 4.

Отметим, что в этой схеме компенсируются изменения электрической длины, обусловленные не только перемещением зонда, но и тепловым расширением и удлинением волновода.

Измерения в 3-сантиметровом диапазоне длин волн показали, что при длине волновода 10 м, ширине щели 0.75 мм и уровне отраженного сигнала 12 дБ относительно уровня падающей волны электрическая длина линии изменялась не более чем на $3 \cdot 10^{-3}$, что соответствует относительной нестабильности 10^{-5} .

Весьма перспективной линией передачи опорного сигнала, особенно при измерении крупногабаритных антенн, является оптическая линия связи (ОЛС). Схема передачи сигнала с использованием ОЛС представлена на рис. 5. ОЛС состоит из источника света 1 ОКГ, модулятора света 2, обеспечивающего модуляцию пучка ОКГ сигналом рабочей или близкой к ней частоты от генера-

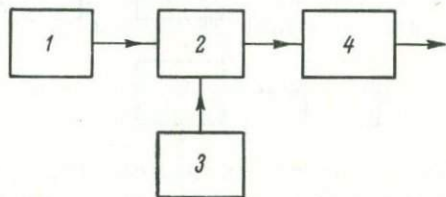


Рис. 5. Схема оптической линии передачи сигнала.

тора 3, и демодулятора 4, на выходе которого получается сигнал частоты модуляции.

Для модуляции оптического излучения СВЧ сигналами применяются поляризационные модуляторы, основанные на линейном электрооптическом эффекте в кристаллах кубической структуры (селенид цинка, ниобат лития и т. п.). Применяя различные конструкции резонаторов, в которые помещаются кристаллы, можно получить глубину модуляции 30% при мощности модулирующего сигнала 1—2 Вт в диапазоне частот до 10 ГГц [15, 16].

В качестве демодуляторов света при модулирующих частотах, лежащих в СВЧ диапазоне, используются фотодиодные приемники и фото-ЛБВ. Чувствительность фотодиодных приемников к световому сигналу составляет 10^{-10} Вт при полосе порядка 100 МГц. Такие приемники позволяют получить выходной сигнал с мощностью, достигающей $10^{-7} \div 10^{-6}$ Вт.

Демодулятор перемещается вместе с зондом и связан с ним неподвижной линией. При перемещении зонда по плоскости модулированный пучок света направляется на фотоприемник 4 с помощью зеркал. В схеме рис. 5 фаза сигнала на выходе демодулятора меняется при его перемещении. Для поддержания фазы опорного сигнала постоянной может быть использована схема рис. 6, подобная рис. 4. В тракт сигнала, подводимого к модулятору света 3, помещается управляемый фазовращатель 4, который имеет два выхода, причем таких, что если на одном выходе

происходит сдвиг фазы на $\Delta\varphi$, то на втором на $-\Delta\varphi$. Такой фазовращатель может быть выполнен, например, на основе измерительной линии, если генератор подключать к перемещаемому зонду линии, а сигнал снимать со входа и выхода линии. Модулированный пучок света 7 от ОКГ 2 попадает через полупрозрачное зеркало 9 на перемещающийся вместе с измерительным зондом фотоприемник 10, на выходе которого образуется опорный сигнал. Часть светового пучка 7' отражается и возвращается с зеркала 8 на неподвижный фотоприемник 6, установленный в месте расположения опорного генератора 1. Сигнал с выхода этого фотоприемника попадает на фазовый дискриминатор 5, на второй вход которого поступает сигнал со второго выхода фазовращателя. Фазовый дискриминатор вырабатывает сигнал управления фазо-

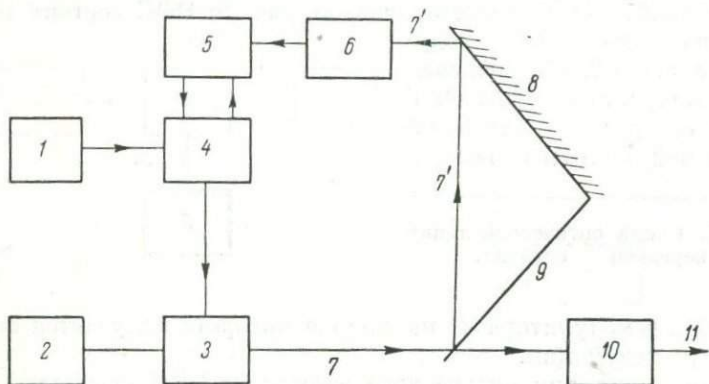


Рис. 6. Структурная схема устройства передачи опорного сигнала с обратной связью.

вращателем. Сигнал управления отсутствует, если на входы дискриминатора поступают сигналы с одинаковой фазой.

Если уголкового отражателя смещается так, что фаза демодулированного сигнала изменяется на $-\Delta\varphi$, то сигнал на входе фазового дискриминатора, обусловленный отраженным пучком света, будет сдвинут по фазе на $-2\Delta\varphi$. На выходе дискриминатора появится сигнал управления фазовращателем. Система придет в равновесие, когда с помощью фазовращателя фаза сигнала на первом выходе изменится на $+\Delta\varphi$, а на втором на $-\Delta\varphi$. При этом фаза опорного сигнала останется прежней. Очевидно, фаза опорного сигнала будет поддерживаться неизменной и в случае изменения постоянной распространения атмосферы, если скорость этого изменения не превышает быстродействия системы.

Следует отметить, что отсчет фазы на фазовращателе в этой системе может служить для точного измерения координат перемещаемого измерительного зонда, жестко связанного с уголкового отражателем.

Экспериментальные исследования ОЛС в 10-сантиметровом диапазоне показывают, что при передаче сигнала на расстояния до 100 м нестабильность фазы не превышает 10° , а амплитуды — нескольких десятых долей децибела.

4. Устройства регистрации и обработки

Измеренная информация об амплитуде и фазе двух ортогональных по поляризации компонент поля с выхода амплифазометра в цифровом виде поступает на устройство регистрации. Оно представляет собой систему сбора и обработки данных, которая позволяет автоматизировать процесс измерения, выполнять предварительную обработку данных, а также запись результатов обработанных измерений на различных регистрирующих устройствах в виде, удобном для дальнейшего использования (на перфокартах, перфолентах, магнитных лентах и пр.).

Окончательная обработка информации может осуществляться как на ЭЦВМ, так и на оптических аналоговых моделирующих устройствах.

В настоящее время является оправданным включение в состав измерительного стенда современной небольшой быстродействующей ЭЦВМ, позволяющей проводить обработку измерений в реальном масштабе времени, что особенно важно для процессов разработки и настройки современных чрезвычайно сложных антеннофидерных систем [17].

При обработке на ЭЦВМ вывод информации о параметрах антенны может осуществляться в виде рельефной диаграммы направленности с линиями равного уровня, образуемыми символами автоматического цифрочечатающего устройства, либо в виде отдельных сечений диаграмм направленности, выводимых на графопостроитель. Большой наглядностью и информативностью характеризуется вывод на графопостроитель аксонометрических проекций измеренных АФР и рассчитанных диаграмм направленности [8].

Расчет на ЭЦВМ пространственных ДН антенн (в особенности сканирующих ФАР при большом числе отсчетов АФР) хотя и обеспечивает высокую точность определения параметров антенн, однако требует значительных затрат машинного времени.

В тех случаях, когда требования к точности не слишком велики, а главным является быстрота обработки, целесообразно использовать аналоговые оптические вычислительные устройства.

Принципы построения схем оптической обработки результатов измерения полей антенн в ближней зоне подробно изложены в [17, 18].

В рассматриваемом комплексе оптическая обработка осуществляется с помощью устройства восстановления ДН (УВДН), схема которого приведена на рис. 7.

Аттестация УВДН показала [19], что погрешность измерения ДН оптических моделей не превышает величины $(0.5 + 0.05 |A|)$ дБ, где A — регистрируемый уровень в децибелах относительно максимума ДН в динамическом диапазоне от 0 до 40 дБ.

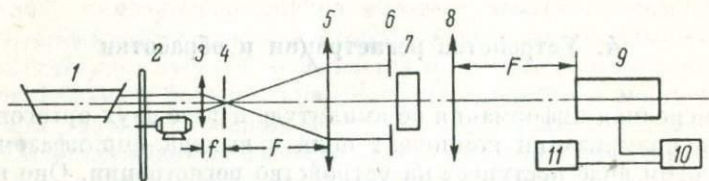


Рис. 7. Схема оптического устройства восстановления диаграммы направленности.

1 — ОКГ, 2 — механический модулятор, 3 — фокусирующий объектив, 4 — фильтр, 5 — коллимирующая линза, 6 — диафрагма, 7 — иммерсионная камера с транспарантом, 8 — преобразующая линза, 9 — фотоизмерительное устройство, 10 — усилитель, 11 — самописец.

6. Автоматическое устройство для записи голограмм

Одним из необходимых этапов оптической обработки информации в голографических методах определения параметров антенн является изготовление транспарантов — голограмм с переменной по полю плотностью почернения.

Изготавливать транспаранты с непрерывным изменением плотности достаточно сложно, особенно при высоких требованиях к точности воспроизведения требуемого закона почернения. Более удобной и точной является запись со ступенчатым изменением плотности почернения в виде «мозаики» из отдельных элементов квадратной или прямоугольной формы. Эти элементы, каждый из которых имеет заданную плотность, могут прилегать вплотную один к другому или разделяться прозрачными либо непрозрачными участками.

В устройствах с дискретной записью гораздо проще обеспечить автоматический режим работы. Кроме того, устройства дискретной записи, естественно, сопрягаются с измерительными комплексами, в которых величины сигналов регистрируются в цифровом коде на перфоленте, перфокартах или магнитной ленте.

При дискретной записи транспарантов по поверхности светочувствительного слоя перемещается световое пятно строго определенных размеров, формы и интенсивности. Перемещение осуществляется дискретно с шагом Δx и Δy соответственно вдоль взаимно перпендикулярных осей x и y . После каждого перемещения производится экспонирование в течение времени, определяемого заданным почернением элемента «мозаики», чувствительностью фотоматериала, яркостью светового пятна и режимом фотохимической обработки. Для получения требуемой плотности почернения можно изменять также интенсивность светового пятна при фиксированном времени экспозиции.

Рассмотренный принцип записи использован в целом ряде устройств.

Исполнительный механизм одного из вариантов автоматического фотозаписывающего устройства состоит из столика, перемещающегося вдоль одной из двух взаимно перпендикулярных осей. На столике устанавливается кассета с фотоматериалом. Вдоль второй оси перемещается осветитель. Для перемещений использованы шаговые электродвигатели и микрометрические винты. Величина экспозиции дозируется электромеханическим затвором. Запись выполняется построчно.

В АФЗУ предусмотрена возможность одновременной записи двух транспарантов со строго одинаковой геометрией, но с разными законами изменения оптической плотности. Для этого в него включены два осветителя с независимым управлением экспозицией.

Управление шаговыми двигателями и затворами АФЗУ осуществляется электронным блоком. Команды на электронный блок поступают с фотосчитывающего устройства, куда вводится перфолента с закодированными значениями плотности почернения. Перфолента получается в процессе измерения ближнего поля антенны.

Размеры элемента записи, шаги перемещений по обеим координатам устанавливаются вручную перед началом записи.

Размеры светового пятна задаются размерами диафрагмы, составленной из двух скрещенных микронных щелей типа УФ-2. Осветитель позволяет получить световое пятно в виде квадрата с четкими краями размерами от 5×5 до 400×400 мкм. Осветители обеспечивают оптическую плотность $D=2.5$ на фотопленке с чувствительностью $S < 10$ ед. ГОСТа при времени экспозиции около 250 мсек.

АФЗУ позволяет записывать транспаранты с размерами до 100×150 мм, с шагом по каждой оси, меняющимся в пределах $0.01 \div 2$ мм.

Время экспозиции может изменяться в пределах 10—1023 мсек. с дискретом 1 мсек.

С учетом разброса характеристик фотоматериала по его площади и нестабильности фотохимического процесса рассмотренное АФЗУ имеет погрешность записи, т. е. разброс значений оптической плотности от заданных, не более 5%. Эти данные относятся к фотопленке «Микрат-300».

Погрешность воспроизведения шага записи в интервале 20—200 мкм не превышает 5 мкм. Описанное АФЗУ было использовано для изготовления голограмм полей, измеренных в раскрыве и в зоне Френеля ряда антенных устройств [1, 21]. Результаты этих работ свидетельствуют о высокой точности воспроизведения записанных полей с помощью транспарантов, изготовленных на АФЗУ.

Заключение

Рассмотренные в работе принципы построения и схемы основных элементов и их характеристики свидетельствуют о принципиальной и технической возможности построения полностью автоматизированных комплексов, предназначенных для определения параметров антенн голографическим методом.

ЛИТЕРАТУРА

1. Бахрах Л. Д., Геруни П. М., Курочкин А. П. и др. Оптическое моделирование ДН антенн по радиоголограмме поля в их раскрыве. — В кн.: Антенны. М., «Связь», 1972, вып. 14, с. 28—34.
2. Jonson R. C., Esker H. A., Hollis J. S. Determination of Far-Field Antenna Patterns from Near-Field Measurements. — Proc. IEEE, 1973, 61, № 12, p. 1668—1694.
3. Зимиин Д. Б., Седенков Е. Г. Об определении характеристик антенн путем измерения поля в их раскрыве. — В кн.: Антенны. М., «Связь», 1975, вып. 2.
4. Арутюнян Дж. С., Курочкин А. Н. Оптическое моделирование ДН антенн по радиоголограмме поля в зоне Френеля. — Радиотехника и электроника, 1971, 16, № 9, с. 1623—1628.
5. Зуйкова Э. М., Пасманик Л. А., Турчин В. И. Оптическая обработка в некогерентном свете результатов радиоголографических измерений диаграммы направленности антенны. — Изв. вузов, радиофизика, 1973, 16, № 10, с. 1615—1618.
6. Ярославский Л. П., Кропфрод М. А., Мерзляков Н. С. Анализ и синтез волновых полей с помощью ЦВМ. — В кн.: Современное состояние и перспективы развития голографии. Л., «Наука», 1974, с. 54—75.
7. Арутюнян Л. А., Арутюнян Дж. С. Измерение ДН антенн на основе машинного восстановления радиоголограмм поля в их раскрыве. — Изв. АН Арм. ССР, физика, 1972, 7, № 6, с. 373—376.
8. Joy E. B., Paris D. T. Spatial sampling and filtering in Near-Field measurements. — IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 1972, AP-20, № 3, p. 253—261.
9. Kerns D. M. Correction of near-field antenna measurements made with an arbitrary but known measuring antenna. — Electr. Lett., 1970, 6, № 11, p. 346.
10. Bergland G. D. A guided tour of the fast transform. — IEEE Spectrum, 1969, 6, № 7, p. 41—52.
11. Вайнберг И. А., Павельев В. А. Исследование амплитудно-фазовой структуры ближнего поля антенны СВЧ при помощи фотоуправляемых полупроводниковых панелей. — Радиотехника и электроника, 1971, 16, № 9, с. 1685—1690.
12. Шубарин Ю. В., Давидчевский Ю. И. Измерение амплитудно-фазового распределения поля в раскрыве антенн СВЧ. — В кн.: Тр. Харьковского высшего авиационного училища, 1958, вып. 124.
13. Измерения в электронике. Т. 2. М., «Энергия», 1965, с. 11—38.
14. Седенков Е. Г., Подкаминер Л. Л. Амплифазометр для измерения амплитудно-фазового распределения в раскрыве антенн. — В кн.: Докл. Всесоюзной научно-технической конференции по радиотехническим измерениям. Т. 2. Новосибирск, 1970.
15. Гусев В. С., Сидоренко В. С., Соломко А. А. Модулятор оптического излучения. — Бюлл. изобрет., 1974, № 30. Авт. свид. № 365948.

16. Сидоренко В. Ф., Соломко А. А. Микроволновый модулятор оптического излучения. — Бюлл. изобрет., 1974, № 30. Авт. свид. № 364271.
17. Геруни П. М., Арутюнян Дж. С. Радиоголография и современные методы антенных измерений. — В кн.: Радио- и акустическая голография. Л., «Наука», 1976, с. 85—98.
18. Бахрах Л. Д., Курочкин А. П. Применение методов голографии в антенной технике. — В кн.: Современное состояние и перспективы развития голографии. Л., «Наука», 1974, с. 14—36.
19. Гольберг И. Е., Желоховцева О. Н., Зимин Д. Б. Точностные характеристики оптической установки для моделирования диаграмм направленности. — Метрология, 1973, № 3, с. 54—60.

Л. Д. БАХРАХ, С. Г. РУДНЕВА, О. Б. ОВЕЗОВ, В. Б. ШВЕРИН-КАШИН

КОРРЕКЦИЯ АНТЕНН СВЧ И ОПТИЧЕСКОГО ДИАПАЗОНОВ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ УЛЬТРАЗВУКОВЫХ МОДУЛЯТОРОВ И ГОЛОГРАФИЧЕСКИХ ФИЛЬТРОВ

Введение

При эксплуатации зеркальных антенн как СВЧ, так и светового диапазонов возникают различного рода нарушения их фокусирующих свойств. В больших зеркальных антеннах СВЧ диапазона нарушение фокусирующих свойств вызывается, как правило, деформацией профиля отражающих поверхностей вследствие переменных нагрузок — ветровых, весовых или тепловых (последние характерны для космических антенн). Антеннам светового диапазона свойственны главным образом сферические аберрации.

В связи с искажениями, вносимыми отражающими поверхностями антенн, возникает проблема компенсации этих искажений путем обработки сигналов с помощью специальных многоканальных устройств.

Вносимые антенной искажения могут рассматриваться как амплитудно-фазовые искажения полей либо в раскрыве антенны, или на самой отражающей поверхности, либо в фокальной области. В устройстве, производящем коррекцию искажений, в качестве входных могут служить сигналы любого из этих полей.

В частности, в задачах фокального синтеза [1—3] в устройство обработки информация поступает из фокальной области антенны, где в этом случае устанавливается решетка излучателей, перехватывающая основную часть рассеиваемой энергии. Каждый элемент решетки должен быть связан отдельным каналом с устройством обработки сигналов.

Принципиальное решение проблемы коррекции — выбор схемы устройства и алгоритма обработки сигналов — основано на представлении антенны аналогом в виде фильтра пространственных частот и на оптимизации такого фильтра с использованием какого-

либо критерия (примером критерия может служить условие извлечения максимума энергии). Такой подход позволяет использовать методы обработки и преобразования сигналов, разработанные в теории фильтрации сигналов, применительно к двум вариантам задач — коррекции искажений, вносимых СВЧ антеннами, и коррекции аберраций антенн светового диапазона.

Если рассматривается СВЧ антенна, то устройство многоканальной обработки может быть построено как в рабочем диапазоне антенны, так и в диапазоне промежуточной частоты или в оптическом. В первых двух случаях задача существенно усложняется из-за необходимости применять чрезвычайно разветвленную фидерную систему.

Современное состояние когерентно-оптической техники предоставляет широкие возможности для применения оптических устройств обработки с использованием принципов голографии. Оптическое устройство со специальным голографическим фильтром позволяет воспроизвести интегральные преобразования сигналов, отвечающие требованиям решаемой задачи (преобразование Фурье, взаимную корреляцию, интегральное преобразование свертки). При обработке радиосигналов с использованием оптического устройства предусматривается последовательная частотная трансформация сигналов СВЧ поля в световые сигналы. Одним из важнейших элементов схемы в этом случае является устройство ввода информации об амплитудно-фазовом распределении СВЧ поля во входную апертуру оптического устройства. Технически наиболее подготовленными для этой цели оказываются ультразвуковые модуляторы света, действие которых основано на эффекте дифракции света на ультразвуковых волнах. Применение ультразвуковых модуляторов перспективно с той точки зрения, что с их помощью можно осуществлять регулируемую коррекцию, коррекцию в реальном времени и даже, по-видимому, автоматическую коррекцию полей.

Задача коррекции искажений поля, возникающих при работе антенн светового диапазона, может решаться непосредственно в этом же диапазоне. Ультразвуковой модулятор находит здесь использование в качестве корректирующего фильтра. Задача коррекции антенн оптического диапазона может рассматриваться как частный случай общей задачи коррекции, которую мы предполагаем рассмотреть наиболее подробно применительно к СВЧ антеннам.

1. Общие закономерности коррекции

В работах [3, 4] подчеркивалась целесообразность использования математического аппарата теории оптимальной фильтрации сигналов к высокочастотным полям в антенне. Такой подход особенно полезен при проведении коррекции искажений, вносимых антенными отражателями, поскольку решение этой задачи связано не только с обычными спектральными преобразованиями,

но и с корреляционной обработкой сигналов. Антенну в целом можно рассматривать как линейный фильтр пространственных частот. Необходимо установить аналогию между сигналами, подвергающимися преобразованию с помощью фильтра, и высокочастотными сигналами. Сделаем это на примере приемной антенны с отражателем в виде параболического цилиндра. За входную функцию фильтра может быть принято распределение источников $f(u)$ (здесь $u = \sin \nu$ — обобщенная угловая координата, ν — угол между нормалью к раскрытию антенны и направлением на точку наблюдения). За передаточную функцию фильтра $h(u)$ примем поле в фокальной плоскости антенны, наблюдаемое при возбуждении раскрытия плоской волной от точечного источника. Обобщенная координата u связана с линейной координатой x (рис. 1) точки в фокальной плоскости следующим соотношением [5]:

$$u = \frac{k \sin \alpha_0}{1.22} x, \quad (1)$$

где k — волновое число.

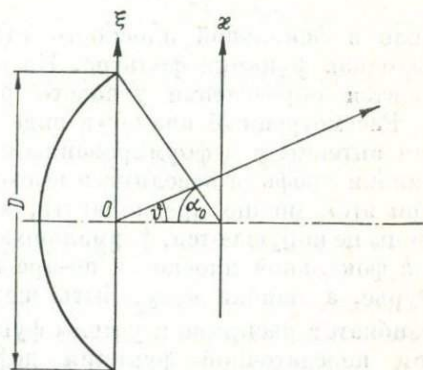


Рис. 1. К введению обобщенных координат.

Спектру передаточной функции $\tilde{h}(x)$ соответствует поле в раскрытии, возбуждаемое плоской волной (здесь $x = \frac{k}{2} \xi$ — обобщенная координата точки в раскрытии, ξ — линейная текущая координата точки). Если источник плоской волны находится в направлении $u=0$, спектр $\tilde{h}(x)$ представляет собой действительную П-образную функцию:

$$\tilde{h}(x) = 1 \text{ при } |x| \leq c, \quad \tilde{h}(x) = 0 \text{ при } |x| > c,$$

$$c = \pi D / \lambda, \quad D \text{ — длина раскрытия.}$$

Передаточная функция в рассматриваемом нами случае параболического цилиндра

$$h(u) = \frac{\sin u}{u}. \quad (2)$$

Суммарное поле источников, наблюдаемое в плоскости, совпадающей с раскрытием цилиндра, может рассматриваться как спектр функции $f(u)$

$$\tilde{f}(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^{\infty} f(u) e^{-iux} du. \quad (3)$$

Поле в раскрыве антенны представляет собой произведение функций $\tilde{f}(x)$ и $\tilde{h}(x)$. Это поле связано с фокальным полем преобразованием Фурье.

$$F(u) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^{\infty} \tilde{f}(x) \tilde{h}(x) e^{iux} dx = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-c}^c \tilde{f}(x) e^{iux} dx. \quad (4)$$

На основании теоремы о спектре свертки [6]

$$F(u) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-c}^c \tilde{f}(x) e^{iux} dx = \int_{-\infty}^{\infty} f(u') h(u' - u) du'. \quad (5)$$

Поле в фокальной плоскости $F(u)$ может рассматриваться как выходная функция фильтра. На основании этой функции производится определение углового распределения источников $f(u)$.

Рассмотренный аналог в виде линейного фильтра пригоден и для антенны с деформированным отражателем при условии, что ошибки профиля невелики и имеют достаточно плавный характер. При этом можно предполагать, что фокусирующие свойства антенны не нарушаются; формально это означает, что поля в раскрыве и в фокальной плоскости по-прежнему связаны преобразованием Фурье, а ошибки могут быть сведены к эквивалентным фазовым ошибкам в раскрыве и учтены функцией $\tilde{h}_g(x)$, являющейся спектром передаточной функции деформированной антенны $h_g(u)$.

Выходная функция фильтра, соответствующего деформированной антенне, может быть записана в виде

$$F_g(u) = \int_{-\infty}^{\infty} f(u') h_g(u' - u) du. \quad (6)$$

Функция $h_g(u)$ описывает фокальное поле деформированной антенны при падении на ее раскрыв плоской волны. В данном случае выходная функция $F_g(u)$ не дает правдоподобного представления о функции распределения источников $f(u)$.

Задача коррекции сводится к известной в теории фильтрации операции восстановления входного сигнала по отклику прибора [7]. Согласно теореме о спектре свертки, имеем

$$\tilde{F}_g(x) = \tilde{f}(x) \tilde{h}_g(x), \quad (7)$$

где $\tilde{F}_g(x)$ — спектр функции $f_g(u)$.

Для восстановления спектра выходной функции достаточно умножить спектр $\tilde{F}_g(x)$ на функцию $\tilde{f}_{\text{квдр}}(x) = 1/\tilde{h}_g(x)$.¹ Тогда после преобразования Фурье мы сможем восстановить входную функцию

¹ Умножение на $1/\tilde{h}_g(x)$ здесь правомерно, поскольку функция $\tilde{h}_g(x)$ (x) в пределах интегрирования не обращается в нуль.

$$\begin{aligned} \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^{\infty} \tilde{F}_g(x) \frac{1}{\tilde{h}_g(x)} e^{iux} dx &= \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^{\infty} \tilde{F}_g(x) \frac{1}{\tilde{h}_g(x)} e^{iux} dx = \\ &= \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^{\infty} \tilde{f}(x) e^{iux} dx = \int_{-\infty}^{\infty} f(u') h(u' - u) du' \approx f(u). \end{aligned} \quad (8)$$

Заметим, что при малых ошибках профиля, приводящих только к фазовым ошибкам в раскрыве, модуль функции $\tilde{h}_g(x)$ остается П-образной функцией, поэтому функции $\tilde{f}_{\text{корр}}(x)$ и $\tilde{h}_g(x)$ являются комплексно-сопряженными. Спектральной функции $\tilde{f}_{\text{корр}}(x)$ соответствует в фокальной плоскости функция $f_{\text{корр}}(u)$, комплексно-сопряженная $h_g(u)$.

Выражение (8) может быть переписано следующим образом:

$$f(u) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^{\infty} \tilde{F}_g(x) \tilde{f}_{\text{корр}}(x) e^{iux} dx = \int_{-\infty}^{\infty} F_g(u' - u) f_{\text{корр}}(u') du'. \quad (9)$$

В оптическом устройстве обработки можно реализовать оба эти равенства.

Во входной апертуре оптического устройства устанавливается модулятор света — система прозрачных ультразвуковых линий. Каждая линия модулятора связана отдельным каналом с соответствующим элементом высокочастотной решетки, установленной в фокальной плоскости антенны. Элементы решетки возбуждаются фокальным полем, которое описывается функцией $F_g(u)$. Высокочастотные сигналы преобразуются по частоте до частоты ультразвука, при этом исходные амплитудно-фазовые соотношения сохраняются. Таким образом, во входную апертуру оптического устройства обработки вводится функция $F_g(u)$. Входная апертура оптического устройства может считаться его предметной плоскостью.

Реализация первого равенства выражения (9)

$$f(u) \approx \int_{-\infty}^{\infty} F_g(u' - u) f_{\text{корр}}(u') du' \quad (10)$$

означает проведение свертки в предметной плоскости. Корректирующая функция вводится с помощью голографического фильтра-транспаранта. Получение свертки в предметной плоскости связано с последовательным механическим перемещением функций $F_g(u)$ и $f_{\text{корр}}(u)$ относительно друг друга. Например, функция $f_{\text{корр}}(u)$, записанная на транспаранте, остается неподвижной, а функция $F_g(u)$ перемещается. Для этого антенна должна совер-

шать повороты в заданном секторе наблюдения. При этом модулятор света остается неподвижным относительно транспаранта, меняется только амплитудно-фазовое распределение на его элементах в соответствии с изменениями фокального поля вращающейся антенны. Каждому положению антенны соответствует ордината свертки (10). Практически получение свертки состоит в том, что при каждом положении антенны производится умножение функции, передаваемой в данный момент элементами модулятора света, на функцию, записанную на транспаранте. Умножение получается в результате последовательного прохождения кол-

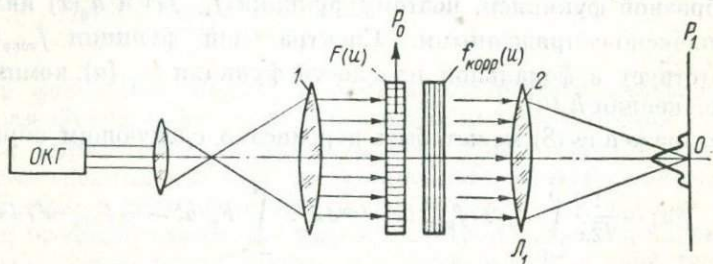


Рис. 2. Схема оптической обработки с реализацией свертки в предметной плоскости.

1 — коллимирующая линза, 2 — преобразующая линза. P_0 — входная апертура, P_1 — фокальная плоскость.

лимированного света через модулятор и транспарант. Результат наблюдается в фокусе преобразующей линзы 2 (рис. 2).

Реализация второго равенства (9)

$$f(u) \approx \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-c}^c \tilde{F}_g(x) \tilde{f}_{\text{корр}}(x) e^{iux} dx \quad (11)$$

означает воздействие на спектр функции, вводимой во входную апертуру оптической схемы. Практически это осуществляется следующим образом. Световое поле $F_g(u)$, введенное во входную апертуру P_0 (рис. 3), должно быть подвергнуто Фурье-преобразованию с помощью линзы L_1 . В фокальной плоскости P_1 будет наблюдаться спектральная функция $\tilde{F}_g(x)$. В этой плоскости производится умножение $\tilde{F}_g(x)$ на $\tilde{f}_{\text{корр}}(x)$. Для этого в плоскость P_1 вводится фильтр-транспарант, на котором записывается функция $\tilde{f}_{\text{корр}}(x)$, и после второго преобразования Фурье, производимого с помощью линзы L_2 , получаем искомую функцию $f(u)$.

Сравнивая два рассмотренных способа фильтрации, можно прийти к следующему заключению.

При фильтрации в предметной плоскости фильтр предназначен для детерминированной ошибки и записывается в специаль-

ном устройстве с программным управлением. Такой способ позволяет проводить обработку в реальном времени только в случае, когда деформации остаются в процессе работы неизменными. К преимуществам этого метода следует отнести то обстоятельство, что фильтр можно записать оптимальным образом, учитывая дополнительные факторы.

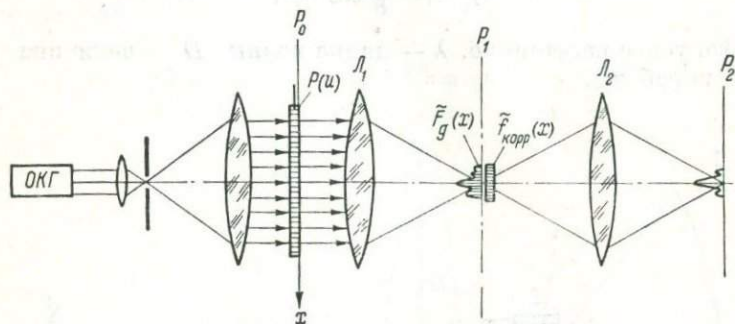


Рис. 3. Схема оптической обработки с реализацией свертки в частотной плоскости.

При использовании метода коррекции в частотной плоскости с применением голографических фильтров не требуется измерять амплитуды и фазы в каналах. Фильтр изготавливается в той же оптической системе, где производится обработка сигнала, при этом исключается влияние aberrаций линз и шумов самой оптической системы. При использовании оперативной регистрирующей среды можно осуществить запись фильтра и обработку сигналов практически в реальном времени. Однако применение метода коррекции в частотной плоскости затрудняется повышенными требованиями к точности установки фильтра и чувствительности системы к случайным смещениям фильтра.

2. Экспериментальные исследования системы коррекции антенн СВЧ

В основу экспериментальных исследований по коррекции ошибок профиля антенн СВЧ диапазона была положена задача реализации свертки в предметной плоскости функции, передающей структуру фокального поля деформированной антенны и корректирующей функции. Схема эксперимента показана на рис. 4. Основными элементами схемы являются антенная система и оптическое устройство обработки сигнала.

Отражающая поверхность антенны представляла собою параболический цилиндр с раскрытием параболы 1500 мм и фокусным расстоянием 900 мм. На поверхности параболического цилиндра крепилось цилиндрическое зеркало, в профиль которого была заложена ошибка.

Уравнение направляющей деформированного цилиндрического зеркала имело вид

$$y = \frac{x^2}{4F} + f_g(x), \quad (12)$$

где

$$f_g(x) = \frac{\lambda}{8} \cos \frac{4\pi x}{D}, \quad (13)$$

F — фокусное расстояние, λ — длина волны, D — величина раскрытия параболы.

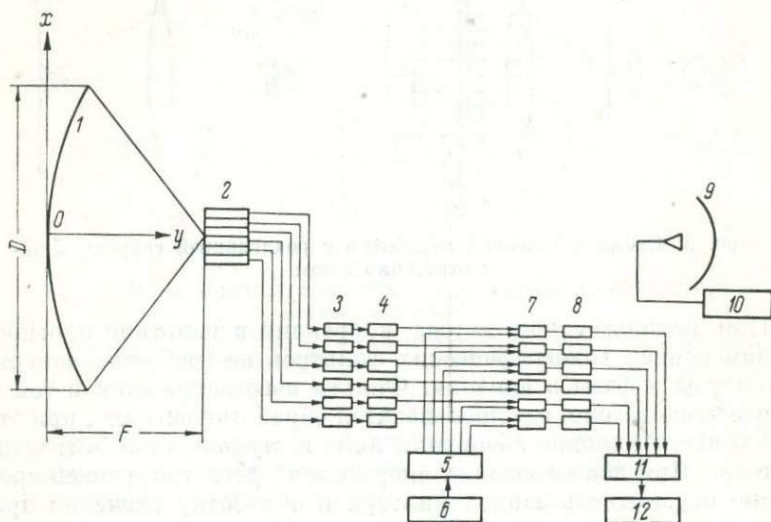


Рис. 4. Схема экспериментальной установки.

1 — деформированный отражатель, 2 — линейная решетка излучателей, 3 — фазовращатель, 4 — аттенюатор, 5 — делители мощности, 6 — гетеродин, 7 — смесители, 8 — УПЧ, 9 — вспомогательная антенна, 10 — генератор сигналов, 11 — модулятор света, 12 — система оптической обработки.

В фокальной плоскости антенны размещалась решетка из шести сегментно-параболических антенн, возбуждаемых рупорами, связанными со входами соответствующих каналов системы обработки. В каналы системы обработки вводились преобразователи частоты (диодные смесители) и усилители промежуточной частоты.

Преобразованные и усиленные сигналы подавались на пьезопреобразователи модулятора света. В схеме использовался шестиканальный модулятор, обеспечивающий режим дифракции Рамана—Ната [8]. Пьезопреобразователи (серебряные электроды) наносились с шагом 2.5 мм на керамическую пластину толщиной в половину длины волны ультразвука. Блок пьезопреобразователей модулятора размещался в стеклянной кювете, заполненной дистиллированной водой.

Средняя частота полосы модулятора — 10 Мгц, полоса пропускания по уровню половинной мощности — 1.2 Мгц.

Экспериментальные исследования начинались с измерения амплитудно-фазового распределения сигнала в ультразвуковом модуляторе, наблюдаемого при облучении деформированной антенны плоской волной. Затем измеренное распределение записывалось на фотопленку методом, основанным на использовании несущей [9].

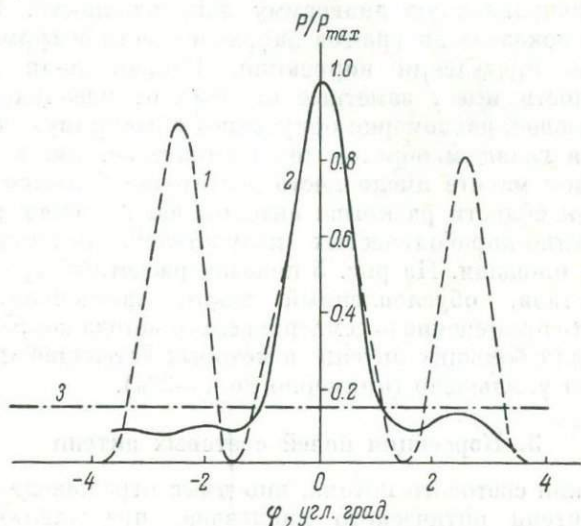


Рис. 5. Диаграммы направленности деформированной антенны.

1 — до коррекции, 2 — после коррекции (корреляционная кривая), 3 — уровень бокового излучения при затенении 10%.

При просвечивании такого фильтра возникают три потока — поток постоянной составляющей и два промодулированных. Один из этих двух потоков передает функцию, комплексно-сопряженную сигналу в модуляторе.

Полезными сигналами являются те световые поля в плоскости P_1 (рис. 2), которые соответствуют комплексному сопряжению функции, описывающей световое поле модулятора, и функции, передаваемой с помощью транспаранта.

Дифракционное пятно, соответствующее полезным сигналам, представляет собою преобразование Фурье произведения функций $F_g(u)$ и $f_{\text{корр}}(u)$:

$$F(u) = \int_{-\infty}^{\infty} F_g(u) f_{\text{корр}}(u) e^{i u u'} du'. \quad (14)$$

Для получения свертки в используемой оптической схеме необходимо совместить точку наблюдения с оптической осью в плоскости P_1 , т. е. точкой, где $u=0$. Тогда при поворотах антенны и одновременном перемещении функции $F_g(u)$ относительно функции $f_{\text{корр}}(u)$ в плоскости P_0 будет наблюдаться свертка этих функций или корреляционная кривая, соответствующая уравнению (10). Полученная в экспериментальных исследованиях корреляционная кривая показана на рис. 5, эту кривую можно рассматривать как исправленную диаграмму направленности. На рис. 5 пунктиром показана диаграмма направленности деформированной антенны до проведения коррекции. Исправленная диаграмма направленности имеет заметные отличия от идеальной кривой, соответствующей равномерно облученному раскрытию. Эта разница объясняется главным образом тем обстоятельством, что в экспериментальном макете имело место достаточно большое затенение центральной области раскрытия антенны шестиэлементной решеткой сегментно-параболических излучателей. Затенялось примерно 10% площади. На рис. 5 показан расчетный уровень боковых лепестков, обусловленный таким затенением. Следует отметить, что применение рассматриваемого метода коррекции целесообразно для больших антенн, в которых затенение может быть существенно уменьшено (примерно до 1—2%).

3. Коррекция полей световых антенн

Искажения светового потока, вносимые отражающими поверхностями антенн оптического диапазона, представляют собой главным образом сферические аберрации. Задача коррекции искажений, вносимых антеннами оптического диапазона, связана с рядом специфических особенностей. Прежде всего следует отметить, что здесь имеется возможность производить коррекцию, воздействуя непосредственно на световой поток, отраженный или падающий на антенну, не прибегая к предварительным частотным преобразованиям.

Как и в устройстве оптической обработки сигналов СВЧ антенн, здесь также целесообразно воспользоваться эффектом взаимодействия световых и ультразвуковых полей. Однако специфическим для данной задачи является тот факт, что полезная информация содержится в световом потоке. Напомним, что в рассмотренном выше устройстве обработки СВЧ сигналов полезная информация вводилась в ультразвуковые линии модулятора. В задаче коррекции световых полей прозрачные ультразвуковые линии используются не для ввода информации, а выполняют роль фильтра.

К специфике рассматриваемой задачи относится также и то, что коррекция путем воздействия на фокальное поле антенны нецелесообразна, так как связана с чрезвычайно сложной задачей создания ультразвукового фильтра, обеспечивающего изменения амплитуды и фазы на участках, соизмеримых с длиной волны

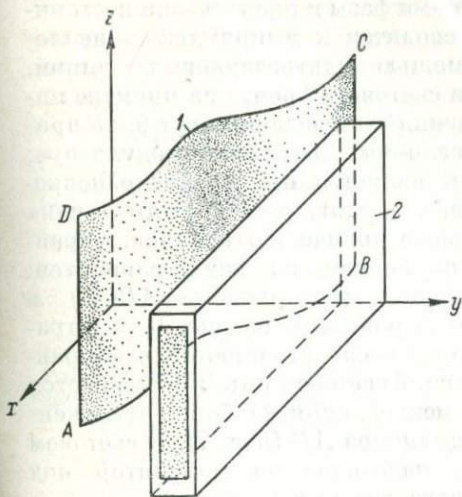


Рис. 6. Схема многочастотного модулятора.

1 — фронт падающего потока, 2 — модулятор.

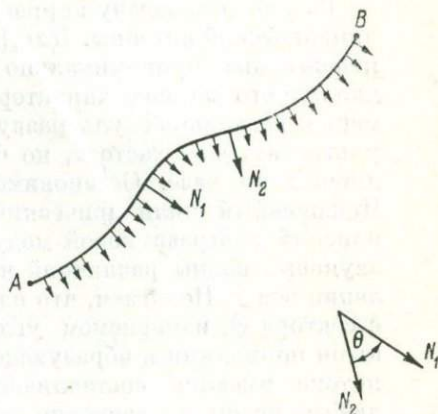


Рис. 7. К определению сектора рассеивания светового потока.

N_1 и N_2 — нормали к световому фронту в точках максимальной его кривизны.

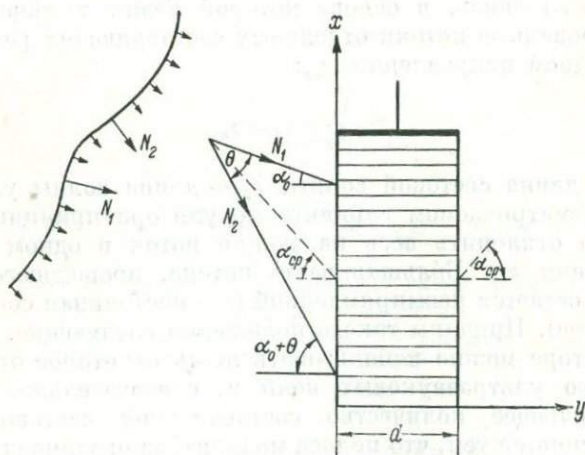


Рис. 8. Взаимное ориентирование светового потока и многочастотного модулятора.

света. Поэтому в дальнейшем остановимся на коррекции непосредственно самого фронта; в этом случае мы будем иметь дело с относительно медленными изменениями фазы и практически постоянной амплитудой. Итак, задача сводится к выпрямлению неполого светового фронта с помощью ультразвуковых линий.

Рассмотрим задачу коррекции светового фронта на примере цилиндрической антенны. Для решения этой задачи могут быть применены два принципиально различных варианта модулятора; для одного из них характерным является применение одновременно нескольких ультразвуковых частот, для другого — одна ультразвуковая частота, но большое количество каналов, управляемых по фазе. Остановимся на первом из двух вариантов. Искаженный цилиндрический фронт (поверхность $ABCD$) и плоский ультразвуковой модулятор показаны на рис. 6. Ультразвуковые волны различной частоты распространяются в направлении оси x . Полагаем, что падающий световой поток рассеивается в секторе Θ , измеряемом углом между двумя наиболее отклоненными нормальными к образующей цилиндра AB (рис. 7). В световом потоке имеются составляющие, падающие на модулятор под любым углом α_i , значение которого лежит в пределах

$$\alpha_0 \leq \alpha_i \leq \alpha_0 + \Theta. \quad (15)$$

Угол α_0 характеризует взаимное ориентирование потока и модулятора (рис. 8). Каждая составляющая светового потока дифрагирует на «своей» ультразвуковой волне. Между длинами звуковых волн и составляющими падающего светового потока существует однозначная связь, в основе которой лежит требование, чтобы дифрагированные потоки отдельных составляющих распространялись в одном направлении α_{cp} :

$$\frac{\lambda_1}{\lambda_i} = \alpha_i = \alpha_{cp}, \quad (16)$$

где λ_1 — длина световой волны, λ_i — длина волны ультразвука.

В рассматриваемом варианте модулятора принципиально невозможно отклонить весь падающий поток в одном выбранном направлении α_{cp} . Большая часть потока, прошедшего через модулятор, остается невыпрямленной (это постоянная составляющая модулятора). Причины такого положения следующие. Во-первых, в модуляторе можно использовать лишь некоторое ограниченное количество ультразвуковых волн и, следовательно, выпрямить соответствующее количество составляющих светового потока. Это объясняется тем, что полоса модулятора ограничена, а используемые частоты должны быть достаточно разнесены, чтобы избежать явления паразитной дифракции на «несвоих» волнах. Во-вторых, в результате взаимодействия света и ультразвука дифрагированный (отклоненный) поток составляет, как правило, небольшую (порядка 1—2%) часть падающего потока. Только в частном случае дифракции Брэгга практически весь падающий

поток (обязательно плоский) может быть отклонен в заданном направлении. Но в рассматриваемом многочастотном модуляторе условия дифракции Брэгга могут быть обеспечены только для какой-нибудь одной составляющей светового потока. В противном случае дифрагированные потоки рассеивались бы в том же секторе Θ , что и падающий свет.

На графиках рис. 9 показана зависимость длин волн ультразвуковых колебаний для трех выпрямленных составляющих светового потока в зависимости от угла α_0 ориентирования модуля-

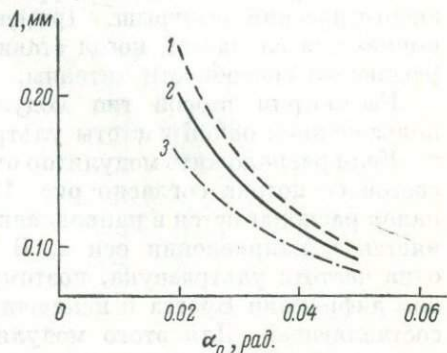


Рис. 9. Зависимость длины ультразвуковых волн λ от угла ориентирования модулятора α_0 .

1 — $\alpha_i = \alpha_0$, 2 — $\alpha_i = \alpha_{cp}$, 3 — $\alpha_i = \alpha_0 + \Theta$.

тора относительно сектора Θ . Для средней составляющей может быть обеспечено условие дифракции Брэгга, а для двух крайних — одинаковые дифракционные эффекты (одинаковые интенсивности отклоненных потоков при одинаковых амплитудах ультразвука).

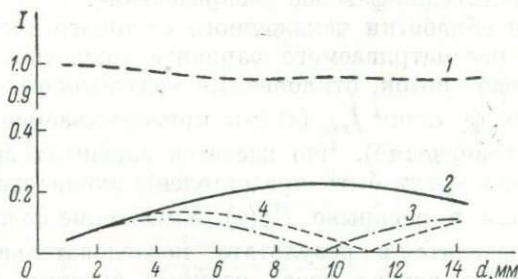


Рис. 10. Зависимость амплитуды световых сигналов от толщины модулятора.

1 — постоянной составляющей I_0 , 2 — полезного сигнала I , 3 — паразитного сигнала $I_{I, пар}$, 4 — паразитного сигнала $I_{II, пар}$.

На графике рис. 10 показаны для сравнения амплитуды световых сигналов постоянной составляющей I_0 , полезного дифрагированного потока I и двух паразитных $I_{I, пар}$, $I_{II, пар}$, возникших в результате дифракции на двух «несвоих» волнах. Амплитуды отклоненных потоков показаны для случая $\Theta = 0,02$ рад. при значении переменной части коэффициента преломления среды $\Delta n = 10^{-5}$ в зависимости от толщины модулятора d . Паразитные потоки

дифракции бесполезно рассеиваются, как и поток постоянной составляющей, кроме того, явление паразитной дифракции снижает уровень основного полезного потока.

Низкая дифракционная эффективность рассматриваемого варианта модулятора не позволяет применять его в тех случаях, когда при решении задачи коррекции преследуется цель получить энергетический выигрыш. Применение такого модулятора ограничивается случаями, когда ставится задача восстановления решающей способности антенны.

Рассмотрим второй тип модулятора — многоканальный с использованием одной частоты ультразвука.

Если расположить модулятор относительно искаженного фронта светового потока согласно рис. 11, то пьезопреобразователи каналов располагаются в направлении оси x , ультразвук распространяется в направлении оси z . В этом модуляторе используется одна частота ультразвука, поэтому здесь возможно создать условия дифракции Брэгга и исключить тем самым поток постоянной составляющей. Для этого модулятор должен быть повернут на некоторый угол φ вокруг оси, параллельной оси x . На рис. 12 изображено взаимное положение образующей AD исправляемого цилиндрического светового фронта, модулятора и исправленного отклоненного фронта.

В соответствии с искажениями, вызываемыми световой антенной, в поток, отклоненный модулятором, может быть внесено то или иное амплитудно-фазовое распределение.

Алгоритм обработки искаженного светового поля с помощью модулятора рассматриваемого варианта совпадает с равенством (10). В световой поток, отклоненный модулятором, вносится корректирующая функция $\tilde{f}_{\text{корр}}(x)$ (мы придерживаемся здесь принятых выше обозначений). Что касается вносимых антенной искажений, то они могут быть представлены эквивалентным распределением поля в раскрыве $\tilde{F}_g(x)$. Умножение функций $\tilde{F}_g(x)$ и $\tilde{f}_{\text{корр}}(x)$ производится в результате последовательного прохождения светового потока через раскрыв антенны и модулятор. Преобразование Фурье от произведения спектральных функций $\tilde{F}_g(x) \tilde{f}_{\text{корр}}(x)$ производится самой антенной.

Возможный вариант схемы коррекции, обеспечивающий умножение функций $\tilde{F}_g(x)$ и $\tilde{f}_{\text{корр}}(x)$, показан на рис. 13. В этой схеме световой поток падает сначала на плоское зеркало B , проходит через ультразвуковой модулятор M , затем на отражатель световой антенны A и далее на светоприемники, установленные в фокальной области антенны. В этой схеме модуляция светового потока (внесение в него функции $\tilde{f}_{\text{корр}}(x)$) производится до антенны. Это вполне допустимо, так как принципиально безразлично, в какой последовательности световой поток воспринимает функции $\tilde{F}_g(x)$ и $\tilde{f}_{\text{корр}}(x)$.

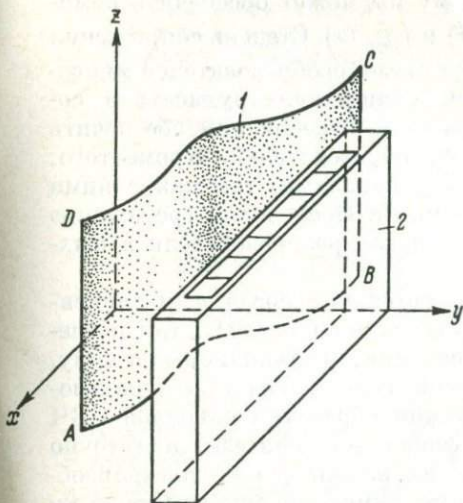


Рис. 11. Схема одночастотного многоканального модулятора.

1 — падающий фронт, 2 — модулятор.

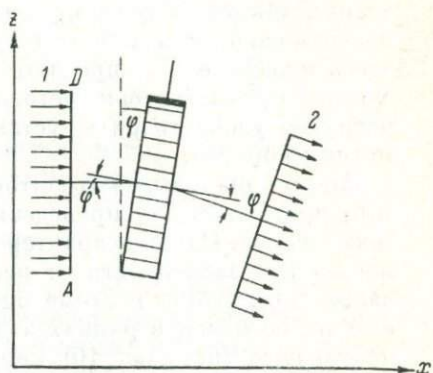


Рис. 12. Схема установки многоканального модулятора.

1 — падающий поток, 2 — промодулированный поток.

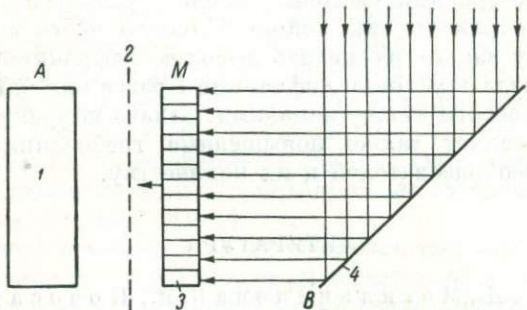


Рис. 13. Схема системы коррекции светового потока с помощью многоканального модулятора.

1 — световая антенна, 2 — фокальная плоскость световой антенны, 3 — модулятор, 4 — плоское зеркало.

Отметим, что модулятор рассматриваемого типа может передать проходящему через него потоку необходимое распределение как фазы, так и амплитуды, поэтому мы можем обеспечить комплексное сопряжение функций $\tilde{F}_g(x)$ и $\tilde{f}_{\text{корр}}(x)$. Степень сопряжения будет обусловлена шагом установки пьезопреобразователей многоканального модулятора. Основная техническая трудность в создании такого модулятора заключается в требовании обеспечить по возможности малый шаг пьезопреобразователей. Кроме того, здесь нежелательны просветы между каналами, так как с ними связана прямая потеря световой энергии. Последнему требованию нетрудно удовлетворить, установив пьезопреобразователи в шахматном порядке.

Многоканальный модулятор является универсальным элементом, пригодным для проведения коррекции как СВЧ, так и световых полей. Однако характер требований, предъявляемых к нему, меняется в зависимости от решаемой задачи. Так при использовании модулятора в схеме оптической обработки сигналов СВЧ антенн, особенно в рамках задач фокального синтеза, достаточно небольшого (порядка 10) количества каналов; шаг пьезопреобразователей и просветы между ними лимитированы практически только размером входной апертуры оптической системы. Кроме того, поскольку световой поток в схеме оптической обработки не является основным носителем информации, то вопрос эффективности его использования второстепенный. Здесь допустимо наличие интенсивного потока постоянной составляющей, поэтому достаточно обеспечить режим дифракции Рамана—Ната.

В схеме коррекции световых антенн существенным является требование сохранить как можно большую часть светового потока. Поэтому важно обеспечить высокую дифракционную активность, т. е. создать условия дифракции Брэгга или близкие к ним, исключить просветы между каналами. Задача коррекции световых полей предъявляет также повышенные требования к величине шага пьезопреобразователей и их количеству.

ЛИТЕРАТУРА

1. Бахрах Л. Д., Могильникова К. И., Новосартова И. А. и др. Некоторые вопросы фокального синтеза. — Вопросы радиоэлектроники, серия общетехнич., 1970, № 12, с. 3—13.
2. Бахрах Л. Д., Кременецкий С. Д. — Некоторые задачи фокального синтеза. — Радиотехника и электроника, 1972, 17, № 8, с. 1728—1730.
3. Бахрах Л. Д., Курочкин А. П., Овезов О. Б. и др. Использование многоканальных модуляторов для решения задачи фокального синтеза и коррекции искажений поверхности антенн. — Вопросы радиоэлектроники, серия общетехнич., 1974, № 6, с. 3—12.
4. Драбович. Применение теории сигналов к антеннам. — Зарубежная радиоэлектроника, 1965, № 12, с. 3—16.
5. Горелик Г. С. Колебания и волны. М., Физматгиз, 1959.
6. Харкевич А. А. Спектры и анализ. М., Физматгиз, 1962, с. 29.

7. Хургин Я. И., Яковлев В. П. Методы теории целых функций в радиотехнике, теории связи и оптике. М., Физматгиз, 1962.
8. Бахрах Л. Д., Курочкин А. П., Руднева С. Г. Использование ультразвукового модулятора для параллельной обработки сигналов антенной решетки. — Вопросы радиоэлектроники, серия общетехнич., 1972, № 1, с. 36—48.
9. Курочкин А. П., Троицкий В. И. Об особенностях дискретной записи комплексных распределений на несущей пространственной частоте. — Радиотехника и электроника, 1969, 14, № 4, с. 710.

П. М. ГЕРУНИ, ДЖ. С. АРУТЮНЯН

РАДИОГОЛОГРАФИЯ И СОВРЕМЕННЫЕ МЕТОДЫ АНТЕННЫХ ИЗМЕРЕНИЙ

Введение

Развитие оптической голографии способствовало поиску новых подходов к решению ряда вопросов во многих областях науки и техники. Одним из характерных примеров тому явились вопросы измерения характеристик излучения антенных систем.

Традиционные измерения полей, создаваемых антеннами в зоне излучения, встречали известные затруднения, резко возрастающие при современной тенденции к увеличению размеров излучающих поверхностей и укорочению рабочих длин волн.

Сейчас можно уже утверждать, что наиболее верным путем эффективного решения этих проблем явился переход к измерениям в ближних полях с последующим восстановлением поля излучения путем соответствующей обработки полученной информации. Успешно осуществить это удалось путем использования принципов голографии, оптической и машинной обработки информации.

Первым толчком к целой серии работ в этом направлении явился предложенный в 1966 г. Л. Д. Бахрахом и А. П. Курочкиным метод оптического моделирования диаграммы направленности антенн по радиоголограмме поля, измеренной по сферической поверхности в зоне Френеля [1—3].

Следующей вехой на этом пути явился переход к измерениям поля в непосредственной близости от антенны — в ее излучающем раскрытии, а также «внутри» самой антенной системы [4—6].

В последующем метод измерений характеристик антенн по полю в их раскрытии получил дальнейшее развитие [7—13]. Интересно отметить, что вначале эти исследования базировались исключительно на способах оптической обработки сигналов [4—9], а впоследствии более приемлемой с ряда позиций оказалась машинная обработка с использованием алгоритма быстрого преобразования Фурье (БПФ) [9—13].

В настоящее время развитие работ по измерению полей в раскрытии привело к созданию высокоэффективных и полностью автоматических комплексов аппаратуры, способных за короткое время

производить аттестацию параметров антенн различных типов с получением полной пространственной картины излучаемых ими полей.

Наличие такой аппаратуры позволяет, с другой стороны, подойти вплотную к решению еще одной важнейшей проблемы в деле антенных измерений — к введению метрологического единства методов и средств производства этих измерений как в процессе разработки антенн, так и при их аттестации и эксплуатации.

1. Метод оптического моделирования диаграмм направленности антенн по радиоголограмме поля в их раскрыве

Под областью раскрыва антенны понимается пространство, заключенное в пределах от 2—3 длин волн от физической поверхности антенны до 1.5—2 диаметров антенны в продольном направлении излучения сечением около двух диаметров антенны в поперечном направлении.

Измерения параметров антенн по радиоголограмме в раскрыве заключаются в том, что на плоскости в области раскрыва антенны, расположенной перпендикулярно к оси излучения, измеряется сначала радиоголограмма, представляющая собой сумму сигналов от антенны и опорного канала в отдельных точках по всей плоскости измерения. Эта радиоголограмма переносится на фотопленку, т. е. изготавливается оптический транспарант радиоголограммы. Затем в когерентной оптической схеме обработки информации восстанавливается модель поля в раскрыве антенны и с помощью длиннофокусной линзы производится Фурье-переход в зону излучения. При этом в фокальной плоскости линзы образуется изображение сечения искомого луча антенны.

Одним из основных преимуществ изложенного метода является возможность параллельной (и мгновенной) обработки больших массивов информации, имеющих место при решении сложных задач преобразования полей. Другим преимуществом является визуальность полученных результатов. Это делает метод незаменимым в процессе решения задач проектирования больших антенн со специальными распределениями поля в раскрыве или со специальной конфигурацией раскрыва, а также при выявлении влияния отдельных конструктивных элементов, затеняющих раскрыв, на характеристики излучения. Для этого достаточно лишь синтезировать голограммы этих распределений и моделировать ДН.

Применение методов снижения и компенсации опорного искажающего фона [4] приводит к повышению точности моделирования. Некоторое усложнение схемы измерения поля в раскрыве и моделирования приводит также к моделированию поляризационных характеристик излучения антенн. Для этого в раскрыве антенны требуется измерить радиоголограммы двух ортогональных ком-

понят поля в отдельности, перевести на фотопленку, восстановить в двух параллельных оптических трактах, питаемых от одного и того же источника, и пространственно совместить восстановление поля с помощью плоскопараллельной пластины, обеспечив при этом поворот поляризации света в одном из трактов на 90° относительно другого [8]. Аналогичным способом можно смоделировать дифракционные поля рассеяния, применив метод противофазных голограмм [9].

Однако оптические методы имеют и ряд недостатков. Они заключаются в сложности записи фототранспарантов, громоздкости схемы оптического моделирования, сравнительно невысокой точности измерений, сложности процессов фотометрирования и окончательной обработки полученной информации и т. п. Указанные недостатки не позволяют полностью автоматизировать процесс измерений и обработки информации.

2. Метод машинного моделирования параметров антенн по распределению поля в раскрыве

Одним из наиболее перспективных методов измерения параметров антенн в настоящее время является метод машинного моделирования диаграмм направленности антенн по распределению поля на плоскости в их раскрыве. От оптического метода моделирования ДН этот метод отличается тем, что обработка результатов измерений поля в раскрыве (в виде радиоголограммы или амплифазных компонент поля) производится в ЭЦВМ.

Использование алгоритма БПФ для пересчета поля антенны от плоскости в ее раскрыве на сферу в дальней зоне приводит к следующим основным угловым соотношениям моделирования:

$$\theta = \arcsin \left[\frac{\lambda}{N} \sqrt{\left(\frac{n_x}{\tau_x}\right)^2 + \left(\frac{n_y}{\tau_y}\right)^2} \right]; \quad \varphi = \arcsin \left(\frac{n_y \tau_x}{n_x \tau_y} \right), \quad (1)$$

где θ , φ — угловые координаты точки в дальней зоне; n_x , n_y — порядковые номера (координаты) точки в матрице ДН по осям $\varphi = 0$ и $\varphi = \frac{\pi}{2}$ соответственно с отсчетом от центра матрицы; N — размеры матрицы ДН и обрабатываемой матрицы поля в раскрыве; τ_x , τ_y — шаг матрицы поля по осям x и y соответственно.

В частных случаях при $\varphi = 0$ и $\varphi = \frac{\pi}{2}$ (т. е. E - и H -плоскостях) угловой шаг матрицы ДН равен

$$\theta_x = \arcsin \frac{\lambda n_x}{N \tau_x}, \quad \theta_y = \arcsin \frac{\lambda n_y}{N \tau_y}. \quad (2)$$

Угловой шаг моделирования по этим же осям при этом будет

$$\Delta\theta_x = \arcsin \left[\frac{\lambda n_x}{N\tau_x} \right] - \arcsin \left[\frac{\lambda (n_x - 1)}{N\tau_x} \right] \text{ по оси } \varphi = 0, \quad (3)$$

$$\Delta\theta_y = \arcsin \left[\frac{\lambda n_y}{N\tau_y} \right] - \arcsin \left[\frac{\lambda (n_y - 1)}{N\tau_y} \right] \text{ по оси } \varphi = \frac{\pi}{2}. \quad (4)$$

Угловой сектор моделирования ДН равен

$$\Delta\theta_0 = 2 \arcsin \frac{\lambda}{2\tau_x} \text{ по оси } \varphi = 0,$$

$$\Delta\theta_{\pi/2} = 2 \arcsin \frac{\lambda}{2\tau_y} \text{ по оси } \varphi = \frac{\pi}{2}, \quad (5)$$

$$\Delta\theta_{\max} = 2 \arcsin \left[\frac{\lambda}{2} \sqrt{\frac{1}{\tau_x^2} + \frac{1}{\tau_y^2}} \right] \text{ по оси } \varphi = \arcsin \frac{\tau_y}{\tau_x}.$$

Приведенные соотношения позволяют сделать следующие заключения.

1. Угловой шаг моделирования ДН тем меньше, чем больше размер обрабатываемой матрицы в раскрыве.

2. Угловой сектор моделирования зависит только от отношения длины волны к величине шага измерений и не зависит от размеров матрицы.

3. При заданном угловом секторе определения ДН величина шага измерений поля в раскрыве определяется из соотношений

$$\tau_x = \frac{\lambda}{2 \sin \frac{\Delta\theta_0}{2}} \geq \frac{\lambda}{2}, \quad \tau_y = \frac{\lambda}{2 \sin \frac{\Delta\theta_{\pi/2}}{2}} \geq \frac{\lambda}{2}. \quad (6)$$

Таким образом, для моделирования ДН в широком угловом секторе необходимо выбрать шаг измерений поля в раскрыве достаточно малым. Малая величина шага (большие размеры матрицы) желательна также с точки зрения получения более точных результатов. Однако это приводит (при условии постоянства N) к увеличению углового дискрета моделирования ДН, что мешает точному определению угловых параметров излучения.

Задача выполнения машинного моделирования ДН с малым угловым шагом в широком секторе углов имеет несколько решений.

Первое из них заключается в искусственном увеличении размеров исходной матрицы дополнением нулей по краям. При этом задача решается прямо, без дополнительных операций, но приводит к существенному увеличению размеров обрабатываемой матрицы.

Второе решение — метод смещения матриц — использует свойство смещения Фурье-преобразования:

$$F(\omega + \Delta\omega) = \Phi \{ f(x) e^{i\Delta\omega x} \}, \quad (7)$$

где $F(\omega)$ — Фурье-спектр функции $f(x)$, $\Delta\omega$ — величина смещения.

В этом случае для сокращения углового шага моделирования в x раз требуется x повторных расчетов ДН с предварительным наложением соответствующих фазовых «смещений» на исходную матрицу по данной оси и последующим упорядочением полученных данных.

Третье решение — метод выборки матриц меньших размеров — предполагает определение основных угловых параметров ДН путем обработки сначала матриц небольших размеров при соответствующей выборке точек из основной матрицы, а затем обработки полной матрицы для получения ДН в широком угловом секторе. Но при этом во избежание наложения высоких пространственных частот следует произвести также процесс фильтрации [15].

Наиболее оптимальным решением указанной задачи следует считать сочетание рассмотренных методов исходя из конкретной специфики задачи.

Чаще всего в технике антенных измерений достаточно определения ДН в двух ортогональных главных сечениях, а также интегральных параметров (КНД, КУ, КИП и т. п.). Это обстоятельство позволяет сократить требования к объему оперативной памяти ЭЦВМ.

С той же целью сокращения оперативной памяти можно воспользоваться следующим. ДН антенны в любом сечении равна ДН параллельной этому сечению эквивалентной линейной антенны, распределение поля вдоль которой является суммой распределений полей от набора «параллельных линеек», на которые можно разбить раскрыв исходной антенны.

В частности, ДН в двух ортогональных сечениях, проходящих через нормаль к плоскости раскрыва антенны, определяется как ДН двух ортогональных эквивалентных линеек с распределениями полей, равными поточечной сумме распределений параллельных линеек в матрице поля в раскрыве антенны.

Это следует прямо из выражения для ДН

$$F(n_x \Delta\theta_x, n_y \Delta\theta_y) = \sum_{n_x}^{N_x} \sum_{n_y}^{N_y} f(n_x \tau_x, n_y \tau_y) \exp\{j\omega_x n_x \tau_x + j\omega_y n_y \tau_y\} \tau_x \tau_y =$$

$$= \sum_{n_y}^{N_y} \left\{ \sum_{n_x}^{N_x} [f(n_x \tau_x, n_y \tau_y) \exp\{j\omega_x n_x \tau_x\} \tau_x] \right\} \exp\{j\omega_y n_y \tau_y\} \tau_y, \quad (8)$$

где ω_x, ω_y — пространственные частоты распределения поля в раскрыва антенны.

Сумма в квадратных скобках и есть распределение поля на эквивалентных линейках.

При определении ДН в сечении $\varphi = \pi/2$ (проходящем через нормаль к плоскости раскрыва) имеем $\omega_x = 0$, и

$$F(n_y \Delta \theta_y) = \sum_{n_y} \left\{ \sum_{n_x} [f(n_x \tau_x, n_y \tau_y) \tau_x] \right\} \exp \{j \omega_y n_y \tau_y\} \tau_y. \quad (9)$$

Аналогичное выражение получается для сечения $\varphi = 0$, т. е. при $\omega_y = 0$.

Исходя из этого легко решить задачу резкого сокращения требуемого объема оперативного запоминающего устройства (ОЗУ), а также программы БПФ, так как двумерное БПФ сводится к БПФ для линейки. Для этого достаточно одновременно с измерением поля в раскрыве рассчитывать распределения на требуемых эквивалентных линейных антеннах (процесс раскладки матрицы). Тогда вместо хранения всей матрицы поля в раскрыве требуется хранить лишь значения точек в этих линейках. Необходимый объем ОЗУ сокращается при этом более чем в десятки раз с одновременным резким сокращением времени обработки. Это обстоятельство приводит к возможности применения малых ЭЦВМ для обработки матриц полей в раскрыве, размеры которых достаточно велики. Что касается возможности определения ДН и в других сечениях, то их можно получить повторной обработкой матрицы поля в раскрыве, записанной на перфоленту в процессе измерений.

Указанный метод раскладки матриц на эквивалентные линейки позволяет с успехом применять малые ЭЦВМ для обработки матриц больших размеров.

Точность метода машинного моделирования параметров антенн по распределению поля в их раскрыве высока и зависит только от точности измерений поля в раскрыве. Последняя в первую очередь зависит от правильного выбора зонда и размеров плоскости сканирования. При известных характеристиках зонда его влияние на измерения может быть скомпенсировано с высокой точностью [16], а выбор размеров плоскости сканирования необходимо производить исходя из условия

$$D \geq d + 2l [\operatorname{tg}(\beta + \theta_0) - \operatorname{tg}(\beta - \theta_0)], \quad (10)$$

где D — размер плоскости сканирования, l — расстояние от физического раскрыва испытуемой антенны до плоскости сканирования, $2\theta_0$ — требуемый угловой сектор моделирования ДН в данном сечении, β — смещение электрической оси антенны от нормали к плоскости сканирования.

Центром плоскости сканирования считается точка пересечения электрической оси антенны с плоскостью сканирования.

Применение ЭЦВМ для обработки измеренного в раскрыве поля дает возможность получить одновременно и фазовую диаграмму направленности, а также рассчитать с высокой точ-

ностью практически все параметры излучения антенны (юстировочные, смещение электрической оси от геометрической, расстройку, интегральные КНД, КУ, КИП и т. п., все параметры ДН — уровни и угловые координаты боковых лепестков, поляризационные и кроссполяризационные характеристики и т. д.). ЭЦВМ позволяет выдать результаты измерений в виде протокола испытаний, а также путем сравнения с заданными параметрами антенны произвести отбраковку с указанием возможных источников погрешностей. Решение последней задачи требуется, например, при аттестации антенн в процессе серийного производства или при их эксплуатации.

На основе описанного метода измерения параметров антенн созданы стационарные и передвижные автоматические комплексы аппаратуры для аттестации антенн СВЧ диапазона, включающие ЭВЦМ «Наири-2» и «Наири-3».

Эти контрольно-измерительные автоматические станции могут аттестовать параметры всех типов пространственных антенн с размерами излучающей поверхности до 2×3 м в сантиметровом диапазоне волн как в режиме автономной работы, так и в режиме излучения от собственного передатчика. Время полного цикла измерений, обработки и выдачи информации составляет 30 мин. Время обработки в ЭВЦМ занимает всего 1.5 мин. В результате на выходе ЭВЦМ печатается протокол аттестации антенны со всеми требуемыми параметрами и кривыми ДН в заданных сечениях с указанием уровня (в дБ) и угловой координаты (в минутах дуги) каждой точки.

Достигнутая точность измерений составляет по КНД — $\pm 5\%$, по ДН — 0.5 дБ до уровня 20дБ и 1 дБ до уровня 40 дБ.

3. Метод машинного моделирования параметров СВЧ антенн по распределению поля на сфере в зоне Френеля

Для измерения параметров антенн СВЧ диапазона, установленных на точных поворотных устройствах или имеющих возможность электрического качания луча, можно рекомендовать также методы оптического и машинного моделирования диаграммы направленности по полю на сфере в зоне Френеля [17—19].

Наиболее перспективным является метод машинного моделирования ДН антенн по полю на сфере в зоне Френеля на основе алгоритма БПФ [19], так как оптические методы обработки имеют ряд существенных недостатков — невысокая точность, сложность ввода, обработки, выдачи информации и т. п.

Применение ЭВЦМ для обработки поля измеренного в зоне Френеля, дает возможность резко повысить точность и при машинном моделировании ДН антенн по полю на сфере в зоне Френеля. Поле может быть измерено как в виде радиоголограммы [17, 18], так и в виде амплифазных компонент. Эти компоненты легко поддаются регистрации с помощью фазометрических мостов,

на одно из плеч которых поступает сигнал от антенны, а на другое — опорный сигнал с постоянной фазой и амплитудой. Регистрация и ввод поля антенны в виде амплифазных компонент обладает рядом преимуществ, заключающихся в отсутствии искажающих (опорного и сопряженного) полей [17], в упрощении процесса обработки, в уменьшении объема измерений (размеров исходных матриц), так как шаг сканирования уже диктуется не несущей пространственной частотой радиоголограммы, а требуемым угловым сектором определения ДН.

В ЭЦВМ производится преобразование Френеля — двойное преобразование Фурье с промежуточной компенсацией квадратичной фазовой компоненты, обязанной своим происхождением производству измерений в зоне Френеля.

Угловые шаги дискрета измерений в зоне Френеля при использовании алгоритма БПФ для эквидистантных матриц непостоянны по матрице и определяются по формулам

$$\Delta\theta_\zeta = \arcsin \left[\lambda \sqrt{\left(\frac{n_\zeta}{N_x \tau_x}\right)^2 + \left(\frac{n_\eta}{N_y \tau_y}\right)^2} \right] - \arcsin \left[\lambda \sqrt{\left(\frac{n_\zeta - 1}{N_x \tau_x}\right)^2 + \left(\frac{n_\eta}{N_y \tau_y}\right)^2} \right],$$

$$\Delta\theta_\eta = \arcsin \left[\lambda \sqrt{\left(\frac{n_\zeta}{N_x \tau_x}\right)^2 + \left(\frac{n_\eta}{N_y \tau_y}\right)^2} \right] - \arcsin \left[\lambda \sqrt{\left(\frac{n_\zeta}{N_x \tau_x}\right)^2 + \left(\frac{n_\eta - 1}{N_y \tau_y}\right)^2} \right],$$

где n_ζ, n_η — порядковые номера (координаты) точки в матрице относительно ее центра; $\Delta\theta_\zeta, \Delta\theta_\eta$ — угловые шаги дискрета на сфере по осям ζ и η соответственно (по азимуту и углу места); λ — длина волны; N_x, N_y — размеры матрицы излучения в раскрыве антенны; τ_x, τ_y — шаги дискрета в матрице распределения поля в раскрыве.

Величины шагов задаются исходя из необходимого углового сектора определения ДН

$$\tau_x = \frac{\lambda}{2 \sin \frac{\Delta\theta_0}{2}}, \quad \tau_y = \frac{\lambda}{2 \sin \frac{\Delta\theta_{\pi/2}}{2}}. \quad (13)$$

Здесь $\Delta\theta_0$ — угловой сектор ДН в плоскости $\varphi = 0$ (азимутальная плоскость), $\Delta\theta_{\pi/2}$ — угловой сектор ДН в плоскости $\varphi = \pi/2$ (угломестная плоскость).

Необходимо отметить, что угловой сектор измерений в зоне Френеля совпадает с требуемым угловым сектором ДН, т. е.

$$\theta_\zeta = \Delta\theta_0, \quad \theta_\eta = \Delta\theta_{\pi/2}. \quad (14)$$

поскольку шаг в матрице распределения поля в раскрыве один и тот же как при переходе в зону Френеля, так и при переходе в дальнюю зону.

После двумерного Фурье-преобразования исходной матрицы получается матрица распределения поля на конфокальной сфере в раскрыве антенны [17]. Шаг дискрета в этой матрице равняется τ_x

и τ_y по соответствующим осям. Для получения матрицы распределения поля на плоскости в раскрыве антенны следует компенсировать фазовую компоненту поля вида

$$\psi_k = \frac{\pi}{\lambda r} |n_x^2 \tau_x^2 + n_y^2 \tau_y^2|, \quad (15)$$

где r — радиус сферы S в зоне Френеля; n_x, n_y — порядковые номера (координаты) точки в матрице раскрыва относительно ее центра.

После компенсации фазовой компоненты (15) получается матрица распределения поля в раскрыве антенны. Дальнейшая обработка идет точно по изложенной в разделе 2 схеме определения ДН и других параметров по полю в раскрыве — производится двумерное преобразование Фурье для получения матрицы ДН и последующая обработка и выдача данных.

Основные угловые соотношения моделирования, связывающие угловые координаты точки на ДН в дальней зоне антенны (θ, φ) с параметрами моделирования при этом имеют вид

$$\theta = \arcsin \left[\lambda \sqrt{\left(\frac{n_x}{N_x \tau_x} \right)^2 + \left(\frac{n_y}{N_y \tau_y} \right)^2} \right], \quad \varphi = \arctg \left(\frac{n_y N_x \tau_x}{n_x N_y \tau_y} \right), \quad (16)$$

где n_x, n_y — порядковые номера (координаты) точки в матрице ДН с отсчетом от ее центра; N_x, N_y — размеры матрицы ДН.

Высокоэффективность рассматриваемого метода проявляется особенно в процессе измерения динамических диаграмм направленности ФАР по данному направлению и средних параметров по заданному угловому сектору. При этом в зоне Френеля неподвижным зондом регистрируется распределение поля от отдельных лучей при сканировании в данном угловом секторе.

4. Предельные нормы точности измерений амплифазного распределения поля в раскрыве антенны

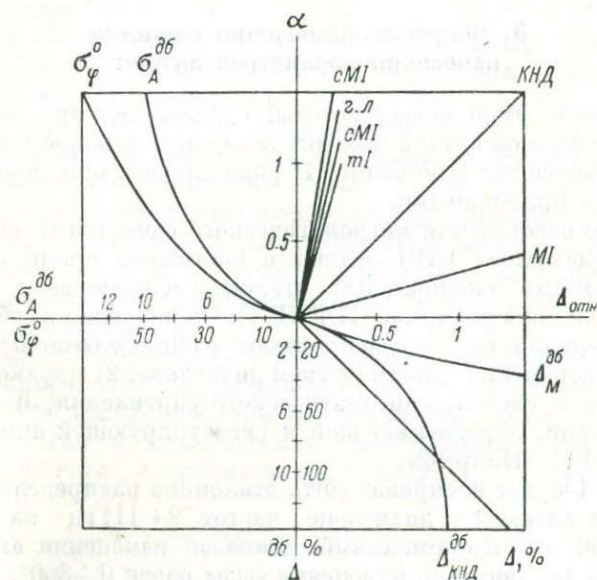
В технике измерений по полю в раскрыве антенны весьма важным является вопрос о требованиях к точностям измерений. Поэтому имеет смысл привести данные о тех максимальных ошибках, которые могут быть допущены, т. е. определить предельные нормы для точностей измерения, при которых погрешность окончательно не превышает заданной величины.

В разделе 2 было показано, что задачу определения ДН СВЧ антенн можно свести к определению ДН «эквивалентных» линейных антенн. Таким образом, вопрос определения требуемой точности измерений амплифазного распределения поля в раскрыве антенн можно свести к решению той же задачи для линейных антенн, которое хорошо известно из статистической теории антенн [20].

Соотношения для определения норм точности измерения амплитазного распределения поля в раскрыве

| Параметр | Форма представления | Основные соотношения | Предельные среднеквадратичные отклонения фазы (в град.) | Предельные среднеквадратичные отклонения амплитуды (в дБ) | Критический радиус корреляции | Примечание |
|--|--|---|---|--|---|---|
| 1 | 2 | 3 | 4 | 5 | 6 | 7 |
| Снижение КНД | $\Delta_{\text{КНД}} = 1 - \frac{D}{D_0}$ | $\Delta_{\text{КНД}} = \kappa_{\text{КНД}} \alpha$ | $\sigma_{\text{КНД}}^{\varphi} = 57.3 \sqrt{\Delta_{\text{КНД}}}$ | $\sigma_{\text{КНД}}^A = 8.7 \sqrt{\Delta_{\text{КНД}}}$ | $\rho_{\text{КНД}} \approx \lambda$ | $\Delta_{\text{КНД}}^{\text{дБ}} = 10 \lg(1 - \Delta_{\text{КНД}})$ |
| Относительное расширение главного лепестка | $\Delta_{\text{г.л}} = \frac{2\Delta\theta_{0.5}}{2\theta_{0.5}}$ | $\Delta_{\text{г.л}} = 0.22 \kappa_{\text{г.л}} \alpha$ | $\sigma_{\text{г.л}}^{\varphi} = 122 \sqrt{\Delta_{\text{г.л}}}$ | $\sigma_{\text{г.л}}^{\text{дБ}} = 18.5 \sqrt{\Delta_{\text{г.л}}}$ | $\rho_{\text{г.л}} = 0.4L$ | L — длина антенны, $\sigma = \sigma_{\varphi}^2 + \sigma_A^2$ |
| Увеличение максимумов боковых лепестков | $\Delta_M = \frac{F_M^2 - F_{0M}^2}{F_{0M}^2}$ | $\Delta_{MI} = 3.52 \kappa_{MI} \alpha$ | $\sigma_{MI}^{\varphi} =$ $= 30 \sqrt{10^{\frac{\Delta_{\text{дБ}}}{10}} - 1}$ | $\sigma_{MI}^A =$ $= 4.1 \sqrt{10^{\frac{\Delta_{\text{дБ}}}{10}} - 1}$ | $\rho_{MI} = 0.15L$ | $\Delta_M^{\text{дБ}} = 10 \lg(1 + \Delta_M)$ |
| Увеличение минимумов боковых лепестков | $\Delta_m = F_m^2$ | $\Delta_m = 0.24 \frac{\kappa_m \alpha}{n}$ | $\sigma_m^{\varphi} =$ $= 114.6 \cdot 10^{\frac{\Delta_{\text{дБ}}}{20}} \sqrt{n}$ | $\sigma_m^A = 17.3 \sqrt{\Delta_m n}$ | $\rho_m = 0.22 \frac{L}{n}$ | $\Delta_m^{\text{дБ}} = 10 \lg \Delta_m$, n — номер минимума |
| Относительное смещение экстремумов | $\Delta_{\text{с.э}} = \frac{\Delta\psi_{\text{с.э}}}{\psi_{0\text{э}}}$ | $\Delta_{\text{с.э}} = \kappa_{\text{с.э}} \frac{0.72\alpha}{\psi_{0\text{э}}}$ | $\sigma_{\text{с.э}}^{\varphi} = 6.77 \sqrt{\Delta_{\text{с.э}} \psi_{0\text{э}}}$ | $\sigma_{\text{с.э}}^A = 10.2 \sqrt{\Delta_{\text{с.э}} \psi_{0\text{э}}}$ | $\rho_{\text{с.э}} = 1.22 \frac{L}{\psi_{0\text{э}}}$ | |
| минимума первого бокового | | $\Delta_{\text{сIм}} = 0.23 \kappa_{\text{сIм}} \alpha$ | $\sigma_{\text{сIм}}^{\varphi} = 120.3 \sqrt{\Delta_{\text{сIм}}}$ | $\sigma_{\text{сIм}}^A = 18 \sqrt{\Delta_{\text{сIм}}}$ | $\rho_{\text{сIм}} = 0.4L$ | κ — коэффициент, зависящий от закона распределения поля в раскрыве. При равномерном синфазном распределении все $\kappa = 1$ |
| максимума первого бокового | | $\Delta_{\text{сIМ}} = 0.15 \kappa_{\text{сIМ}} \alpha$ | $\sigma_{\text{сIМ}}^{\varphi} = 144.3 \sqrt{\Delta_{\text{сIМ}}}$ | $\sigma_{\text{сIМ}}^A = 22 \sqrt{\Delta_{\text{сIМ}}}$ | $\rho_{\text{сIМ}} = 0.26L$ | |

Для случая равномерного и синфазного распределения поля при критическом радиусе корреляции погрешностей основные расчетные формулы приведены в таблице. На рисунке представлена номограмма для определения среднеквадратичных отклонений измеренных значений фазового и амплитудного распределений поля в раскрыве антенны при заданных погрешностях определения основных параметров антенн — КНД, уровня максимума первого бокового лепестка, уровня фона, ширины ДН по половинной мощности, смещений экстремальных точек и т. д.



Для определения по этой номограмме среднеквадратичных фазовых отклонений в градусах или среднеквадратичных амплитудных отклонений в децибеллах при заданной погрешности определяемого параметра необходимо перемещаться против часовой стрелки по соответствующим кривым, начиная от оси погрешностей параметров.

Основные соотношения, связывающие погрешности определения антенн со среднеквадратичными отклонениями измерений амплифазного распределения поля в раскрыве (колонка 3 в таблице), для других распределений отличаются только линейным коэффициентом связи, различным для разных параметров. Это на номограмме выражается изменением угла наклона линий в первом квадранте.

Анализ приведенных в таблице формул показывает, что наиболее жесткие требования к точности измерения амплифазного

распределения поля в раскрыве антенн определяются минимальным уровнем определения ДН, т. е. уровнем фона.

Из этого анализа так же вытекает, что на точность измерения амплитазного распределения поля в раскрыве антенны накладываются в целом сравнительно нежесткие требования. Они, как и следовало ожидать, существенно слабее, чем требования к измерениям поля в дальней зоне. Это обстоятельство является одним из существенных преимуществ методов измерения и аттестации параметров антенн по полю в их раскрыве.

5. Вопросы обеспечения единства измерений параметров антенн

Описанные выше новые методы, средства измерения и аттестации параметров антенн находят все более широкое применение в технике антенных измерений. В ряде случаев они оказываются единственно приемлемыми.

С целью обеспечения метрологического единства измерений по полям в раскрывах СВЧ антенн в настоящее время создается государственный специальный эталон распределения электромагнитного поля в раскрыве (ГЭРПР-1). Он включает в себя: 1) сферическое зеркало, создающее эталонное распределение поля в раскрыве в достаточном динамическом диапазоне; 2) двухкоординатный сканер с системой автоматического управления; 3) комплекс измерительной, обрабатывающей и регистрирующей аппаратуры, включая ЭВМ «Наири-2».

ГЭРПР-1 будет воспроизводить эталонное распределение поля в раскрыве антенны в диапазоне частот $9 \div 11$ ГГц на площади 1550×1550 мм. Динамический диапазон изменения амплитуды не менее 20 дБ, диапазон изменения фазы равен $0 \div 360^\circ$.

Ожидаемое среднеквадратичное отклонение результата измерений не должно превышать для относительной амплитуды распределения величину 2.0×10^{-2} , а для фазовых распределений — $\pm 2^\circ$. Неисключенная систематическая погрешность составляет не более 1.0×10^{-2} по амплитуде и $\pm 1^\circ$ по фазе.

Наряду с ГЭРПР создаются вторичные эталоны, образцовые средства измерений высшей точности и разрабатываются нормативно-технические документы (ГОСТы) на методы измерения и аттестации параметров антенн по полю в раскрыве, а также на терминологию в области антенных измерений.

Заключение

Методы измерения характеристик антенн по ближним полям, в частности по полю в раскрыве, позволяют резко повысить эффективность, точность и быстродействие антенных измерений. Они применимы к весьма широкому классу антенн как по их

типам, так и размерам. В ряде случаев они являются единственно приемлемыми.

Заключая в себе новые большие возможности, многие из которых еще не известны и не использованы, они найдут в перспективе все более широкое применение.

К числу таких перспективных направлений относится создание новых автоматических систем оперативной аттестации серийных антенн в производственных и полевых условиях, систем юстировки и контроля элементов, определения характеристик обтекателей, моделирования дифракционных задач, распознавания образцов и многие другие.

На наш взгляд, наибольшую перспективу представляют методы измерения полей в раскрыве излучающей системы, а также «внутри» ее, в частности в фокальной области. Что касается обработки результатов, то практически почти во всех случаях преимущества остаются за машинными методами. Говоря о последних, отметим, что при машинной обработке полей в раскрыве не следует забывать о методе измерения распределения амплитуд и фаз поля и прямого (без БПФ) суммирования результатов [21]. В ряде случаев, например для серийных антенн с квазиравномерным распределением поля в раскрыве, этот метод может иметь определенные преимущества.

Отметим, что методы радиоголографирования полей с последующим оптическим и машинным их моделированием могут быть успешно распространены на другие диапазоны как электромагнитных, так и механических, акустических, сейсмических, гидроакустических и других видов колебаний.

ЛИТЕРАТУРА

1. Бахрах Л. Д., Курочкин П. А. Об использовании оптических систем и метода голографии для восстановления диаграмм направленности антенн СВЧ по измерениям поля в зоне Френеля. — ДАН СССР, 1966, 171, вып. 6, с. 1309—1312.
2. Бахрах Л. Д., Владимирова О. Н., Курочкин А. П. и др. Применение методов когерентной оптики и голографии к задачам антенной техники и обработки информации. — В кн.: Антенны. М., «Связь», 1967, вып. 2, с. 33—54.
3. Курочкин А. П. Оптическое моделирование антенн СВЧ. — Радиотехника и электроника, 1968, 13, вып. 7, с. 1176—1189, вып. 8, с. 1347—1356.
4. Геруни П. М. Вопросы измерения параметров больших антенн. — В кн.: Доклады НТС «Метрология в радиоэлектронике» (Тезисы). М., ВНИИФТРИ, 1970, 1, с. 82.
5. Арутюнян А. С., Арутюнян Дж. С. Оптическая и радиоголография в антенных измерениях. — В кн.: Доклады НТС «Метрология в радиоэлектронике» (Тезисы). М., ВНИИФТРИ, 1970, 1, с. 92.
6. Геруни П. М., Арутюнян Дж. С. Применение радиоголографии в антенных измерениях. — Измерительная техника, 1972, вып. 2, с. 90.
7. Бахрах Л. Д., Геруни П. М., Курочкин А. П. и др. Оптическое моделирование диаграмм направленности антенн по радио-

- голограмме поля в раскрыве. — В кн.: Антенны. М., «Связь», 1972, вып. 14, с. 28—34.
8. А р у т ю н я н Дж. С., А р у т ю н я н А. А. Оптическое моделирование поляризационных характеристик антенн. — В кн.: Проблемы голографии, М., 1975, вып. 4.
 9. Г е р у н и П. М., А р у т ю н я н А. А., А р у т ю н я н А. Г. и др. Оптическое и машинное моделирование дифракционных полей СВЧ диапазона. — В кн.: Теория дифракции и распространения волн (Труды V Всесоюзного симпозиума по дифракции и распространению волн). М.—Ереван, ВНИИРИ, 1973, 1, с. 162—165.
 10. А р у т ю н я н А. А., А р у т ю н я н Дж. С., Г е р у н и П. М. и др. Измерение диаграмм направленности антенн на основе машинного восстановления голограмм поля в их раскрыве. — Изв. АН Арм. ССР, Физика, 1972, 7, вып. 5, с. 373—376.
 11. Г е р у н и П. М., А р у т ю н я н А. А., А р у т ю н я н Дж. С. и др. Обработка волновых полей методами оптического и машинного моделирования. — В кн.: Конференция по автоматизации научных исследований на основе применения ЭЦВМ (Тезисы «Когерентно-оптические элементы обработки информации»), Новосибирск, 1972, с. 27—30.
 12. Г е р у н и П. М., А р у т ю н я н Дж. С., А р у т ю н я н А. А. Применение методов машинной обработки информации на основе алгоритма БПФ в технике антенных измерений (Доклад на XX НТС по теории и технике антенн). 1974, с. 4.
 13. Г е р у н и П. М. Автоматический комплекс аппаратуры для аттестации СВЧ антенн. — В кн.: Метрология и измерительная техника. М., «Стандарты», 1974, вып. 9, с. 16—18.
 14. А р у т ю н я н Дж. С., К у р о ч к и н А. П. Способ компенсации фона опорной волны при реконструкции голограмм. — Бюлл. изобрет., 1972, № 11. Авт. свид. № 333531.
 15. E d w a r d B. J o y, D e m e t r i u s T. P a r i s. Spatial Sampling and Filtering in Near-Field Measurements. — IEEE Trans. on Antennas and Propagation, 1972, AP-20, № 3, p. 253—261.
 16. Д ж о н с о н Р., Э к е р Х. А., Х о л л и Дж. С. Определение ДН антенн по результатам измерений в ближней зоне. — Тр. института инженеров по электротехнике и радиоэлектронике, 1973, 61, вып. 12, с. 5—37.
 17. А р у т ю н я н Дж. С., К у р о ч к и н А. П. Оптическое моделирование диаграмм направленности антенн по радиоголограмме поля в зоне Френеля. — Радиотехника и электроника, 1971, 16, вып. 9, с. 1623—1628.
 18. Б а х р а х Л. Д., К у р о ч к и н А. П., Д м и т р е н к о Д. А. и др. Об определении ДН приемной антенны по источнику в зоне Френеля с использованием голографии и оптической обработки. — ДАН СССР, 1971, 201, вып. 3, с. 580—582.
 19. А р у т ю н я н А. А., А р у т ю н я н Дж. С., С е в о с я н Л. А. и др. Машинное моделирование ДН антенн по полю в зоне Френеля. — В кн.: Теория дифракции и распространения волн (Тр. VI Всесоюзного симпозиума по дифракции и распространению волн). М.—Ереван, ВНИИРИ, 1973, 1, с. 165—170.
 20. Ш и ф р и н Я. С. Вопросы статистической теории антенн. М., «Советское радио», 1970, 383 с.
 21. Г е р у н и П. М., К а р а ц е т я н К. Ё., Т р и б у н я н Г. Г. Поле круглого и прямоугольного отверстия в дальней зоне. — Радиотехника и электроника, 1965, 10, вып. 9, с. 1594—1599.

А. А. ВАСИЛЬЕВ, В. И. ЖАВОРОНКОВ, Т. Ф. ЛЮБИМОВА,
А. Н. МАНСУРОВ, Н. М. МАСЛЕННИКОВ, В. А. НИКОЛАЕВ,
А. Г. ОСТРОВСКИЙ, В. С. ЭТКИН

О ФОРМИРОВАНИИ ПОЛЯ НАПРАВЛЕНИЙ
В РЕАЛЬНОМ МАСШТАБЕ ВРЕМЕНИ
С ПОМОЩЬЮ ПАРАМЕТРИЧЕСКИХ УСИЛИТЕЛЕЙ
ТИПА МОДУЛЯТОР—ДЕМОДУЛЯТОР

В связи с разработкой многоантенных и многоэлементных радиотелескопов [1, 2] в последние годы ведутся интенсивные поиски возможностей для эффективного использования сигналов на выходе таких устройств с целью расширения возможностей наблюдения. Одним из перспективных приемов является преобразование сигналов на повышенную частоту, например в оптический или СВЧ диапазон, что позволяет проводить обработку преобразованных сигналов параллельно по всем каналам, осуществлять отображение информации в реальном масштабе времени и в сравнительно малых геометрических объемах. Преобразование в оптический диапазон наряду с очевидными преимуществами (визуализации наблюдаемого радиообъекта, возможность миниатюризации оптических элементов) обладает рядом недостатков, среди которых отсутствие эффективного многоэлементного модулятора света необходимых геометрических размеров является одним из основных. Отмеченные недостатки успешно устраняются при преобразовании поля радиосигналов в высокий СВЧ диапазон, где имеются достаточно эффективные модуляторы, допускающие матричную компоновку, а также элементы, позволяющие проводить обработку информации параллельно по всем каналам в реальном масштабе времени [3].

В данной работе рассмотрено многоканальное устройство на основе параметрических усилителей типа модулятор—демодулятор (УМД), осуществляющее преобразование радиосигналов на повышенную частоту и формирование поля направлений с его последующей индикацией.

Описание системы

Если на вход многоканального параметрического модулятора подавать сигнал на частоте f , пространственное распределение которого $\Phi(x_n)$ определяется полем на входе многоэлементного радиотелескопа или интерферометра, то в результате преобразования на разностной и суммарной частотах появятся распределения $\Phi_-(x_n)$ и $\Phi_+(x_n)$ соответственно (здесь x_n — координата n -го элемента приемной антенны интерферометра; * — знак колебаний на преобразованных частотах однозначно определяются амплитудой и фазой сигнала на входе системы, при этом преобра-

распределения поля в раскрыве антенн определяются минимальным уровнем определения ДН, т. е. уровнем фона.

Из этого анализа также вытекает, что на точность измерения амплифазного распределения поля в раскрыве антенны накладываются в целом сравнительно нежесткие требования. Они, как и следовало ожидать, существенно слабее, чем требования к измерениям поля в дальней зоне. Это обстоятельство является одним из существенных преимуществ методов измерения и аттестации параметров антенн по полю в их раскрыве.

5. Вопросы обеспечения единства измерений параметров антенн

Описанные выше новые методы, средства измерения и аттестации параметров антенн находят все более широкое применение в технике антенных измерений. В ряде случаев они оказываются единственно приемлемыми.

С целью обеспечения метрологического единства измерений по полям в раскрывах СВЧ антенн в настоящее время создается государственный специальный эталон распределения электромагнитного поля в раскрыве (ГЭРПР-1). Он включает в себя: 1) сферическое зеркало, создающее эталонное распределение поля в раскрыве в достаточном динамическом диапазоне; 2) двухкоординатный сканер с системой автоматического управления; 3) комплекс измерительной, обрабатывающей и регистрирующей аппаратуры, включая ЭВМ «Наири-2».

ГЭРПР-1 будет воспроизводить эталонное распределение поля в раскрыве антенны в диапазоне частот $9 \div 11$ ГГц на площади 1550×1550 мм. Динамический диапазон изменения амплитуды не менее 20 дБ, диапазон изменения фазы равен $0 \div 360^\circ$.

Ожидаемое среднеквадратичное отклонение результата измерений не должно превышать для относительной амплитуды распределения величину 2.0×10^{-2} , а для фазовых распределений — $\pm 2^\circ$. Неисключенная систематическая погрешность составляет не более 1.0×10^{-2} по амплитуде и $\pm 1^\circ$ по фазе.

Наряду с ГЭРПР создаются вторичные эталоны, образцовые средства измерений высшей точности и разрабатываются нормативно-технические документы (ГОСТы) на методы измерения и аттестации параметров антенн по полю в раскрыве, а также на терминологию в области антенных измерений.

Заключение

Методы измерения характеристик антенн по ближним полям, в частности по полю в раскрыве, позволяют резко повысить эффективность, точность и быстродействие антенных измерений. Они применимы к весьма широкому классу антенн как по их

типам, так и размерам. В ряде случаев они являются единственно приемлемыми.

Заключая в себе новые большие возможности, многие из которых еще не известны и не использованы, они найдут в перспективе все более широкое применение.

К числу таких перспективных направлений относится создание новых автоматических систем оперативной аттестации серийных антенн в производственных и полевых условиях, систем юстировки и контроля элементов, определения характеристик обтекателей, моделирования дифракционных задач, распознавания образцов и многие другие.

На наш взгляд, наибольшую перспективу представляют методы измерения полей в раскрыве излучающей системы, а также «внутри» ее, в частности в фокальной области. Что касается обработки результатов, то практически почти во всех случаях преимущества остаются за машинными методами. Говоря о последних, отметим, что при машинной обработке полей в раскрыве не следует забывать о методе измерения распределения амплитуд и фаз поля и прямого (без БПФ) суммирования результатов [21]. В ряде случаев, например для серийных антенн с квазиравномерным распределением поля в раскрыве, этот метод может иметь определенные преимущества.

Отметим, что методы радиоголографирования полей с последующим оптическим и машинным их моделированием могут быть успешно распространены на другие диапазоны как электромагнитных, так и механических, акустических, сейсмических, гидроакустических и других видов колебаний.

ЛИТЕРАТУРА

1. Бахрах Л. Д., Курочкин П. А. Об использовании оптических систем и метода голографии для восстановления диаграмм направленности антенн СВЧ по измерениям поля в зоне Френеля. — ДАН СССР, 1966, 171, вып. 6, с. 1309—1312.
2. Бахрах Л. Д., Владимирова О. Н., Курочкин А. П. и др. Применение методов когерентной оптики и голографии к задачам антенной техники и обработки информации. — В кн.: Антенны. М., «Связь», 1967, вып. 2, с. 33—54.
3. Курочкин А. П. Оптическое моделирование антенн СВЧ. — Радиотехника и электроника, 1968, 13, вып. 7, с. 1176—1189, вып. 8, с. 1347—1356.
4. Геруни П. М. Вопросы измерения параметров больших антенн. — В кн.: Доклады НТС «Метрология в радиоэлектронике» (Тезисы). М., ВНИИФТРИ, 1970, 1, с. 82.
5. Арутюнян А. С., Арутюнян Дж. С. Оптическая и радиоголография в антенных измерениях. — В кн.: Доклады НТС «Метрология в радиоэлектронике» (Тезисы). М., ВНИИФТРИ, 1970, 1, с. 92.
6. Геруни П. М., Арутюнян Дж. С. Применение радиоголографии в антенных измерениях. — Измерительная техника, 1972, вып. 2, с. 90.
7. Бахрах Л. Д., Геруни П. М., Курочкин А. П. и др. Оптическое моделирование диаграмм направленности антенн по радио-

зованный сигнал на разностной частоте является комплексно-сопряженной функцией входного сигнала.

Аналогичная ситуация характерна для голографического метода получения изображения в оптике. Разница состоит в том, что в оптическом диапазоне эти распределения фиксируются на нулевой частоте в изменениях прозрачности той или иной среды, тогда как в нашем случае комплексно-сопряженные функции существуют на преобразованных частотах. Это обстоятельство позволяет при последующей обработке сигналов осуществить частотное разделение действительного и мнимого изображений, за которые ответственны Φ_-^* и Φ_+ . По этим же причинам возможно полностью исключить сигнал в нулевом порядке дифракции на частоте гетеродина (частоте накачки).

Таким образом, разделение мнимого и действительного изображений при параметрическом преобразовании на повышенную частоту можно осуществить не только за счет формирования этих изображений на разных пространственных частотах, но и за счет частотно-временного разделения, что приводит к реализации угла обзора входной антенной системы.

Одним из возможных способов получения изображений объектов на повышенной частоте является применение линзы, в передней фокальной плоскости которой при помощи системы дискретных излучателей создаются распределения Φ_-^* и Φ_+ , а в задней фокальной плоскости с помощью решетки параметрических модуляторов (ПД) исследуется полученное изображение объектов. Для разделения мнимого и действительного изображений в задней фокальной плоскости линзы частота гетеродина в матрице ПД должна отличаться от частоты генератора накачки в матрице ПМ на величину $f \pm f_{\text{мч}}$, при этом обработка сигнала на выходе матрицы ПД осуществляется на промежуточной частоте $f_{\text{мч}}$.

Дальнейшая обработка сигналов уже не является когерентной, и в зависимости от целевого назначения системы может проводиться по-разному. Если требуется оптическая индикация объектов наблюдения при высокой чувствительности устройства, то возможна следующая схема обработки сигналов. С выхода матрицы ПД сигналы поступают на матрицу усилителей промежуточной частоты (УПЧ). На выходе каждого УПЧ имеется детектор (Д) с низкочастотным фильтром. С выхода Д сигналы поступают на матрицу светодиодов, образуя скрытое оптическое изображение. Визуализация этого изображения производится при помощи электронно-оптического преобразователя (ЭОП), осуществляющего усиление сигналов параллельно по всем каналам системы. Применение ЭОП, таким образом, позволяет исключить из схемы соответствующее число каскадов усиления, что является несомненным преимуществом для многоканальной системы.

Блок-схема, приведенная на рис. 1, поясняет обработку сигналов в системе.

Рассмотрим некоторые характеристики устройства, полагая для простоты, что выполняется условие подобия, т. е. отношение геометрических параметров приемной и преобразующей матриц равно отношению длин волн входного и преобразованного сигнала соответственно. Будем также считать, что собственные пространственные шумы в системе отсутствуют.

Подробное рассмотрение особенностей преобразования сигнала при наличии собственных пространственных шумов и нарушения условия подобия проведено в работах [4, 5]. Для простоты рассуждений предположим, что как приемная, так и преобразующая матрица представляют одномерные эквидистантные структуры,

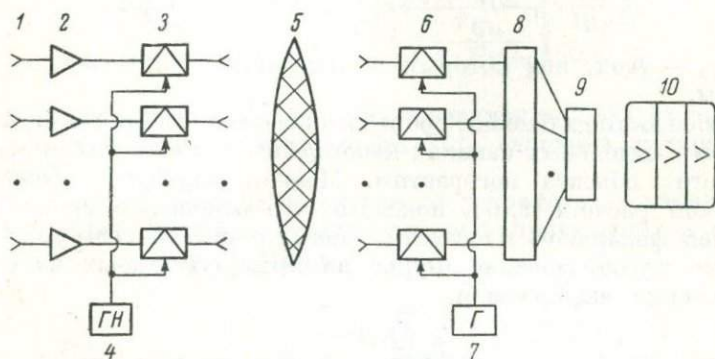


Рис. 1. Блок-схема системы обработки сигналов антенных решеток.

1 — приемная антенная решетка, 2 — усилители высокой частоты, 3 — матрица параметрических модуляторов, 4 — генератор накачки, 5 — линза СВЧ диапазона, 6 — матрица параметрических демодуляторов, 7 — гетеродин, 8 — усилители промежуточной частоты с детекторами на выходах, 9 — матрица светодиодов, 10 — электронно-оптический преобразователь.

состоящие каждая из $(2N + 1)$ одинаковых элементов, расположенных вдоль оси OX . Линейные размеры элементов в матрицах обозначим через ε_1 и ε_2 .

Будем считать, что в дальней зоне приемной антенны по направлению φ_0 располагается квазиточечный сигнальный объект с температурой $T_0(\varphi)$, а также имеется пространственно распределенный фон с температурой T_Φ , постоянной во всем секторе обзора антенны. Размеры сигнального объекта будем считать такими, чтобы они обеспечивали когерентное возбуждение всех элементов на входной апертуре антенны. На входе каждого канала матрицы ПМ температуру шума $T_{ш}$ можно, очевидно, записать в виде

$$T_{ш} = \left[T_{\text{АФТ}} + \frac{T_{\text{УВЧ}}}{\eta} + \frac{T_{\text{ПМ}}}{\eta G_{\text{УВЧ}}} \right] G_{\text{УВЧ}} G_{\text{ПМ}} \eta, \quad (1)$$

где $T_{\text{АФТ}}$ — шумовая температура антенно-фидерного тракта, включающая T_Φ ; $T_{\text{УВЧ}}$ — шумовая температура УВЧ; $T_{\text{ПМ}}$ — шу-

мовая температура ПМ; $G_{УВЧ}$ — коэффициент передачи по мощности УВЧ, предшествующего ПМ; $G_{ПМ}$ — коэффициент передачи по мощности ПМ; η — коэффициент передачи антенно-фидерного тракта.

Будем считать, что в каждом канале на выходе ПМ сигнал когерентен в пределах апертуры переизлучающих элементов. Это обстоятельство приводит к изменению корреляционных свойств сигнала помехи в системе.

Температуру сигнала в каждом канале на выходе матрицы ПМ- T_{10} очевидно, можно выразить в виде соотношения

$$T_{10} = T_0 \frac{\Delta\varphi_0}{\Delta\varphi_A} \eta G_{УВЧ} G_{ПМ}, \quad (2)$$

где $\Delta\varphi_0$ — угол, под которым наблюдается объект; $\Delta\varphi_A$ — угол антенны.

Особенности дальнейшей обработки связаны с тем, что шумовые сигналы в отдельных каналах некогерентны, а сигналы от квазиточечного объекта когерентны. Можно, пользуясь известной методикой расчета [1, 6], показать, что отношение сигнал/шум в задней фокальной плоскости линзы, производящей пространственное преобразование Фурье на преобразованных частотах, определяется выражением

$$\begin{aligned} \frac{S}{N} = & \frac{T_0 \frac{\Delta\varphi_0}{\Delta\varphi_A}}{\left[T_{АФТ} + \frac{T_{УВЧ}}{\eta} + \frac{T_{ПМ}}{\eta \cdot G_{УВЧ}} \right]} \cdot \frac{1}{(2N+1)} \times \\ & \times \frac{\sin^2 \left[\frac{(2N+1)}{2} \left(k_1 d_1 \sin \varphi \pm k_2 d_2 \frac{x_1}{F} \right) \right]}{\sin^2 \left[\frac{k_1 d_1 \sin \varphi \pm k_2 d_2 \frac{x_1}{F}}{2} \right]}, \quad (3) \end{aligned}$$

где k_1 и k_2 — волновые числа; d_1 — пространственный период приемной антенной решетки, знаки «плюс» и «минус» относятся к суммарной и разностной частотам; d_2 — пространственный период матрицы ПМ; x' — координата в задней фокальной плоскости линзы; F — фокусное расстояние линзы.

Очевидно, что максимальное отношение сигнал/шум достигается в центре фокального пятна, соответствующего изображению квазиточечного объекта и равно

$$\left(\frac{S}{N} \right)_{\max} = \frac{T_0 \frac{\Delta\varphi_0}{\Delta\varphi_A} (2N+1)}{T_{АФТ} + \frac{T_{УВЧ}}{\eta} + \frac{T_{ПМ}}{\eta \cdot G_{УВЧ}}}. \quad (4)$$

Учитывая, что $\Delta\varphi_A = \lambda_1/\varepsilon_1$, где λ_1 — длина волны сигнального излучения, получим

$$\left(\frac{S}{N}\right)_{\max} = \frac{T_0 \Delta\varphi_0 \varepsilon_1 (2N + 1)}{\lambda_1 \left[T_{\text{АФТ}} + \frac{T_{\text{УВЧ}}}{\eta} + \frac{T_{\text{ПМ}}}{\eta \cdot G_{\text{УВЧ}}} \right]}. \quad (5)$$

Зная распределение температуры сигнала и шумов в задней фокальной плоскости преобразующей линзы, можно получить отношение сигнал/шум на выходе открытого волновода с линейным размером ε_2 , установленного в центре фокального пятна.

$$\left(\frac{S}{N}\right)_{\text{в}} = \left[T_{\text{АФТ}} + \frac{T_{\text{УВЧ}}}{\eta} + \frac{T_{\text{ПМ}}}{\eta \cdot G_{\text{УВЧ}}} \right] \cdot \frac{\varepsilon_1 \lambda_2 F_2}{\lambda_1 \varepsilon_2 d_2}. \quad (6)$$

При выполнении условия подобия зависимость $(S/N)_{\text{в}}$ от геометрии системы определяется отношением F/d_2 , величина которого порядка N .

Наконец, на выходе детекторного устройства в канале некогерентной обработки, соответствующем направлению φ_0 , отношение сигнал/шум будет равно

$$\left(\frac{S}{N}\right)_{\text{Д}} = \frac{T_0 \Delta\varphi_0 \frac{\varepsilon_1}{\lambda_1} \cdot \frac{\lambda_2}{\varepsilon_2} \cdot \frac{F}{d_2} \sqrt{\frac{2\Delta f_{\text{ПЧ}}}{\Delta f_{\text{НЧ}}}}}{T_{\text{АФТ}} + \frac{T_{\text{УВЧ}}}{\eta} + \frac{T_{\text{ПМ}}}{\eta \cdot G_{\text{УВЧ}}} + \frac{T_{\text{ПД}}}{\eta \cdot G_{\text{УВЧ}} G_{\text{ПМ}} G_{\text{Л}}} + \frac{T_{\text{УПУ}}}{\eta \cdot G_{\text{УВЧ}} G_{\text{ПМ}} G_{\text{Л}} G_{\text{ПД}}} + \frac{T_{\text{Д}}}{\eta G_{\text{УВЧ}} G_{\text{ПМ}} G_{\text{Л}} G_{\text{ПД}} G_{\text{УПУ}}}, \quad (7)$$

где $T_{\text{ПД}}$ — шумовая температура на ПД; $T_{\text{УПЧ}}$ — шумовая температура УПЧ; $T_{\text{Д}}$ — шумовая температура Д; $G_{\text{Л}}$ — коэффициент потерь линзы; $G_{\text{УПЧ}}$ — коэффициент усиления по мощности УПЧ; $G_{\text{ПД}}$ — коэффициент преобразования ПД; $\Delta f_{\text{ПЧ}}$ — полоса УПЧ, $\Delta f_{\text{НЧ}}$ — полоса НЧ фильтра детектора.

Из-за сравнительно малого значения $T_{\text{ПМ}}$ и больших значений $G_{\text{УВЧ}}$ и $G_{\text{УПЧ}}$ третьим и последним слагаемым в знаменателе по сравнению с остальными можно пренебречь.

Тогда окончательно

$$\left(\frac{S}{N}\right)_{\text{Д}} = \frac{T_0 \Delta\varphi_0 \frac{\varepsilon_1}{\lambda_1} \cdot \frac{\lambda_2}{\varepsilon_2} \cdot \frac{F}{d_2} \sqrt{\frac{2\Delta f_{\text{ПЧ}}}{\Delta f_{\text{НЧ}}}}}{T_{\text{АФТ}} + \frac{T_{\text{УВЧ}}}{\eta} + \frac{T_{\text{ПД}}}{\eta \cdot G_{\text{УВЧ}} G_{\text{ПМ}} G_{\text{Л}}} + \frac{T_{\text{УПЧ}}}{\eta \cdot G_{\text{УВЧ}} \cdot G_{\text{ПМ}} \cdot G_{\text{Л}} \cdot G_{\text{ПД}}}. \quad (8)$$

Приравнивая $(S/N)_Д$ из (8) единице, получим выражение, определяющее пороговую температуру системы:

$$T_{\min} = \frac{T_{\text{АФТ}} + \frac{T_{\text{УВЧ}}}{\eta} + \frac{T_{\text{ПД}}}{\gamma G_{\text{УВЧ}} G_{\text{ПМ}} G_{\text{Л}}} + \frac{T_{\text{УПЧ}}}{\gamma G_{\text{УВЧ}} G_{\text{ПМ}} G_{\text{Л}} G_{\text{ПД}}}}{\Delta\varphi_0 \frac{\varepsilon_1}{\lambda_1} \cdot \frac{\lambda_2}{\varepsilon_2} \cdot \frac{F}{d_2} \sqrt{\frac{2\Delta f_{\text{ПЧ}}}{\Delta f_{\text{НЧ}}}}} \quad (9)$$

Из соотношений (3) и (9) видно, что разрешающая способность системы определяется угловой шириной главного лепестка диаграммы направленности приемной многоэлементной антенны, т. е. отношением $\lambda/(2N + 1)d_1$. Чувствительность системы при правильном выборе параметров элементов в каналах системы определяется шумами на входе, шумами первых каскадов усиления, эффективной площадью раскрыва антенны и радиометрическим выигрышем, и может принимать значение не хуже, чем в антенных системах без преобразования частоты.

Если по основным параметрам описанная система не уступает соответствующим устройствам без преобразования частоты, то такое качество, как параллельный обзор пространства в реальном масштабе времени, выгодно отличает ее от последних.

Эксперимент

Возможности получения поля направлений на повышенной частоте, его визуализации и получения расчетных значений характеристик реальной системы проверялись на экспериментальной установке, блок-схема которой приведена на рис. 2.

Для макетирования решетки приемных антенн применялся имитатор сигналов, включающий в себя генератор сигналов 1, делитель сигналов на 11 каналов 2, аттенюатор 3, систему задержки 4, позволяющую менять направление фронта сигнальной волны на $\pm 14^\circ$. Матрица ПМ 5 состояла из 11 параметрических модуляторов, объединенных в линейную решетку. Конструкция модуляторов допускала компоновку двумерной матрицы на основе этих элементов. Мощность накачки подводилась от генератора 6 к каждому модулятору при помощи 11-канального направленного ответвителя. Расстояние между каналами ответвителя выбиралось таким, чтобы обеспечить синфазность накачки в каждом ПМ.

Элементом, осуществляющим преобразование Фурье по пространственным частотам служила линза Лüneберга 7. Уровень боковых лепестков диаграммы направленности линзы составлял величину $17 \div 18$ дБ.

В задней фокальной плоскости линзы Лüneберга располагалась матрица ПД 8 из 11 параметрических преобразователей, конструктивное исполнение которой было аналогично матрице ПМ.

Частота гетеродина в матрице ПД отличалась от частоты накачки в матрице ПМ на 50 мгц.

Дальнейшая обработка сигнала проводилась на промежуточной частоте (ПЧ), для получения которой использован гетеродин 9. Сигнал ПЧ после усиления и детектирования в системе УПЧ-Д (10) поступал на вход 11-канальной матрицы светодиодов 11 на основе СаАs. Выбор этих диодов объясняется их большей эффективностью по сравнению со светодиодами из GaP [7]. На выходе матрицы светодиодов формировалось скрытое оптическое изображение, которое визуализировалось при помощи ЭОП 12.

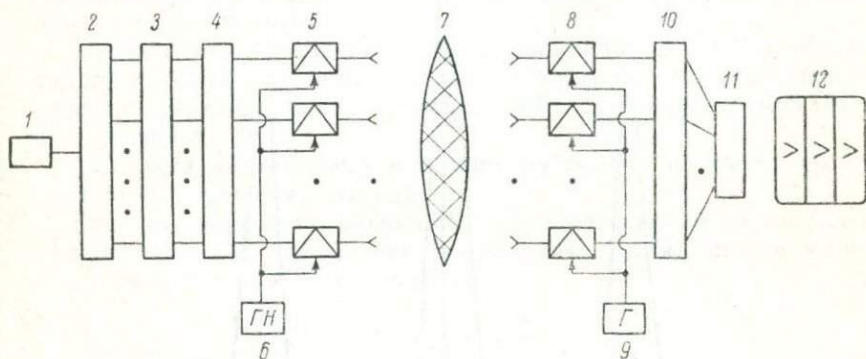


Рис. 2. Блок-схема экспериментальной установки — макета антенной системы параллельного обзора пространства.

Параметры элементов экспериментальной установки, определяющие ее чувствительность, были следующие: $G_{\text{ПМ}} = 50$, $F_{\text{ПМ}} = 1.6 \div 1.7$, $G_{\text{ПД}} = 0.25$, $F_{\text{ПД}} = 6 \div 7$, $G_{\text{ПЧ}} = 10^5$, $F_{\text{ПЧ}} = 8 \div 10$, $G_{\text{Л}} = (2 \div 3) \cdot 10^{-2}$, $N = 11$, $\lambda_1/\lambda_2 = 100$, $\Delta f_{\text{ПЧ}} = 10$ Мгц, где F — коэффициенты шума соответствующих устройств. Определяя по формуле

$$T_m = T_{\text{ПМ}} + \frac{T_{\text{ПД}}}{G_{\text{ПД}} G_{\text{Л}}} + \frac{T_{\text{УПЧ}}}{G_{\text{ПМ}} G_{\text{Л}} G_{\text{ПД}}} \quad (10)$$

шумовую температуру макета и соответствующую ей минимально обнаружимую мощность сигнала P_{min} , поступающую в каждый канал системы, получим

$$P_{\text{min}} = 7 \cdot 10^{-10} \cdot \Delta f_{\text{ПМ}} = 7 \cdot 10^{-12} \text{ вт.}$$

Значение P_{min} , определенное экспериментально, оказалось равным $P_{\text{min}} \approx 10^{-11}$ вт, что совпадает с расчетной величиной в пределах точности эксперимента.

Ясно, что при заполнении апертуры линзы двумерной матрицей ПМ и соответствующем выборе параметров ПД и УПЧ можно значительно уменьшить шумовую температуру системы, соответственно увеличив ее чувствительность.

Типичная диаграмма направленности (ДН) в задней фокальной плоскости линзы Льюнеберга при равномерном возбуждении элементов матрицы ПМ приведена на рис. 3 (кривая 1). Ширина главного максимума ДН на уровне половинной мощности и уровень боковых лепестков совпадают с расчетными значениями. При изменении направления фронта падающей волны на $\pm 14^\circ$, что достигалось включением системы задержки, главный максимум ДН смещался. Из рис. 3 (кривые 2, 3) видно, что величина

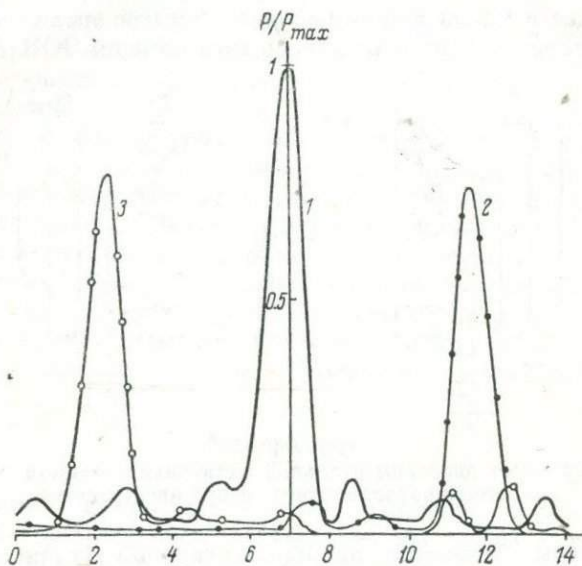


Рис. 3. Спектры мощности пространственных частот реконструированных радиополей.

Одно деление по оси абсцисс соответствует 3° .

смещения соответствует расчетной. При этом уширение главного максимума и уменьшение его абсолютного значения определяются уменьшением эффективной апертуры линзы. Увеличение величины боковых лепестков можно объяснить виньетированием линзы.

Применение матрицы светодиодов в сочетании с ЭОП позволило при пороговом уровне входного сигнала визуализировать распределение поля в задней фокальной плоскости линзы Льюнеберга. При этом при подаче сигнала, имитирующего падение плоского фронта под углом $\varphi = 0^\circ$ к нормали системы, в соответствующем канале горит только один светодиод. При имитации поворота фронта волны за счет подключения системы задержки ко входу матрицы ПМ загорается другой светодиод, индицируя тем самым поворот диаграммы направленности на $\pm 14^\circ$ от нормали.

Заключение

Проведенные теоретические оценки параметров многоканальной квазиголографической системы с преобразованием сигналов на повышенную частоту показали возможность получения соответствующих характеристик не хуже, чем у аналогичных антенных систем без преобразования частоты. Экспериментальными исследованиями установлено, что на основе сочетаемых элементов практически может быть реализована такая система обработки сигналов на выходе антенной системы, которая позволяет осуществлять регистрацию и визуализацию поля направлений в реальном масштабе времени.

Применение параметрических многоканальных УМД обеспечивает высокую чувствительность системы, необходимое быстродействие, угол обзора, соответствующий углу обзора входной антенной решетки.

Показана возможность создания на основе параметрических устройств двумерных матриц.

Системы обработки сигналов с преобразованием на повышенную частоту СВЧ диапазона могут найти применение в многоэлементных антенных устройствах.

ЛИТЕРАТУРА

1. Есепкина Н. А., Корольков Д. В., Парийский Ю. Н. Радиотелескопы и радиометры. М., «Наука», 1973.
2. Wild J. P. et al. The Culgoora Radioheliograph. — Proc. IREE Australia, 1967, 28, № 9, p. 279.
3. Современное состояние и тенденции развития радиолокационных и навигационных средств и систем УВД (Обзор). — Радиоэлектроника за рубежом, 1973, вып. 26, с. 3.
4. Аблин А. Н., Мансуров А. Н., Островский А. Г. и др. Об особенностях преобразования радиополя на повышенную частоту при помощи дискретных голограмм. — Радиотехника и электроника, 1972, 17, № 12, с. 2587.
5. Аблин А. Н., Карманова Е. С., Мансуров А. Н. и др. О реконструкции радиополя при наличии собственных пространственных шумов дискретной голограммы. — Радиотехника и электроника, 1974, 19, № 3, с. 614.
6. Лавров А. С., Резников Г. Б. Антенно-фидерные устройства. М., «Советское радио», 1974.
7. Сидерис Г. Новые достижения в области индикаторных устройств на светоизлучающих диодах. — Электроника, 1973, № 6, с. 68.
8. Фомченко С. Д., Фролов В. Т. О реальной чувствительности многокаскадного ЭОП. — Приборы и техника эксперимента, 1970, № 2, с. 210.

НЕКОТОРЫЕ ВОПРОСЫ ТЕОРИИ ДОПУСКОВ
МНОГОКАНАЛЬНЫХ ЭЛЕКТРОННЫХ СИСТЕМ
ДЛЯ АКУСТИЧЕСКОЙ ГОЛОГРАФИИ

Голографический метод регистрации и последующего восстановления волн является универсальным и может быть использован при записи волновых процессов любого вида. Впервые предложенный Габором в 1948 г. применительно к световым волнам он получил широкое развитие в последнее десятилетие в области звуковидения. Хотя акустическая голография основывается на тех же принципах, которые лежат в основе оптической голографии [1—3], первая имеет ряд специфических особенностей как в области регистрации акустических волн, так и в области получения восстановленного изображения.

Главным фактором, определяющим принципы построения акустической голографической системы, является отсутствие достаточно чувствительных материалов, позволяющих непосредственно регистрировать интерференционную картину. Поэтому процесс регистрации волновых фронтов обычно происходит в два этапа. На первом — энергия звуковой волны преобразуется в электрическую. Регистрация акустической голограммы происходит на втором этапе после соответствующей обработки электрических сигналов, включающей в себя операции усиления, имитации взаимодействия опорной и объектной волн и ряд других операций, определяемых принятым алгоритмом обработки.

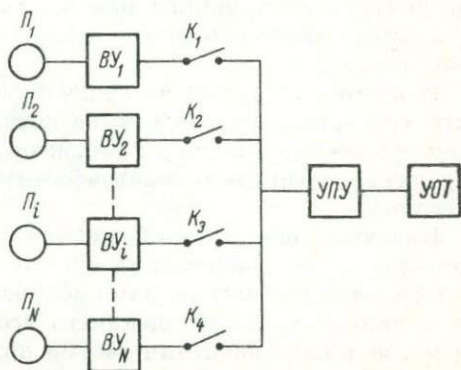
Информация о состоянии акустического поля в плоскости приемной антенны может быть получена несколькими путями. Характеристику стационарного акустического поля обычно получают [2] путем сканирования гидроакустического преобразователя в апертурной площади. Хотя данный метод обладает довольно низким быстродействием и требует принятия мер, обеспечивающих квазистационарность акустического поля во время измерений, тем не менее в ряде случаев он может быть рекомендован, так как позволяет получать апертуры с большим количеством точек отсчета при очевидной простоте и экономичности электронного измерительного тракта.

Применение многоэлементных детекторов с одновременной выборкой позволяет значительно сократить время регистрации состояния акустического поля, что особенно существенно при относительных перемещениях объекта и приемной антенны. Число элементов приемной антенны ограничивается, с одной стороны, экономическими и технологическими соображениями, с другой — минимально необходимым числом приемников антенны, обеспечивающих заданное разряжение элементов изображения. Обычно нижнее значение размера апертуры составляет примерно 100λ (где λ — длина зондирующей волны). Учитывая,

что для получения достаточно достоверной картины акустического поля расстояние между приемными элементами не должно превышать $(1 \div 1.5) \lambda$ и полагая форму антенны квадратной, имеем минимальное число приемников примерно $5 \div 10$ тыс. При отсутствии серийных электронных узлов, обеспечивающих усиление и преобразование принятых сигналов, изготовление такого большого количества параллельных каналов наталкивается на серьезные экономические и технологические трудности. Поэтому представляется целесообразным использовать для считывания информации последовательно-параллельный метод. Структура регистрирующей части голографической системы для этого случая показана на рис. 1.

Рис. 1. Структура регистрирующей части голографической системы.

Π — приемники антенны; ВУ — входные усилители, обеспечивающие согласование элементов антенны и электронного тракта, а также уровень сигнала достаточный для последующей коммутации с наименьшими ошибками; K — коммутатор, позволяющий по командам распределительного устройства проводить последовательный опрос приемников антенны; УПУ — усилительно-преобразующее устройство, общее для определенного числа приемников антенны; УОТ — устройство отображения обработанной информации.



Сравнивая различные способы обработки информации о состоянии электрического поля, следует иметь в виду как основные технические требования, предъявляемые к системе, такие как чувствительность, помехоустойчивость, быстродействие, разрешающая способность, так и соображения экономического и эксплуатационного порядка.

К числу несомненных преимуществ последовательно-параллельного метода обработки следует отнести:

- 1) уменьшение числа параллельных каналов в N раз, где N — число последовательных тактов обработки;
- 2) упрощение устройств формирования имитируемой электрической опорной волны;
- 3) уменьшение числа каналов связи между приемной и отображаемой частями системы в N^2 раз;
- 4) упрощение настроечных работ, связанное с выравниванием характеристик каналов передачи системы.

С другой стороны, использование ППО ведет к повышению уровня собственных шумов электронного тракта и снижению быстродействия системы. Однако влияние последних факторов на общие характеристики системы может быть снижено путем рационального выбора числа каналов, обслуживаемых одним УПУ,

а также улучшением характеристик УПУ как по быстродействию, так и по помехоустойчивости.

При проектировании электронных систем звуковидения необходимо иметь математическую модель системы, учитывающую особенности ее работы. Известно, что при рассмотрении устройств, формирующих изображение, как фильтров пространственных частот теория в принципе оказывается более простой. Такого рода устройства и системы обычно конструируются для наблюдения не одного, а целого класса объектов, поэтому часто вопрос о формировании изображения оказывается в лучшем случае статистической проблемой. При отсутствии конкретных данных об объекте следует прибегнуть к теории информации и исходить, так сказать, из принципа максимального незнания, выбирая для пространственно-частотного спектра объекта форму «белого» гауссова шума.

В настоящее время не существует универсального качественного критерия изображения, на котором мы могли бы основывать свои суждения, и в силу этого, неопределенным остается понятие «лучшего» алгоритма голографической обработки акустических сигналов.

Конечная оценка изображения так сложна, что заставляет при сравнении изображений одного и того же объекта, полученных различными алгоритмами обработки, касаться лишь каких-то их параметров, но не оценивать все изображение в целом. Тем не менее такие сравнения весьма полезны, поскольку позволяют при прочих равных условиях выявлять различие между некоторыми типами изображений, восстановленных по голограмме, хотя бы по одному из параметров.

В системе звуковидения, как и в любой физически реализуемой системе формирования изображения, выходное изображение всегда является несовершенной копией изучаемого объекта на входе. Ухудшение изображения может происходить вследствие таких факторов, как конечность размеров приемной апертуры, искажения и шума.

Обычно приемная апертура системы звуковидения представляет собой (полагая задачу одномерной) однородную щель, поэтому передаточная функция системы имеет вид

$$G = \begin{cases} 1 & -W < \omega < +W, \\ 0 & |\omega| > W. \end{cases} \quad (1)$$

С точки зрения голографических систем, передаточная функция вида (1) соответствует системам, формирующим голограммы Габора, т. е. голограммы без пространственного разделения сопряженных изображений и нулевого пучка.

Как известно [3], пространственное разделение будет обеспечиваться, если система фиксирует пространственные частоты одной полярности, т. е. передаточная функция системы должна быть

полностью сдвинута в область либо положительных, либо отрицательных пространственных частот.

В этом случае передаточная функция системы звуковидения полностью совпадает с передаточной функцией идеального фильтра низких частот:

$$G = \begin{cases} 1 & 0 \leq \omega \leq 2W, \\ 0 & \omega < 0, \omega > 2W. \end{cases} \quad (2)$$

Алгоритм, заложенный разработчиком в электронную часть системы звуковидения, составляется с учетом того, какие пара-

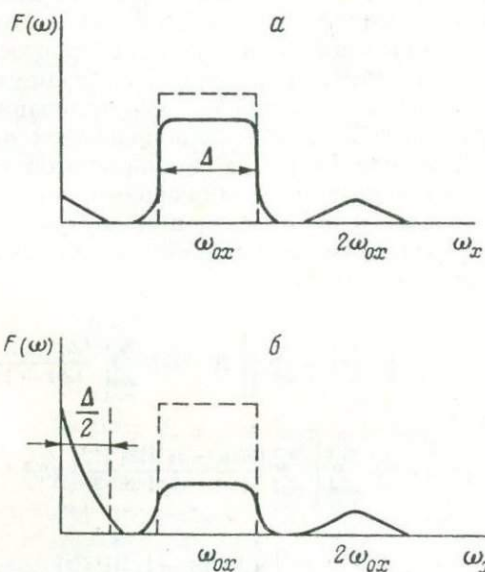


Рис. 2. Энергетический спектр бинарной голограммы.

метры зондирующего сигнала являются носителями информации о пространственном содержании объекта. Вообще говоря, таких параметров два: амплитуда и фаза сигнала. Ясно, что отказываясь от регистрации одного из параметров сигнала (например, амплитуды), мы теряем часть информации об объекте, что влияет на качество формируемого системой изображения. Точный и полный анализ информативности указанных параметров сигнала достаточно сложен. Однако если от такой общей постановки вопроса перейти к конкретной задаче с учетом всей ее специфики, то может быть найдено удовлетворительное решение.

Например, наиболее распространенную систему звуковидения с бинарным алгоритмом обработки сигнала можно рассматривать как идеальный ограничитель узкополосного нормального шума, где узкополосность обеспечивается передаточной функцией си-

емы, а идеальное ограничение пространственного шума — ритмом, заложенным в систему.

В данном случае удобнее всего оценить влияние алгоритма обработки сигнала в системе по искажению системой входного спектра. На рис. 2 изображен энергетический спектр узкополосного шума при низком уровне ограничения (а) и высоком уровне ограничения (б). Пунктиром на рисунке обозначен спектр шумов на входе ограничителя, иначе говоря, распределение мощности по пространственным частотам энергетического спектра сформированной системой голограммы.

Как известно [4], энергетический спектр на выходе нелинейной системы типа идеальный ограничитель определяется преобразованием Фурье корреляционной функции процесса на выходе идеального ограничителя. Спектр предельно ограниченных шумов имеет характерный для нелинейных преобразований вид, т. е. состоит из видеополосы и полос, расположенных около частоты (частоты несущей изображение), и гармоник этой частоты.

Корреляционная функция ограниченного по полосе белого шума в случае низкого ограничения, при котором среднеквадратичное значение амплитуды шумов много больше высоты уровня ограничения $a \ll \sigma$, имеет вид

$$\begin{aligned}
 B(\tau) = & \frac{\sigma_0^2}{4} \left(1 - 2 \frac{a_0}{\sigma} \sqrt{\frac{2}{\pi}} \right) + \frac{\sigma_0^2}{2\pi} \left\{ R_0(\tau) + \sum_{n=2}^{\infty} \frac{[(2n-3)!!]^2 \binom{2n-1}{n-r}}{(2n-1)! 2^{2n-2}} \times \right. \\
 & \times R^{2n-1}(\tau) \cos \omega \tau + \sum_{r=2}^{\infty} \left[\sum_{n=r}^{\infty} \frac{[(2n-3)!!]^2 \binom{2n-1}{n-r}}{(2n-1)! 2^{2n-2}} R_0^{2n-1}(\tau) \right] \times \\
 & \times \cos(2r-1)\omega_0\tau \left. \right\} + \frac{\sigma_0^2}{2\pi\sigma} \left\{ \sum_{n=1}^{\infty} \frac{[(2n-1)!!]^2 \binom{2n}{n}}{(2n)! 2^{2n}} R_0^{2n}(\tau) + \right. \\
 & \times \sum_{r=1}^{\infty} \left[\frac{[(2n-1)!!]^2 \binom{2n}{n-r}}{(2n)! 2^{2n-1}} R_0(\tau) \right] \cos 2r\omega_0\tau \left. \right\}. \quad (3)
 \end{aligned}$$

Из (3) видно, что при $a = 0$ (нулевой уровень ограничения) спектр ограниченных шумов сосредоточен только в окрестности несущей частоты ω_0 и ее нечетных гармоник (см. члены в (3), заключенные в первые фигурные скобки). При $a_0 \neq 0$ (ненулевой уровень ограничения), но $a_0 \ll \sigma$ появляются комбинационные спектральные составляющие в видеополосе и полосах, расположенных около четных гармоник, а энергия, соответствующая этим частям спектра, много меньше, чем в полосах около нечетных гармоник.

На рис. 2, а показан энергетический спектр для $a_0 \ll \sigma$ при условии, что спектр шумов на входе ограничителя равномерный

в полосе Δ . Спектр в окрестности несущей частоты определяется преобразованием Фурье следующего выражения:

$$B_1(\tau) = \frac{\alpha_0^2}{2\pi} \left[R_0(\tau) + \sum_{n=2}^{\infty} \frac{[(2n-3)!!]^2 \binom{2n-1}{n-1}}{(2n-1)! 2^{2n-2}} R_0^{2n-1}(\tau) \right] \cos \omega_0 \tau, \quad (4)$$

где

$$y = \begin{cases} a_0 & a \geq a_0, \\ 0 & a < a_0 \end{cases}$$

— характеристика ограничителя, $R_0(\tau)$ — коэффициент корреляции шумов.

Первый, главный, член в (4) повторяет форму входного спектра. Отличие формы выходного спектра от входного определяется последующими членами, влияние которых незначительно. Можно показать [5], что при нулевом уровне ограничения площадь

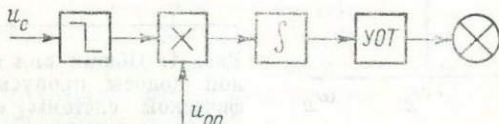


Рис. 3. Типовая структура канала обработки.

изображенного на рис. 2, a участка выходного спектра в окрестности ω_{0x} равна 0.8 площади входного спектра, т. е. 20% мощности сигнала превращается в мощность гармоник несущей.

При увеличении относительного уровня ограничения (например, задание ненулевого порога в корреляционных схемах фазового обнаружения) распределение мощностей по различным частям энергетического спектра существенно изменяется. Так, например, при $a_0 = \sigma$ (т. е. уровень ограничения равен среднеквадратичной амплитуде шумов) основная часть средней мощности процесса на выходе сосредоточена в видеополосе около частоты ω_{0x} , при этом мощность, соответствующая видеополосе, составляет приблизительно 25% полной мощности, а соответствующая несущей частоте — 50% полной мощности.

Заканчивая рассмотрение типовой структуры канала обработки (рис. 3) системы звуковидения, можем сделать следующие выводы.

1. Для узкополосных систем звуковидения отказ от регистрации амплитуды сигнала не влияет на разрешающую способность системы (ширина спектра не изменяется).

2. Дальнейшее упрощение алгоритма голографической обработки, например переход к бинарной обработке фазы, т. е. к фазовому обнаружению, вызывает снижение на 20% мощности полезного сигнала и появление за счет этого помех в виде дополнитель-

ых изображений на гармониках несущей частоты голограммы и (достаточно мощной видеополосы, повышающей мощность в нулевом пучке.

3. При повышении уровня ограничения мощность полезного сигнала падает приблизительно до 50% полной мощности при этом мощность, отдаваемая сигналом в видеополосу (т. е. полосу частот возле нулевой частоты), достигает 25% полной мощности сигнала.

Перейдем к рассмотрению роли опорной волны в многоканальной голографической системе и тех требований, которые предъявляются к системе в целом.

Опорная волна в голографической системе нужна лишь постольку, поскольку необходимо соблюдение условий физической реализуемости для голографической системы как пространственного фильтра, т. е. входной сигнал должен явиться причиной

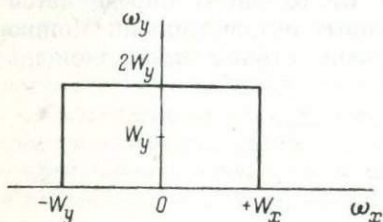


Рис. 4. Общий вид идеализированной полосы пропускания голографической системы с разделением сопряженных изображений.

функцией пространственной координаты y и обращаться в нуль при $y < y_0$. Невыполнение условий физической реализуемости ведет к взаимному наложению действительного и мнимого восстановленных изображений [3].

Голографическая система представляет собой в общем случае двумерный пространственный фильтр, причем, условие физической реализуемости обычно выполняется лишь для одного измерения. Вид полосы пропускания системы как фильтра на плоскости пространственных частот показан на рис. 4.

Степень сглаживания системой входного сигнала (разрешение системы) удобно оценивать по импульсной переходной функции, которая для систем формирования изображения характеризует распределение амплитуды в изображении точечного объекта.

Одномерные импульсные переходные функции системы по осям ω_x и ω_y запишутся в виде

$$\begin{aligned}
 h(x) &= F^{-1} \{ \text{rest}_{W_x}(\omega_x) \} = \frac{\sin W_x x}{W_x x}, \\
 h(y) &= F^{-1} \{ \text{rest}_{W_y}(\omega_y - W_y) \} = \frac{\sin W_y y}{W_y} e^{-jW_y y},
 \end{aligned}
 \tag{5}$$

где F^{-1} — символ обратного преобразования Фурье; $2W_x$ — ширина полосы пропускания по оси x , $2W_y$ — ширина полосы пропускания по оси y .

Удовлетворение требований физической реализуемости не проходит бесследно для голографической системы. Там, где сигнал

является причинной функцией пространственных координат, разрешение хуже, чем при невыполнении условия причинности. Таким образом, при проектировании многоканальной электронной голографической системы с искусственно формируемой плоской опорной волной, следует иметь в виду ухудшение разрешения системы по координатной оси, к которой моделируется угол падения опорной волны [6].

Особенно важен учет этого явления в системах с последовательно-параллельной обработкой сигнала.

Рассмотрим этот вопрос несколько подробнее.

В реальных условиях работы многоканальной электронной голографической системы неизбежны амплитудные и фазовые ошибки, обусловленные нерегулярностью пространственных параметров системы, т. е. разбросом амплитудно и фазо-частотных характеристик пространственных каналов системы, а также ошибками измерения в каналах за счет шумов.

При исследовании влияния ошибок системы, учитывая, что конечным результатом работы системы является интенсивность восстановленного по голограмме изображения, удобнее анализировать среднюю мощность взвешенного системой элементарного импульсного сигнала, иначе говоря, средний квадрат импульсной переходной функции системы.

В такой постановке задача формально совпадает с задачей о статистике диаграммы направленности линейной антенны, исследованной подробно в [7].

Средняя мощность импульсного отклика системы с амплитудными и фазовыми ошибками запишем, отказываясь для общности от требования физической реализуемости, в виде

$$\bar{P}(y) = \int_{-1}^{+1} \int_{-1}^{+1} K_0(\omega_1) K_0(\omega_2) e^{A(\omega_1)+A(\omega_2)+j[\varphi(\omega_1)-\varphi(\omega_2)]} e^{j\omega_1 y - j\omega_2 y} d\omega_1 d\omega_2, \quad (6)$$

где $K(\omega) = K_0 e^{A(\omega)}$ случайная АЧХ; $\varphi(\omega)$ случайная ФЧХ; $K_0(\omega)$ — АЧХ в отсутствие амплитудных ошибок; $A(\omega) = \ln \frac{K(\omega)}{K_0(\omega)}$ — уровень амплитуды.

Проведя усреднение, получим, в соответствии с [7], выражение

$$P(y) = K_0(\omega) e^{2A_0 + \sigma_{A_0}^2 - \sigma_{\varphi_0}^2} \int_{-1}^1 \int_{-1}^1 e^{\sigma_{A_0} r_B(\omega_1, \omega_2) + \sigma_{\varphi_0} r_{\varphi}(\omega_1, \omega_2)} e^{j\omega_1 y - j\omega_2 y} d\omega_1 d\omega_2, \quad (7)$$

где $A_0 = \overline{A(\omega)}$, σ_{A_0} — дисперсия амплитудных ошибок; σ_{φ_0} — дисперсия фазовых ошибок, $r_{\varphi}(\omega_1, \omega_2)$ — коэффициент корреляции фазовых ошибок, $r_B(\omega_1, \omega_2)$ — коэффициент корреляции амплитудных ошибок.

На основании вышеприведенных формул можно сделать ряд важных выводов.

1. Величина средней мощности импульсного отклика не зависит от степени связи амплитудных и фазовых ошибок.

2. Ошибки уровня амплитуды и ошибка фазы одинаково влияют на искажения средней мощности импульсного отклика, вызывая его дополнительное «размазывание» в пространстве.

3. Величина средней мощности импульсного отклика зависит не только от дисперсии ошибок, но и от корреляции их.

Приведенные в [7] количественные и качественные данные позволяют утверждать, что влияние ошибок при одной и той же дисперсии тем меньше, чем больше интервал корреляции ошибок. Применительно к голографическим системам с последовательно-параллельной обработкой пространственного сигнала это означает, что опорная волна должна формироваться в той координатной оси, где преобладает последовательная обработка пространственного сигнала, так как в этом случае интервал корреляции ошибок резко возрастает и поэтому влияние ошибок уменьшается. При параллельной обработке пространственного сигнала интервал корреляции мал и не превышает обычно расстояния между двумя соседними пространственными каналами. Таким образом, за счет ошибок системы возможно некоторое выравнивание разрешения по двум координатным осям.

Следует отметить еще одно немаловажное для разработчика системы голографического звуковидения обстоятельство. Широко распространенные в радио- и звуковидении антенные решетки позволяют формировать лишь дискретные голограммы с дискретностью, определяемой теоремой Котельникова, т. е. две выборки на период максимальной пространственной частоты [2, 8]. В результате дискретизации возникает ряд побочных паразитных эффектов, которые для устройств голографического видения выражаются в том, что происходит зашумление восстановленного изображения расфокусированными сопряженными изображениями высоких порядков [9]. Учитывая это обстоятельство, интересно рассмотреть некоторые инструментальные методы борьбы с описанным в [9] явлением.

Дальнейшее изложение удобнее вести в терминах теории сигналов, рассматривая сформированную системой плоскую голограмму как конечной длительности пространственный сигнал, несущий посредством модуляции информацию о пространственно-частотном содержании голографируемого объекта. Положив для простоты задачу одномерной, запишем формулу дискретизированной по Котельникову бинарной голограммы.

$$r(y) = \text{comb}(y) \text{rest} \{ \text{sign} [\cos (\omega_0 y + \varphi(y))] \}, \quad (8)$$

где

$$\text{comb}(y) = \sum_0^{\infty} \delta \left(y - \frac{n}{2f_{\max}} \right),$$

y — пространственная координата в плоскости индикации голограммы; f_{\max} — максимальная пространственная частота голо-

граммы; $\omega_0 = 2\pi f_0$ — несущая частота голограммы; $\varphi(y)$ — распределение фаз поля, дифрагированного на объекте в плоскости индикации голограммы;

$$\text{sign}(\) = \begin{cases} 1 & \pi k < \omega_0 y + \varphi(y) \leq \frac{\pi}{2} + \pi k \quad (k=0, 1, 2, \dots), \\ 0 & \frac{\pi}{2} + \pi k \leq \omega_0 y + \varphi(y) \leq \pi k \quad (k=0, 1, 2, \dots); \end{cases}$$

$$\text{rest}(\) \begin{cases} 1 & 0 < y \leq Y_0, \\ 0 & \text{в остальных случаях;} \end{cases}$$

Y_0 — размер голограммы по оси y .

Заменим в (8) последовательность дискретов вида $\text{comb}(y)$ последовательностью примыкающих друг к другу прямоуголь-



Рис. 5. Интерполированная бинарная голограмма точки.

Объект расположен от плоскости индикации голограммы на расстоянии 0.5 м. Частота зондирующего сигнала 400 кГц. Голограмма уменьшена в 60 раз.

ных импульсов одинаковой амплитуды и длительности $\tau = y_{n+1} - y_n = 1/2f_{\text{max}}$, равной периоду повторения дискретов. Назовем заданную таким образом последовательность последовательностью опорных импульсов. Значение дискрета из (8), которое может быть либо 1, либо 0, определяет амплитуду следующего за ним опорного импульса, которая также равна соответственно либо 1, либо 0. Таким образом, из дискретной голограммы (8) получается интерполированная непрерывная голограмма

$$r_1(y) \approx \text{rest} \{ \text{sign} [\cos (\omega_0 y + \varphi(y))] \}. \quad (9)$$

Так как длительность опорного импульса равна половине периода максимальной пространственной частоты голограммы, можно утверждать, что дополнительных потерь информации в интерполированной голограмме (9) по сравнению с дискретизированной (8) не будет.

Очевидно, что интерполирующее устройство для бинарных голограмм будет несложным и может быть выполнено по описанному алгоритму на простых логических схемах. На рис. 5 приведена интерполированная бинарная голограмма точки, полученная на экспериментальной установке. Интерполирование осуществлялось только по строке. Дискретность по вертикали обусловлена вертикальным шагом механического сканирующего устройства.

Таким образом, разработчику системы следует иметь в виду, что устройства отображения обработанной информации (УОТ) голографических систем радио- и звуковидения не обязаны повторять дискретную структуру приемных антенн.

В заключение можно отметить, что многоканальные электронные системы голографического видения, являясь принципиально новыми устройствами, в теоретическом отношении не стоят особняком среди остальных устройств современной радиоэлектроники, и для их анализа с успехом можно использовать мощный математический аппарат теории линейных и нелинейных систем, а также теории сигналов.

ЛИТЕРАТУРА

1. Гудмен Дж. Введение в принципы и применения голографии. — В кн.: Применения голографии. М., «Мир», 1973, с. 9.
2. Мюллер Р. Акустическая голография. — В кн.: Применения голографии. М., «Мир», 1973, с. 44.
3. Сороко Л. М. Основы голографии и когерентной оптики. М., «Наука», 1971.
4. Левин Б. Р. Теоретические основы статистической радиотехники. Кн. 1. М., «Советское радио», 1974.
5. Горяинов В. Т., Журавлев А. Г., Тихонов В. И. Примеры и задачи по статистической радиотехнике. М., «Советское радио», 1970.
6. Пистолькорс А. А. О разрешающей способности голограммы. — ДАН СССР, 1967, 172, № 2, с. 334.
7. Шифрин Я. С. Вопросы статистической теории антенн. М., «Советское радио», 1970.
8. Сафронов Г. С., Сафронова А. П. Введение в радиоголографию. М., «Советское радио», 1973.
9. Мещаникин В. М. Об особенностях дискретных голограмм с постоянным шагом. — Радиотехника и электроника, 1971, 16, № 2, с. 371—379.

ФОРМИРОВАНИЕ ЗВУКОВЫХ ИЗОБРАЖЕНИЙ В ФАЗОВОЙ ГОЛОГРАФИЧЕСКОЙ СИСТЕМЕ

Среди многочисленных голографических методов образования изображений тел, излучающих или рассеивающих звук [1], следует отметить группу способов, связанных с фазовой модуляцией лазерного пучка. Фазовая модуляция осуществляется, например, при помощи отражения пучка от колеблющейся поверхности жидкости или твердого тела, а также путем изменения показателя преломления кристалла, расположенного на выходе

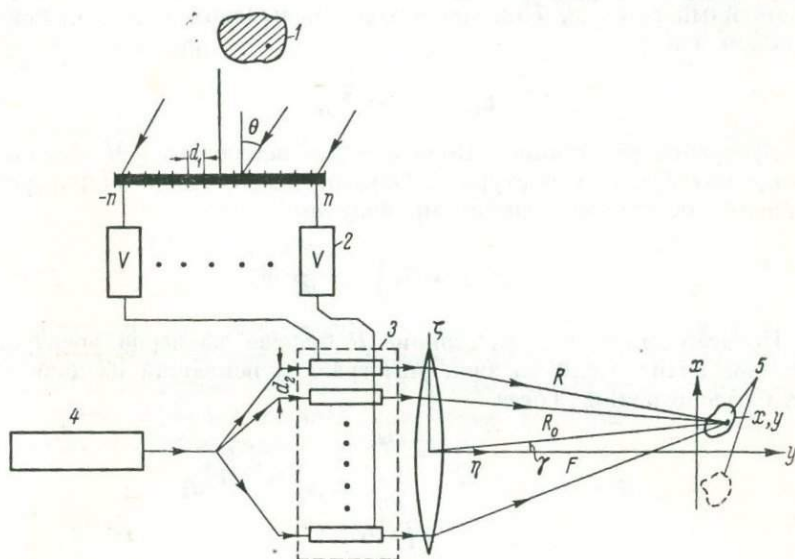


Рис. 1. Схема образования изображения.

1 — объект, 2 — усилитель, 3 — дифракционный модулятор света, 4 — источник света, 5 — изображение объекта.

сканируемой системы. Для голографических акустических систем может применяться многоканальный ультразвуковой модулятор света, описанный в [2].

Мы рассмотрим многоканальную систему с фазовой модуляцией, работающую в реальном масштабе времени (рис. 1). Звук, излучаемый или отраженный объектом 1, падает на решетку звукоприемников. Напряжения с выходов приемников подаются на дифракционный многоканальный модулятор света 3. Под действием этих напряжений меняется оптическая длина пути света, проходящего через модулятор. В результате на выходе модулятора фаза световой волны будет промодулирована в соответ-

Так как длительность опорного импульса равна половине периода максимальной пространственной частоты голограммы, можно утверждать, что дополнительных потерь информации в интерполированной голограмме (9) по сравнению с дискретизированной (8) не будет.

Очевидно, что интерполирующее устройство для бинарных голограмм будет несложным и может быть выполнено по описанному алгоритму на простых логических схемах. На рис. 5 приведена интерполированная бинарная голограмма точки, полученная на экспериментальной установке. Интерполирование осуществлялось только по строке. Дискретность по вертикали обусловлена вертикальным шагом механического сканирующего устройства.

Таким образом, разработчику системы следует иметь в виду, что устройства отображения обработанной информации (УОТ) голографических систем радио- и звуковидения не обязаны повторять дискретную структуру приемных антенн.

В заключение можно отметить, что многоканальные электронные системы голографического видения, являясь принципиально новыми устройствами, в теоретическом отношении не стоят особняком среди остальных устройств современной радиоэлектроники, и для их анализа с успехом можно использовать мощный математический аппарат теории линейных и нелинейных систем, а также теории сигналов.

ЛИТЕРАТУРА

1. Гудмен Дж. Введение в принципы и применения голографии. — В кн.: Применения голографии. М., «Мир», 1973, с. 9.
2. Мюллер Р. Акустическая голография. — В кн.: Применения голографии. М., «Мир», 1973, с. 44.
3. Сороко Л. М. Основы голографии и когерентной оптики. М., «Наука», 1971.
4. Левин Б. Р. Теоретические основы статистической радиотехники. Кн. 1. М., «Советское радио», 1974.
5. Горяинов В. Г., Журавлев А. Г., Тихонов В. И. Примеры и задачи по статистической радиотехнике. М., «Советское радио», 1970.
6. Пистолькорс А. А. О разрешающей способности голограммы. — ДАН СССР, 1967, 172, № 2, с. 334.
7. Шифрин Я. С. Вопросы статистической теории антенн. М., «Советское радио», 1970.
8. Сафронов Г. С., Сафронова А. П. Введение в радиоголографию. М., «Советское радио», 1973.
9. Мещанин В. М. Об особенностях дискретных голограмм с постоянным шагом. — Радиотехника и электроника, 1971, 16, № 2, с. 371—379.

ФОРМИРОВАНИЕ ЗВУКОВЫХ ИЗОБРАЖЕНИЙ
В ФАЗОВОЙ ГОЛОГРАФИЧЕСКОЙ СИСТЕМЕ

Среди многочисленных голографических методов образования изображений тел, излучающих или рассеивающих звук [1], следует отметить группу способов, связанных с фазовой модуляцией лазерного пучка. Фазовая модуляция осуществляется, например, при помощи отражения пучка от колеблющейся поверхности жидкости или твердого тела, а также путем изменения показателя преломления кристалла, расположенного на выходе

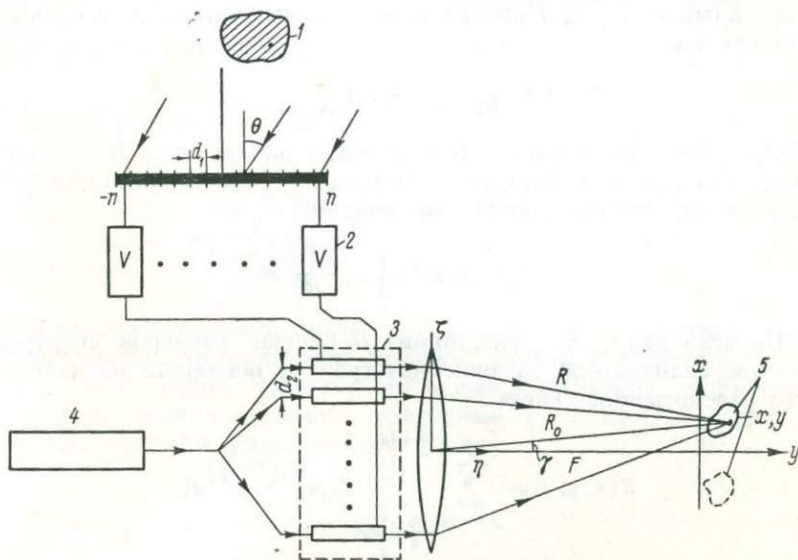


Рис. 1. Схема образования изображения.

1 — объект, 2 — усилитель, 3 — дифракционный модулятор света, 4 — источник света, 5 — изображение объекта.

сканируемой системы. Для голографических акустических систем может применяться многоканальный ультразвуковой модулятор света, описанный в [2].

Мы рассмотрим многоканальную систему с фазовой модуляцией, работающую в реальном масштабе времени (рис. 1). Звук, излучаемый или отраженный объектом 1, падает на решетку микроприемников. Напряжения с выходов приемников подаются на дифракционный многоканальный модулятор света 3. Под действием этих напряжений меняется оптическая длина пути света, проходящего через модулятор. В результате на выходе модулятора фаза световой волны будет промодулирована в соответ-

ствии со звуковыми давлениями на каждом из приемников. Изменения фазы в каждом из каналов зададим в виде

$$\Delta\varphi_j = k_1 U_0 f_j \cos(\omega t + \alpha_j), \quad (1)$$

ω — угловая частота звука, f_j и α_j — соответственно распределения амплитуд и фаз сигналов в различных каналах, U_0 — амплитуда изменения величины $\Delta\varphi$ в канале $j=0$, k_1 — волновое число света.

На входе интегрирующей линзы световое поле будет

$$E_{1j} = e^{ik_1 U_0 f_j \cos(\omega t + \alpha_j) - i\omega t}, \quad (2)$$

ω_1 — угловая частота света. Заметим, что записать выражение (1) в комплексной форме нельзя, так как модуляция представляет собой нелинейный процесс. Поле на выходе линзы (считая ее идеальной) запишем как

$$E_{2j} = E_{1j} e^{-i \frac{k_1 \xi^2}{2F}}, \quad (3)$$

F — фокусное расстояние. Поле в точке наблюдения M запишем в виде интеграла по апертуре S . Опуская несущественные для дальнейшего постоянные множители, получим

$$E(x, y, t) = \int_S E_2 \frac{e^{ik_1 R}}{R} d\xi.$$

Полагая далее, что расстояние R больше размеров апертуры, вынесем знаменатель за знак интеграла и исключим из дальнейшего рассмотрения. Тогда

$$E(x, y, t) = \sum_{j=-n}^n \int_{-\frac{a_2}{2} + jd_2}^{\frac{a_2}{2} + jd_2} E_{1j} e^{ik_1 \left(R - \frac{\xi^2}{2F}\right)} d\xi, \quad (4)$$

где a_2 — ширина одного канала модулятора.

Запишем R в следующем виде:

$$R = \sqrt{R_0^2 + \xi^2} - 2\xi R_0 \sin \gamma \approx R_0 - \xi \sin \gamma + \frac{1}{2} \frac{\xi^2}{R_0^2} \cos^2 \gamma, \quad R_0 = \frac{F+y}{\cos \gamma}.$$

Будем рассматривать поле вблизи фокальной плоскости линзы на небольших расстояниях от нее ($y \ll F$). Поэтому

$$\begin{aligned} R - \frac{\xi^2}{2F} &\approx R_0 - \xi \sin \gamma + \frac{1}{2} \frac{\xi^2}{R_0^2} \cos^2 \gamma - \frac{\xi^2}{2F} = R_0 - \xi \sin \gamma + \frac{\xi^2}{2} \left(\frac{\cos^2 \gamma}{F+y} - \frac{1}{F} \right) \approx \\ &\approx R_0 - \xi \sin \gamma - \frac{\xi^2}{2F^2} y + \frac{\xi^2}{2F} (\cos^4 \gamma - 1). \end{aligned} \quad (5)$$

Оценим величину четвертого слагаемого и заметим, что нас будут интересовать весьма малые углы γ . Если период решетки модуля-

тора равен 0.1 см, то угол первого дифракционного спектра и $\lambda_1 = 5 \cdot 10^{-5}$ см будет $5 \cdot 10^{-5}/0.1 = 5 \cdot 10^{-4}$.

При длине апертуры модулятора, равной 10 см, и $F = 200$ см получаем для четвертого слагаемого оценку $\lambda_1/200$. Следовательно этим слагаемым можно пренебречь. Введем замену переменных $\xi' = \xi - jd_2$. Тогда третье слагаемое можно записать следующей образом:

$$-\frac{y}{2F^2} [\xi'^2 + 2jd_2\xi' + (jd_2)^2]. \quad (6)$$

Поскольку интегрирование проводится по малому участку в пределах одного элемента модулятора, то первым слагаемым в этом выражении также можно пренебречь. После интегрирования и нормировки на величину Nk_1a_2 ($N = 2n + 1$) найдем

$$E(x, y, t) = e^{-i\omega_1 t + ik_1 R_0} \frac{1}{N} \sum_{j=-1}^n e^{ik_1 U_0 f_j \cos(\omega t + \alpha_j) - iz_j - i \frac{k_1 y}{2F^2} (jd_2)^2} r_j(\gamma), \quad (7)$$

$$r_j(\gamma) = \frac{\sin \left[\frac{k_1 a_2}{2} \left(\sin \gamma + \frac{jd_2}{F^2} y \right) \right]}{\frac{k_1 a_2}{2} \left(\sin \gamma + \frac{jd_2}{F^2} y \right)}, \quad z_j = jk_1 d_2 \sin \gamma.$$

Поскольку существующие индикаторы света реагируют на интенсивность, то принятый световой сигнал определится величиной $|E|^2$. Будем считать, что время экспозиции значительно превышает период звуковых колебаний T . Тогда, осредняя по периоду, получим интенсивность света

$$I = \frac{1}{T} \int_0^T |E(t)|^2 dt. \quad (8)$$

Проанализируем сначала структуру поля в фокальной плоскости $y = 0$. Для этого рассмотрим некоторые частные случаи.

Пусть звук отсутствует и $\Delta\varphi_j = 0$. В этом случае сумма (7) образует геометрическую прогрессию. Суммируя ее, находим $I = |R_0(\gamma)|^2$, где

$$R_0(\gamma) = r_0(\gamma) \frac{\sin \left(\frac{N}{2} k_1 d_2 \sin \gamma \right)}{N \sin \left(\frac{k_1 d_2}{2} \sin \gamma \right)}. \quad (9)$$

Выражение (9) совпадает с диаграммой направленности решетки из N элементов с волновым расстоянием между элементами $k_1 d_2$. Диаграмма направленности каждого элемента определяется функцией $r_0(\gamma)$, характеризующей диаграмму отрезка длиной $k_1 a_2$.

Поскольку $k_1 d_2 \gg 1$, то функция $I(\gamma)$ представляет собой набор узких максимумов (спектров). Расстояние между спектрами

определяется равенством $\sin \gamma = \lambda_1/d_2$. Ширина каждого спектра в N раз меньше расстояния между ними. Интенсивности поля в максимумах убывают при увеличении номера спектра m по закону $|r_0 (\lambda_1 m/d_2)|^2$.

Максимумы распределения поля, определяемого формулой (9), можно назвать паразитными спектрами, поскольку они создают засветку поля зрения и при отсутствии звука.

Предположим теперь, что на решетку звукоприемников падает плоская звуковая волна под углом θ . Тогда, полагая $f_j = 1$, $\alpha_j = jkd_1 \sin \theta$ (k — волновое число звука, d_1 — расстояние между элементами), можно переписать (7) следующим образом (по-прежнему рассматриваем поле в фокальной плоскости $y = 0$):

$$E(x, 0, t) = e^{-i\omega t + ik_1 R_0} \frac{r_0(\gamma)}{N} \sum_{j=-n}^n e^{ik_1 U_0 \cos(\omega t + jkd_1 \sin \theta) - izj}.$$

Представим экспоненту в виде ряда

$$e^{ik_1 U_0 \cos(\omega t + jkd_1 \sin \theta)} = \sum_{m=-\infty}^{\infty} i^m J_m(k_1 U_0) e^{im(\omega t + jkd_1 \sin \theta)} \quad (10)$$

и выполним суммирование по j . В результате найдем

$$E(x, 0, t) = e^{ik_1 R_0} \sum_{m=-\infty}^{\infty} i^m J_m(k_1 U_0) e^{i(-\omega_1 + m\omega)t} R_m(\gamma),$$

где $R_m(\gamma)$ определяется выражением

$$R_m(\gamma) = r_0(\gamma) \frac{\sin\left(\frac{N}{2}(mkd_1 \sin \theta - k_1 d_2 \sin \gamma)\right)}{N \sin\left(\frac{1}{2}(mkd_1 \sin \theta - k_1 d_2 \sin \gamma)\right)}. \quad (11)$$

Множители $R_m(\gamma)$ характеризуют набор пространственных спектров различных порядков. Углы γ_{mq} , при которых появляются эти спектры, определяются соотношением

$$\sin \gamma_{mq} = \frac{2\pi q}{k_1 d_2} + m \frac{k d_1}{k_1 d_2} \sin \theta \quad (m, q = 0, \pm 1, \pm 2 \dots). \quad (12)$$

Член $R_0(\gamma)$ характеризует паразитные спектры, рассмотренные выше (спектры нулевого порядка). Остальные члены дают представление об образовании изображения. Расположение спектров показано на рис. 2. Первый индекс есть номер, определяемый величиной нелинейной зависимости E от $k_1 U_0$. Второй — характеризует порядковый дифракционный номер. Паразитные максимумы не заштрихованы. Одинарной штриховкой показаны спектры, амплитуда которых пропорциональна $J_1(k_1 U_0)$ (спектры нулевого порядка), двойной штриховкой — спектры, амплитуда которых пропорциональна $J_2(k_1 U_0)$.

При увеличении амплитуды колебаний U_0 будет расти интенсивность света в спектрах первого и более высоких порядков и будет уменьшаться амплитуда в спектре нулевого порядка.

Наиболее важным является то обстоятельство, что расстояние между спектрами нулевого и первого порядков пропорционально синусу угла прихода звука. Если пространственный объект или группу объектов представить как совокупность источников, излучающих звук, каждый из которых создает в пределах приемной решетки волну, близкую к плоской, то поле в фокальной плоскости будет складываться из максимумов (световых пятен), соответствующих этим волнам. В результате этого наложения образуется изображение излучающего или отражающего звук объекта.

Из рис. 2 и выражения (12) следует, что изображение симметрично относительно осевой линии. Такая симметрия вносит неоднозначность, поскольку изображение одной точки на объекте дает две светящиеся точки в плоскости изображения. Исключить неоднозначность, обрезав половину поля зрения, не удастся в связи с тем, что изображения двух объектов, расположенных симметрично от-

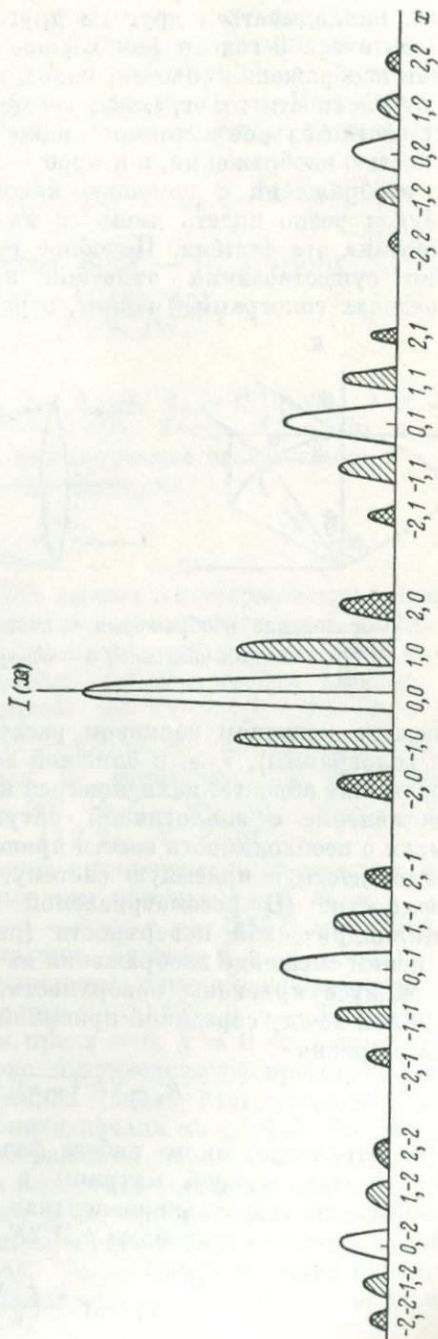


Рис. 2. Распределение поля в плоскости изображения.

носительно оси (в направлениях $\pm \theta$), будут в фокальной плоскости накладываться друг на друга.

В оптической голографии хорошо известно, что при восстановлении изображения объекта, находящегося на конечном расстоянии от плоскости голограммы, восстанавливаются два изображения (действительное и мнимое), одно из которых находится перед плоскостью изображения, а второе — за ней. При рассмотрении этих изображений с помощью какой-либо оптической системы мы будем резко видеть лишь то изображение, на которое сфокусирована эта система. Подобное расположение является следствием существования заметной кривизны фазового фронта (в пределах голограммы) волны, отраженной от объекта, находя-

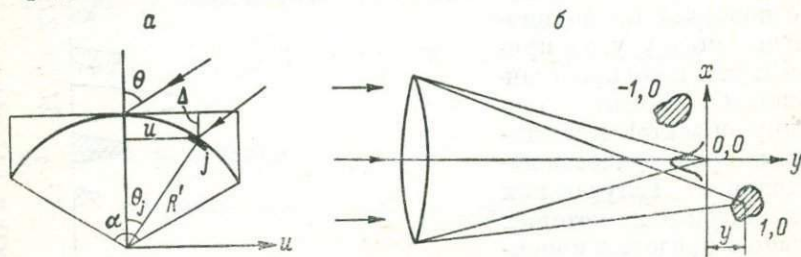


Рис. 3. Образование изображения в изогнутой системе звукоприемников.
 а — система координат, б — образование изображений.

щегося на конечном волновом расстоянии $r \ll L^2/\lambda$ (L — апертура голограммы), т. е. в ближней зоне. Мы же хотим получить изображение объекта, находящегося на произвольном расстоянии. Сопоставление с аналогичной ситуацией в оптике приводит к мысли о необходимости ввести кривизну фазового фронта искусственно, изогнув приемную систему, например, по сферической поверхности. (В рассматриваемой здесь двумерной задаче — по цилиндрической поверхности (рис. 3, а)).

Оценим смещение изображения из фокальной плоскости линзы при радиусе кривизны поверхности, равном R' . Разность фаз колебаний между серединой приемной системы и точкой с координатой u равна

$$k(R' - \sqrt{R'^2 - u^2}) \approx \frac{ku^2}{2R'}$$

Существование такого набега фазы приведет к тому, что на выходе модулирующей матрицы в оптической части системы образуется некоторая эквивалентная линза с фокусным расстоянием F_1 , дающая сдвиг фазы $k_1 \xi^2 / 2F_1$. Приравнявая два последних выражения, находим

$$F_1 = R' \frac{k_1}{k} \left(\frac{\xi}{u} \right)^2$$

Для приближенной оценки пренебрежем неравномерностью расположения проекций элементов на ось u по апертуре приемной системы. Тогда множитель в скобках даст масштаб изменения голограммы, равный отношению оптической и акустической апертур. Пусть угол раскрыва дуги равен α . При расстоянии между элементами d_1 радиус дуги и апертура будут соответственно равны

$$R = d_1(N-1)/\alpha, \quad L = 2R' \sin \frac{\alpha}{2} = 2 \sin \frac{\alpha}{2} \cdot \frac{d_1(N-1)}{\alpha}.$$

Оптическая апертура равна $d_2(N-1)$. Поэтому

$$F_1 = \frac{\alpha d_1(N-1)}{4 \sin^2 \frac{\alpha}{2}} \left(\frac{\lambda}{\lambda_1} \right) \left(\frac{d_2}{d_1} \right)^2.$$

Для оценки примем $d_1 = 1.5$ см, $d_2 = 0.15$ см, $\lambda = 3$ см, $\lambda_1 = 5 \cdot 10^{-5}$ см, $\alpha = 2\pi/3$, $N = 101$. Тогда $F_1 = 520$ м. Если фокусное расстояние линзы, формирующей изображение, $F = 2$ м, то смещение, вычисленное по формуле

$$y = \frac{FF_1}{F_1 - F} - F,$$

составит 8 мм. (рис. 3, б). Эта оценка подтверждается расчетами по формуле (7), результаты которых приведены на рис. 4. При проведении расчетов считалось, что элементы расположены по дуге окружности, причем диаграмма направленности каждого элемента определяется функцией $\cos(\theta - \theta_j)$, где $\theta_j = jd_1/R$ (рис. 3, а). Тогда $f_j = \cos(\theta - \theta_j)$; $\alpha_j = -kR [\cos \theta - \cos(\theta - \theta_j)]$. Расчет выполнялся по формулам (7), (8), причем $k_1 U_0 = 2$, $kd_1 = 3.14$, $\theta = 30^\circ$, $k_1 d_2 = 18\,850$, $k_1 a_2 = 12\,560$, $F = 200$ см, $kR = kd_1(N-1)3/2\pi$, $N = 101$.

Угол отклонения максимума интенсивности определяется формулой (12). Для спектра первого порядка $q=0$, $m=1$ найдем $\sin \gamma_{10} = 8.33 \cdot 10^{-5}$ или $x = -F \sin \gamma_{10} = 0.167$ мм. Действительно, в точке с координатами, близкими к $x = -0.167$ мм, $y = 8$ мм, на рис. 4 виден максимум, дающий изображение точки в звуковом поле. Максимум при $x = 0.167$, $y = -8$ мм дает второе изображение. Максимум при $x = 0$, $y = 0$ является нулевым паразитным спектром. На рис. 4 приведены распределения интенсивности света в двух сечениях (вдоль распространения света и перпендикулярно ему) вблизи начала координат. На рис. 3, б показано расположение изображения объекта относительно фокальной области линзы для изогнутой системы звукоприемников.

Для устранения засветки поля зрения из-за существования нулевого спектра можно закрыть область вблизи начала координат непрозрачной заслонкой. Тогда получится оптическая система, близкая в системе, применяемой для визуализации звука методом темного поля.

Смещение светлой точки (спектра первого порядка) в плоскости изображения при изменении угла θ показано на рис. 5. При увеличении угла падения звука интенсивность света уменьшается, что связано с направленными свойствами одного эле-

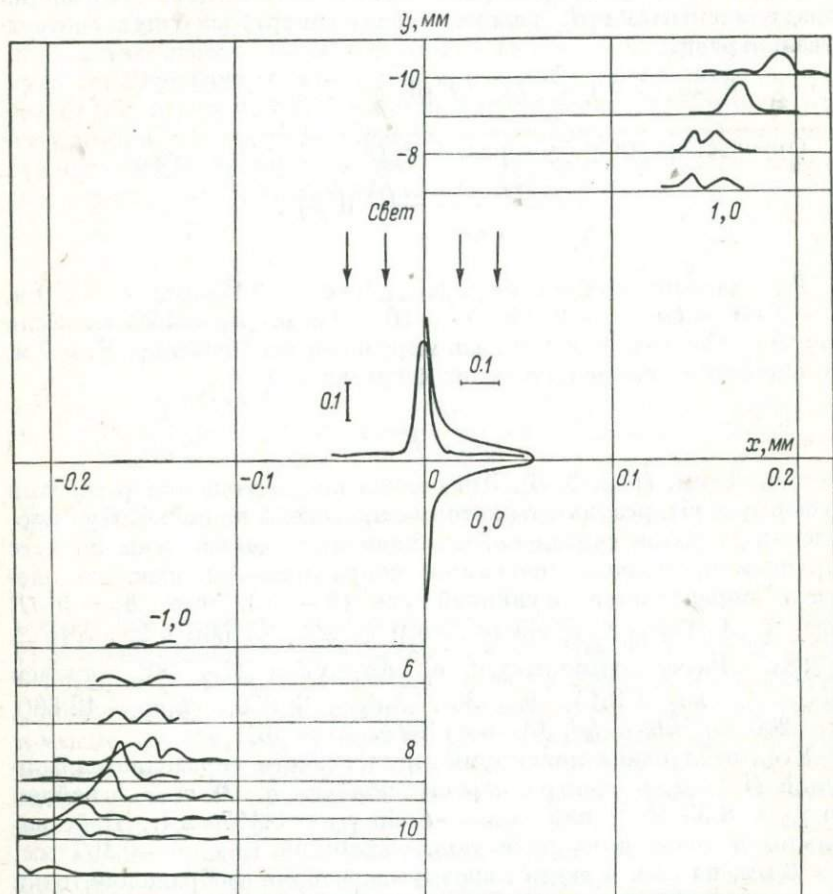


Рис. 4. Распределение интенсивности света вблизи фокуса.

мента модулятора света. Это уменьшение определяется множителями $r_m(\gamma)$ в формулах (7) или $r_0(\gamma)$ в формуле (14).

Заметим, что значение величины

$$\sin \gamma_{10} = \frac{k d_1}{k_1 d_2} \sin \theta,$$

определяющей размер поля зрения, зависит от отношения акустического волнового периода решетки звукоприемников и свето-

вого волнового периода решетки модулятора света. В приведенном расчетном примере поле зрения составляет примерно 0.6 мм (рис. 5). Поэтому рассматривание изображения возможно лишь с помощью увеличительной оптической системы. Для увеличения угла γ_{10} можно либо увеличивать kd_1 , либо уменьшать k_1d_2 . Однако при $kd_1 > 2\pi$ в поле зрения будут появляться новые спектры, соответствующие возникновению значительных добавочных максимумов диаграммы направленности решетки. Поэтому увеличение волнового периода решетки звукоприемников ограничено сверху величиной, равной 2π . Таким образом, следует стремиться к уменьшению периода решетки модулятора света.

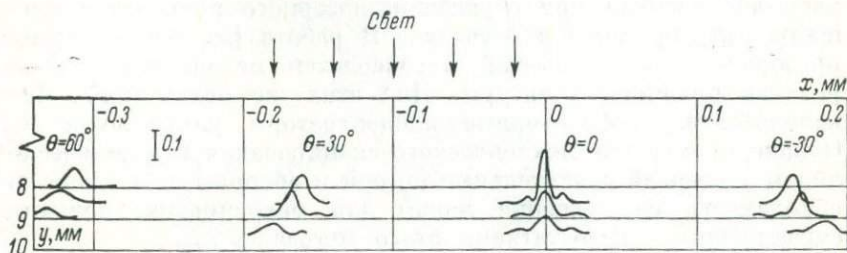


Рис. 5. Распределение интенсивности света в спектре первого порядка при различных углах падения звуковой волны.

При голографии с промежуточной голограммой, записанной на фотопленке, информация о фазе сигналов не может быть записана без применения опорной волны, которая при интерференции с падающей волной позволяет преобразовать распределение фазы в распределение амплитуды (или интенсивности) света.

При описанном здесь способе формирования изображения складываются мгновенные значения сигналов, которые регистрируются в один и тот же момент времени. Поэтому применение опорной волны при голографии в реальном масштабе времени не нужно.

Кроме того, как видно из рис. 1, оптические длины световых лучей, прошедших через отдельные каналы модулятора, равны. Поэтому интерференция лучей будет происходить не только в монохроматическом, но и достаточно широкополосном свете. Это обстоятельство дает возможность использовать вместо лазера обычные источники света.

ЛИТЕРАТУРА

1. Бабин Л. В., Гуревич С. Б. Акустическая голография (Обзор). Акустич. журн., 1971, 17, № 4, с. 489—512.
2. Ламберт Л., Арм М., Аймет А. Электронно-оптическая обработка сигналов в фазированных антенных решетках. — Зарубежная радиоэлектроника, 1968, № 8, с. 3—34.

О ФОРМИРОВАНИИ СФОКУСИРОВАННОГО ИЗОБРАЖЕНИЯ
В АКУСТИЧЕСКОЙ ГОЛОГРАФИИ

Как в оптике, так и в акустике в схеме получения голограммы используются фокусирующие устройства в виде линз, рефлекторов или зонных пластинок [1—3]. В работе [4], например, описана система, в которой на поверхности жидкости с помощью акустической линзы формируется голограмма сфокусированного изображения, а восстановление осуществляется в реальном масштабе времени при отражении лазерного пучка от поверхности раздела жидкость—воздух. В работе [5] фокусирующим преобразователем — линзой производится механическое сканирование приемной апертуры. Для этих же целей могут быть использованы рефлекторные концентраторы ультразвука [6]. Однако применение механического сканирования и акустической линзы, имеющей значительные потери и aberrации, а также необходимость перемещения линзы для фокусировки, являются существенными недостатками этого метода.

Представляет интерес создание системы звуковидения, основанной на электрических фокусировке и сканировании сфокусированного акустического пучка в режиме излучения—приема. Действительно, создавая электрически управляемое амплитудно-фазовое распределение на элементах дискретной антенны, например подобное зонной пластинке Френеля, можно получить сфокусированное пятно и осуществить его сканирование в продольном и поперечном направлениях.

Принцип действия подобной голографической системы поясняется блок-схемой рис. 1. Электрический сигнал с передающего устройства 1 поступает на коммутатор 2, который управляется аналоговым устройством 3. Последнее по заданной программе управляет распределением на антенне. Сфокусированная дискретная антенна сканирует определенное сечение (x_2, y_2) объектного пространства (x_0, y_0, z_0) . Отраженная энергия, которая характеризует амплитуду и фазу объектной функции $\hat{R}(x_0, y_0)$, преобразуется антенной в электрический сигнал, коммутируется и поступает на усилитель 4. Здесь происходит сложение сигналов от отдельных элементов антенны и сравнение суммарного сигнала с опорным колебанием для каждой точки (x_0, y_0, z_0) объектного пространства. Преобразование, осуществляемое сфокусированной антенной, эквивалентно действию обычной линзы. Выходной индикатор 5 преобразует последовательно поступающие электрические сигналы в соответствующее распределение интенсивности света или какого-либо другого параметра, и таким образом на экране получаем голограмму сфокусированного изображения. Это распределение может быть восстановлено или интерпретировано непосредственно, что является несомненным преимуществом

вом подобного устройства. Полученная голограмма содержит контур объекта с интерференционной картиной, которая характеризует фазовое распределение объектной функции $R(x_0, y_0)$.

Проведем анализ процесса формирования изображения в такой системе. Если необходимо сфокусировать излучение в точку U_0 с координатами (x_0, y_0, z_0) , то распределение электрического сигнала на элементах передающей антенны должно иметь вид

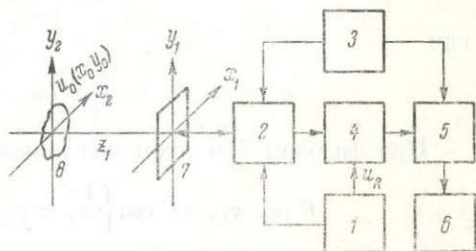
$$\dot{U}(x_1, y_1) = U \cos \left\{ \frac{k_1}{2z_0} [(x_1 - x_0)^2 + (y_1 - y_0)^2] \right\}, \quad (1)$$

где U — амплитуда возбуждающего сигнала.

Создание непрерывного распределения, определяемого (1), трудно реализуемо на практике. Обычно антенна выполняется дискрет-

Рис. 1. Блок-схема голографической системы.

1 — передающее устройство, 2 — коммутатор, 3 — аналоговое устройство, 4 — усилитель, 5 — индикатор, 6 — блок восстановления, 7 — плоскость антенны, 8 — плоскость объекта.



ной — эквидистантной или неэквидистантной. При периодической дискретизации с интервалами M_x, M_y антенну можно характеризовать ограничивающей функцией вида [7]

$$A(x_1, y_1) = \text{rect} \left(\frac{x_1}{L_x} \right) \text{rect} \left(\frac{y_1}{L_y} \right) \left[\text{circ} \left(\frac{2}{d_1} \sqrt{x_1^2 + y_1^2} \right) \right] * \text{comb} \left(\frac{x_1}{M_x} \right) \text{comb} \left(\frac{y_1}{M_y} \right) \quad (2)$$

при круглой форме антенных элементов и

$$A(x_1, y_1) = \text{rect} \left(\frac{x_1}{L_x} \right) \text{rect} \left(\frac{y_1}{L_y} \right) \left[\text{rect} \left(\frac{x_1}{d_x} \right) \times \text{rect} \left(\frac{y_1}{d_y} \right) * \text{comb} \left(\frac{x_1}{M_x} \right) \text{comb} \left(\frac{y_1}{M_y} \right) \right] \quad (3)$$

при прямоугольной форме элементов. Здесь L_x, L_y — размеры антенны; d_1 — диаметр антенного элемента; d_x, d_y — линейные размеры антенного элемента;

$$\text{rect}(x) = \begin{cases} 1 & |x| \leq \frac{1}{2}, \\ 0 & \text{в остальных случаях;} \end{cases}$$

$$\text{comb}(x) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta(x - n).$$

Звездочка * означает операцию свертки.

При фазовой модуляции распределение сигнала по элементам антенны должно быть

$$\dot{U}(x_1, y_1) = U \cos \left[\frac{\theta}{2} \sin \left\{ \frac{k_1}{2z_0} [(x_1 - x_0)^2 + (y_1 - y_0)^2] \right\} \right], \quad (4)$$

где θ — разность между максимальным и минимальным значениями фазового сдвига.

Реализация непрерывного распределения амплитуды или фазы вида (4) или (5) весьма сложна, поэтому применяется бинарное квантование сигнала или по амплитуде или по фазе.

При амплитудном бинарном квантовании

$$\dot{U}(x_1, y_1) = U \left[\frac{1}{2} + \frac{\cos [\varphi(x_0, y_0)]}{2 |\cos [\varphi(x_0, y_0)]|} \right], \quad (5)$$

где

$$\varphi(x_0, y_0) = \frac{k_1}{2z_0} [(x_1 - x_0)^2 + (y_1 - y_0)^2].$$

При фазовом бинарном квантовании

$$\dot{U}(x_1, y_1) = U \cos \left\{ \frac{\theta}{2} \left[\frac{1}{2} + \frac{\sin [\varphi(x_0, y_0)]}{2 |\sin [\varphi(x_0, y_0)]|} \right] \right\}. \quad (6)$$

Для дальнейшего анализа представим (5) в виде бесконечной суммы [3]

$$\dot{U}(x_1, y_1) = U \sum_{m=0}^{\infty} C(0, m) \cos [m\varphi(x_0, y_0)], \quad (7)$$

здесь

$$C(0, m) = \frac{E_m}{2\Gamma\left(1 - \frac{m}{2}\right)\Gamma\left(1 + \frac{m}{2}\right)},$$

где $\Gamma(x)$ — гамма-функция, а

$$E_m = \begin{cases} 1 & m=0, \\ 2 & m=1, 2. \end{cases}$$

Тогда окончательно имеем

$$\dot{U}(x_1, y_1) = U \left\{ \frac{1}{2} + \sum_{m=1, 3, 5} \frac{2(-1)^{\frac{m-1}{2}}}{m\pi} \cos [m\varphi(x_0, y_0)] \right\}. \quad (8)$$

При анализе случая фазовой модуляции, воспользовавшись тождеством

$$\cos \left[\frac{\theta}{2} \sin x \right] = \sum_{q=0}^{\infty} J_q \left(\frac{\theta}{2} \right) \cos qx,$$

где J_q — функция Бесселя первого рода порядка q , получим

$$\dot{U}(x_1, y_1) = U \sum_{q=0}^{\infty} J_q\left(\frac{\theta}{2}\right) \left\{ \frac{1}{2} + \sum_{m=1,3,5}^{\infty} \frac{2(-1)^{\frac{m-1}{2}}}{m\pi} \cos [mq\varphi(x_0, y_0)] \right\}. \quad (10)$$

Волновое поле в плоскости антенны определится выражением

$$\dot{V}(x_1, y_1) = K_1 \dot{U}(x_1, y_1) A(x_1, y_1). \quad (11)$$

Комплексная амплитуда поля в плоскости (x_2, y_2) , расположенной на расстоянии z_1 от антенны, в параксиальном приближении определится интегралом Френеля—Кирхгофа, который после разложения квадратичных членов в экспоненте принимает вид [7]

$$\begin{aligned} \dot{U}(x_2, y_2) &= \frac{\exp(ik_1 z_1)}{i\lambda_1 z_1} \exp\left[i\frac{k_1}{2z_1}(x_2^2 + y_2^2)\right] \times \\ &\times \iint_{-\infty}^{\infty} \dot{V}(x_1, y_1) \exp\left[i\frac{k_1}{2z_1}(x_1^2 + y_1^2)\right] \times \\ &\times \exp\left[-i\frac{2\pi}{\lambda_1 z_1}(x_2 x_1 + y_2 y_1)\right] dx_1 dy_1. \end{aligned} \quad (12)$$

Таким образом, с точностью до амплитудного и фазового множителей функцию $\dot{U}(x_2, y_2)$ можно найти как Фурье-образ функции $\dot{V}(x_1, y_1) \exp\left[i\frac{k_1}{2z_1}(x_1^2 + y_1^2)\right]$ для пространственных частот $f_x = x_2/\lambda_1 z_1$, $f_y = y_2/\lambda_1 z_1$, что обеспечивает правильный масштаб в плоскости наблюдения

Подставляя в выражение (12) значение (11), с учетом (2) и (8), и используя теоремы Фурье-анализа, после ряда преобразований можно получить

$$\begin{aligned} \dot{U}(x_2, y_2) &= \exp(ik_1 z_1) \cdot K_1 U \sum_{k=-\infty}^{\infty} \sum_{l=-\infty}^{\infty} \frac{\pi d_1^2}{4M_x M_y} \times \\ &\times \frac{J_1 \left[\pi d_1 \sqrt{\left(\frac{k}{M_x}\right)^2 + \left(\frac{l}{M_y}\right)^2} \right]}{\pi d_1 \sqrt{\left(\frac{k}{M_x}\right)^2 + \left(\frac{l}{M_y}\right)^2}} L_x L_y \operatorname{sinc} \left[L_x \left(\frac{x_2}{\lambda_1 z_1} - \frac{k}{M_x} \right) \right] \times \\ &\times \operatorname{sinc} \left[L_y \left(\frac{y_2}{\lambda_1 z_1} - \frac{l}{M_y} \right) \right] + \exp(ik_1 z_1) \cdot K_1 U \sum_{m=1,3,5}^{\infty} \times \\ &\times \sum_{k=-\infty}^{\infty} \sum_{l=-\infty}^{\infty} \frac{\pi d_1^2}{2M_x M_y} \cdot \frac{J_1 \left[d_1 \pi \sqrt{\left(\frac{mx_0}{\lambda_1 z_1} + \frac{k}{M_x}\right)^2 + \left(\frac{my_0}{\lambda_1 z_1} + \frac{l}{M_y}\right)^2} \right]}{d_1 \pi \sqrt{\left(\frac{mx_0}{\lambda_1 z_1} + \frac{k}{M_x}\right)^2 + \left(\frac{my_0}{\lambda_1 z_1} + \frac{l}{M_y}\right)^2}} \times \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} & \times \exp \left\{ \frac{ik_1}{2z_1} \left[\left(1 - \frac{z_0}{z_0 - mz_1} \right) (x_0^2 + y_0^2) \right] \right\} \exp \left[\frac{ik_1}{2} \left(\frac{1}{z_1} \pm \frac{m}{z_0} \right) \times \right. \\ & \times (x_0^2 + y_0^2) \left. \right] L_x L_y \frac{2(-1)^{m-1}}{m\pi} \cdot \frac{1}{2} \operatorname{sinc} \left\{ L_x \left[\frac{x_2}{\lambda_1 z_1} \mp \left(\frac{mx_0}{\lambda_1 z_0} + \frac{k}{M_x} \right) \right] \right\} \times \\ & \times \operatorname{sinc} \left\{ L_y \left[\frac{y_2}{\lambda_1 z_1} \mp \left(\frac{my_0}{\lambda_1 z_0} + \frac{l}{M_y} \right) \right] \right\}. \end{aligned} \quad (13)$$

При фазовой бинарной модуляции и прямоугольных антенных элементах с учетом выражений (3), (10) из (12) имеем

$$\begin{aligned} \dot{U}(x_2, y_2) = & \exp(ik_1 z_1) \cdot K_1 U J_0 \left(\frac{\theta}{2} \right) \sum_{k=-\infty}^{\infty} \sum_{l=-\infty}^{\infty} \frac{d_x d_y}{2M_x M_y} L_x L_y \times \\ & \times \operatorname{sinc} \left(\frac{k d_x}{M_x} \right) \operatorname{sinc} \left(\frac{l d_y}{M_y} \right) \operatorname{sinc} \left[L_x \left(\frac{x_2}{\lambda_1 z_1} - \frac{k}{M_x} \right) \right] \times \\ & \times \operatorname{sinc} \left[L_y \left(\frac{y_2}{\lambda_1 z_1} - \frac{l}{M_y} \right) \right] + \exp(ik_1 z_1) \cdot K_1 U \sum_{q=-\infty}^{\infty} J_q \left(\frac{\theta}{2} \right) \sum_{m=1,3,5}^{\infty} \times \\ & \times \sum_{k=-\infty}^{\infty} \sum_{l=-\infty}^{\infty} \frac{d_x d_y}{M_x M_y} \left[\operatorname{sinc} \left(\frac{mq d_x x_0}{\lambda_1 z_0} - \frac{k}{M_x} \right) \operatorname{sinc} \left(\frac{mq d_y y_0}{\lambda_1 z_0} - \right. \right. \\ & \left. \left. - \frac{l}{M_y} \right) \right] \exp \left\{ \frac{ik_1}{2z_1} \left(1 - \frac{z_0}{z_0 - mqz_1} \right) (x_0^2 + y_0^2) \right\} \exp \left[\frac{ik_1}{2} \times \right. \\ & \times \left(\frac{1}{z_1} - \frac{mq}{z_0} \right) (x_0^2 + y_0^2) \left. \right] \frac{(-1)^{\frac{m-1}{2}}}{m\pi} L_x L_y \operatorname{sinc} \left\{ L_x \left[\frac{x_2}{\lambda_1 z_1} \mp \left(\frac{mqx_0}{\lambda_1 z_0} + \frac{k}{M_x} \right) \right] \right\} \times \\ & \times \operatorname{sinc} \left\{ L_y \left[\frac{y_2}{\lambda_1 z_1} \mp \left(\frac{mqy_0}{\lambda_1 z_0} + \frac{l}{M_y} \right) \right] \right\}. \end{aligned} \quad (14)$$

Из анализа выражений (13) и (14) вытекает следующее.

1. При амплитудной или фазовой бинарной модуляции дискретной сфокусированной антенны возникают как ряд плоских, так и ряд сходящихся и расходящихся волновых пучков (рис. 2).

Первый член выражений (13) и (14) с индексами $k=l=0$ определяет амплитуду плоской волны. При $z_1 = \infty$ этот член имеет максимум, который соответствует классической картине дифракции Фраунгофера.

Дискретное построение антенн вызывает появление побочных нулевых пучков и фокусов (индексы k, l). Интенсивности боковых нулевых пучков, показанных на рис. 2 пунктиром, определяются из (13), (14):

а) при круглой форме антенных элементов и амплитудной модуляции

$$I_0(x_2, y_2) = K_1 U^2 \sum_{k=-\infty}^{\infty} \sum_{l=-\infty}^{\infty} \frac{\pi^2 d_1^4}{16 M_x^2 M_y^2} \cdot \frac{J_1^2 \left[\pi d_1 \sqrt{\left(\frac{k}{M_x}\right)^2 + \left(\frac{l}{M_y}\right)^2} \right]}{\left[\pi d_1 \sqrt{\left(\frac{k}{M_x}\right)^2 + \left(\frac{l}{M_y}\right)^2} \right]} \times \\ \times L_x^2 L_y^2 \operatorname{sinc}^2 \left[L_x \left(\frac{x_2}{\lambda_1 z_1} - \frac{k}{M_x} \right) \right] \operatorname{sinc}^2 \left[L_y \left(\frac{y_2}{\lambda_1 z_1} - \frac{l}{M_y} \right) \right],$$

б) при прямоугольной форме антенных элементов и фазовой бинарной модуляции

$$I_0(x_2, y_2) = K_1 U^2 J_0^2 \left(\frac{\theta}{2} \right) \sum_{k=-\infty}^{\infty} \sum_{l=-\infty}^{\infty} \frac{d_x^2 d_y^2}{4 M_x^2 M_y^2} \operatorname{sinc}^2 \left(\frac{k d_x}{M_x} \right) \times \\ \times \operatorname{sinc}^2 \left(\frac{l d_y}{M_y} \right) L_x^2 L_y^2 \operatorname{sinc}^2 \left[L_x \left(\frac{x_2}{\lambda_1 z_1} - \frac{k}{M_x} \right) \right] \operatorname{sinc}^2 \left[L_y \left(\frac{y_2}{\lambda_1 z_1} - \frac{l}{M_y} \right) \right].$$

2. Передающая антенна создает ряд сходящихся и расходящихся волновых пучков с симметричными фокусами; их параметры определяются из (13) и (14) (на рис. 2 фокальные плоскости обозначены I и II).

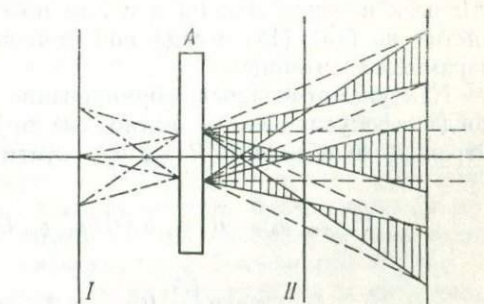


Рис. 2. Формирование акустических пучков сфокусированной антенной А.

Амплитудная бинарная модуляция дискретной антенны вызывает появление побочных фокусов с координатами

$$z_1 = \frac{z_0}{m}, \quad x_2 = \mp \left(m x_0 + \frac{k \lambda_1 z_0}{M_x} \right), \quad y_2 = \mp \left(m y_0 + \frac{l \lambda_1 z_0}{M_y} \right).$$

Фазовая бинарная модуляция дискретной антенны вызывает также появление побочных фокусов, координаты которых определяются из (14) при выполнении условий фокусировки

$$z_1 = \frac{z_0}{mq}, \quad x_2 = \mp \left(mq x_0 + \frac{k \lambda_1 z_0}{M_x} \right), \quad y_2 = \mp \left(mq y_0 + \frac{l \lambda_1 z_0}{M_y} \right).$$

Интенсивности побочных фокусов определяются из (13) и (14) квадратом модуля второго слагаемого.

3. Разрешающая способность дискретной антенны снижается по сравнению с непрерывной в случае перекрытия отдельных составляющих выражений (13), (14). Бинарная модуляция также приводит

к снижению разрешения из-за появления побочных фокусов; разрешающая способность определяется из (13), (14) шириной главного фокуса (индексы $m = q = k = l = 0$) на заданном уровне при конкретных значениях параметров антенны.

В первом приближении, считая, что отдельные составляющие не перекрываются, разрешающая способность оценивается распределением интенсивности:

а) в поперечном направлении

$$I'_z = \text{sinc}^2 \left[\frac{L_x}{\lambda_1 z_1} (x_2 - x_0) \right] \text{sinc}^2 \left[\frac{L_y}{\lambda_1 z_1} (y_2 - y_0) \right],$$

б) в продольном направлении

$$I''_z = \text{sinc}^2 \left[\frac{L_x}{\lambda_1} \left(\frac{1}{z_1} - \frac{1}{z_0} \right) \right] \text{sinc}^2 \left[\frac{L_y}{\lambda_1} \left(\frac{1}{z_1} - \frac{1}{z_0} \right) \right],$$

что совпадает с результатами работы [8].

4. Отношение интенсивности в главном фокусе и интенсивности всех перекрывающихся с ним побочных пучков также определяется из (13), (14) с заданной степенью точности при конкретных параметрах антенны.

Как уже отмечалось, формирование голограммы осуществляется, когда сфокусированное пятно сканирует объектное пространство. Отраженное объектом $R(x_0, y_0)$ акустическое поле запишем в виде

$$\begin{aligned} \dot{U}_0(x_3, y_3) = R(x_0, y_0) \dot{O}(x_0, y_0) \dot{U}(x_2, y_2) \frac{\exp(ik_1 z_2)}{i\lambda_1 z_2} \times \\ \times \exp \left\{ \frac{ik_1}{2z_2} [(x_3 - x_2)^2 + (y_3 - y_2)^2] \right\}, \end{aligned}$$

где z_2 — расстояние от объекта до плоскости приемной антенны (x_3, y_3); $\dot{O}(x_0, y_0)$ — комплексный импеданс объектной функции. Заметим, что при совмещенной антенне $x_3 = x_1, y_3 = y_1, -z_2 = z_1$.

Сфокусированная антенна, которая работает на прием, как следует из теоремы взаимности, осуществляет аналогичные преобразования сигнала, определяемые выражениями (1)–(14). В усилительном устройстве суммарный сигнал $K_2 \dot{U}_0(x_3, y_3, x_0, y_0)$ сравнивается с опорным колебанием $\dot{U}_R(x_3, y_3)$. Сравнение может происходить в линейном сумматоре, квадратичном или синхронном детекторе [9]. Применение синхронного балансного детектора позволяет устранить интермодуляционные члены. Суммарный сигнал $U_\Sigma(x_3, y_3)$ при синхронном детектировании имеет вид

$$U_\Sigma(x_3, y_3) = \iint_{R(x_0, y_0)} K_2 U_0(x_3, y_3) \dot{U}_R(x_3, y_3) A(x_1, y_1) dx_0 dy_0. \quad (15)$$

На выходном индикаторе получим голограмму сфокусированного изображения с распределением интенсивности

$$I(x_4, y_4) = K_3 R\left(\frac{x_0}{r}, \frac{y_0}{r}\right) \dot{O}\left(\frac{x_0}{r}, \frac{y_0}{r}\right) U_R \cos \left[2\pi \left(\frac{\sin \theta_x}{\lambda_1} \right) r x_4 + \right. \\ \left. + \frac{\sin \theta_y}{x_1} r y_4 \right] D(x_4, y_4) U(x_2, y_2), \quad (16)$$

где $x_0 = r x_4$; $y_0 = r y_4$; r — коэффициент подобия между геометрическими размерами антенны и выходного индикатора; $D(x_4, y_4)$ — ограничивающая функция выходного индикатора, аналогичная функциям (2), (3); θ_x, θ_y — имитированные углы падения плоской опорной волны.

Как следует из выражения (16), распределение интенсивности на выходном индикаторе содержит контур объекта $R(x_0/r, y_0/r)$ с интерференционной картиной, определяемой комплексным импедансом $\dot{O}(x_0/r, y_0/r)$. Если полученное распределение зафиксировать на фотопленку, то возможно восстановление изображения объекта с помощью сходящегося пучка монохроматического света. Комплексная амплитуда восстановленного поля также определяется интегралом Френеля—Кирхгофа от распределения (16). Можно показать, что восстановленное изображение уменьшено в поперечном направлении в $\lambda_1 r / \lambda_2$ раз и смещено относительно оси введением опорного пучка. Дискретное построение антенны и выходного индикатора, а также бинарная обработка вызывают появление побочных изображений. Интенсивности восстановленных изображений определяются коэффициентами выражений (13), (14) и коэффициентами преобразования Фурье от функции индикатора. Отметим, что количественная и качественная интерпретации возможны непосредственно по голограмме сфокусированного изображения.

При отключении опорного сигнала система работает как обычное устройство линзового звуковидения.

Описанная система допускает следующие модификации:

1) объект освещается неподвижным несфокусированным излучателем, сканирование производится лишь сфокусированной приемной антенной;

2) объект сканируется сфокусированной излучающей антенной, с которой синхронно связан несфокусированный приемник;

3) возможно повышение быстродействия системы, если передающая антенна производит сканирование линейей, для чего на антенну задается распределение подобное одномерной зонной пластинке Френеля. Обработка сигнала должна производиться сфокусированной линейкой приемников. Время анализа значительно сократится, если обработка сигнала ведется линейкой приемников с помощью алгоритма быстрого преобразования Фурье.

Сфокусированные антенные решетки моделировались на ЭВМ и в оптическом диапазоне. Рассчитанная на ЭВМ антенная решетка в виде оптического аналога устанавливалась в схему восстановления. При реконструкции подобных решеток возможно как снятие индикатрис направленности в различных плоскостях, так и получение картины фокального пятна [10].

На рис. 3, *a* показано распределение сигнала на сфокусированной антенне при амплитудной модуляции и непрерывной выборке (параметр $z_0 = 500 \lambda_1$, размер апертуры $100 \times 100 \lambda_1$).

На рис. 3, *б* кривая 1 соответствует распределению интенсивности в первом фокусе при $z_i = z_0$; кривая 2 — распределению интенсивности во втором фокусе, который появляется при бинарной амплитудной модуляции сигнала; в этом случае $z_i = z_0/2$ (здесь и далее интенсивность I дана в относительных единицах).

На рис. 4, *a* приведена решетка аналогичных размеров, но с интервалами дискретизации $M_x = M_y = 1.6 \lambda_1$ (размер приемника $d = 0.8 \lambda_1$). На рис. 4, *б* показано распределение интенсивности в плоскости фокусов (см. плоскость *II* на рис. 2).

На рис. 5, *a* показана решетка с интервалами дискретизации $M_x = M_y = 2.4 \lambda_1$; на рис. 5, *б* — распределение интенсивности в плоскости фокусов.

Как следует из анализа уравнений (13), (14) и распределений интенсивности на рис. 4, *б* и 5, *б*, дискретизация антенны приводит к появлению побочных фокусов и, следовательно, ложных изображений. Для устранения неоднозначности необходимо применение временной селекции по дальности. При сложной объектной функции временная селекция может не дать желаемого результата. В этом случае целесообразно применять неэквидистантную антенную решетку. При экспериментальной проверке расположение элементов в антенне определялось путем моделирования на ЭВМ. В качестве исходной бралась эквидистантная решетка ($p = 1$), имеющая 128×128 элементов; и ее разряжение проводилось по случайному закону с различными значениями вероятности p . При этом апертура оставалась постоянной, а количество входящих в нее элементов определялось значением p .

На рис. 6, *a* приведена решетка ($100 \lambda_1 \times 100 \lambda_1$) с $p = 0.7$ (статистически исключено 30% элементов); на рис. 6, *б* — кривая распределения интенсивности в плоскости фокуса.

На рис. 7, *a* показана решетка с $p = 0.25$, а на рис. 7, *б* — кривая распределения интенсивности в плоскости фокуса.

Из рис. 6, 7 видно, что статистически разряженное построение антенны исключает многозначность фокусов, но увеличивает уровень бокового фокального поля.

При сравнительном сопоставлении указанных выше антенн можно заметить, что отношение максимальной интенсивности в центре фокального пятна к интенсивности бокового поля, порождаемого, главным образом, неинформативными компонентами,

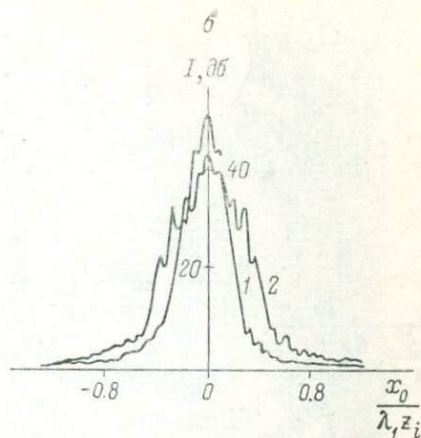
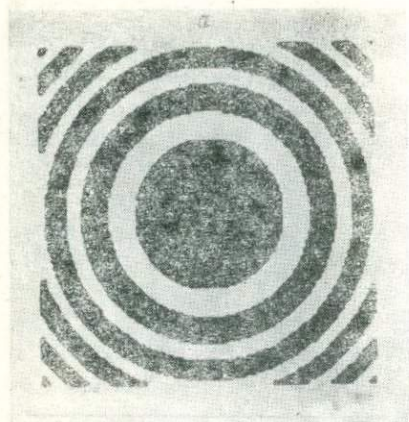


Рис. 3.

a — сфокусированная решетка при сплошном заполнении элементами и бинарной амплитудной модуляции; *b* — распределение интенсивности в фокусах: 1 — в первом фокусе, 2 — во втором фокусе.

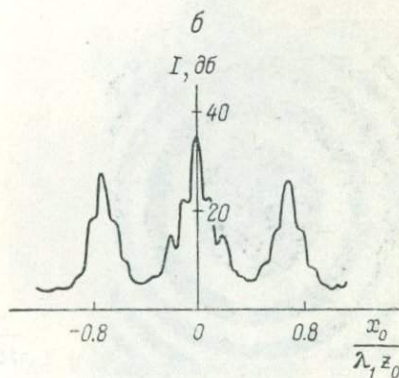
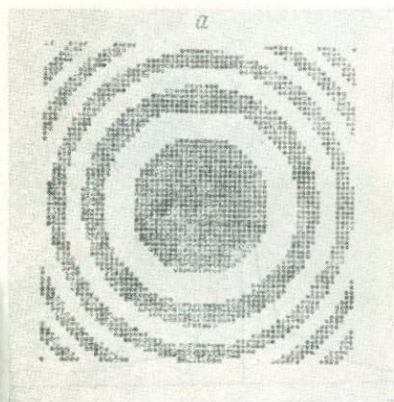


Рис. 4.

a — решетка с интервалом дискретности $1.6 \lambda_1$, *b* — распределение интенсивности в плоскости фокусов.

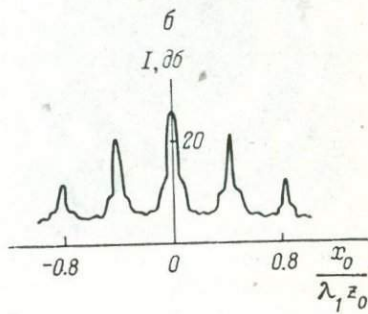
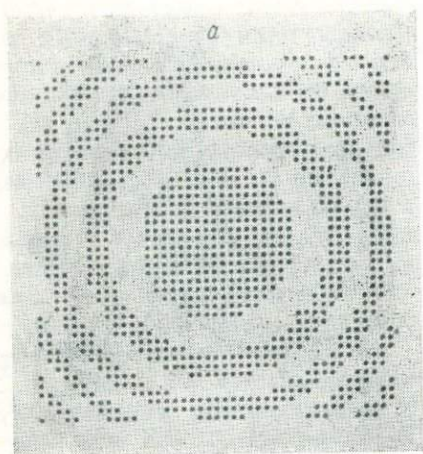


Рис. 5.

a — решетка с интервалом дискретности $2.4 \lambda_1$, b — распределение интенсивности в плоскости фокусов.

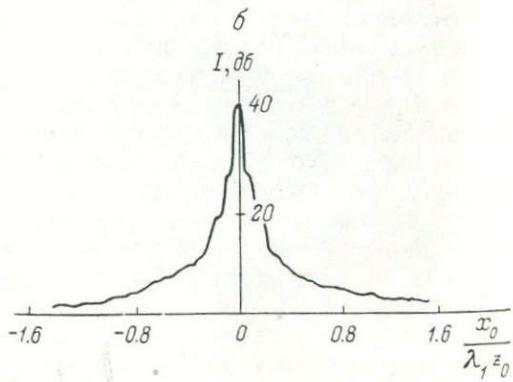
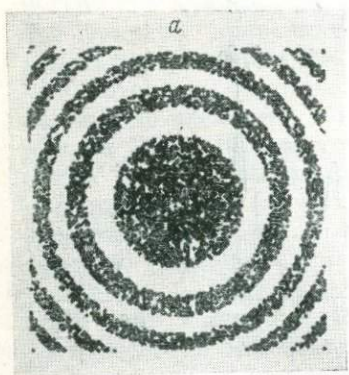


Рис. 6.

a — неэквидистантная решетка с $p=0.7$; b — распределение интенсивности в фокальной плоскости.

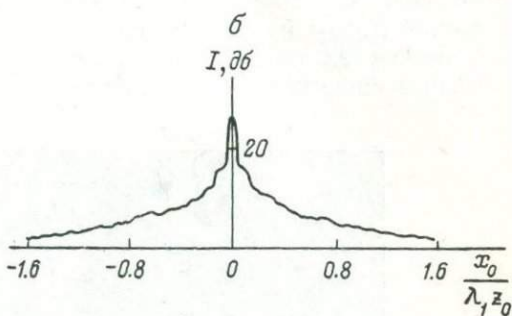
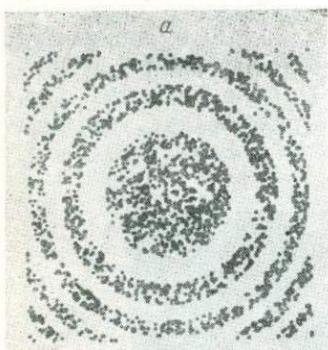


Рис. 7.

a — неэквидистантная решетка с $p=0.25$; *б* — распределение интенсивности в фокальной плоскости.

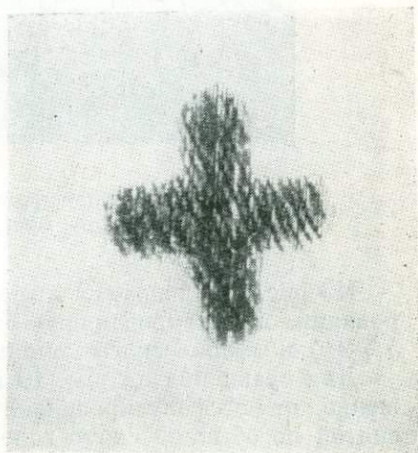
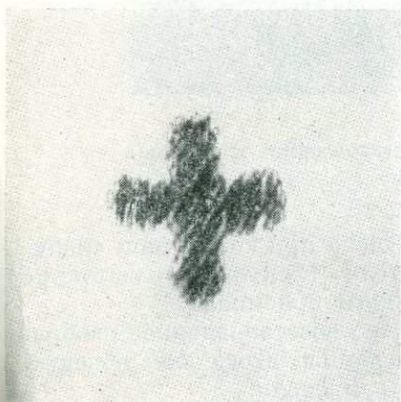


Рис. 8. Голограмма сфокусированного изображения креста, полученная при сканировании приемником (позитив).

Рис. 9. Голограмма креста при совместном сканировании сфокусированного излучателя и точечного приемника.

зависит от углового положения сфокусированного пятна и от интервала дискретности антенны.

Экспериментальная голограмма сфокусированного изображения тест-объекта в виде креста размером $20 \times 20 \lambda_1$ приведена на рис. 8. Изображение получено при использовании акустической линзы из плексигласа диаметром 15 см с фокусным расстоянием 22 см. Приемная апертура синтезировалась механическим сканированием приемника с шагом $0.5 \lambda_1$ ($\lambda_1 = 0.3$ см).

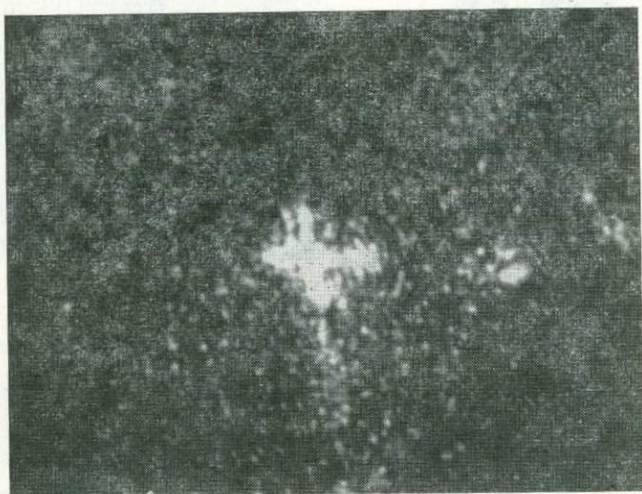


Рис. 10. Изображение креста, восстановленное из обычной голограммы.

На рис. 9 голограмма креста получена при совместном сканировании сфокусированного излучателя (фокусное расстояние 5.5 см) и сферического ненаправленного приемника.

Для сравнения на рис. 10 приведено восстановленное изображение от несфокусированной голограммы этого же объекта, снятой по обычной схеме голограммы Френеля.

В заключение отметим, что разработка голографических систем звуковидения с формированием сфокусированного изображения позволит существенно расширить границы научного и практического использования ультразвуковой техники. Эти системы обеспечивают получение детальной амплитудно-фазовой информации об объектах, находящихся в непрозрачных средах. В ряде случаев такую систему можно использовать без опорного сигнала, как обычную линзовую систему звуковидения.

ЛИТЕРАТУРА

1. Acoustikal holography, 1—4. N. Y.—London, Plenum Press, 1969—1973.
2. Кольер Р., Беркхарт К., Лин Л. Оптическая голография. М., «Мир», 1973.
3. Сороко Л. М. Основы голографии и когерентной оптики. М., «Наука», 1971.
4. Smith R. B., Brenden B. B. Refinements and variations in liquid surface and scanned ultrasound holography. — IEEE Trans. Sonics Ultrason., SU-16, 1969, p. 29.
5. Hildebrand V. P., Collins H. D. Evaluation of acoustikal holography for the inspection of pressure vessel sections. — Material Research and Standads, 1972, Desember, p. 23.
6. Дианов Д. Б., Прохоров В. Г. Рефлекторные концентраторы ультразвука. — Акустич. журн., 1965, 11, № 4, с. 442—452.
7. Гудмен Дж. Введение в Фурье-оптику. М., «Мир», 1970.
8. Прохоров В. Г., Собчаков Л. А. К теории голографического метода формирования акустического изображения. — Изв. ЛЭТИ, 1972, 112, с. 131—140.
9. Клыковский О. В., Пигулевский Е. Д., Харитонов А. В. Сравнение некоторых вариантов обработки информации, характерных для акустической голографии. — В кн.: Акустика в судостроении. Л., ЛДНТП, 1973, с. 3—11.
10. Прохоров В. Г. Об использовании неэквидистантных антенн для записи акустических голограмм. — В кн.: Акустика в судостроении. Л., ЛДНТП, 1973, с. 34—41.

РЕФЕРАТЫ

УДК 621.373.826

Основные этапы радиоголографического процесса. Гинзбург В. М., Мещаникин В. М. В кн.: Радио- и акустическая голография. Изд-во «Наука», Ленингр. отд., Л., 1976, с. 4—23.

Работу любого радиоголографического комплекса можно условно разделить на несколько основных этапов: 1) регистрация радиоголограммы, 2) преобразование радиоголограммы, 3) запись голограммы, 4) обработка голограммы, 5) получение выходной информации. В соответствии с этими этапами и вся аппаратура, входящая в состав радиоголографического комплекса, может быть функционально разделена на ряд систем. Рассмотрены особенности указанных этапов и некоторые проблемы, возникающие при проектировании соответствующих систем. Основное внимание уделяется голографическим комплексам, использующим для регистрации голограмм радиоприемные устройства. Рис. — 3, библиограф. — 71 назв.

УДК 778.4

Формирование голограмм и визуализация полей СВЧ диапазона. Ключников А. С., Сидорович В. П. В кн.: Радио- и акустическая голография. Изд-во «Наука», Ленингр. отд., Л., 1976, с. 23—35.

Рассматриваются основные методы формирования голограмм в СВЧ диапазоне электромагнитных волн. Описаны разработанная и изготовленная авторами радиоэлектронная установка для формирования СВЧ голограмм и установка для съема голограмм и визуализации полей СВЧ на транспаранте с холестерическим жидким кристаллом. Приводятся результаты эксперимента. Обсуждаются трудности, связанные с техническим осуществлением голографирования стационарных и динамических процессов. Рис. — 7, библиограф. — 20 назв.

УДК 621.383.8 : 621.396.96 : 621.396.67

Многоэлементные и фотоуправляемые приборы измерения и визуализации структуры СВЧ полей. Вайнберг И. А., Вайнберг Э. И., Павельев В. А. В кн.: Радио- и акустическая голография. Изд-во «Наука», Ленингр. отд., Л., 1976, с. 36—54.

Описаны рабочие характеристики новых многоэлементных и фотоуправляемых приборов измерения и визуализации структуры СВЧ полей. Приводятся методические решения и экспериментальные результаты применения указанных приборов для задач антенной техники, неразрушающего контроля диэлектриков, СВЧ интегральных схем, исследований в области СВЧ электроники и когерентной оптики. Рис. — 11, библиограф. — 11 назв.

УДК 621.396.671

Комплекс аппаратуры для измерения характеристик антенн голографическими методами. Гольберг И. Е., Зимин Д. Б., Корбуков Г. Е., Курочкин А. П., Семенов Е. Г. В кн.: Радио- и акустическая голография. Изд-во «Наука», Ленингр. отд., Л., 1976, с. 54—69.

Рассматриваются принципы построения автоматизированных комплексов аппаратуры и схемы отдельных блоков, предназначенных для измерения полей в раскрыве антенн и обработки результатов этих измерений. Излагается опыт разработки и эксплуатации схем и отдельных блоков, а также приводятся результаты определения параметров антенных устройств с использованием этих комплексов. Рис. — 7, библиограф. — 19 назв.

УДК 621.396.67.095

Коррекция антенн СВЧ и оптического диапазонов с использованием ультразвуковых модуляторов и голографических фильтров. Бахрах Л. Д., Руднева С. Г., Овезов О. Б., Шверин-Кашин В. Б. В кн.: Радио- и акустическая голография. Изд-во «Наука», Ленингр. отд., Л., 1976, с. 69—85.

Исследована возможность коррекции искажений полей в антеннах СВЧ и оптического диапазонов. Решение задачи проводится на основе использования принципов теории фильтрации сигналов и представления антенны как фильтра пространственных частот. Рассмотрены возможные схемы обработки отдельно для антенн СВЧ диапазона и оптического. В обоих диапазонах в системе обработки рассмотрено применение ультразвуковых модуляторов света. При обработке сигналов СВЧ антенн ультразвуковой модулятор используется как устройство для ввода информации во входную апертуру системы оптической обработки. В состав системы оптической обработки в этом случае входит голографический фильтр, с помощью которого вводится корректирующая функция. При коррекции сигналов антенн оптического диапазона ультразвуковой модулятор выполняет роль согласующего фильтра. Определены требования к конструкции и режиму работы модуляторов в зависимости от специфики решаемой задачи. Рис. — 13, библиограф. — 9 назв.

Радиоголография и современные методы антенных измерений. Геруни И. М., Арутюнян Дж. С. В кн.: Радио- и акустическая голография. Изд-во «Наука», Ленингр. отд., Л., 1976, с. 85—98.

Рассмотрены вопросы применения принципов радиоголографии для определения характеристик излучения антенных систем различного класса путем измерения ближних полей. Основное внимание уделено методам измерения полей в раскрыве антенн с последующим машинным моделированием поля в пространстве. Приведены основные расчетные соотношения и данные о результирующих точностях автоматических комплексов аппаратуры, работающих на этом принципе. Даны соотношения, определяющие требуемые точности при измерениях в раскрыве. Вкратце рассмотрены вопросы обеспечения метрологического единства в антенных измерениях. Приведены также основные соотношения для машинного моделирования полей по измерениям в зоне Френеля. Рис. — 1, табл. — 1, библи. — 21 назв.

УДК 621.396.671

О формировании поля направлений в реальном масштабе времени с помощью параметрических усилителей типа модулятор—демодулятор. А. А. Васильев, Жаворонков В. И., Любимова Т. Ф., Мансуров А. Н., Масленников Н. М., Николаев В. А., Островский А. Г., Эткин В. С. В кн.: Радио- и акустическая голография. Изд-во «Наука», Ленингр. отд., Л., 1976, с. 99—107.

Предложена схема обработки сигналов приемных радиоастрономических антенных решеток с использованием реконструкции радиополей в высоком СВЧ диапазоне при помощи параметрических устройств. Показано, что на основе этой схемы может быть создана антенная система, обеспечивающая параллельный обзор пространства в реальном масштабе времени и не уступающая по остальным параметрам существующим антенным системам последовательного обзора. Приводятся экспериментальные результаты, которые подтверждают теоретическое рассмотрение. Рис. — 3, библи. — 8 назв.

УДК 621.385 : 530.145.6

Некоторые вопросы теории допусков многоканальных электронных систем для акустической голографии. Байда Л. И., Барсуков Ю. В., Качанов Е. И., Яричи и Е. М. В кн.: Радио- и акустическая голография. Изд-во «Наука», Ленингр. отд., Л., 1976, с. 108—118.

С позиции теории фильтрации рассматриваются вопросы построения многоканальных систем для голографического звуковидения. Приведен пример системы с параллельнопоследовательной обработкой пространственного сигнала и бинарным алгоритмом обработки в каждом из каналов системы. На основании анализа ошибок системы даются рекомендации по структуре системы. Рис. — 5, библи. — 9 назв.

УДК 534.6

Формирование звуковых изображений в фазовой голографической системе. Шендеров Е. Л. В кн.: Радио- и акустическая голография. Изд-во «Наука», Ленингр. отд., Л., 1976, с. 119—127.

Исследовано образование изображения объекта, излучающего или рассеивающего звук, при помощи многоканальной системы с фазовой модуляцией светового пучка. Плоская монохроматическая звуковая волна падает на решетку звукоприемников. Напряжения с выходов приемников подаются на многоканальное устройство, модулирующее фазу световой волны. Поле на выходе модулятора представлено в виде набора пространственных дифракционных спектров, расположение которых зависит от угла прихода звуковой волны. Интенсивность света в спектрах определяется функциями Бесселя, индекс которых характеризует номер спектра, а аргумент — параметр фазовой модуляции. Симметрия изображения относительно осевой линии вносит неоднозначность в определение направления. Применение искривленной системы звукоприемников позволяет сместить спектры из фокальной плоскости и устранить неоднозначность. Приведены результаты расчетов интенсивности света на выходе модулятора. Рис. — 5, библи. — 2 назв.

УДК 534.3

О формировании сфокусированного изображения в акустической голографии. Клыквский О. В., Прохоров В. Г. В кн.: Радио- и акустическая голография. Изд-во «Наука», Ленингр. отд., Л., 1976, с. 128—141.

Рассматривается построение системы звуковидения, реализующей голограмму сфокусированного изображения. Дается теоретический анализ процесса формирования изображения в такой системе. Фокусирующие свойства антенны при излучении—приеме определены для дискретного амплитудно-фазового распределения при бинарном квантовании. Показано, что дискретное построение антенны как при амплитудной бинарной модуляции, так и фазовой, приводит к появлению побочных фокусов, возрастанию неинформативных составляющих и снижению разрешения. Приводятся экспериментальные данные для фокусирующих антенн с различной дискретностью и количеством элементов, а также голограммы сфокусированного изображения. Рис. — 10, библи. — 10 назв.

| | Стр. |
|--|------|
| Предисловие | 3 |
| В. М. Гинзбург, В. М. Мещанкин. Основные этапы радиоголографического процесса | 4 |
| А. С. Ключников, В. П. Сидорович. Формирование голограмм и визуализация полей СВЧ диапазона | 23 |
| И. А. Вайнберг, Э. И. Вайнберг, В. А. Павельев. Многоэлементные и фотоуправляемые приборы измерения и визуализации структуры СВЧ полей | 36 |
| И. Е. Гольберг, Д. Б. Зимин, Г. Е. Корбуков, А. П. Курочкин, Е. Г. Седенков. Комплекс аппаратуры для определения параметров антенн голографическими методами | 54 |
| Л. Д. Бахрах, С. Г. Руднева, О. Б. Овезов, В. Б. Шверин-Кашин. Коррекция антенн СВЧ и оптического диапазонов с использованием ультразвуковых модуляторов и голографических фильтров | 69 |
| П. М. Геруни, Дж. С. Арутюян. Радиоголография и современные методы антенных измерений | 85 |
| А. А. Васильев, В. И. Жаворонков, Т. Ф. Любимова, А. Н. Мансуров, Н. М. Масленников, В. А. Николаев, А. Г. Островский, В. С. Эткин. О формировании поля направленный в реальном масштабе времени с помощью параметрических усилителей типа модулятор—демодулятор | 99 |
| Л. И. Байда, Ю. В. Барсуков, Е. И. Качанов, Е. М. Яричин. Некоторые вопросы теории допусков многоканальных электронных систем для акустической голографии | 108 |
| Е. Л. Шендеров. Формирование звуковых изображений в фазовой голографической системе | 119 |
| О. В. Клыковский, В. Г. Прохоров. О формировании сфокусированного изображения в акустической голографии | 128 |
| Рефераты | 142 |

РАДИО- И АКУСТИЧЕСКАЯ ГОЛОГРАФИЯ

Утверждено к печати Научным советом по проблеме «Голография»

Редактор издательства *Н. К. Шарова*
Художник *Д. А. Андреев*. Технический редактор *Н. И. Каплунова*
Корректоры *Л. Я. Кюмм* и *Е. В. Шестакова*

Сдано в набор 19/IV 1976 г. Подписано к печати 6/XII 1976 г. Формат 60×90^{1/16}. Бумага № 1. Печ. л. 9=9 усл. печ. л. Уч.-изд. л. 9.62. Изд. № 6190. Тип. зак. № 1156. М-15241. Тираж 3650. Цена 61 коп.

Ленинградское отделение издательства «Наука»
199164, Ленинград, В-164, Менделеевская линия, д. 1

2107

61 коп.



ИЗДАТЕЛЬСТВО
«НАУКА»
ЛЕНИНГРАДСКОЕ
ОТДЕЛЕНИЕ