

621.396 (06)

P15

МИНИСТЕРСТВО ВЫСШЕГО И СРЕДНЕГО
СПЕЦИАЛЬНОГО ОБРАЗОВАНИЯ УССР
ХАРЬКОВСКИЙ ОРДЕНА ТРУДОВОГО КРАСНОГО ЗНАМЕНИ
ИНСТИТУТ РАДИОЭЛЕКТРОНИКИ им. М. К. ЯНГЕЛЯ

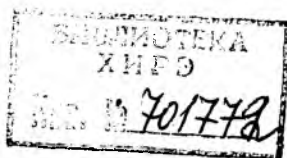
РАДИОТЕХНИКА

Республиканский
межведомственный
научно-технический
сборник

Основан в 1965 г.

ВЫПУСК 86

ЗНАЛ



ХАРЬКОВ
ИЗДАТЕЛЬСТВО ПРИ ХАРЬКОВСКОМ
ГОСУДАРСТВЕННОМ УНИВЕРСИТЕТЕ
ИЗДАТЕЛЬСКОГО ОБЪЕДИНЕНИЯ

«ВИЩА ШКОЛА»

1988

ХНУРЕ Radvotekhnika



701772

В сборнике рассмотрены вопросы теории и техники измерения энергетических параметров сигналов и трактов в СВЧ-, КВЧ- и оптическом диапазонах. Дан анализ состояния системы метрологического обеспечения измерений мощности и тенденций развития автоматизированных средств измерения параметров трактов. Исследованы особенности конструкций и характеристики разработанной аппаратуры, предложены способы повышения ее точности.

Нормативные материалы приведены по состоянию на 1 января 1988 г.

Для преподавателей, научных работников, специалистов.

Редакционная коллегия: д-р техн. наук проф. *А. И. Терещенко* (отв. ред.), канд. техн. наук проф. *В. Д. Кукуш* (зам. отв. ред.), канд. техн. наук доц. *Ж. Ф. Пащенко* (отв. секр.), д-р техн. наук проф. *Ю. И. Волощук*, д-р техн. наук проф. *Б. Л. Кащеев*, д-р физ.-мат. наук проф. *В. М. Кузьмичев*, канд. техн. наук доц. *Е. М. Кулешов*, д-р техн. наук проф. *Н. Д. Колпаков*, д-р физ.-мат. наук проф. *О. А. Третьяков*, д-р физ.-мат. наук проф. *Н. А. Хижняк*, д-р техн. наук проф. *А. Г. Шеин*, акад. АН УССР *В. П. Шестопалов*, д-р техн. наук проф. *Я. С. Шифрин*.

Ответственный за выпуск: *И. П. Захаров*

Адрес редакционной коллегии: 310726 Харьков, пр. Ленина, 14, институт радиоэлектроники, тел. 40-94-84

Редакция научно-технической литературы
Зав. редакцией *Л. А. Гаврилова*

1988

СБОРНИК НАУЧНЫХ ТРУДОВ

РАДИОТЕХНИКА

ВЫПУСК 86

Редактор *Н. А. Парфенова*
Художественный редактор *Т. П. Короленко*
Технический редактор *Л. Т. Ена*
Корректор *Л. Н. Быкова*

ИБ № 12242

Сдано в набор 19.09.87. Подписано в печать 18.03.88. БЦ 16257. Формат 60×90/16. Бум. тип. № 3. Гарнитура литературная. Печать высокая. Усл. печ. л. 7,5. Усл. кр.-отт. 7,75. Уч.-изд. л. 10. Тираж 1400 экз. Изд. № 16 68. Зак. 7-402. Цена 1 р. 40 к.

Издательство при Харьковском государственном университете издательского объединения Вища школа, 310003 Харьков, ул. Университетская, 16.

Отпечатано с матриц книжной фабрики им. М. В. Фрунзе в Харьковской городской типографии № 16. 310003 Харьков, ул. Университетская, 16. Зак. 991.

Р 240202000—027
M226 (04) — 88 КУ—НЗ—140—88

© Издательское объединение
«Вища школа», 1988

ИЗМЕРЕНИЕ ЭНЕРГЕТИЧЕСКИХ ПАРАМЕТРОВ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОГО ИЗЛУЧЕНИЯ

УДК 621.317

В. Г. ЧУИКО, канд. техн. наук

СОСТОЯНИЕ СИСТЕМЫ МЕТРОЛОГИЧЕСКОГО ОБЕСПЕЧЕНИЯ ИЗМЕРЕНИЙ МОЩНОСТИ СВЧ, ЗАДАЧИ И ПУТИ ЕЕ СОВЕРШЕНСТВОВАНИЯ

Электромагнитное излучение для передачи и обработки информации или обработки материалов и веществ применяется все шире. Постоянное расширение рабочего диапазона длин волн приводит к увеличению количества источников излучения (генераторов), что, в свою очередь, порождает потребность в средствах измерения их интенсивности излучения. В диапазонах волн, где количество источников (как в СВЧ-диапазоне) составляет десятки или сотни тысяч, число измерителей также исчисляется десятками тысяч. В диапазонах дециметровых, сантиметровых и миллиметровых волн основным параметром, характеризующим интенсивность излучения, является мощность. Для обеспечения положения, когда результаты всех выполняемых в стране измерений сопоставимы и выражаются в одних гостированных единицах, создается система метрологического обеспечения (СМО). Эта система состоит из набора взаимосвязанных элементов: исходных средств измерений высшей точности — государственных эталонов или установок высшей точности (УВТ); вторичных эталонов и образцовых средств измерений (ОСИ); нормативно-технической документации, регламентирующей методы и средства поверки и испытаний средств измерений (СИ); поверочных лабораторий и кадров, выполняющих работу по МО. Постоянное и объективно необходимое совершенствование СМО имеет характер проблемы, состоящей в том, что с развитием техники одновременно увеличивается количество и точность средств измерений. Повышение точности рабочих средств измерений требует «приближения» их к эталонам, в то время как увеличение количества рабочих средств измерения (РСИ) при иерархических централизованных способах воспроизведения и передачи размера единицы «отдаляет» РСИ от эталонов.

Имеется большое количество работ, содержащих достаточно полную информацию как по состоянию техники измерений СВЧ-мощности ограниченной точности, так и о методах и средствах измерений высшей точности [1; 2; 3]. Однако в этих работах по существу нет ответов на вопросы, возникающие при рассмотрении СМО в целом. Например, необходимо определить следующее: в каких случаях и почему необходимо централизованное воспроизведение и возможно ли децентрализованное воспроизведение единицы мощности СВЧ; что такое воспроизведение размера единицы и на чем оно должно быть основано; каким способом и средствами гарантируются погрешности рабочих и исходных СИ на любой произвольной частоте и в динамическом диапазоне нескольких десятков дБ; какие пути следует выбирать при развитии работ по совершенствованию СМО.

~~В связи с этим~~ необходим анализ новых возможностей и технических решений по созданию измерителей мощности с точки зрения целесообразности их применения в СМО, влияния на развитие СМО и выбор путей дальнейшего совершенствования СМО.

Централизованное воспроизведение единиц. Такой порядок воспроизведения накладывает на гибкость СМО ограничения в виде достаточно жесткой иерархии эталонов и ОСИ. Пункт 1.2 любого стандарта на эталон и поверочную схему часто толкуется как обязательность сличения любого прибора «по цепочке» в конечном счете с государственным эталоном или УВТ. Такое толкование вызывает иногда возражения вплоть до требований децентрализованного воспроизведения. Накопленный автором опыт руководства работами по созданию эталонной базы в радиоизмерениях позволяет определить ряд факторов, которые следует учитывать при решении вопроса о целесообразности централизованного или децентрализованного воспроизведения единиц. Эти факторы можно разбить на три группы: технические, экономические, дополнительные. К техническим относятся: возможность технической реализации исходного СИ требуемой точности; возможность реализации СИ для централизованного воспроизведения единицы и для сличений этих СИ между собой с малой погрешностью, сравнимой с погрешностью воспроизведения; количество факторов (источников погрешностей), влияющих на погрешность воспроизведения, возможности и техническую реализуемость их изучения и учета значения коэффициентов влияния; достижимая точность градуировки ОСИ и РСИ при различных вариантах построения СМО: иерархической с одним исходным СИ высшей точности либо иерархической с локально децентрализованным воспроизведением единицы; количество РСИ в стране; техническое быстроедействие приборов и установок при проведении сличений; вероятность ухудшения технических и метрологических характеристик при их перемещении (перевозке) для градуировки и поверки. К экономическим факторам следует отнести: стоимость поверочного оборудования при различных способах построения СМО; стоимость всего парка РСИ; ущерб от изымания РСИ на период поверки из эксплуатации, рассчитываемый как стоимость СИ, необходимых для замены выбывших в поверку; материальные затраты по перевозке СИ и командированию работников; требуемая квалификация персонала, заработная плата, наличие подготовленных кадров и т. п. Следует учитывать также дополнительные факторы: наличие подобных эталонов в других развитых странах и необходимость участия в международных сличениях; необходимость создания единой службы в СЭВ; устойчивость функционирования при выходе из строя отдельных звеньев и элементов СМО; обязательность государственной поверки некоторых групп СИ, например таких, как измерители плотности потока мощности.

Детальный анализ и учет перечисленных факторов приводит к необходимости создания в СССР исходных СИ мощности СВЧ на уровне государственных эталонов.

Воспроизведение единицы СВЧ-мощности. Сначала необходимо определить величину, которую должен воспроизводить эталон. Сигналы,

интенсивность которых приходится измерять в радиотехнике СВЧ, бесконечно разнообразны и различаются диапазоном частот, спектральным составом, соотношением амплитуд различных спектральных составляющих, видом и характером модуляции, распределением интенсивности в пространстве.

Наивысшая точность может быть достигнута только при строго определенных условиях, причем таких, когда реальные условия максимально приближаются к некоторой идеальной модели. Поэтому модель должна быть простейшей. Исходя из этого требования, эталон создают для мощности монохроматического электромагнитного излучения, распространяющегося от неотражающего генератора в бесконечном однородном волноводе (односвязном или двухсвязном) со стандартным размером поперечного сечения. Определение понятия «воспроизведение» имеет исключительно важное значение, так как от его содержания зависят погрешности воспроизведения, т.е. погрешности эталона. Единица мощности СВЧ должна воспроизводиться эталоном в виде материальной меры. Такой мерой может быть генератор либо измеритель. Выбор определяется возможностями привязки к эталонам основных единиц, обеспечения сохраняемости, стабильности и возможностями контроля стабильности во времени. Контроль стабильности уровня мощности любого генератора осуществляется с наименьшей погрешностью только измерителем мощности, осуществляющим прямые измерения, а сохраняемость (срок службы) измерителей намного больше. Поэтому измеритель приходится применять в качестве вещественной меры, т. е. эталона. Контроль стабильности во времени эталонного измерителя должен осуществляться методом косвенных измерений на основе привязки к эталонам основных единиц. Итак, воспроизведением единицы мощности СВЧ будем называть измерение мощности, излучаемой идеально стабильным неотражающим генератором в бесконечный однородный волновод без потерь, измерителем мощности, принятым за эталон. Соответственно погрешностью воспроизведения будет погрешность измерения мощности идеально согласованного, монохроматического и стабильного генератора при помощи измерителя мощности, принятого за эталон.

Выбор теплового принципа измерения. Измерение мощности СВЧ-излучения неизбежно связано с преобразованием энергии излучения в одну из физических величин, для которой в системе СИ введены основные механические или электрические единицы. Для эталона допустимо применение только такого измерителя, который поглощает и преобразует в другой вид энергии все излучение либо не поглощает и не преобразует его вовсе. Если в эталонном измерителе излучение поглощается или преобразуется в какой-то другой вид энергии только частично, то необходимо определить долю энергии излучения поглощенной или преобразованной в каждый из других видов, что является неразрешимой задачей. Очевидно, что измеритель, поглощающий полностью всю энергию излучения, поступающего на его вход, технически легче реализуется, чем измеритель вовсе не поглощающий энергии, так как невозможно создать систему без потерь, реагирующую на энергию излучения. Именно учет потерь является наиболее трудной научно-

теоретической задачей при создании и исследовании систематических погрешностей пондеромоторного эталонного измерителя и ограничивает точность такого измерителя, хотя он является одним из двух возможных приборов, привязывающих измерение мощности излучения к эталонам основных единиц СИ. Другой принцип построения эталонного измерителя с привязкой к основным электрическим единицам системы СИ — тепловой, основанный на полном преобразовании энергии излучения в теплоту. Если постулируется, что поглощенная измерителем энергия излучения преобразована только в количество теплоты, причем полностью, то на основе закона сохранения энергии можно сравнивать ее с действием энергии постоянного электрического тока, которая также преобразуется в тепловую энергию полностью. На законе сохранения энергии и постулате о полном преобразовании энергии излучения только в теплоту основан тепловой эталонный измеритель с замещением мощности излучения известной мощностью постоянного тока. Оказалось, что все другие методы уступают тепловому по точности привязки к эталонам основных единиц СИ. И он, по-видимому, останется на ближайшие 10 — 15 лет основным методом построения эталонных измерителей мощности СВЧ. Попытки построить эталонные измерители мощности СВЧ на других принципах, как отмечено в работе [3], пока не приводят к успеху.

Измерение выделившейся энергии обычно основано на измерении тем или иным способом приращения температуры поглотителя. В идеальном измерителе измерения приращения температуры ΔT_+ и ΔT_- при выделении равных мощностей измеряемого излучения и мощности постоянного тока должны быть одинаковы. Однако имеется ряд физических явлений, нарушающих это идеальное равенство, которые и являются источниками методических, систематических погрешностей тепловых эталонных измерителей. Основные составляющие погрешности — потери в подводящем тракте, отражения и погрешность эквивалентности замещения. Последняя является, как правило, доминирующей и наиболее трудно учитываемой. Несмотря на наличие многочисленных публикаций, приведенных в работе [4], содержащих исследования этой погрешности для конкретных конструкций, теории и общих методов, оценка этой погрешности до сих пор не создана. Поэтому все эталонные измерители реализуют уравнение измерения $P_+ = P_- K_K |_{\Delta T_+ = \Delta T_-}$, где P_+ , P_- — мощности измеряемая и замещения, K_K — безразмерный калибровочный коэффициент, зависящий от конструкции и частоты излучения и равный единице только для идеального измерителя. Основной предмет исследований метрологов — калибровочный коэффициент эталонных измерителей: его погрешность, стабильность во времени, зависимость от частоты, уровня измеряемой мощности, влияющих внешних условий и т. д. Состав аппаратуры эталонов мощности СВЧ в значительной мере определяется потребностями в специальных устройствах для определения K_K и оценки его погрешности, контроля стабильности K_K во времени и изучения зависимости его от P_+ , частоты. Сложность, трудоемкость и точность экспериментов по определению K_K являются одной из причин целесообразности централизованного воспроизведения единицы мощности СВЧ.

Передача размера единицы от эталона к рабочим приборам, работающим на принципе замещения, состоит по существу в передаче правильных значений безразмерных калибровочных коэффициентов, в то время как единица мощности постоянного тока или тока низкой частоты воспроизводится легко с требуемой на практике точностью любой метрологической лабораторией.

Получение значений единицы для произвольной частоты. Метрологическое экспериментальное исследование любого средства измерений, в том числе и эталонного измерителя мощности, может быть выполнено только для ограниченного числа фиксированных частот. Вместе с тем потребитель РСИ заинтересован в гарантированном значении погрешности ваттметра для измерений при любой произвольной частоте. Вопрос, откуда берется размер единицы на произвольной частоте, является одним из наименее ясных при построении СМО практически для любого вида радиоизмерений, в том числе и для измерений мощности СВЧ. Ясность отсутствует прежде всего потому, что ни один из нормативных документов, распространяющихся на радиоизмерительные приборы (РИП), их методы поверки, радиоэталоны и поверочные схемы, не требует однозначной формулировки и научно-технического обоснования способа, которым частотные коэффициенты интерполируются для измерителей мощности, находящихся на различных уровнях иерархии. Введение в состав эталонов специальных «мер частотного хода», т. е. приборов, у которых изменение (но не обязательно абсолютное значение) частотных коэффициентов может быть изучено косвенными методами, не зависящими от метода воспроизведения, позволяет решить проблему; иногда возможно изучить экспериментально или предсказать теоретически изменение частотных коэффициентов и у эталонных измерителей. Но зачастую технически легче разделить функции «меры частотного хода» и эталонного измерителя для фиксированных частот между различными устройствами в комплексе средств измерений эталона. В любом случае необходимо выполнять исследования явлений, приводящих к различным резонансным явлениям в преобразователях, и устранять причины, вызывающие такие явления.

Расширение динамического диапазона ОСИ. Погрешности в широком диапазоне значений воспроизводимой единицы эталонных измерителей, если они работают в достаточно широком диапазоне мощностей, должны изучаться независимыми косвенными методами. Но любой экспериментальный способ определения постоянства частотного коэффициента в диапазоне мощностей основан на применении меры отношения амплитуд (меры ослабления). Расширение диапазона образцовых СИ при помощи делителей также требует мер ослаблений. Поэтому расширение динамического диапазона ОСИ требует обязательного создания независимых от эталонов мощности, напряжения или тока мер ослабления. Поэтому в поверочных схемах для любых измерителей интенсивности, в том числе и для измерителей СВЧ-мощности, должны обязательно присутствовать заимствованные меры ослаблений, при помощи которых расширяется динамический диапазон эталонов и ОСИ. Калориметрические измерители большого уровня

мощности, аналогичные приборам МЗ-45—МЗ-48, привязываются к эталону, работающему на малом уровне мощности, только при государственных или периодических испытаниях. При этом предполагается, что воспроизводимость частотных коэффициентов от экземпляра к экземпляру обеспечивается соответствием чертежам высокочастотной поглощающей нагрузки. Для приборов МЗ-45—МЗ-48 с погрешностью 4—6 % это предположение оказывается верным. Для создания на базе этих ваттметров образцовых средств измерения необходимы метрологические исследования индивидуально каждого ваттметра; обычно удается достигнуть погрешностей аттестации 2—2,5 % [5].

Передача размера единицы импульсным ваттметрам. Развитие техники измерений СВЧ-мощности в последние 20 лет подтвердило высказанное еще в начале 70-х гг. предположение о том, что метрология измерений импульсной мощности должна быть основана на компарировании мощностей или энергий импульсных сигналов с мощностью непрерывного излучения на основе одного из возможных вариантов метода выборки [6; 7]. Несколько вариантов таких компараторов разработано и описано А. В. Мыльниковым [8—10]. Основными направлениями и задачами исследований является изучение физических явлений, вызывающих непостоянство коэффициента преобразования или калибровочного коэффициента преобразователя, выделяющего огибающую в диапазоне измеряемых импульсных сигналов; зависимость калибровочного коэффициента от уровня средней мощности.

В ряде работ В. С. Недопекина [11—13] отмечено, что у многих типов измерителей средней мощности импульсно-модулированных сигналов существует дополнительная погрешность, часто значительно превосходящая основную. Эта погрешность появляется у ваттметров с малоинерционными преобразователями, у которых коэффициент преобразования изменяется в течение действия импульса, т. е. имеется нелинейность. Сочетание нелинейности и высокого быстродействия преобразователя с линейным интегрированием в измерительном блоке выходного сигнала преобразователя приводит к дополнительной погрешности. Особенно это явление может проявляться у преобразователей на пленочных термopарах, у которых время установления температуры чувствительного элемента — термopары сравнимо с характерными длительностями импульсов. Главная проблема состоит в том, что в ГОСТ 13605—80 и в технических описаниях не указывается на наличие таких погрешностей. Для тепловых ваттметров считается, что погрешности измерений средней мощности импульсно-модулированных и непрерывных колебаний одинаковы, хотя это справедливо только для приборов, у которых время установления температуры поглотителя на 2—3 порядка больше максимальной допустимой длительности импульсов.

Методы устранения основных погрешностей передачи размера единицы. При передаче единицы от эталона к образцовым и рабочим средствам измерений основные источники погрешностей — погрешность рассогласования и случайные погрешности. Все методы исключения погрешности рассогласования при сличениях рабочих и образ-

цовых СИ с более точными сводятся к созданию максимально согласованных измерителей оконечного типа и компараторов проходного типа либо к измерению и учету тем или иным способом фактических значений комплексных коэффициентов отражений и введению поправок на погрешность рассогласования. К первой группе относятся настраиваемые рефлектометры, настраиваемые калибраторы мощности, т. е. направленные ответвители, ориентированные на падающую мощность с элементами настройки, обеспечивающими минимальную зависимость показаний ваттметра в боковом плече от фазы нагрузки на выходе основного канала ответвителя, настраиваемые эталоны сравнения поглощаемой мощности. По этому пути шло большинство метрологических лабораторий с середины 50-х до начала 80-х гг. Но в последние годы исследуются и все шире внедряются в практику методы, основанные на различных способах учета фактических значений комплексных коэффициентов отражений. К этим методам относится, во-первых, исключение погрешности рассогласования за счет того, что в формулу, описывающую элементарное сличение проходного и оконечного измерителя,

$$P_{\text{полг}} = \frac{(1 - \Gamma_{\text{н}})^2}{(1 - \Gamma_{\text{н}}\Gamma_{\text{г}})^2} P_{\text{пад}}$$

подставляют фактические значения комплексных коэффициентов отражения эквивалентного генератора и сличаемого измерителя $\Gamma_{\text{г}}$, $\Gamma_{\text{н}}$ [1; 14], предварительно измеренные при помощи СИ комплексных коэффициентов отражения. Второй способ — это применение в качестве компараторов 12-полюсников, составленных из направленных ответвителей или тройников. Теоретические основы и первые практические реализации этих компараторов созданы в НБС (США) Г. Энгеном после 1973 г. Компараторы на основе 12-полюсников работают только с применением микроЭВМ, обрабатывающих сигналы четырех измерителей мощности в реальном масштабе времени, и позволяют исключить погрешность рассогласования, по нашим оценкам, до 0,1 %. К сожалению, как за рубежом, так и в СССР отсутствуют теория и убедительные результаты метрологических исследований остаточных погрешностей рассогласования.

Одним из вариантов 12-полюсника является многофункциональный компаратор на основе сосредоточенных поглощающих элементов, распределенных вдоль волноводного тракта; теория синтеза этих компараторов разрабатывается В. А. Перепелкиным и С. А. Колотыгиным [15; 16]. Для диапазона частот 1—26 ГГц эти компараторы, по-видимому, наиболее перспективны. И наконец, убедительной альтернативой 12-полюсникам для миллиметрового диапазона волн при частотах выше 26 ГГц являются компараторы на основе длинных однородных отрезков волноводов длиной $30 \div 50 \lambda_{\text{д}}$ и режима измерения с качанием частоты в таком диапазоне, чтобы в результате изменения длины волны и электрической длины тракта можно было снять всю интерференционную картину, связанную с переотражениями между сличаемыми измерителями и генераторами. Эти методы, разрабатываемые Ш. Х. Исхаковым [17], реализуются только в комплексно-автомат-

тизированных установках. В этих установках все операции управления частотой, включения сигнала, измерения и обработка результатов полностью автоматизированы.

Случайные погрешности измерений и систематические инструментальные погрешности, связанные с измерениями мощности и напряжения постоянного тока, анализу которых традиционно уделяется довольно большое место в метрологических исследованиях, по нашему мнению, не являются теперь существенными в силу высокой точности средств измерений постоянного тока; обычно эти погрешности укладываются в пределы $\pm 0,05\%$ с применением общедоступных прецизионных СИ напряжения и сопротивления постоянного тока. Существенного прогресса в уменьшении случайных погрешностей результатов удается добиться в автоматизированных установках, где количество измерений можно устанавливать автоматически таким, чтобы случайная погрешность результата при заданной доверительной вероятности была менее заданной, например менее $0,01\%$. Недостаточное внимание пока еще уделяется погрешностям из-за потерь и отражений в коаксиальных и волноводных соединителях. Отсутствуют и убедительно обоснованные методы учета этих погрешностей, на что обратили внимание в своих работах Г. Энген в США и А. К. Томашевский в СССР.

Влияние новых методов передачи на поверочные схемы. Наиболее перспективными средствами передачи размера единицы мощности СВЧ малых уровней являются автоматизированные рабочие места поверителя [18] и возимые меры или эталоны сравнения [19]. Первые итоги опытной эксплуатации и тех и других средств поверки показывают их высокую эффективность как в плане достоверности результатов поверки, так и в плане повышения производительности труда поверителя. Эти технические достижения будут сильно воздействовать на организацию поверочных работ и на способы построения поверочной иерархии. Наиболее вероятным следствием внедрения автоматизации и возимых средств будет сокращение ступеней передачи в поверочных схемах и, следовательно, «приближение» РСИ к эталонам. Поэтому именно автоматизация поверки и возимые меры являются основными средствами, позволяющими разрешить отмеченное противоречие.

Список литературы: 1. Билько М. И., Томашевский А. К. Измерение мощности на СВЧ. М., 1986. 168 с. 2. Румфельт, Ивелл. Методы измерения мощности на ВЧ и СВЧ // Тр. Ин-та инж. по электротехнике и радиоэлектронике. 1967. 55. № 6. С. 116 — 129. 3. Фэнтом А. Э. Национальные эталоны мощности и энергии // Тр. Ин-та инж. по электротехнике и радиоэлектронике. 1986. 74. № 1. С. 106 — 114. 4. Пантелеева Т. Р., Чуйко В. Г. Прецизионные компараторы энергии и мощности в эталонах интенсивности электромагнитного излучения // Обзорная информация. Сер. Образцовые и высокоточные средства измерений. М., 1983. С. 126 — 130. 5. Колегов В. Г., Олешко В. Г., Чуйко В. Г. Образцовые ваттметры СВЧ большого уровня мощности // Образцовые средства измерений в радиотехнике СВЧ: Сб. науч. тр. Всесоюз. НИИ физ.-техн. и радиоизмерений. М., 1980. С. 80 — 85. 6. Проненко В. И., Чуйко В. Г. Измерения мощности СВЧ в импульсе в волноводных трактах // Тр. Всесоюз. НИИ физ.-техн. и радиоизмерений. 1972. Вып. 6 (36). С. 74 — 80. 7. Чуйко В. Г. Методы калибровки импульсных ваттметров // Докл. науч.-техн. семинара «Метрология в радиоэлектронике», М., 1970. С. 105 — 107. 8. Механиков А. И., Мыльников А. В.,

Петрова Т. И. Образцовая мера импульсной мощности в волноводных трактах // Тр. Всесоюз. н.-и. ин-та физ.-техн. и радиоизмерений. 1972. Вып. 6(36). С. 200 — 203. 9. *Лозовик Е. А., Мыльников А. В., Хоменко И. Л.* Образцовые средства измерения импульсной мощности СВЧ // Измер. техника. 1977. № 4. С. 70 — 73. 10. *Мыльников А. В.* Прецизионный ваттметр импульсной мощности СВЧ // Измер. техника. 1982. № 8. С. 64 — 66. 11. *Недопекин В. С., Чуйко В. Г.* Погрешность измерения средней мощности периодических импульсов СВЧ ваттметрами // Исследования в области радиотехнических измерений: Тр. Всесоюз. НИИ физ.-техн. и радиоизмерений. 1979. Вып. 40(70). С. 12 — 20. 12. *Недопекин В. С.* Погрешность измерения сигнала тепловым приемником излучения // Метрология в радиоэлектронике: Тез. докл. У Всесоюз. конф. М., 1981. С. 248 — 251. 13. *Недопекин В. С., Чуйко В. Г.* Влияние нелинейного теплообмена на измерение энергетических характеристик тепловых приемников излучения // Исслед. метрологич. характеристик эталонов и образц. приборов в обл. радиоизмерений СВЧ: Тр. Всесоюз. НИИ ин-та физ.-техн. и радиоизмерений. М., 1983. С. 50 — 53. 14. *Билько М. И., Томашевский А. К.* Измерение модуля и фазового угла эффективного коэффициента отражения ваттметра проходящей мощности на базе направленного ответвителя // Техника средств связи. Сер. Радиоизмер. техника. 1984. Вып. 6. С. 95 — 98. 15. *Механиков А. И.* Синтез волноводных приемных преобразователей проходящей мощности // Метрология. 1973. № 4. С. 20 — 23. 16. *Колотыгин С. А., Чуйко В. Г.* Измерение падающих и отраженных волн многозондовыми преобразователями с неидеальными зондами // Томограф. методы в физ.-техн. измерениях: Сб. науч. тр. Всесоюз. НИИ физ.-техн. и радиоизмерений. М., 1985. С. 143 — 146. 17. *Исхаков Ш. Х., Мыльников А. В., Чуйко В. Г.* Исключение погрешности рассогласования при градуировке СВЧ-ваттметров // Измер. техника. 1986. № 9. С. 50 — 52. 18. *Исхаков Ш. Х.* Комплексно-автоматизированные установки для поверки СВЧ-ваттметров // Исслед. метрологич. характеристик эталонов, образц. приборов в обл. радиоизмерений СВЧ: Сб. науч. тр. Всесоюз. НИИ физ.-техн. и радиоизмерений. М., 1983. С. 122 — 140. 19. *Гончаров А. К., Фрумкин В. Д., Чуйко В. Г.* Возимые меры сравнения для аттестации волноводных калибраторов мощности // Исследования эталонов сравнения в области радиотехнических измерений: Сб. науч. тр. Всесоюз. НИИ физ.-техн. и радиоизмерений. М., 1982. С. 14 — 18.

Поступила в редколлегию 20.04.87

УДК 621.317

В. Н. ЖЕНДУБАЕВ, канд. техн. наук, *Э. Р. ГАЛЕЕВ*

ИЗМЕРЕНИЕ ПРОХОДЯЩЕЙ МОЩНОСТИ МЕТОДОМ ПЕРЕМНОЖЕНИЯ ЧАСТОТНО-ПРЕОБРАЗОВАННЫХ СИГНАЛОВ

При создании и эксплуатации различных радиоэлектронных устройств измерение проходящей мощности в линиях передачи СВЧ в условиях рассогласованной нагрузки представляет одну из важнейших задач. В разрабатываемых ваттметрах проходящей мощности используются различные методы измерения, среди которых одним из основных является метод перемножения сигналов, пропорциональных поперечным компонентам электромагнитного поля в линии передачи. В коаксиальных линиях в связи с трудностями создания множительных устройств в рабочем диапазоне частот обычно применяют предварительное понижающее преобразование частоты сигналов. В работах [1; 2] рассмотрены особенности ваттметров, в которых таким образом перемножаются сигналы электрического и магнитного зондов, поме-

щенных в линию передачи. Перемножение сигналов и отсчет результатов измерения осуществляется с помощью электродинамического ваттметра.

Низкая рабочая частота электродинамического ваттметра накладывает существенные ограничения на стабильность и рабочий диапазон частот сигналов в линии. Чтобы несколько снизить эти ограничения, необходимо использовать в качестве множительного устройства высокочастотный синхронный детектор. Однако значительно расширить возможности ваттметра проходящей мощности можно, применяя преобразование частоты сигналов с переносом измерительной информации на частоту вспомогательного генератора [3].

Рассмотрим функциональные преобразования в таком устройстве. Запишем сигналы электрического и магнитного зондов, пропорциональные поперечным компонентам напряженности электрического и магнитного поля в линии

$$U_s = K_s |E^+| [\cos(\omega t + \beta z + \varphi_s) + |K_{отр}| \cos(\omega t - \beta z + \varphi_n + \varphi_s)] \quad (1);$$

$$U_m = K_m \frac{|E^+|}{Z_0} [\cos(\omega t + \beta z + \varphi_m) - |K_{отр}| \cos(\omega t - \beta z + \varphi_n + \varphi_m)] \quad (2),$$

где K_s , K_m — коэффициенты передачи зондов; E^+ — напряженность электрического поля падающей волны; ω — круговая частота сигнала в линии передачи; β — постоянная фазы; φ_s , φ_m — фазовые сдвиги сигнала в зондах; $K_{отр}$ — коэффициент отражения нагрузки; φ_n — фаза коэффициента отражения нагрузки.

Если на преобразователь частоты подать сигнал электрического зонда U_s и сигнал вспомогательного генератора $u_r = U_r \cos \Omega t$, где Ω — круговая рабочая частота множительного устройства, то напряжение на выходе

$$U_{п1} = \frac{1}{2} K_s K_{п1} u_r |E^+| \{ \cos[(\omega - \Omega)t + \beta z + \varphi_s + |K_{отр}| \cos[(\omega - \Omega)t - \beta z + \varphi_n + \varphi_s]] \}. \quad (3)$$

Здесь $K_{п1}$ — коэффициент передачи преобразователя частоты. Подавая на второй преобразователь частоты сигнал $U_{п1}$ и сигнал магнитного зонда U_m , на выходе имеем напряжение

$$U_{п2} = \frac{1}{4} K_2 K_m K_{п1} K_{п2} U_r \frac{|E^+|^2}{Z_0} \{ (1 - |K_{отр}|^2 \cos(\Omega t + \varphi_m - \varphi_s) - 2|K_{отр}| \sin(\Omega t - \varphi_s + \varphi_m) \sin(2\beta z - \varphi_n) \}. \quad (4)$$

Перемножив сигналы $U_{п2}$, U_r и проинтегрировав произведение за период Ω , получим выражение для показаний отсчетного устройства

$$\bar{\alpha} = S \frac{|E^+|^2}{Z_0} \{ (1 - |K_{отр}|^2 \cos(\varphi_m - \varphi_s) - 2|K_{отр}| \times \times \sin(2\beta z - \varphi_n) \sin(\varphi_m - \varphi_s) \}, \quad (5)$$

где $\bar{\alpha}$ — угол поворота рамки; S — коэффициент преобразования, определяющий чувствительность прибора.

Уравнение измерения проходящей мощности $P_{пр}$ имеет вид

$$\bar{\alpha}_n = S \frac{|E^+|^2}{Z_0} (1 - |K_{отр}|^2) = S P_{пр}, \quad (6)$$

где α_n — значение угла отклонения рамки при отсутствии погрешности измерения. Сравнивая выражения (5), (6), находим, что в реальном случае измерение проходящей мощности рассматриваемым методом осуществляется с относительной амплитудно-фазовой погрешностью

$$\delta_\varphi = \frac{\bar{\alpha}_n - \alpha}{\alpha_n} = 2 \sin \frac{\varphi_m - \varphi_\varepsilon}{2} \left[\sin \frac{\varphi_m - \varphi_\varepsilon}{2} - 2 \frac{|K_{отр}|}{1 - |K_{отр}|^2} \sin(2\beta z - \varphi_n) \cos \frac{\varphi_m - \varphi_\varepsilon}{2} \right]. \quad (7)$$

Анализ выражения (7) показывает, что погрешность измерения можно исключить при условии $\varphi_m - \varphi_\varepsilon = 0$. Если $\varphi_m \neq \varphi_\varepsilon$ ($\varphi_m - \varphi_\varepsilon \pm \pm \Delta\varphi = 0$), то, вводя в канал одного из зондов дополнительный фазовый сдвиг $\Delta\varphi$, получаем $\delta_\varphi = 0$.

Основной недостаток метода заключается в невысокой развязке между каналами зондов, осуществляемой первым преобразователем частоты при малой относительной расстройке между частотой входного сигнала ω и промежуточной частотой $\omega - \Omega$. В результате возникает существенная погрешность измерения, обусловленная связью между каналами. Уменьшить эту погрешность позволяет более сложный метод преобразования частоты, основанный на использовании гармоник сигнала вспомогательного генератора [4]. Суть метода заключается в следующем.

Преобразование частоты сигнала электрического зонда производится с помощью напряжения $U_n = K_n U_r \sin n\Omega t$ n -й гармоники сигнала вспомогательного генератора. Здесь K_n — коэффициент преобразования умножителя частоты на n . На выходе первого преобразователя частоты получаем сигнал

$$U_{n1} = \frac{1}{2} K_\varepsilon K_{n1} K_p U_r \frac{|E^+|}{Z_0} \{ \cos [(\omega - n\Omega)t + \beta z + \varphi_\varepsilon] + |K_{отр}| \cos [(\omega - n\Omega)t - \beta z + \varphi_n + \varphi_\varepsilon] \}. \quad (8)$$

Для преобразования частоты сигнала магнитного зонда U_m используется напряжение $|U_{(n-1)} = K_{n-1} U_r \sin (n-1)\Omega t$ $(n-1)$ -й гармоники сигнала вспомогательного генератора, где $K_{(n-1)}$ — коэффициент преобразования умножителя частоты на $(n-1)$. Сигнал на выходе второго преобразователя имеет вид

$$U_{n2} = \frac{1}{2} K_m K_{n2} K_{(n-1)} U_r \frac{|E^+|}{Z_0} \{ \cos [\omega t - (n-1)\Omega t + \beta z + \varphi_m] - |K_{отр}| \cos [\omega t - (n-1)\Omega t - \beta z + \varphi_n + \varphi_m] \}. \quad (9)$$

Если сигналы $U_{(n1)}$, U_{n2} подать на третий преобразователь частоты, то на выходе получим сигнал

$$U_{n3} = S \frac{|E^+|^2}{Z_0} \{ (1 - |K_{отр}|^2 \cos(\Omega t + \varphi_M - \varphi_\Phi) - 2 |K_{отр}| \sin(2\beta z - \varphi_N) \sin(\Omega t + \varphi_M - \varphi_\Phi) \}, \quad (10)$$

где $S = K_3 K_M K_{п1} K_{п2} K_B U_\Gamma$. Выражения (4), (10) идентичны. Следовательно, если подать сигналы U_{n3} , U_Γ на электродинамический ваттметр, то зависимость его показаний от проходящей мощности в линии передачи будет соответствовать выражению (5), а амплитудно-фазовая погрешность измерения — выражению (7).

Уменьшение погрешности измерения при методе преобразования частоты с использованием гармоник сигнала вспомогательного генератора достигается тем, что паразитная связь между каналами зондов осуществляется через избирательные цепи, резонансные частоты которых существенно отличаются от частоты сигнала зонда. Если предположить, что паразитная связь между каналами зондов происходит через четырехполюсник с коэффициентом передачи $K_c e^{j\varphi_c}$, то показания электродинамического ваттметра для рассмотренных методов имеют вид

$$\alpha_p = S [U_\Phi e^{j\varphi_\Phi} + K_c U_M e^{j(\varphi_M + \varphi_c)}] [U_M e^{j\varphi_M} + K_c U_\Phi e^{j(\varphi_\Phi + \varphi_c)}]. \quad (11)$$

При отсутствии связи между каналами получаем $\alpha_n = S U_\Phi U_M e^{j(\varphi_\Phi + \varphi_M)}$ (12). Тогда погрешность измерения проходящей мощности, обусловленную связью между каналами, можно записать в виде

$$\delta_c = \frac{\alpha_p - \alpha_n}{\alpha_n} = K_c e^{j\varphi_c} (K_c e^{j\varphi_c} + 2) \quad (13)$$

при $U_M = U_\Phi$, $\varphi_\Phi = \varphi_M$.

В первом методе связь между зондами осуществляется через первый преобразователь частоты и цепи между входами второго преобразователя частоты. Коэффициент связи в этом случае

$$K_{c1} = K_{п1}' K_{(1-2)п2}, \quad (14)$$

где

$$K_{п1}' = \frac{S_0 R_{0e}}{\sqrt{1 + \frac{(2\Omega Q)^2}{(\omega_c - \Omega)^2}}}$$

Здесь S_0 — крутизна преобразования первой гармоники сигнала; R_{0e} — эквивалентное сопротивление контура при резонансе; $K_{(1-2)п2}$ — коэффициент передачи цепей между входами второго преобразователя частоты. Во втором методе связь между зондами осуществляется через две параллельные ветви. Первая ветвь состоит из первого преобразователя частоты с передачей сигнала в прямом направлении, цепей между входами третьего преобра-

зователя частоты и второго преобразователя частоты с передачей сигнала в обратном направлении. Коэффициент связи ветви

$$K'_{c2} = K''_{n1} K_{(1-2)n3} K_{n2обр}, \quad (15)$$

где

$$K''_{n1} = \frac{S_0 R_{oe}}{\sqrt{1 + \frac{(2_n \Omega Q)^2}{(\omega_c - n\Omega)^2}}}$$

Вторая ветвь состоит из цепей между входами первого смесителя, первого умножителя частоты с передачей сигнала в обратном направлении, второго умножителя частоты и цепей между входами второго преобразователя частоты. Коэффициент связи второй ветви

$$K''_{c2} = K_{(1-2)n1} K_{y1обр} K_{y2} K_{(1-2)n2}, \quad (16)$$

где

$$K_{y2} = \frac{S_y R_{oe}}{\sqrt{1 + \frac{4Q^2 [\omega_c - (n-1)\Omega]^2}{[(n-1)\Omega]^2}}}$$

S_y — отношение амплитуды тока $(n-1)$ -й гармоники в контуре умножителя к амплитуде напряжения сигнала на входе. Учитывая, что $\omega_c \gg \Omega$, $Q \gg 1$, а значения каждого из коэффициентов $K_{(1-2)n1}$, $K_{(1-2)n2}$, $K_{(1-2)n3}$, $K_{n2обр}$, $K_{y1обр}$ меньше единицы, и принимая желательное на практике соотношение $\omega \approx 3_n \Omega$, получаем $K_{c1} < S_0 R_{oe}$ (17),

$$K'_{c2} < \frac{S_{oe} R_{oe}}{Q} \quad (18); \quad K''_{c2} \ll \frac{S_0 R_{oe}}{4Q} \quad (19).$$

Если связью между зондами через вторую ветвь пренебречь, то при втором методе коэффициент связи между зондами будет в Q раз меньше, чем при первом, т. е.

$$K_{c1}/K_{c2} = Q. \quad (20)$$

Следовательно, погрешность измерения проходящей мощности, обусловленная связью между зондами при использовании второго метода значительно меньше погрешности первого метода

$$\delta_c = \frac{K_c}{Q} e^{j\varphi_c} (K_c e^{j\varphi_c} + 2). \quad (21)$$

Таким образом, метод преобразования сигналов с использованием гармоник вспомогательного генератора позволяет уменьшить паразитную связь между каналами преобразования электрического и магнитного зондов. Преимущество предложенного метода заключается в том, что не нужно использовать преобразователи СВЧ-поле — постоянный ток. Метод эффективен при создании средств измерений для коаксиальных линий передачи, где изготовление СВЧ-узлов представляет собой сложную технологическую задачу.

Список литературы: 1. Жендубаев В. Н., Богомолов Е. К. Измеритель проходящей мощности СВЧ с непосредственным перемножением частотно-преобразованных сигналов // Радиотехника. 1973. Вып. 27. С. 161—166. 2. Жендубаев В. Н., Богомолов Е. К. Перестраиваемый измеритель проходящей мощности СВЧ для несогласованных волноводных трактов // Радиотехника. 1975. Вып. 32. С. 144—153. 3. Вимірювання різниці фаз в радіоелектроніці / Бова М.Т., Гойжевський В. О., Маєвський С. М. К., 1972. 231 с. 4. А. с. 602878 СССР. Преобразователь частоты для переноса угла сдвига фаз на частоту вспомогательного генератора / Мыценко И. М., Галеев Э. Р., Кукуш В. Д. // Открытия. Изобретения. 1978. № 14. С. 167.

Поступила в редколлегию 09.02.87

УДК 621.317.78 : 537.227

И. И. КЛЮЧНИК, канд. техн. наук, П. Г. БАБЕНКО

ПИРОЭЛЕКТРИЧЕСКИЙ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ ДЛЯ ВЫСОКОЭНЕРГЕТИЧЕСКИХ ТРАКТОВ СВЧ

В технике СВЧ тепловые преобразователи (калориметрические, термисторные, термоэлектрические) являются традиционными средствами измерения. В меньшей степени известно применение тепловых генераторных преобразователей на основе пироэлектрического эффекта, хотя такие их характеристики, как высокая чувствительность, неселективность, стабильность параметров, позволяют успешно использовать их при регистрации ИК и светового излучения [1;2].

В диапазоне СВЧ пироэлектрические преобразователи (ПЭП) наиболее перспективны в качестве базовых элементов устройств контроля и измерения импульсной и пиковой мощности [3]. Способность выдерживать значительные тепловые перегрузки, радиационная стойкость, большой динамический диапазон (для лучших материалов более 60 дБ), и значительное быстродействие (10^{-11} с) отводят им особое место при исследовании энергетических параметров сигналов и характеристик трактов различных высокоэнергетических систем СВЧ, работающих, как правило, в импульсном режиме.

Принцип действия преобразователя основан на пироэлектрическом эффекте, заключающемся в изменении спонтанной поляризации некоторых полярных диэлектриков при изменении их температуры. ПЭП СВЧ представляет собой пироэлектрический чувствительный элемент (обычно пластину пироэлектрического материала с нанесенными на плоскости полярных срезов электродами), встроенный в отрезок линии передачи и включенный в измерительную цепь.

Характеристики ПЭП, главным образом, определяются свойствами материалов чувствительных элементов. Выбор материалов для пироэлементов СВЧ осуществляется в соответствии с материаловедческим критерием, который учитывает свойства как пироэлектрика, так и металла электрода, поглощающего СВЧ-излучение за счет конечной проводимости: $M = \gamma \sqrt{K_2 / K_1 c_1 c_2 \rho_1 \rho_2}$, где γ — пироэлектрический коэффициент; $c_1 c_2, \rho_1, \rho_2, K_1, K_2$ — удельная теплоемкость, плотность и теплопроводность поглощающего электрода и пироматериала.

Это выражение получено на основании анализа теплового режима трехслойного пироэлемента [4]. Оно позволяет оценить эффективность различных материалов его слоев. Учет параметров пироэлектрика и электродов обусловлен соизмеримостью толщины слоев реальных пироэлементов с глубиной проникновения СВЧ-излучения в их материалы, т. е. объемным характером поглощения мощности всеми слоями. Причем чувствительность преобразователя максимальна при соизмеримости толщины поглощающего электрода с глубиной скин-слоя на частоте СВЧ-сигнала.

Число применяемых пироэлектриков непрерывно растет, однако, несмотря на их многообразие, наиболее используемыми в СВЧ-диапазоне остаются титанат и ниобат лития, а также керамики типа ЦТС и ТБК.

На основе этих материалов для работы в составе измерителей большого уровня импульсной мощности СВЧ разработаны конструкции пироэлектрических преобразователей, обеспечивающих регистрацию как периодических, так и одиночных импульсов длительностью от 0,5 до 100 мкс, предназначенных для волноводных трактов с площадью поперечного сечения 72×34 и 90×45 мм.

Преобразователь (рис. 1) включает в себя чувствительный элемент 1, его держатель

4, волноводную вставку 9, отрезок волновода 2 с фланцами 3, платы предварительной обработки сигнала 7, блок автономного питания 6, электромагнитный экран 5 с разъемом 8 для подключения кабеля, соединяющего ПЭП с контрольно-измерительным прибором. Исполнение пиропреобразователя в виде выносного волноводного блока обеспечивает дистанционное наблюдение и регистрацию результатов измерений.

Основой конструкции являются пироэлектрические чувствительные элементы размером $4 \times 4 \times 0,5$ мм, образующие согласованную в полосе частот волновода четырехэлементную неэквидистантную решетку. Пристенное размещение чувствительных элементов в волноводе и высокие диэлектрические свойства пироматериалов, исключаящие их пробой при предельных напряженностях поля линии передачи, обеспечивают возможность включения преобразователей непосредственно в основной тракт СВЧ-систем с уровнем импульсной мощности до 20 МВт.

Для волноводных трактов больших уровней мощности удобен монтаж пироэлементов на съемном основании 9, что упрощает сборку

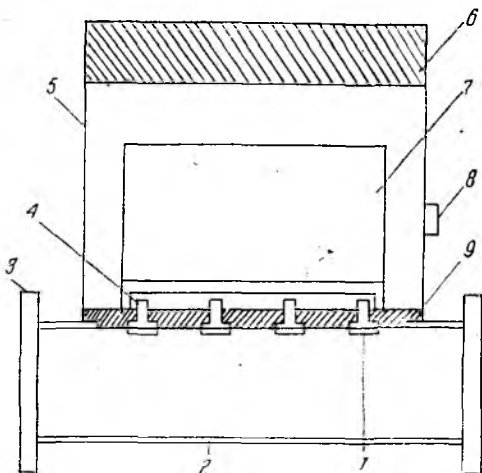


Рис. 1

узла на этапе изготовления пиропреобразователя и позволяет обеспечить неизменность длины тракта в эксплуатации на время ремонта либо замены пироэлементов путем установки герметизируемой вставки (заглушки) таких же размеров в месте основания 9.

Замещение части узкой стенки волновода вставкой 9 практически не сказывается на его электрической прочности. Поверхности вставки притираются, что обеспечивает ее плотную посадку в паз волновода. Плотность потока просачивающейся энергии СВЧ не превышает 10 мкВт/см² на расстоянии 1 м от выносного преобразователя, что отвечает существующим нормам для внешних измерительных преобразователей ваттметров СВЧ большой мощности.

При использовании волноводных труб с утолщенными стенками (для волноводных сечений площадью 72 × 34 и 90 × 45 мм ГОСТ 20900—75 предусматривается изготовление латунных труб толщиной 2 и 5 мм) для упрощения конструкции пироэлемент может быть укреплен на держателе 4, ввернутом непосредственно в стенку волновода. Работа источника энергии и питающих его устройств обуславливает сложную электромагнитную обстановку в зоне ПЭП. Это приводит к необходимости принятия мер по обеспечению помехозащищенности как конструкции выносного преобразователя, так и канала связи с контрольно-измерительным прибором. Именно с высоким уровнем помех в зоне тракта большой мощности связано расположение схемы предварительной обработки сигнала 7 непосредственно на волноводной секции преобразователя, питание ее от автономного источника 6 и устройство электромагнитного экрана 5, защищающего их.

В качестве помехозащищенной линии связи, протяженность которой может достигать сотни метров, использован экранированный радиочастотный кабель.

Для предварительной обработки сигнала конструкция преобразователя включает платы устройства 7, обеспечивающего согласование импеданса пироэлемента с измерительной цепью, усиление и суммирование сигналов многозондовой системы чувствительных элементов, а также преобразование амплитуды видеоимпульсов в соответствующий уровень постоянного напряжения, что обеспечивает помехозащищенность канала связи ПЭП с измерительным прибором.

Принципиальная электрическая схема такого устройства представлена на рис. 2. Видеоимпульсы положительной полярности, снимаемые с пирозлектрического чувствительного элемента, поступают на согласующий входной усилитель, выполненный на DA1 (544 УД 2А). Наличие регулировочного резистора R8 в цепи обратной связи позволяет компенсировать погрешности, возникающие из-за разброса параметров как самих элементов схемы, так и пирозлектрических чувствительных элементов. Дальнейшее усиление сигнала происходит с помощью усилителя DA2 (544 УД 2А), обладающего, как и предыдущий, возможностью плавной регулировки коэффициента усиления. При наличии нескольких входных усилителей каскад, выполненный на DA2, производит операцию суммирования сигналов. Для этого достаточно выходные разделительные конден-

саторы и резисторы согласующих входных усилителей подключить к инвертирующему входу операционного усилителя DA2. С выхода сумматора сигнал поступает на пиковый детектор, выполненный на VD1, (KD509) DA3 (159 НТ 18), DA4 (544УД 2А). Он позволяет запомнить информацию о максимальном уровне входного сигнала, преобразуя амплитуду импульсов в соответствующий уровень постоянного напряжения, пропорциональный амплитуде импульса, с последующим его запоминанием на время, варьируемое значением емкости С6. Пиковый детектор позволяет регистрировать входные

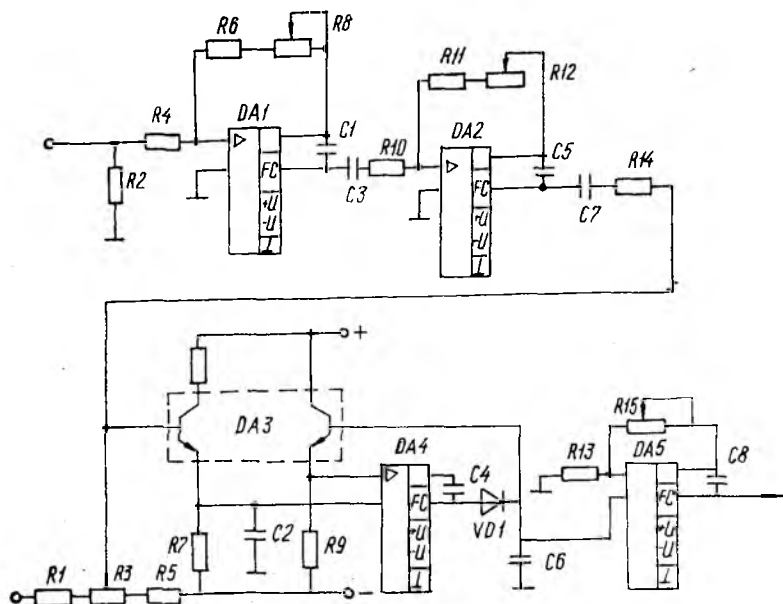


Рис. 2

импульсы длительностью от 0,1 мкс с частотой следования до 1 кГц. Введение регулировочного резистора R3 дает возможность линеаризовать характеристику детектора в диапазоне от 50 мВ до 8 В входного сигнала. Корректирующий усилитель на DA5 (544 УД2 А) является буферным каскадом, развязывающим запоминающую емкость пикового детектора С6 от нагрузки, и одновременно компенсирует потери напряжения в кабеле связи.

Устройство предварительной обработки сигнала запитывается от автономного источника и поддерживает работоспособность при изменении питающего напряжения от ± 15 до ± 10 В.

Таким образом, сигнал измерительной информации пирозлектрического преобразователя представляет собой изменяющийся уровень постоянного напряжения, передаваемый по кабелю связи на внешние устройства для дальнейшей обработки. Вывод измерительной информации в аналоговой форме в данном случае повышает помехозащищен-

ность всего пироэлектрического преобразователя, так как микросекундные импульсы помехи, равные по длительности, и синфазные с импульсами регистрируемого излучения, накладываясь на постоянное напряжение, не вызывают изменения его амплитуды. По кабелю связи изменяющееся постоянное напряжение подается на устройство выборки-хранения информации, что дает возможность работы с одиночными и редко повторяющимися импульсами. Затем сигнал подвергается аналого-цифровому преобразованию и через программируемый периферийный интерфейс при автоматизированной обработке данных измерений подается для окончательной обработки на микроЭВМ.

В конструкции волноводного пиропреобразователя (рис. 1) все схемы выполнены на трех платах методом печатного монтажа и разделены внутренними экранами. Платы предварительной обработки сигнала и ряд деталей конструкции ПЭП на волноводные сечения 90×45 и 72×34 мм унифицированы. При необходимости унификация может быть практически полной для широкого ряда волноводных сечений. Реализация на основе пироэлементов многозондовых структур и удобство их сопряжения с средствами микровычислительной техники расширяют функциональные возможности пироэлектрических преобразователей и позволяют рассматривать их как перспективные первичные преобразователи СВЧ-диапазона, на основе которых целесообразно создание целого ряда измерительных устройств СВЧ: измерителей $K_{стU}$, полных сопротивлений, затухания, ваттметров пиковой и импульсной мощности и т. д.

Таким образом, пиропреобразователи могут рассматриваться как основной элемент при создании достаточно полного метрологического обеспечения сверхвысокочастотных трактов большой мощности.

Список литературы: 1. Новик В. К., Гаврилова Н. Д., Фельдман Н. Б. Пироэлектрические преобразователи. М., 1979. 176 с. 2. Кременчуцкий Л. С., Ройцина О. В. Пироэлектрические приемники излучения. К., 1979. 382 с. 3. Ключник И. И., Новик В. К. Пироэлектрические преобразователи в устройствах СВЧ // Электрон. техника. Сер. Электроника СВЧ. Вып. 10 (322). 1980. С. 63—65. 4. Ключник И. И., Куценко Л. М. Тепловой режим пироэлектрического преобразователя СВЧ // Радиотехника. 1987. Вып. 83. С. 44 — 51.

Поступила в редколлегию 20.04.87

УДК 621.317

И. П. ЗАХАРОВ

КОРРЕКЦИЯ ДИНАМИЧЕСКИХ ХАРАКТЕРИСТИК ИНЕРЦИОННЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ МОЩНОСТИ СВЧ В БАЗИСЕ ИНТЕГРАТОРА С КОНЕЧНОЙ ПАМЯТЬЮ

Для исследования процессов взаимодействия СВЧ-полей с нестационарными полупроводящими средами [1] необходимо создание средств измерения, работающих в динамическом режиме. При этом объектом измерения является изменение во времени мощности непрерывной генерации или одиночных импульсов большой (до 1 с) длительности.

Изменение во времени мощности характеризуется текущим значением $P_T(t)$, которое определяется скользящим усреднением мгновенной мощности $P(t)$ за интервал T , значительно больший периода СВЧ-колебаний и предшествующий моменту измерения t [2]:

$$P_T(t) = \frac{1}{T} \int_{t-T}^t P(\theta) d\theta, \quad (1)$$

где θ — переменная интегрирования, имеющая размерность времени. Реализовать выражение (1) можно методом выборки в видеотракте [2]. При этом к первичным измерительным преобразователям (ПИП) ваттметров текущих значений мощности предъявляются требования безынерционности и возможности работы с непрерывным сигналом в реальном масштабе времени. Такие ваттметры промышленностью не выпускаются из-за ряда недостатков, присущих даже наиболее перспективному полупроводниковому ПИП: нелинейность вольт-ваттной характеристики, приводящая к необходимости градуировки ПИП; временная и температурная нестабильность параметров ПИП, сокращающая сроки интервалов между градуировками, вплоть до необходимости компарирования измеряемой мощности для каждой выборки; неравномерность частотной характеристики ПИП, затрудняющая проведение градуировок мощностью постоянного тока или переменного тока низкой частоты.

Указанные недостатки отсутствуют в тепловых преобразователях (нитяных и пленочных болометрах и термопарах), обладающих, однако, значительной инерционностью. Так, постоянная времени τ пленочных болометров и термопар составляет 0,3 и 20 мс, вольфрамового болометра диаметром 6 мкм — 2,2 мс. Коррекцией динамических характеристик известными способами [3] можно уменьшить эквивалентную постоянную времени системы ПИП — корректирующее звено на несколько порядков. Тем не менее ее наличие приводит к погрешности определения $P_T(t)$ методом выборки в видеотракте. Реализовать выражение (1) с помощью инерционного преобразователя можно, если ее коррекцию производить в базисе интегратора с конечной памятью (ИКП).

Системами с конечной памятью T называются системы, обладающие импульсными характеристиками $g_T(t)$, отличными от нуля на некотором интервале времени $(0, T)$ и равные нулю вне этого интервала [4]. Поэтому интеграл наложения для систем с конечной памятью имеет вид

$$y(t) = \int_{t-T}^t g_T(t-\theta) x(\theta) d\theta,$$

$$\text{или } y(t) = \int_0^T x(t-\theta) g_T(\theta) d\theta, \quad (2)$$

где x, y — входной и выходной сигналы. Таким образом, реакция системы с конечной памятью в некоторый момент времени t зависит

только от значений входного сигнала на временном интервале $(t - T, t)$, а время переходного процесса ограничено значением памяти T .

В соответствии с определением системы с конечной памятью, импульсная характеристика ИКП должна быть равна на интервале $(0, T)$ импульсной характеристике интегратора с бесконечной памятью и равна нулю вне этого интервала, т. е.

$$g_{\text{И}}(t) = \begin{cases} K/T, & 0 \leq t \leq T; \\ 0 & t < 0; t > T, \end{cases}$$

или $g_{\text{И}}(t) = \frac{K}{T} [1(t) - 1(t - T)]$. (3)

Здесь K — статический коэффициент преобразования.

Из выражения (3) можно получить остальные характеристики ИКП: переходная характеристика

$$h_{\text{И}}(t) = \int_0^t g_{\text{И}}(\theta) d\theta = \begin{cases} 0, & t < 0; \\ Kt/T, & 0 \leq t \leq T; \\ K, & t > T, \end{cases}$$

или $h_{\text{И}}(t) = \frac{K}{T} [t 1(t) - (t - T) 1(t - T)]$; (4)

передаточная функция

$$H_{\text{И}}(S) = \int_0^{\infty} g_{\text{И}}(t) e^{-St} dt = \frac{K}{TS} (1 - e^{-TS}),$$
 (5)

где S — оператор Лапласа; комплексный коэффициент преобразования

$$K_{\text{И}}(j\omega) = \int_0^{\infty} g_{\text{И}}(t) e^{-j\omega t} dt = \frac{K}{j\omega T} (1 - e^{-j\omega T}),$$
 (6)

где ω — частота СВЧ-колебаний; амплитудно-частотная характеристика

$$|K_{\text{И}}(j\omega)| = \sqrt{[\text{Re } K_{\text{И}}(j\omega)]^2 + [\text{Im } K_{\text{И}}(j\omega)]^2} = K \frac{[\sin(\omega T/2)]}{\omega T/2};$$
 (7)

фаза-частотная характеристика

$$\varphi(\omega) = \text{arctg} \frac{\text{Im } K_{\text{И}}(j\omega)}{\text{Re } K_{\text{И}}(j\omega)} = -\frac{\omega T}{2}.$$
 (8)

В выражениях (7), (8) $\text{Im } K_{\text{И}}(j\omega)$, $\text{Re } K_{\text{И}}(j\omega)$ — мнимая и действительная части комплексного коэффициента преобразования.

Из выражений (2), (3) следует, что уравнение преобразования ИКП при входном сигнале $x(t) = P(t)$ и равенстве интервала усреднения памяти интегратора соответствует определению текущей мощности (1).

Рассмотрим принцип коррекции инерционного преобразователя в базисе ИКП. При этом динамические характеристики системы ПИГБ корректирующее устройство должны соответствовать выражениям (3) — (8), а уравнение преобразования — выражению (1). При моделировании ПИП аperiodическим звеном первого порядка его дифференциальное уравнение имеет вид

$$\tau \frac{dy}{dt} + y(t) = KP(t). \quad (9)$$

Интегрируя правую и левую часть выражения (9) за время T и деля их на T , получаем общий алгоритм коррекции

$$P_T(t) = \frac{1}{T} \int_{t-T}^t P(\theta) d\theta = \frac{1}{K} \left\{ \frac{1}{T} \int_{t-T}^t y(\theta) d\theta + \frac{\tau}{T} [y(t) - y(t-T)] \right\}. \quad (10)$$

Для реализации этого алгоритма необходимо усреднить с помощью ИКП выходной сигнал ПИП за время T , прибавить к результату усреднения разность между выходным сигналом ПИП и тем же сигналом, но задержанным на время T , взятую с весовым коэффициентом τ/T , и произвести измерение значения результата сложения в момент времени t .

В случае безынерционного преобразователя ($\tau \ll T$) алгоритм (10) преобразуется в уравнение

$$P_T(t) = \frac{1}{KT} \int_{t-T}^t y(\theta) d\theta, \quad (11)$$

лежащее в основе метода выборки в видеотракте [2].

В случае, когда постоянная времени τ ПИП несоизмеримо велика по сравнению с длительностью измеряемого сигнала t_n , а $t_n \gg T$, алгоритм (10) преобразуется в выражение

$$P_T(t) = \frac{\tau}{KT} [y(t) - y(t-T)], \quad (12)$$

положенное в основу метода компарирования энергии [5].

Необходимо отметить, что алгоритм (12) непригоден для измерения мощности сигналов непрерывной генерации и обладает методической погрешностью измерения импульсов мощности, возрастающей с ростом длительности импульса t_n . Эта погрешность определяется первым слагаемым правой части выражения (10) и для импульса прямоугольной формы имеет вид

$$\delta_1 = e^{-\frac{t_n}{\tau}} \frac{\tau}{T} (e^{\frac{T}{\tau}} - 1) - 1 \approx -\frac{t_n}{\tau}. \quad (13)$$

Погрешность δ_1 достигает значения 10 % уже при $t_n = 0,1\tau$.

Для реализации алгоритма (10) необходимо звено запаздывания. Поэтому скользящее усреднение также логично производить с помощью линии задержки на основе формул приближенного интегрирования.

Так, используя формулу прямоугольников, для $T \gg \tau$ имеем

$$\int_{t-T}^t y(\theta) d\theta \approx Ty(t-T),$$

откуда получаем приближенный алгоритм [6]

$$P_T(t) = \frac{\tau}{KT} \left[y(t) - \left(1 - \frac{T}{\tau}\right) y(t-T) \right]. \quad (14)$$

Он отличается от алгоритма (12) только тем, что задержанный сигнал ослаблен в $(1 - T/\tau)$ раз. Однако этот алгоритм позволяет производить измерение текущей мощности в режиме непрерывной генерации.

Погрешность приближенного алгоритма (14) для случая прямоугольных импульсов имеет вид

$$\delta_2 = \frac{\tau}{T} e^{-\frac{t_и}{\tau}} \left(1 - e^{\frac{T}{\tau}} + \frac{T}{\tau} e^{\frac{T}{\tau}} \right) \approx -\frac{T}{2\tau}. \quad (15)$$

Она неотягощена составляющей $t_и/\tau$. Используя формулу трапеций, получаем

$$\int_{t-T}^t y(\theta) d\theta = \frac{T}{2} [y(t) + y(t-T)].$$

Тогда

$$P_T(t) = \frac{\tau}{KT} \left[y(t) \left(1 + \frac{T}{2\tau}\right) - y(t-T) \left(1 - \frac{T}{2\tau}\right) \right]. \quad (16)$$

Погрешность алгоритма (16) меньше, чем алгоритма (14), и для прямоугольных импульсов составляет

$$\delta_3 = -\frac{\tau}{T} e^{-\frac{t}{\tau}} \left(1 + \frac{T}{2\tau} - e^{\frac{T}{\tau}} + \frac{T}{2\tau} e^{\frac{T}{\tau}} \right) \approx -\frac{1}{12} \left(\frac{T}{\tau} \right)^2. \quad (17)$$

В общем случае с помощью N -отводной линии задержки и сумматора с N входами можно организовать приближенный алгоритм усреднения на основе любой квадратурной формулы до N -го порядка включительно с N равноотстоящими узлами (формулы Ньютона — Котеса). Погрешность таких алгоритмов будет определяться погрешностью приближенного интегрирования.

Список литературы: 1. Геккер И. Р. Взаимодействие сильных электромагнитных полей с плазмой. М., 1978. 254 с. 2. Механников А. И., Мыльников А. В., Петрова Т. И. Образцовая мера импульсной мощности в волноводных трактах // Тр. Всесоюз. НИИ физ.-техн. и радиоизмерений. Вып. 6 (36). М., 1972. С. 200—203.

3. Шукшунев В. Е. Корректирующие звенья в устройствах измерения нестационарных температур. М., 1970. 120 с. 4. Дуванов С. Г., Шекшня В. Л. Корректирующие устройства с конечной памятью в системах автоматического регулирования. М., 1973. 104 с. 5. Мыльников А. В. Прецизионный ваттметр импульсной СВЧ мощности // Измер. техника. 1982. № 8. С. 64—66. 6. А. с. 1188665 СССР. Способ измерения пиковой мощности / Захаров И. П. Открытия. Изобретения. 1985. № 40. С. 177.

Поступила в редколлегию 09.02.87

УДК 621.317

А. Б. ЕГОРОВ

ПАРАМЕТРЫ ДЕТЕКТОРНОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ МОЩНОСТИ, РАБОТАЮЩЕГО В РЕЖИМЕ ОТСЕЧКИ АНОДНОГО ТОКА

Полупроводниковые детекторные диоды находят все более широкое применение в качестве измерительных преобразователей мощности на высоких частотах [1]. Главные их преимущества — малая инерционность и высокая чувствительность. Однако ряд недостатков (нелинейность вольт-ваттной характеристики, чувствительность к изменению температуры, разброс параметров и др.) существенно ограничивают их использование в измерительной аппаратуре. Тем не менее для определения параметров быстропротекающих переменных процессов диодам замены нет. Совершенствование технологии полупроводникового производства позволило значительно повысить метрологические характеристики диодов как измерительных преобразователей, в частности приборов с барьером Шоттки, где в качестве выпрямляющего перехода служит контакт металла с полупроводником [2]. Но по-прежнему точность измерения мощности на высоких частотах традиционными методами (калориметрическим, болометрическим, термоэлектрическим) в 3—4 раза выше точности измерения диодными методами. Одна из причин — недостаточное исследование детекторов как измерительных преобразователей мощности, составляющих их погрешности измерений, и как следствие ограниченное применение структурно-алгоритмических методов коррекции погрешностей. Эти методы позволяют существенно улучшать метрологические характеристики преобразователей и достигать предельных погрешностей диодных ваттметров порядка 6—10 % [1; 3].

Рассмотрим модель диодного измерительного преобразователя мощности в режиме отсечки анодного тока при отсутствии внешнего смещения. В первом приближении, пренебрегая влиянием реактивных элементов диода и самого преобразователя, а также внутренними

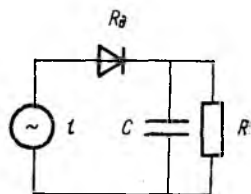


Рис. 1

потерями, эквивалентную схему СВЧ-преобразователя на полупроводниковом диоде с нелинейной вольт-амперной характеристикой (ВАХ), подключенного к источнику СВЧ-колебаний, можно представить в виде, показанном на рис. 1 [2].

Предположим, что на вход преобразователя поступает гармонический немодулированный сигнал $e = E \cos \omega t$, а блокирующая емкость C настолько велика, что ее сопротивление на этой частоте равно нулю. ВАХ любого диода является сложной функцией экспоненциального вида. Однако с достаточно малой погрешностью можно выделить на ней два участка — линейный (для больших сигналов) и квадратичный (для малых сигналов).

В первом случае аналитическое выражение ВАХ имеет вид

$$I = \begin{cases} U/R_d, & V \geq 0; \\ 0, & V < 0. \end{cases}$$

Здесь I — сила тока, U — напряжение; R_d — сопротивление диода. При линейной ВАХ коэффициент преобразования напряжения не зависит от значения входного сигнала: $K = \cos \Theta$, где Θ — угол отсечки анодного тока. Значение Θ , а следовательно, и K определяется соотношением сопротивлений R , R_d из уравнения [2]

$$\frac{R_d}{R} = \frac{\sin \theta - \theta \cos \theta}{\pi \cos \theta} = \frac{\sqrt{1-K^2} - K \arccos K}{\pi K}, \quad (1)$$

$$0 < K \leq 1.$$

Решить в явном виде последнее уравнение относительно K сложно. Поэтому рациональным решением является приближенная аппроксимация функции $K = f(R/R_d)$. Выбор аппроксимирующей функции и ее числовых коэффициентов производился численными методами по критерию равномерного приближения по относительному отклонению

$$\varepsilon = \max \left[\frac{K(x) - \bar{K}(x)}{K(x)} \right],$$

где $x = R/R_d$. При этом для $K \geq 0,21$ с погрешностью не более $\pm 3\%$ решение уравнения (1) имеет вид

$$K = 1,24 \{1 - \exp[-\arctg(x^{2/3}/5)]\}. \quad (2)$$

При условии согласования преобразователя с генератором и передающей линией для выбранной модели вся падающая мощность P_* рассеивается на диоде. Для оценки этой мощности необходимо возвести в квадрат напряжение U_0 , снимаемое с преобразователя. Если $U_0 = KE$, а $P_* = E^2/2\rho$, где ρ — характеристическое сопротивление линии передачи, то $\delta P_* = 2(\delta U_0 - \delta K)$.

Значение δU_0 определяется индикаторным блоком ваттметра, а значение δK — свойствами преобразователя, в частности отклоне-

нием ВАХ от линейной модели в диапазоне измеряемых мощностей и нестабильностью сопротивлений R_d, R обусловленной изменением температуры, «старением» и другими факторами. Если принять, что и нелинейность ВАХ характеризуется изменением сопротивления R_d , то погрешность измерения мощности СВЧ выбранным детекторным преобразователем при условии согласования его с линией передачи и отсутствия частотной зависимости параметров будет определяться отклонениями R_d, R от номинальных значений.

Продифференцировав выражение (2) и проведя некоторые преобразования, получаем

$$\delta K = \frac{\alpha \beta x^\gamma \arctg(x^\gamma/\beta) \exp[-\alpha \arctg(x^\gamma/\beta)]}{(\beta^2 + x^{2\gamma}) \{1 - \exp[-\alpha \arctg(x^\gamma/\beta)]\}} \delta x, \quad (3)$$

где $\alpha = 1$, $\beta = 5$, $\gamma = 2/3$. Согласно $\delta x = \delta R - \delta R_d$ (4), последнее выражение перепишем в виде $\delta K = B(\delta R - \delta R_d)$ (5).

Весовой коэффициент B определяется соотношением $x = R / R_d$ и зависит от коэффициента передачи по напряжению K . Следовательно, можно найти такие значения x для δK , при которых погрешность измерения мощности, обусловленная неопределенностями δR и δR_d , будет минимальна. Численное исследование функции $B = f(K)$ показало, что параметр B имеет максимум при $K \approx 0,6$ и стремится к нулю при $K \rightarrow 1$. Таким образом, при разномкнутым выходе преобразователя ($R \rightarrow \infty$) неопределенности $\delta R, \delta R_d$ имеют пренебрежимо малое влияние на результирующую погрешность измерения. Однако необходимо учитывать, что при $K \rightarrow 1$ ток, протекающий через диод, практически равен нулю и линейная модель ВАХ фактически теряет смысл даже при большом входном сигнале.

Запишем формулу определения входного сопротивления преобразователя [2]

$$R_{вх} = \pi R_d / (\arccos K - K \sqrt{1 - K^2}), \quad (6)$$

откуда, пренебрегая влиянием неопределенности R , получаем

$$\delta R_{вх} = \pi \delta R_d / (\arccos K - K \sqrt{1 - K^2}).$$

Модуль коэффициента отражения преобразователя на основной гармонике $\Gamma \approx 0,5 \delta R_{вх}$. По известной методике можно определить погрешность рассогласования, обусловленную изменением R_d .

Из формулы (6) для $K \geq 0,1$ имеем $R_{вх} \geq 2 R_d$. Поэтому для получения достаточно высокого коэффициента преобразования при условии согласования схема, представленная на рис. 1, требует применения низкоомных диодов или включения дополнительных согласующих резисторов.

Вольт-ваттная чувствительность линейного преобразователя зависит от падающей мощности $K_p = U_0 / P_+ = K \sqrt{2\rho/P_+}$. Способы линеаризации вольт-ваттной характеристики (ВВХ) известны и не являются сложными [3].

Опишем работу преобразователя для квадратичной ВАХ диода. Эта модель является наиболее предпочтительной для измерения мощности. В известных работах [2; 4] рассмотрен подобный режим для случая короткого замыкания цепи нагрузки ($R = 0$) и внешнего смещения $E_0 \geq E$ (отсутствие отсечки анодного тока). В этом случае постоянная составляющая анодного тока I_0 пропорциональна значению падающей мощности и чувствительность по мощности не зависит от P_+ . При отсутствии внешнего смещения ($E_0 = 0$) появляется отсечка анодного тока. Тогда I_0 имеет более сложную зависимость от приложенной мощности и ВВХ в общем случае нелинейна и зависит от P_+ .

Рассмотрим ВВХ преобразователя (рис. 1) в предположении согласования его с линией передачи. Представим ВАХ диода в виде

$$I = \begin{cases} aV^2, & V \geq 0; \\ 0, & V < 0. \end{cases}$$

При наличии входного гармонического воздействия $e = E \cos \omega t$ через диод течет ток [2] $i = aE^2 (\cos \omega t - \cos \Theta)$, который имеет постоянную составляющую, определяемую методом преобразования Фурье

$$I_0 = \frac{1}{2\pi} \int_{-\Theta}^{\Theta} i(\omega t) d\omega t = \frac{aE^2}{2\pi} (\Theta + 2\Theta \cos^2 \Theta - 3 \cos \Theta \sin \Theta) = \frac{aE^2}{2\pi} A. \quad (7)$$

Параметр A определяется углом отсечки и зависит от нагрузочного сопротивления R , параметра ВАХ (a) и приложенного напряжения E . При этом $U_0 = I_0 R = aAR\rho P_+ / \pi$ (8). Следовательно, $K_p = aAR\rho / \pi$ (9). В явном виде чувствительность преобразователя от P_+ не зависит.

Так как $A = f(E)$, $\cos \Theta = U_0 / E = aARE / (2\pi)$ (10). Таким образом, ВВХ квадратичного диодного преобразователя в режиме отсечки анодного тока нелинейна.

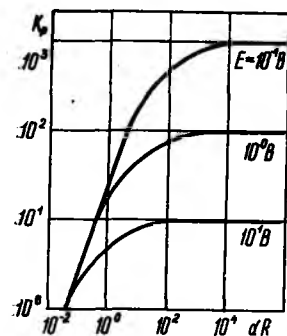


Рис. 2

Общий вид чувствительности по мощности как функции aR для различных E представлен на рис. 2. Анализ этого графика и формул (7) — (10) позволяет сделать следующие выводы.

Параметр A изменяется в пределах от 0 до $\pi/2$ при изменении Θ от 0 до $\pi/2$ или K от 1 до 0. Из (7) можно определить максимальную чувствительность, которая не зависит от E : $K_{p\text{ макс}} = 0,5 aR\rho$ (11).

Линейный участок функции $K_p = f(aR)$ соответствует малым E ; $K_p(E) = \text{const}$ при малых aR , или с уменьшением aR увеличивается E , когда $K_p(E) = \text{const}$. Это соответствует большим углам отсечки $\Theta \rightarrow \pi/2$.

При малых углах отсечки чувствительность преобразователя практически не зависит от значения aR и зависит от E . Это объясняется тем, что $K \rightarrow 1$ и согласуется с выводами по формулам (3) — (5) для линейного преобразователя.

ВВХ преобразователя будет линейна с погрешностью δ для мощностей, меньших $P_{+\text{макс}} = 10^{-2n} / [2\rho(aR)^2]$, или для $E < 10^{-n} / (aR)$, где n является функцией δ и может быть определена следующим образом:

$\delta, \%$	0,0004	0,04	0,08	0,68	6,0
n	5	4	3	2	1

С учетом (11) для $\delta = 0,1 \%$ верхняя граница линейного участка ВВХ $P_{+\text{макс}} = 10^{-6} \rho / (8K_p^2)$. При

этом максимальное напряжение преобразователя составит $V_{0 \text{ макс}} = 10^{-6} \rho / (8K_p)$.

Исследованные модели преобразователей мощности упрощены. Опущены из рассмотрения реактивные элементы прибора. Однако это позволило более полно определить сущность работы детекторного преобразователя как измерителя мощности, оценить его предельные характеристики простыми выражениями.

Список литературы: 1. Фэнтом А. Э. Национальные эталоны мощности и энергии // Тр. ин-та инж. по электротехнике и радиоэлектронике. 1986. 74. Вып. 1. С. 106—114. 2. Силаев М. А., Комов А. Н. Измерительные полупроводниковые СВЧ преобразователи. М., 1984. 152 с. 3. Егоров А. Б., Овчинников И. К. Определение эмпирических характеристик измерительных преобразователей СВЧ // Радиотехника. 1986. Вып. 76. С. 129—132. 4. Билько М.-И., Томашевский А. К. Измерение мощности на СВЧ. М., 1986. 168 с.

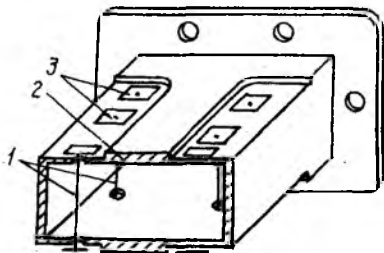
Поступила в редколлегию 10.02.87

УДК 621.382

А. В. МЫЛЬНИКОВ, канд. техн. наук

РАСШИРЕНИЕ ДИНАМИЧЕСКОГО ДИАПАЗОНА МНОГОЭЛЕМЕНТНЫХ БОЛОМЕТРИЧЕСКИХ ИМПУЛЬСНЫХ СВЧ-ВАТТМЕТРОВ

Среди многих типов преобразователей СВЧ-мощности болометрические преобразователи обладают наибольшей стабильностью. Согласно данным зарубежной печати болометрические измерители мощности достаточно стабильны в течение 10 лет, а рекомендуемый межповерочный интервал для них составляет 2—3 года [1]. Волноводные многоэлементные болометрические преобразователи, созданные во Всесоюзном научно-исследовательском институте физико-технических и радио-измерений имеют стабильность по калибровочному коэффициенту не хуже 0,3 % в год [2]. На основе этих преобразователей созданы ваттметры для измерения среднего значения мощности и импульсные ваттметры [3].



Первые попытки использовать болометрические преобразователи для измерения импульсной мощности методом интегрирования —

дифференцирования, были предприняты еще в 60-х годах. Однако разработанные для коаксиального тракта импульсные ваттметры не нашли широкого применения из-за недостаточной устойчивости болометрических преобразователей к перегрузкам. Болометры сгорали не только от перегрузочной СВЧ-мощности, но и от подключения преобразователя к тракту при включении и выключении приборов. Сами болометры представляли собой платиновую нить толщиной около 1 мкм или тонкую пленку, напыленную на подложке [4].

На несколько порядков более высокую устойчивость к перегрузкам имеют волноводные многоэлементные болометрические преобразователи, в которых болометры выполнены из вольфрамовой проволоки диаметром 6 мкм [5]. Схематически конструкция такого преобразователя представлена на рисунке. Максимально допустимая импульсная мощность для этих преобразователей ограничивается энергией сгорания болометра и может быть определена расчетным путем [6]. Например, для 16-элементного болометрического преобразователя на сечение волновода 72×34 мм максимально допустимая импульсная мощность составляет 3 кВт при длительности импульса 10 мкс.

Очевидно, что если увеличивать диаметр болометра, то его устойчивость к перегрузкам возрастает, однако зависимость перегрузочной импульсной мощности от диаметра болометра не является прямо пропорциональной. Как известно [5], энергия импульса СВЧ, вызывающая сгорание болометра W_k , прямо пропорциональна его теплоемкости C , калибровочному коэффициенту преобразователя K_k и числу болометров N .

Увеличение диаметра проволоки, из которой сделан болометр, от d до D приводит к возрастанию его теплоемкости в $(D/d)^2$ раз. Кроме того, одновременно уменьшается активное сопротивление болометра. Уменьшение сопротивления по постоянному току пропорционально увеличению сечения болометра, т. е. в $(D/d)^2$ раз, на СВЧ активное сопротивление уменьшается в зависимости от соотношения диаметра к глубине скин-слоя δ . При $D \ll \delta$ активное сопротивление уменьшается в $(D/d)^2$ раз, при $d \gg \delta$ — в D/d раз. Примерно во столько же раз увеличивается и калибровочный коэффициент болометрического преобразователя. Следовательно, энергия импульса СВЧ, вызывающая сгорание болометров, возрастает, по крайней мере, в $(D/d)^3$ раз. В этом случае калибровочный коэффициент преобразователя увеличивается только в D/d раз.

Применение болометров большого диаметра не только увеличивает импульсную прочность преобразователя, но увеличивает и механическую прочность болометров, улучшает технологичность изготовления. Постоянная времени болометров увеличивается при этом в D/d раз, что дает возможность расширить диапазон измеряемых длительностей импульсов в сторону больших значений.

Повышение уровня измеряемой мощности обычно достигается применением делителей мощности, например, в виде направленных ответвителей. При этом уровень измеряемого среднего значения мощности, уровень измеряемой импульсной мощности и импульсная прочность ваттметра увеличиваются в одинаковое число раз, равное

коэффициенту деления примененного делителя. Увеличение диаметра болометра позволяет изменить уровень измеряемого среднего значения мощности и уровень импульсной мощности в D/d и $(D/d)^3$ раз. Последнее обстоятельство имеет важное значение, если импульсный ваттметр калибруется по среднему значению мощности, как в случае [3]. Откалибровав такой ваттметр в режиме непрерывной генерации при сравнительно низком уровне мощности, например, с помощью возимого эталона [2], можно при одинаковой точности измерить импульсную мощность более высокого уровня (в $(D/d)^2$ раз), чем в случае применения более тонких болометров и направленного ответвителя.

Для сравнения реальных технических характеристик были изготовлены преобразователи, в которых вместо болометров диаметром 6 мкм были впаины болометры из того же материала диаметром 30 мкм. При этом максимальное измеряемое среднее значение мощности увеличилось в 10 раз, максимальная измеряемая импульсная мощность, а также импульсная прочность преобразователя — в 300 раз. Постоянная времени преобразователя составила 10 мс. Согласование с волноводным трактом осталось в пределах прежних допусков. Конструкция преобразователя выдерживала импульсную мощность более 10^5 Вт без электрического пробоя.

Диаметр болометра можно увеличить еще в несколько раз. Соответственно изменятся и характеристики ваттметра, однако при этом имеется, по крайней мере, два ограничения. Во-первых, сопротивление болометра уменьшается до значений менее 1 Ома, что создает определенные трудности при разработке систем индикации. Во-вторых, становятся соизмеримыми потери СВЧ-мощности в болометрах и стенках преобразователя, в результате чего нагрев стенок волновода существенно влияет на показания ваттметра в режиме измерения средней мощности. Происходит дрейф показаний ваттметра с постоянной времени, равной тепловой постоянной всего отрезка волновода. Частично этот дрейф можно скомпенсировать с помощью термокомпенсационных болометров. Так при диаметре болометров 30 мкм удалось снизить дрейф до значения, существенно меньшего основной погрешности ваттметра. Однако при дальнейшем увеличении отношения потерь в стенках волновода к потерям в болометрах потребуются дополнительные меры по учету влияния нагрева стенок.

Следовательно, динамический диапазон болометрических импульсных ваттметров целесообразно расширять путем увеличения диаметра болометров. Максимальная импульсная мощность и импульсная прочность возрастет, по крайней мере, в 300 раз при повышении калибровочного коэффициента всего в 10 раз.

Список литературы: 1. Хоур К. А. Деятельность поверочных служб Национального бюро стандартов США // Тр. Ин-та. инж. по электротехнике и радиоэлектронике. 1986. 74. № 1. С. 37 — 41. 2. Перепелкин В. А., Пантелеев Т. Р., Чуйко В. Г. Рабочий возимый эталон единицы мощности СВЧ в волноводных трактах // Измер. техника. 1985. № 4. С. 47 — 52. 3. Мыльников А. В. Прецизионный ваттметр импульсной мощности СВЧ // Измер. техника. 1984. № 8. С. 64 — 66. 4. Измерение мощности на СВЧ / Билько М. И., Томашевский А. К., Шаров П. П., Баймуратов Е. А. М., 1976. 168. с. 5. Технические характеристики

и применение многоэлементных волноводных болометрических преобразователей / Григорова В. Р., Дуров А. М., Механиков А. И. и др. // Исследования в области радиотехнических измерений: Тр. Всесоюз. НИИ физ.-техн. и радиоизмерений. 1979. Вып. 40(70). С. 4 — 11. 6. Мыльников А. В., Чуйко В. Г., Недопекин В. С. Исследование основных импульсных характеристик волноводных болометрических преобразователей проходящей мощности // Методы и средства радиотехнических измерений: Тр. Всесоюз. НИИ физ.-техн. и радиоизмерений. 1976. Вып. 27(57). С. 6 — 12.

Поступила в редколлегию 20.04.87

УДК 621.317

М. И. ВДОВЕНКО, Б. П. ЗОЛОТОВ, канд. техн. наук

ВОЛНОВОДНЫЙ ИЗМЕРИТЕЛЬ ПОГЛОЩАЕМОЙ МОЩНОСТИ МИЛЛИМЕТРОВОГО ДИАПАЗОНА КАЛОРИМЕТРИЧЕСКОГО ТИПА

Как правило, измерители СВЧ-мощности состоят из приемного преобразователя и индикаторного устройства, причем не являясь самостоятельным, каждый из блоков автономен. Диапазон частот и уровень измеряемой мощности, которые в основном определяют область применения измерителя мощности, обусловлены приемным преобразователем.

Известны различные способы измерения мощности СВЧ [1;2], но для измерения средних и больших уровней мощности наибольшее распространение получил калориметрический способ измерения, что нашло отражение в конструкциях серийных СВЧ-ваттметров. Основные достоинства метода — высокая точность измерения и стабильность параметров в условиях эксплуатации. Недостатки — значительные масса и габаритные размеры, большое время установления показания (до 60 с). Однако в области миллиметрового диапазона часто из-за малых размеров сечений волноводного тракта данные недостатки отсутствуют либо их значение становится несущественным. При этом масса калориметрического преобразователя может быть снижена до 300 — 400 г. Развитие науки и техники выдвинуло задачу разработки контрольно-измерительной аппаратуры для миллиметрового диапазона частот (в том числе и его коротковолновой части), в состав которой входят измерители мощности. Конструкция волноводного измерителя мощности (калориметрического преобразователя) представлена на рисунке.

Данный измеритель мощности предназначен для измерения средних значений мощности непрерывных и импульсно-модулированных колебаний в динамическом диапазоне от 10 мВт до 10 Вт в широком диапазоне частот миллиметровых длин волн 25,6 — 178,4 ГГц.

Конструкция калориметрического преобразователя построена по классической схеме и состоит из двух волноводных секций с объемным СВЧ-поглотителем *б*, низкочастотного нагревателя *б* и термодатчика [3].

Волноводные секции имеют размеры сечения $7,2 \times 3,4$ мм. Применение сменных пирамидальных переходов 1 для размеров сечения $5,2 \times 2,6$; $3,1 \times 1,8$; $2,4 \times 1,2$; $1,6 \times 0,8$ мм расширяет частотный диапазон измерителя мощности и охватывает практически весь миллиметровый диапазон длин волн. Объемный СВЧ-поглотитель изготовлен в форме клина, равномерно сужающегося в трех плоскостях. Материал, из которого изготовлен клин, имеет высокие электродинамические показатели и обладает хорошей теплопроводностью (таким материалом может служить монокристаллический кремний). Измеренное значение КСВН в рабочем диапазоне частот составляет не более 1,3.

В волноводной секции опорного канала вместо аналогичного клина (традиционное решение тепловой симметрии, описанное в литературе) расположен балансир 8, имеющий простейшую форму параллелепипеда для плотной посадки в волновод, изготовленный из латуни. В качестве материала балансира может быть выбран любой другой доступный металл.

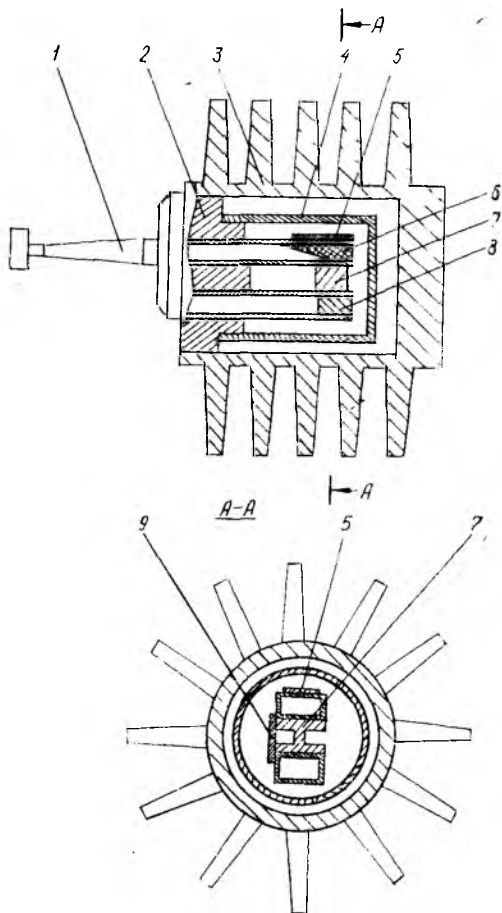
При этом необходимо, чтобы постоянные времени в каждой секции были равны между собой, т. е. должно выполняться соотношение

$$\frac{c_1 m_1}{\lambda_1} = \frac{c_2 m_2}{\lambda_2}$$

где c_1, c_2 — теплоемкости волноводных секций; m_1, m_2 — массы секций; λ_1, λ_2 — теплопроводности секций.

Данное решение позволяет подбором массы балансира оптимизировать переходный процесс и получить время установления показаний 10 — 15 с.

В качестве термодатчика использован модуль термоэлектрический 9 из серийного изделия МЗ-55. При этом обеспечивается коэффициент



преобразования 1 — 2 мВ/Вт. Нагреватель 5 необходим для калибровки измерителя мощности и проверки его параметров на постоянном (низкочастотном) токе. Нагреватель расположен таким образом, что воздействие равных по значению мощностей от нагревателя и поглотителя вызывает различное значение термо-ЭДС термоэлектрического модуля. Возникающая при этом неэквивалентность частично компенсируется потерями СВЧ-мощности в подводящем тракте. Разрешающая способность измерения мощности на нижнем пределе составляет 0,1 мВт и при использовании высокочувствительного индикаторного устройства может быть снижена до 0,01 мВт при стабильности «нуля» не более 0,02 мВт/мин. Допускается кратковременная (до 5 мин) перегрузка мощностью до 15 Вт. Тепловая система является пассивной, основу которой составляет игольчатый радиатор 3. Погрешность измерения составляет от 6 — 10 % (в диапазоне частот 25,6—78,3 ГГц) до 10 — 15 % (в диапазоне частот 78,3—178,6 ГГц).

Основные факторы, определяющие погрешность измерения, следующие: точность средств поверки и градуировки; частотный ход коэффициента калибровки; неопределенность потерь при многократных перестыковках соединительного фланца; нелинейность динамической характеристики измерителя мощности; неопределенность вследствие рассогласования; изменение характеристик прибора в процессе эксплуатации за межповерочный интервал.

Согласно государственной поверочной схеме ГОСТ 8.535—85 основная погрешность измерения (без учета погрешности за счет рассогласования) при поверке измерителя мощности определяется соотношением $\delta_{осн} = \delta_{свч} + \delta_{нел}(2)$, где $\delta_{осн}$ — основная погрешность измерения мощности; $\delta_{свч}$ — погрешность измерения СВЧ-мощности во всем частотном диапазоне на нижнем пределе измерения; $\delta_{нел}$ — погрешность, обусловленная нелинейностью динамической характеристики.

Погрешность $\delta_{свч}$ определяется путем непосредственного сличения показаний измерителя мощности и образцового средства измерения. В качестве последних применяют ваттметры проходящей и поглощаемой мощности с основной погрешностью 2 — 2,5 % (в зависимости от частотного диапазона). Значение $\delta_{свч}$ с учетом основной погрешности средств поверки и градуировки лежит в пределах 5 — 12 %.

Погрешность $\delta_{нел}$ определяется на постоянном токе методом косвенных измерений. Значение $\delta_{нел}$ в предлагаемой конструкции измерителя мощности достигает 4 % и при настройке снижается до 1 %.

Таким образом, значение основной погрешности измерителя мощности не превысит 6 — 14 %. Погрешность за счет рассогласования определяется известными методами [2]. Изменение характеристик прибора за межповерочный интервал вносит дополнительную погрешность, которая может быть соизмерима с основной погрешностью измерения. При межповерочном интервале в один год эта погрешность для данной конструкции измерителя мощности составила не более 2 %. Представленная конструкция калориметрического преобразователя положена в основу разрабатываемых ваттметров поглощаемой мощности МЗ-78 и МЗ-80. В составе с индикаторным устрой-

ством ваттметры имеют следующие основные характеристики. Данные характеристики обеспечиваются в интервале рабочих температур $-10 \div +50^\circ\text{C}$. Ваттметры МЗ-38 и МЗ-80 являются первыми отечественными измерителями мощности среднего уровня в коротковолновой части миллиметрового диапазона.

Основные данные	МЗ-78	МЗ-80
Диапазон частот, ГГц	118,1—178,4	78,3—118,1
Диапазон измерения мощности, Вт	0,01—10,0	0,01—1,0
Основная погрешность измерения, %	15	15
КСВН	1,3	1,3

Список литературы: 1. Валитов Р. А., Сретенский В. Н. Радиотехнические измерения. М., 1970. 712 с. 2. Билько М. И., Томашевский А. К. Измерение мощности на СВЧ. М., 1986. 168 с. 3. Измерения на миллиметровых и субмиллиметровых волнах. Методы и техника / Валитов Р. А., Дюбко С. Ф., Макаренко Б. И. и др. М., 1984. 296 с.

Поступила в редколлегию 20.04.87

УДК 621.317

С. Ю. ЛАПУНОВ, канд. техн. наук, А. Г. СКОРОДУМОВ

ПОВЫШЕНИЕ ТОЧНОСТИ ВЫСОКОЧАСТОТНЫХ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ ДЛЯ ОТНОСИТЕЛЬНЫХ ИЗМЕРЕНИЙ

В области радиоизмерений на ВЧ и СВЧ широко распространены измерительные задачи, связанные с определением относительных безразмерных величин, таких, как коэффициенты передачи, преобразования, усиления. При решении этих задач отношение двух одноименных физических величин (напряжений, мощностей) выступает в явном виде и является мерой, определяющей измеряемые величины. Такие измерения широко распространены в медицине, в частности при разработке методов дозиметрии в ВЧ- и СВЧ-терапии. Погрешность определения отношения физических величин зависит от нелинейности измерительных преобразователей (ИП), которая в конечном итоге и определяет точность измерений. При решении подобных измерительных задач перспективными методами повышения точности измерений являются структурные методы. Запишем зависимость входной физической величины y от выходного сигнала ИП x в виде $y = Sx + F(x)$ (1), где S — коэффициент преобразования ИП; $F(x)$ — систематическая погрешность нелинейности. При определении отношения y_i/y_j по отношению выходных сигналов ИП основной вклад в погрешность измерений вносит функция $F(x)$, максимальное значение которой может быть существенным [1]. Снижение значений $F(x)$ до уровня десятых долей процента может быть достигнуто путем введения поправок, поскольку $F(x)$ — закономерно изменяющаяся функ-

В случае известного коэффициента преобразования ИП S и коэффициента деления K делителя физической величины y (3) представляет собой систему из N линейных уравнений с $N-1$ неизвестными, решив которую относительно коэффициентов C_i , получим однозначное выражение для функции $F(x)$.

Если неизвестен коэффициент преобразования ИП, но известно значение K , то (3) представляет собой также линейную систему из N уравнений с $N-1$ неизвестными. Однако в этом случае могут быть найдены коэффициенты обобщенного многочлена функции $F(x)/S$.

При известном коэффициенте преобразования исследуемого ИП и неизвестном значении K (3) является системой из N нелинейных уравнений с N неизвестными. В этом случае определяются коэффициенты обобщенного многочлена функции $F(x)$.

В случае, когда и S , и K неизвестны, (3) представляет собой систему из N нелинейных уравнений с N неизвестными, решив которую, найдем параметры функции $F(x)/S$.

Определив параметры $F(x)$ либо $F(x)/S$, можно вычислить отношение y_i/y_j , используя измеренные значения x_i, x_j по формуле

$$y_i/y_j = [Sx_i + \sum_{n=1}^{N-1} C_n \varphi_n(x_i)] / [Sx_j + \sum_{n=1}^{N-1} C_n \varphi_n(x_j)].$$

Значительный интерес представляет выбор оптимального с точки зрения минимизации погрешности аппроксимации коэффициента деления K делителя физической величины y . Для этого (1) перепишем в виде $y = Sx [1 + f(x)]$, где $f(x) = F(x)/Sx$. Для большинства измерительных задач можно допустить, что $\max |f(x)| \leq 0,1$. Следовательно, (2) можно записать как

$$K = \frac{x_i' [1 + f(x_i)]}{x_i' [1 + f(x_i')]}$$

Обозначим $\frac{x_i}{x_i'} = K_i$. Тогда $K = K_i \frac{1 + f(x_i)}{1 + f(x_i')}$, или $K = K_i [1 + f(x_i)] \times [1 - f(x_i')]$. Пренебрегая произведением $f(x_i) f(x_i')$ как малой второго порядка, получаем

$$K = K_i [1 + f(x_i) - f(x_i')].$$

Вследствие монотонности функции $f(x)$ $K = K_i \left[1 + f(x_i) - f\left(\frac{x_i}{K}\right) \right]$.

Вводя обозначение $\bar{K}_i = \frac{1}{K_i}$, вычисляем

$$\bar{K}_i = \frac{1}{K} + \frac{f(x_i) - f\left(\frac{x_i}{K}\right)}{K}.$$

Так как K_i в общем виде — функция x ,

$$K(x) = \frac{1}{\bar{K}} + \frac{f(x) - f\left(\frac{x}{\bar{K}}\right)}{K}. \quad (4)$$

Коэффициенты при неизвестных α_i в системе (12) являются элементами матрицы C

$$C_{ji} = (x_j)^{i+1} - K (x'_j)^{i+1},$$

или

$$C_{ji} = (x_{im} + \alpha_j)^{i+1} - K (x'_{im} + \alpha_j)^{i+1}.$$

Разделим C_{ji} на структурную и систематическую составляющие. Воспользовавшись малостью случайных погрешностей

$$C_{ji} = [(x_{jm})^{i+1} - K (x'_{jm})^{i+1}] + [(i+1)(x_{jm})^i \alpha_j - (i+1)K (x'_{jm})^i \alpha'_j],$$

получаем систему уравнений вида $C(d + \Delta d) = l + \Delta l$, в которой погрешности содержат только правые части (свободные члены). Вектор приведенных погрешностей имеет вид

$$\Delta l_j = \alpha_j \left[-1 - \sum_{i=1}^{N-1} (x_{jm})^i (i+1) \right] + \alpha'_j \left[K + \sum_{i=1}^{N-1} (x'_{jm})^i (i+1) K \right]. \quad (13)$$

Случайные погрешности коэффициентов α_i можно записать так:

$$\Delta d = C^{-1} \Delta l. \quad (14)$$

Дисперсия j -го элемента вектора Δd с учетом выражения (14) имеет следующий вид:

$$\sigma^2(\Delta d_j) = \sum_{i=1}^N (C_{ji}^{-1})^2 \sigma^2(\Delta l_i),$$

где $\sigma^2(\Delta l_i)$ — дисперсия приведенной погрешности Δl_i , определяемая из выражения (13),

$$\sigma^2(\Delta l_i) = \sigma^2(\alpha_i) \left\{ \left[1 + \sum_{i=1}^{N-1} (i+1)(x_{jm})^i \right]^2 + \left[K + K \sum_{i=1}^{N-1} (i+1)(x'_{jm})^i \right]^2 \right\}. \quad (15)$$

При этом предполагается, что среднее квадратическое отклонение всех случайных погрешностей одинаково. Из выражения для функции нелинейности

$$f(x) = a_0 + \sum_{i=1}^{N-1} a_i x^{i+1}$$

ясно, что a_0 представляет собой аддитивную погрешность измерителя x (погрешность нуля).

Поскольку $a_j = \sum_{i=1}^N C_{ji}^{-1} l_i$, выражение для $f(x)$ примет вид

$$f(x) = \sum_{m=1}^N C_{Nm} l_m + \sum_{i=1}^{N-1} \sum_{m=1}^N C_{im}^{-1} \Delta l_m x^{i+1}.$$

Тогда случайная составляющая $f(x)$ определится как

$$\Delta f(x) = \sum_{m=1}^N C_{Nm}^{-1} \Delta l_m + \sum_{i=1}^{N-1} \sum_{m=1}^N C_{im}^{-1} \Delta l_m x^{i+1},$$

или

$$\Delta f(x) = \sum_{m=1}^N \Delta l_m [C_{Nm}^{-1} + \sum_{i=1}^{N-1} C_{im}^{-1} x^{i+1}].$$

Таким образом, среднее квадратическое отклонение $f(x)$ может быть определено через погрешность измерителя x

$$\sigma[f(x)] = \sqrt{\sum_{m=1}^N \sigma^2(\Delta l_m) (C_{Nm}^{-1} + \sum_{i=1}^{N-1} C_{im}^{-1} x^{i+1})^2}. \quad (16)$$

Областью применения предложенного метода повышения точности высокочастотных измерительных преобразователей могут быть антенные измерения [3]. Он может быть использован при проверке цифровых измерительных приборов [4] и для повышения точности средств измерений отношения мощностей СВЧ.

Список литературы: 1. Жилинскас Р.-П.П. Измерители отношения. М., 1975. 320 с. 2. Алиев Т. М., Сейдель Л. Р. Автоматическая коррекция погрешностей цифровых измерительных приборов. М., 1975. 216 с. 3. А. с. 1218347 СССР. Способ определения коэффициента нелинейности антенного преобразователя / Лапунов С. Ю., Скородумов А. Г. // Открытия. Изобретения. 1986. №10. С. 227. 4. А. с. 127030 СССР. Способ проверки цифровых измерительных устройств и устройство для его осуществления / Лапунов С. Ю., Скородумов А. Г. // Открытия. Изобретения. 1986. № 46. С. 168.

Поступила в реколлегую 30.03.87

УДК 621.317

В. С. БУРЯК, канд. техн. наук, А. В. БЕЛЯЕВ, В. Н. ЗИНЬКОВСКИЙ,
А. М. ЛЕОНОВ

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ ВОЛНОВОДНЫХ РАЗДЕЛИТЕЛЕЙ ДЛЯ ИЗМЕРЕНИЯ МОЩНОСТИ ПОБОЧНЫХ КОЛЕБАНИЙ ПРИБОРОВ СВЧ

Измерение уровня побочных колебаний (ПК) приборов СВЧ производится в условиях распространения по передающему тракту, кроме частоты основных колебаний (ОК), энергии на частотах гармоник в виде смеси различных типов волн с произвольным фазовым сдвигом. В связи с этим любой из существующих способов измерения ПК предполагает реализацию пространственного (по типам волн) и частотного анализа распространяющихся колебаний [1].

Задача пространственного разделения ОК и ПК решена с помощью волноводного разделителя колебаний (ВРК) [2]. Схема ВРК показана на рис. 1. ВРК состоит из трех основных частей: входной секции 1, отрезка широкого волновода 2 и трех измерительных

каналов 3, образованных делением на три части широкого волновода продольными металлическими перегородками. Измерительные волноводы являются запердельными для частот ОК. Поэтому мощность ОК отражается от перегородок и полностью проходит в выходной волновод при соответствующем выборе длины широкого волновода. Мощность на частотах ПК проходит в измерительные каналы в виде совокупности нескольких типов волн [2].

Входная секция 1 предназначена для включения ВРК в разрыв СВЧ-тракта исследуемого устройства. В этой же секции установлены ступенчатые трансформаторы для согласования входа ВРК с широким волноводом 2 в рабочей полосе частот. Широкий волновод длиной l обеспечивает фазовый сдвиг $\pi/2$ на рабочей частоте между волнами типа H_{10} и H_{20} , возбуждаемых в нем. Длина волновода определяется из соотношения

$$l = 0,227 \lambda_0 \left[\sqrt{1 - \left(\frac{\lambda_0}{2A}\right)^2} - \sqrt{1 - \left(\frac{\lambda_0}{A}\right)^2} \right]^{-1},$$

где λ_0 — рабочая длина волны ОК; A — ширина широкого волновода.

Размер A выбирается из условия его запердельности в рабочем диапазоне ОК для волны типа H_{30} .

Выделение мощности ПК в выходных каналах ВРК производится с помощью измерительных возбудителей типов волн, которые пред-

ставляют из себя переходы от волновода увеличенного сечения с волной вышнего типа к волноводу стандартного сечения соответствующего диапазона с волной типа H_{10} . Мощность ПК на каждой час-

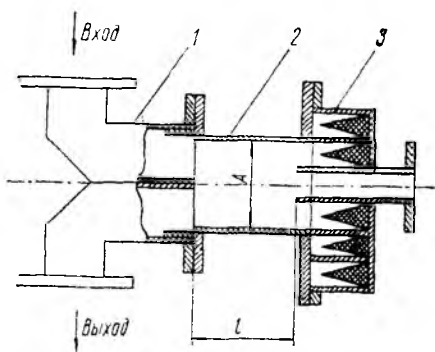


Рис. 1

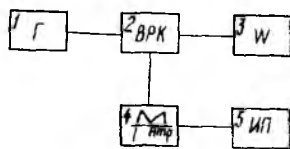


Рис. 2

тоте определяется суммарной мощностью, измеренной в измерительных каналах на различных типах волн с учетом калибровочного коэффициента K

$$P_{ПК} = K \sum_{i=1}^m \sum_{j=1}^3 P_{ij}.$$

Здесь P_{ij} — мощность, измеренная в канале j на волне типа i . В измерительные каналы проходит значительная часть мощности всех типов волн, распространяющихся в основном волноводу на частотах ПК. Суммарное переходное ослабление не превышает 3 дБ. Расчеты

и экспериментальные исследования показали, что значение K можно принять равным двум в диапазоне частот второй и третьей гармоник основного сигнала. При этом максимальная погрешность измерения уровня ПК за счет ВРК составит не более 3 дБ.

Конструкция выходной секции предусматривает переключения каналов измерения. Два других канала при этом подключаются к согласованным нагрузкам. В используемом ВРК с сечением входного тракта 72×34 мм полоса частот по ОК составляет не более 20 % по уровню $K_{сгУ} \leq 1,2$.

Частотный анализ и измерение уровня мощности ПК в волноводах стандартного сечения проводится с помощью измерительных приемников типа П5 соответствующего диапазона. Поскольку исследуемые приборы имели сечение выходного волновода 72×10 мм, на частотах ПК на вход ВРК поступали только волны типа H_{m0} . Поэтому анализ ПК в измерительных волноводах ВРК проводился возбудителями волн типов H_{10} , H_{20} , что обеспечивало достоверную информацию об уровне ПК в основном тракте до частот третьей гармоники ОК.

Схема установки для измерения мощности ПК приборов

СВЧ представлена на рис. 2. Высокочастотная мощность на основной частоте с выхода исследуемого генератора СВЧ 1 полностью проходит через измерительное устройство ВРК 2 и поглощается согласованной водяной нагрузкой измерителя мощности МЗ-13/1 3. Значительная часть мощности ПК ответвляется в измерительные волноводы ВРК, и после выделения и преобразования в возбудителе высших типов волн 4 мощность ПК поступает на вход измерительного приемника 5. Измерение мощности гармоник вплоть до пятой производилось с помощью измерительных приемников П5-7, П5-34, П5-13. Суммарный уровень мощности гармоник $P_{ПК}$ определялся суммированием мощностей P_{ij} типов волн H_{10} , H_{20} в трех измерительных каналах j с учетом поправочного коэффициента K .

Исследовался импульсный генератор СВЧ десятисантиметрового диапазона со средней мощностью порядка 20 Вт (длительность импульса $\tau \approx 0,8$ мкс, частота посылок порядка 1 кГц, скважность 1000).

Результаты измерений уровней мощности гармоник двух приборов приведены в таблице. Относительный уровень суммарной мощности гармоник на выходе исследуемых приборов вычислялся по формуле

$$P_n = 10 \lg \frac{P_{ПК}}{P_{ОК}}$$

Номер гармоники	Типы волн i	P_{ij} , мкВт, в измерительном канале j			P_n , дБ
		1	2	3	
<i>Первый прибор</i>					
2	H_{10}	0,9	1,79	0,18	-65
3	H_{10}	0,2	2,02	2,55	-60
4	H_{20}	1,01	1,28	1,61	-47
	H_{20}	4,7	23,6	74,7	
<i>Второй прибор</i>					
2	H_{10}	0,047	0,466	0,736	-69
3	H_{10}	0,023	0,037	0,233	-73
	H_{20}	0,059	0,074	0,074	
4	H_{10}	7,8	3,11	3,92	-52
	H_{20}	15,6	1,56	31,1	

где $P_{ПК}$ — средняя мощность ПК, мкВт; $P_{ОК}$ — средняя мощность ОК, мкВт; n — номер гармоники основной частоты.

Из данных, приведенных в таблице, видно, что мощность третьей гармоники может превышать мощность второй на 5 дБ, а мощность четвертой гармоники превышает уровень третьей на 13 — 21 дБ. Отметим, что от одного экземпляра прибора к другому разброс в значениях мощности гармоник является достаточно большим и может составлять примерно 4 — 13 дБ.

Было изучено влияние анодного тока, напряжения накала и частоты генерации ОК на уровни гармоник исследуемых приборов. В результате выполненных экспериментальных исследований влияния режима работы на уровни гармоник генератора СВЧ установлено, что от выбора режима работы приборов в пределах эксплуатационных значений вышеуказанных параметров уровни гармоник существенно не изменяются.

Таким образом, показана возможность измерения с помощью волноводных разделителей колебаний уровней мощности ПК СВЧ-приборов в диапазоне частот второй и третьей гармоник основного сигнала.

Список литературы: 1. *Побочные колебания в электронных приборах СВЧ/* Бецкий О. В., Палатов К. И., Цейтлин М. Б., Ильин Ю. Д. М., 1984. 152 с.
2. *Буряк В. С., Леонов А. М., Никитин В. В. Волноводный разделитель колебаний // Сб. тр. Моск. энерг. ин-та, М., 1984. № 46. С. 50 — 54.*

Поступила в редколлегию 12.03.87

УДК 621.317

В. В. УСЭНКОВ, В. П. МОРГАЛОВСКИЙ, Ю. И. СОКАЛИН

ИЗМЕРИТЕЛЬ ЭНЕРГИИ ОДИНОЧНЫХ И РЕДКО ПОВТОРЯЮЩИХСЯ СВЧ-ИМПУЛЬСОВ

Для СВЧ-генераторов большого уровня мощности, работающих в режиме одиночных и редко повторяющихся импульсов, когда продолжительность излучения составляет единицы и десятки секунд, средняя мощность становится практически не контролируемым параметром. Это определяется, в частности, большим временем установления показаний жидкостных калориметрических ваттметров (от 30 с до 1 мин). В этом случае наиболее достоверной энергетической характеристикой является энергия импульса излучения.

Существующие измерители энергии одиночных импульсов, например, в области оптических частот [1] построены по методу статического калориметра, при котором измерительная информация представляется в виде амплитуды напряжения, пропорционального максимальному приращению температуры приемного преобразователя, в свою очередь, пропорционального энергии импульса излучения. Применение указанного способа измерения энергетических характеристик в СВЧ-диапазоне вызывает существенные трудности в его

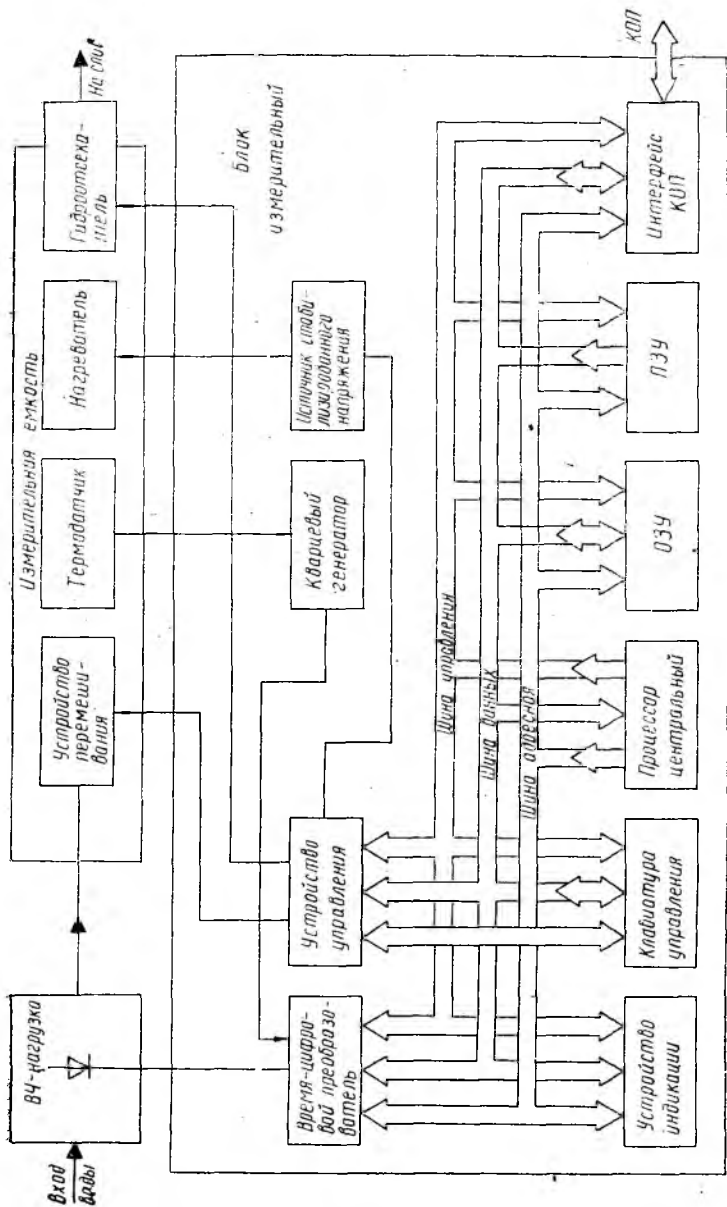
реализации, так как в калориметрических нагрузках большой мощности в качестве поглотителя используется дистиллированная вода, имеющая в силу своих диэлектрических свойств относительно небольшую глубину проникновения электромагнитного поля. Поэтому нагрузки в статическом режиме, т. е. без прокачки воды, работоспособны лишь для невысоких значений мощности в импульсе и его длительности.

Рассмотрим принцип и схему построения автоматизированного измерителя энергии одиночных и редко повторяющихся СВЧ-импульсов, в котором в значительной степени удалось избежать указанного недостатка [2].

Прибор состоит из трех блоков: калориметрической нагрузки, измерительной емкости и измерительного блока (рисунок). Калориметрическая нагрузка предназначена для преобразования СВЧ-энергии в тепловую при малых значениях различных неконтролируемых потерь. Калориметрическая нагрузка работает в динамическом режиме, т. е. с прокачкой воды, которая с поглощенной энергией импульсного излучения локализуется в специальном калориметре — измерительной емкости, а разность температур, соответствующая различным моментам времени (до и после воздействия импульса), служит мерой энергии импульса. Измерительная емкость представляет собой теплоизолированный сосуд цилиндрической формы с конфузуром, снабженный запорным вентилем с электромагнитным приводом, нагревателем, системой датчиков температуры и устройством перемешивания воды. Измерительный блок осуществляет измерение температуры в разные промежутки времени, преобразование температурных сигналов в код, вычисление разности температур, преобразование данной величины в масштабируемую величину энергии импульса с индикацией ее в цифровой форме. Кроме того, он обеспечивает автоматическую синхронную работу всего измерителя по заданному алгоритму.

Алгоритм работы прибора включает в себя следующие операции. До подачи СВЧ-импульса вода последовательно проходит через калориметрическую нагрузку, измерительную емкость и далее на слив. При подаче СВЧ-импульса по переднему фронту его огибающей, получаемой с помощью диодной детекторной секции, включенной с необходимым ослаблением параллельно калориметрической нагрузке, формируется команда об измерении начальной температуры. По этой команде снимаются сигналы с датчиков температуры, в качестве которых используются специальные кварцевые резонаторы с LC-срезом, позволяющие получить стабильный температурный коэффициент частоты при нелинейности, не превышающей 0,2 % в диапазоне температур 0 — 100°C. Частотный выход кварцевых датчиков дает возможность с минимальной погрешностью и минимальными аппаратными затратами получить информацию о температуре воды.

Дальнейший алгоритм работы измерителя предусматривает через определенное время задержки после окончания действия СВЧ-импульса подачу команды «закрыто» на запорный вентиль с электромагнитным приводом. По этой команде прекращается прохождение воды через измерительную емкость. Габаритные размеры измерительной



емкости выбираются с учетом необходимого расхода воды, симально возможной длительности импульса и условия «отсе», которое заключается в том, чтобы вода с преобразованной в тепле энергии импульса не вышла за пределы измерительной емкости. В целях минимизации габаритных размеров измерительной емкости в последней устанавливается турбулентный режим течения, характеризующийся прямоугольным распределением скоростей по поперечному сечению гидравлического канала. Одновременно с командой «за крыто» формируется команда, в соответствии с которой на фиксированное время включается устройство перемешивания воды (электродвигатель с мешалкой). После этого в емкости устанавливается равномерное поле. Энергия, выделяемая в результате перемешивания воды, впоследствии учитывается как систематическая ошибка. Производится измерение конечной температуры воды, аналогичное предыдущему процессу измерения начальной температуры. Устройство управления и обработки, реализованное на базе однокристалльного центрального процессора типа 580ВМ80, производит обработку поступающей в него информации согласно выражению $W = H(\bar{T}_{\text{кон}} - \bar{T}_{\text{нач}})$ (1), где W — энергия СВЧ одиночного импульса; H — тепловой эквивалент; $\bar{T}_{\text{кон}}$, $\bar{T}_{\text{нач}}$ — усредненные значения температуры воды в измерительной емкости после и до действия СВЧ-импульса.

Вычислим разность температур согласно выражению

$$\bar{T}_{\text{кон}} - \bar{T}_{\text{нач}} = \sum_{i=1}^n \frac{f_{\text{кон}i} - f_{\text{нач}i}}{\alpha_i n}, \quad (2)$$

где $f_{\text{кон}i}$ — частота кварцевого генератора с i -датчиком при температуре $T_{\text{кон}}$; $f_{\text{нач}i}$ — частота кварцевого генератора с i -датчиком при температуре $T_{\text{нач}}$; α_i — температурный коэффициент частоты i -датчика; n — количество кварцевых термодатчиков, использованных для измерения температуры в измерительной емкости.

Тепловой эквивалент измерительной емкости определяется экспериментально при калибровке ваттметра. При калибровке на фиксированное время $t_{\text{кал}}$ включается источник стабилизированного напряжения U_k , подключенный к нагревателю с сопротивлением R , размещаем в измерительной емкости

$$W_{\text{кал}} = \frac{U_k^2}{R} t_{\text{кал}} = H(t_k - t_1), \quad (3)$$

где $W_{\text{кал}}$ — энергия, поступившая в измерительную емкость от стабилизированного источника напряжения; t_1 — температура в измерительной емкости до подачи мощности; t_k — температура в измерительной емкости после подачи мощности и окончания работы устройства перемешивания.

После окончания измерения температуры $T_{\text{кон}}$ формируется команда «открыто», поступающая на запорный вентиль с электромагнитным приводом, в результате которой открывается прохождение воды через цепочку нагрузка — емкость. После удаления воды с погло-

щенной энергией предыдущего импульса измеритель готов к приему нового импульса. Затем цикл работы повторяется.

Дополнительная информация о длительности измеряемого импульса, поступающая с детекторной секции, преобразуется с помощью время-цифрового преобразователя в двоичный код. Этим же преобразователем частота сигнала, поступающая с кварцевого генератора, преобразуется в информацию об измеряемой температуре. Полученные результаты преобразования позволяют кроме энергии импульса W_n измерить его длительность τ_n и среднюю мощность в импульсе $P_{ср.н} = W_n/\tau_n$ (4).

С помощью клавиатуры управления задается требуемый режим работы прибора и вывод одного из измеренных параметров W_n , τ_n , $P_{ср.н}$, выводимых на цифровое табло измерителя. Встроенный интерфейс канала общего пользования (КОП) позволяет работать прибору в АИС и обеспечивает вывод измеренных параметров в КОП и программирование из КОП режимов работы прибора. Часть интерфейсных функций в приборе реализована программным способом. Рабочая программа, реализующая алгоритм работы прибора, записана в постоянное запоминающее устройство (ПЗУ) и занимает 8 Кбайт.

Расширение динамического диапазона прибора в сторону больших значений измеряемой энергии может быть достигнуто включением в режиме калибровки внешнего источника стабилизированной мощности и увеличением габаритных размеров измерительной емкости.

Методика поверки погрешности измерителя включает поэлементный метод суммирования частных составляющих погрешности с обязательной экспериментальной поверкой погрешности на токе промышленной частоты. В этом случае калориметрическая нагрузка заменяется нагревателем с системой подачи стабилизированной мощности тока промышленной частоты. Максимальное значение основной погрешности не превышает $\pm 10\%$.

Список литературы: 1. Катюк А. Ф. Измерение энергетических параметров и характеристик лазерного излучения. М., 1981. 200 с. 2. А. с. 470769 СССР. Измеритель энергии СВЧ-импульса/Попов Е. И., Усэнков В. В. // Открытия. Изобретения. 1975. № 18. С. 104.

Поступила в редколлегию 20.04.87

УДК 621.317.794 : 537.872

А. Б. КАТРИЧ, канд. физ.-мат. наук, В. М. КУЗЬМИЧЕВ, д-р физ.-мат. наук,
А. В. ХУДОШИН

ИЗМЕРИТЕЛЬНАЯ СИСТЕМА ДЛЯ ОПРЕДЕЛЕНИЯ ПРОСТРАНСТВЕННО-ЭНЕРГЕТИЧЕСКИХ ПАРАМЕТРОВ ЛАЗЕРНОГО ИЗЛУЧЕНИЯ

Использование микроЭВМ для управления измерительной аппаратурой и обработки информации, поступающей от первичных преобразователей излучения, позволяет значительно расширить функцио-

нальные возможности и технические характеристики систем, предназначенных для определения параметров пучка лазерного излучения. Однако высокая стоимость, большой объем аппаратуры и малая, как правило, степень использования микроЭВМ снижают эффективность таких комплексов при использовании только в измерительных целях [1]. Эти задачи может успешно решать действующий по специализированной программе микроконтроллер на основе микросхем одного из распространенных микропроцессорных комплектов. Одновременно повышается автономность и воспроизводимость аппаратуры, уменьшается ее объем и энергопотребление.

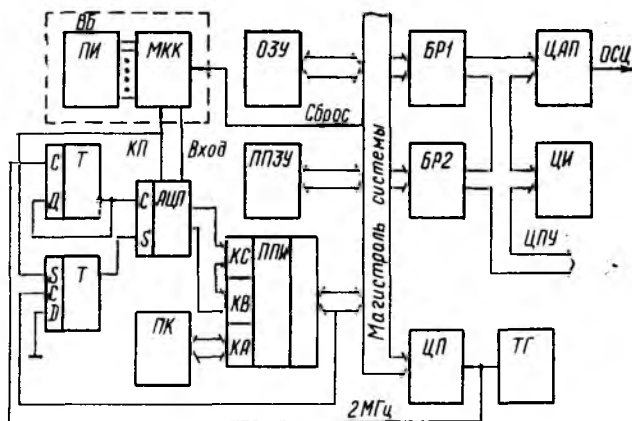


Рис. 1

В качестве примера решения измерительной задачи с применением микропроцессорной обработки информации ниже приведено описание системы для определения пространственно-энергетических характеристик лазерного излучения. Последовательность операций в системе является общей при различных измерительных преобразователях и режимах работы и включает получение информации от координатно-чувствительного преобразователя, ее первичную обработку и хранение, вычисление необходимых характеристик, получение и преобразование выходных данных для регистрации.

Функциональная схема измерительной системы, построенной с использованием микропроцессорного комплекта КР580, представлена на рис. 1. С ее помощью определяются следующие параметры излучения технологических лазеров: полная энергия импульсного или мощность непрерывного излучения; координаты энергетического центра; состояние поляризации; функция распределения интенсивности в сечении пучка и его обобщенная площадь. Устройство состоит из выносного блока (ВБ), преобразователя излучения (ПИ) и блока обработки. Схему в значительной степени определяют характеристики чувствительного преобразователя и объем хранимой исходной информации.

В большинстве случаев применяются матричные координатно-чувствительные преобразователи с различными типами элементарных

датчиков [1;2]. Однако при работе с интенсивным излучением технологических лазеров преимуществами обладают микропроволочные болометрические преобразователи [3]. За счет высокой лучевой стойкости они допускают размещение непосредственно в пучке излучения. Болометры в преобразователе располагаются параллельно в виде плоской решетки с шагом, значительно превышающим их диаметр и длину волны излучения. Конкретные размеры определяются диапазоном изменения параметров, в основном полной мощностью или энергией [3]. Четыре решетки болометров установлены перпендикулярно к направлению распространения излучения друг за другом с поворотом на 45° осей болометров по отношению к предыдущей решетке. Разработанные сменные преобразователи имеют шаг решеток от 2 до 15 мм при диаметре болометров от 20 до 40 мкм. К регистрирующей схеме подключен каждый болометрический элемент.

Постоянная времени болометров превышает 5 мс, поэтому вместо схемы параллельной регистрации применен размещенный в ВБ многоканальный аналоговый коммутатор (МКК), что упростило сопряжение с обрабатывающей частью и повысило автономность ВБ. Управление МКК осуществляется фронтом сигнала «конец преобразования» (КП), вырабатываемого 12-разрядным аналогоцифровым преобразователем (АЦП) поразрядного уравнивания с временем преобразования 12 мкс.

Первичная обработка одного канала заканчивается занесением информации из АЦП в оперативное запоминающее устройство (ОЗУ) через центральный процессор (ЦП). С целью обеспечения максимального быстродействия учтено, что АЦП фактически является по отношению к ЦП устройством, функционирующим в режиме постоянной памяти [4]. Запуск АЦП осуществляется с помощью команды считывания слова старших разрядов АЦП, подключенных к каналу КС программируемого параллельного интерфейса (ППИ), после чего преобразователь блокируется нулевым уровнем сигнала КП.

Информация, поступившая в ЦП через ППИ (каналы КВ, КС), заносится в стековую память в соответствии с приведенной ниже программой:

Адрес	Код команды	Мнемокод	Комментарий
0076	D330	OUT 30	Сброс МКК
0078	DB22	IN 22	Запуск АЦП
007A	3E40	MVI A, 40	В регистре А — счетчик каналов
007C	110011	LXI SP, 1100	
007F	2A0120	M:LHLD2001	Загрузка информации из АЦП
0082	E5	PUSH H	Запись слова данных в ОЗУ
0083	3D	DCR A	Если не все каналы опрошены,
0084	C27F00	JNZ M	повторить

Использование операции со стеком уменьшает период опроса одного канала ПИ до 20,5 мкс при тактовой частоте ЦП 2 МГц, т. е. всего на 8,5 мкс больше минимально возможно для данного АЦП длительности. Перед запуском программы в аккумулятор загружается число каналов ПИ, а в указатель стека — число, на две единицы большее

конечного адреса области памяти, отведенной для исходной информации.

На панели коммутационной (ПК) задаются режимы работы системы и вывода информации. При измерении параметров непрерывного излучения сначала в ОЗУ заносятся начальные значения сопротивлений болометров. После подачи излучения на ПИ по сигналу «пуск» производится запись информации. В импульсном режиме ЦП непрерывно анализирует суммарное значение приращения сопротивления по первой решетке, пока оно не превысит заданный пороговый уровень, после чего ЦП отслеживает максимальное значение приращения и производит запись в ОЗУ сигналов от всех болометров. Такой алгоритм устраняет необходимость внешней синхронизации системы. Выбор количества серий данных, номера обрабатываемой серии и т. д. осуществляется на ПК предварительно или оператором во время работы. После записи система обрабатывает находящуюся в памяти первичную информацию, а затем переходит к выводу результатов через буферные регистры (БР1), (БР2).

В реализованном варианте, ориентированном на использование в условиях среднеоснащенных лабораторий или производства, предусмотрены следующие режимы вывода.

1. Последовательное считывание оператором на четырехразрядном цифровом индикаторе (ЦИ) интегральных параметров пучка и элементов матрицы распределения интенсивности излучения.

2. Вывод на экран осциллографа при помощи цифроаналогового преобразователя (ЦАП) двумерного распределения интенсивности для визуальной оценки формы и размеров пучка.

3. Вывод на экран осциллографа серии сигналов ПИ для контроля.

4. Вывод информации по п. 1 на цифropечатающее устройство (ЦПУ). Режим вывода легко меняется программным путем, и систему можно ориентировать на работу с дисплеем, микроЭВМ и другими устройствами.

В измерительной системе использовано ОЗУ объемом 2 Кбайт, позволяющее в автономном режиме запоминать до 8 серий исходных данных, и перепрограммируемое постоянное запоминающее устройство (ППЗУ) объемом 4 Кбайт, из которых более 70 % занимают арифметические и обрабатывающие программы. Столь значительная доля памяти для алгоритма обработки определяется необходимостью восстановления вида функции распределения интенсивности в сечении пучка по исходным данным проекционного характера, так как сигналы от решетки соответствуют дискретному представлению проекции функции распределения в направлении осей болометров. Алгоритмы восстановления рассмотрены в работе [5], однако в данном случае в связи с малым количеством проекций использован модифицированный метод сопряженного градиента с априорным ограничением числа итераций, которые являются параметром регуляризации некорректной задачи восстановления. Метод показал достаточно высокую достоверность результатов при четырех проекциях. Использование данных проекционного типа не только позволяет применить микропро-

волочные болометры с высокой лучевой стойкостью, но и уменьшить число каналов измерения по сравнению с матричным приемником излучения. Сокращение числа каналов составляет от $n/6$ до $n/4$ раз (n — число элементов в строке матрицы) в зависимости от модификации алгоритма. В описываемом случае число элементов матрицы распределения интенсивности в два раза больше количества болометров.

Измерения параметров пучков непрерывного (длина волны 10,6 мкм, мощность около 100 Вт) и импульсного (длина волны 1,06 мкм, энергия около 200 Дж) излучения были проведены при одном и том же преобразователе из 64 платиновых болометров диаметром 25 мкм.

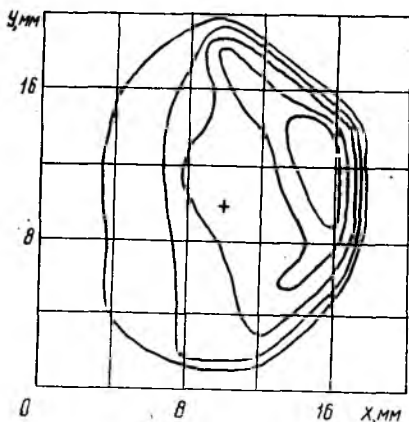


Рис. 2

Апертура преобразователя 22×22 мм², выходное распределение в виде матрицы размера 11×11 . Калибровка по полной энергии и мощности проведена по конусным калориметрам с основной погрешностью 5%. Погрешность системы при измерении энергии или мощности не превышает 12%.

В качестве примера на рис. 2 представлен рельеф функции распределения плотности энергии излучения, прошедшего через круглую диафрагму диаметром 20 мм. Распределение имеет асимметричный вид в связи со срабатыванием только двух ламп накачки лазера ГОС-1001. Показаны положение

энергетического центра и изоэнергетические уровни от 0,1 (внешний) до 0,9 (внутренний). Рельеф построен по 121 дискретному отсчету с применением линейной интерполяции. Обобщенная площадь пучка составила 1,8 см², или 70% площади диафрагмы.

Таким образом, микропроцессорная система при сравнительно простой реализации обеспечивает значительное расширение функций по сравнению с известными регистрирующими устройствами. Микроконтроллер удобен при работе в автономном режиме, а универсальность схемы (программа меняется заменой ППЗУ) обеспечивает возможность как работы с другими типами датчиков, например матрицами пленочных болометров или микрокалориметров, так и использования в качестве многоканальной системы общего назначения для сбора и обработки аналоговой информации.

Список литературы: 1. Измерение пространственно-энергетических характеристик лазерного излучения системой фотоатрица — миниЭВМ / Булатов Е. Д., Малютин А. А., Отливанчик М. А. и др. // Тр. Физ. ин-та АН СССР. 1983. 140. С. 26—40. 2. Рахимов Р. М., Бадрутдинов О. Р., Фишман И. С., Лейбов В. Н. Матричный анализатор распределения интенсивности излучения в сечении лазерного луча // Приборы и техника эксперимента. 1985. №1. С. 164—166. 3. Кузьмичев В. М., Латынин Ю. М., Приз И. А. Решетчатый измеритель энергии импульсов излучения ОКГ // Приборы и техника эксперимента. 1974. № 2. С. 190—194. 4. Федорков В. Г., Телец В. А., Дегтяренко В. П. Микроэлект-

УДК 621.317.743 : 538

Л. С. ДИДЫК

РАСЧЕТ ЗОННЫХ ХАРАКТЕРИСТИК ТОНКОПЛЕНОЧНОГО БОЛОМЕТРА

Одним из источников погрешности измерений мощности и энергии лазерного излучения является неравномерность чувствительности измерительного преобразователя по его приемной поверхности, или неравномерность зонной характеристики [1]. При априорной оценке погрешности средства измерений важно знать значение этой неравномерности. В работе [2] проведен расчет зонной характеристики и получено решение для модели типа «полупространство». Однако такая модель в ряде случаев не отражает адекватно свойства реальных преобразователей, например болометрических, изготовленных методом вакуумного напыления металла на плоскую изоляционную подложку [3]. Такие преобразователи нельзя представить полупространством так как толщина подложки на несколько порядков меньше других линейных размеров. Например, подложки болометров, описанных в работе [3], имеют размеры 40×40 мм, а их толщина составляет примерно $50 - 70$ мкм.

Рассмотрим следующую задачу для получения более точного решения.

На преобразователь нормально к его поверхности падает пучок лазерного излучения радиусом R_n с равномерным распределением мощности. Координаты центра его проекции на плоскость преобразователя $[x_0, y_0]$. Размеры подложки преобразователя — $A \times B \times h$, а тонкопленочного слоя — $a \times v \times \Delta$ (рис. 1). Так как толщина пленки составляет доли микрона и $h \gg \Delta$, считаем, что пленка не влияет существенным образом на формирование температурного поля преобразователя, и для упрощения задачи ее не учитываем. Предположим также, что теплофизические характеристики материала подложки c, ρ, λ (удельная теплоемкость, плотность и коэффициент теплопроводности) не зависят от температуры. Начало координат расположим, как на рис. 1

Информативным параметром при использовании болометров является приращение их сопротивления, которое пропорционально сред-

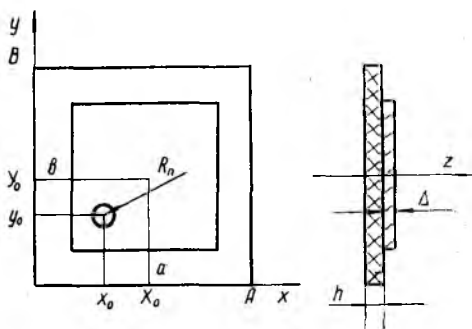


Рис. 1

нему приращению температуры болометра. Поэтому зонную характеристику ищем как среднее значение температуры по поверхности термочувствительной пленки при перемещении пучка по оси преобразователя ($y = Y_0 = B/2$) в пределах $(A - a)/2 \leq x_0 \leq (A + a)/2$, нормируя ее к средней температуре пленки при падении пучка в центр преобразователя [$x_0 = X_0$, $y_0 = Y_0$]:

$$\gamma = \frac{\theta_{\text{cp}}(x_0, y_0)}{\theta_{\text{cp}}(X_0, Y_0)} = \frac{\int_{S_{\Pi}} \theta(x, y, z, x_0, y_0) dx dy}{\int_{S_{\Pi}} \theta(x, y, z, X_0, Y_0) dx dy}, \quad (1)$$

где $\theta(x, y, z, x_0, y_0)$ — распределение температуры преобразователя при падении пучка излучения в точку [x_0, y_0]; $\theta(x, y, z, X_0, Y_0)$ — распределение температуры преобразователя при падении пучка в его центр.

Таким образом, задача сводится к нахождению средней температуры термочувствительного слоя при перемещении зондирующего пучка по его поверхности. Для получения средней температуры найдем ее распределение из уравнения теплопроводности [4]

$$\frac{\partial \theta}{\partial t} = \kappa \left(\frac{\partial^2 \theta}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 \theta}{\partial y^2} + \frac{\partial^2 \theta}{\partial z^2} \right) + \frac{1}{c\rho} P(x, y, z, t), \quad (2)$$

$$P(x, y, z, t) = \begin{cases} P_0 e^{-\alpha z}, & x_0 - R_n \leq x \leq x_0 + R_n \\ & y_0 - R_n \leq y \leq y_0 + R_n, t > 0 \\ 0, & x_0 - R_n > x > x_0 + R_n \\ & y_0 - R_n > y > y_0 + R_n, t \geq 0 \end{cases}$$

где θ — прирост температуры; $\kappa = \lambda/c\rho$ — температуропроводность подложки; $P(x, y, z, t)$ — мгновенная объемная плотность мощности излучения; α — показатель поглощения подложки при следующих граничных условиях:

$$\frac{d\theta}{dz} - q_1 \theta = 0, \quad z = 0 \quad (3); \quad \frac{d\theta}{dz} + q_1 \theta = 0, \quad z = h \quad (4); \quad \frac{d\theta}{dx} - q_2 \theta = 0,$$

$$x = 0 \quad (5); \quad \frac{d\theta}{dx} + q_2 \theta = 0, \quad x = A \quad (6); \quad \frac{d\theta}{dy} - q_2 \theta = 0, \quad y = 0; \quad (7)$$

$$\frac{d\theta}{dy} + q_2 \theta = 0, \quad y = B \quad (8).$$

Здесь $q_{1,2}$ — относительный коэффициент теплообмена $q_{1,2} = a_{1,2}/\lambda$; $a_{1,2}$ — коэффициент теплоотдачи в плоскостях $z = 0$, $z = h$. Примем начальное условие $\theta(x, y, z, 0) = 0$ (9). Решение задачи (2) — (9) имеет вид

$$\theta(x, y, z, t) = \sum_{m,n,k=1}^{\infty} \frac{G_{m,n,k}(x_0, y_0)}{\omega_{m,n,k}} \times \\ \times F_m(x) F_n(y) F_k(z) (1 - e^{-\omega_{m,n,k}t}), \quad (10)$$

где

$$G_{m,n,k}(x_0, y_0) = 16 \frac{P_0}{BCP} G_{1m}(x_0) G_{2m,n,k} I_{m,n}(y_0);$$

$$G_{1m}(x_0) = \frac{1}{\mu_m} \left[\cos \left(\mu_m \frac{x_0}{A} \right) + \frac{Bi_x}{\mu_m} \sin \left(\mu_m \frac{x_0}{A} \right) \right];$$

$$G_{2m,n,k} = \frac{\mu_m^2}{Bi_x(2 + Bi_x) + \mu_m^2} \frac{\mu_n^2}{Bi_y(2 + Bi_y) + \mu_n^2} \times$$

$$\times \frac{\mu_k^2}{Bi_z(2 + Bi_z) + \mu_k^2} \frac{Bi_z + \alpha h}{\mu_k^2 + (\alpha h)^2};$$

$$I_{m,n}(y_0) = \int_{y_0 - R_n}^{y_0 + R_n} \sin \left[\mu_m \frac{R_n}{A} \sqrt{1 - \left(\frac{y - y_0}{R_n} \right)^2} \right] \times$$

$$\times \left[\cos \left(\mu_n \frac{y}{B} \right) + \frac{Bi_y}{\mu_n} \sin \left(\mu_n \frac{y}{B} \right) \right] dy;$$

$Bi_x = q_2 A$; $Bi_y = q_2 B$; $Bi_z = q_1 h$ — критерий Био; $\mu_{m,n,k}$ — корни трансцендентных уравнений

$$\operatorname{tg} \mu = 2\mu Bi_{x,y,z} / (\mu^2 - Bi_{x,y,z}^2),$$

полученных из условий (3) — (8);

$$F_i(\xi) = \cos \left(\mu_i \frac{\xi}{H} \right) + \frac{Bi_i}{\mu_i} \sin \left(\mu_i \frac{\xi}{H} \right)$$

при

$$i = \begin{cases} m & \xi = x, \quad H = A; \\ n & \xi = y, \quad H = B; \\ k & \xi = z, \quad H = h; \end{cases}$$

$$\omega_{m,n,k} = \kappa \left[\left(\frac{\mu_m}{A} \right)^2 + \left(\frac{\mu_n}{B} \right)^2 + \left(\frac{\mu_k}{h} \right)^2 \right].$$

В полученном решении слагаемыми, содержащими множитель $e^{-\alpha h}$, пренебрегли, так как αh достаточно велико.

Решение (10) позволяет получить пространственное распределение температуры преобразователя в любой момент времени при перемещении зондирующего пучка в любом направлении в пределах термочувствительной пленки и может быть применено для изучения температурных режимов преобразователей при их проектировании. Используя стационарную температуру ($t \rightarrow \infty$), найдем выражение для расчета зонной характеристики преобразователя. Выполняя интегрирование, находим среднее значение температуры

$$\theta_{cp}(x_0, y_0, z) = \sum_{m,n,k=1}^{\infty} \frac{G_{m,n,k}(x_0, y_0) Q_{m,n}}{\mu_m^2 \mu_n \omega_{m,n,k}} F_k(z), \quad (11)$$

где

$$Q_{m,n} = \sin\left(\frac{\mu_m a}{2A}\right) \left[\cos\left(\frac{\mu_m}{2}\right) + \frac{Bi_x}{\mu_m} \sin\left(\frac{\mu_m}{2}\right) \right] \times \\ \times \sin\left(\frac{\mu_n b}{2B}\right) \left[\cos\left(\frac{\mu_n}{2}\right) + \frac{Bi_y}{\mu_n} \sin\left(\frac{\mu_n}{2}\right) \right].$$

Нормированную зонную характеристику получаем подстановкой выражения (11) в исходную формулу (1). Здесь координату z следует рассматривать как положение плоскости, в которой расположена термочувствительная пленка. Согласно рис. 1 $z = h$, однако для простоты можно принять $z = 0$. При этом результаты вычислений существенно не изменятся, так как градиент температуры по толщине подложки незначителен из-за

малой величины h .

Зонная характеристика реального болометрического преобразователя ($A = B = 40$ мм, $a = b = 24$ мм, $h = 50$ мкм, материал — слюда, ее параметры $c = 874$ Дж/(кг · К), $\rho = 2800$ кг/м³; $\lambda = 0,42$ Вт/(м · К)), рассчитанная по формуле (1) при $R_n =$

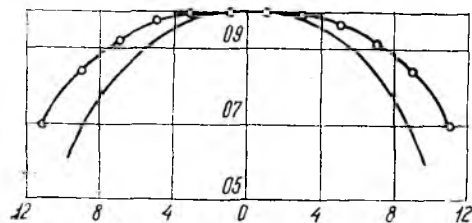


Рис. 2

$= 0,5$ мм и $\alpha h = 10$, представлена на рис. 2. Здесь же приведена зонная характеристика, полученная экспериментально: — расчетная; —○—○—экспериментальная. Максимальное их несовпадение составляет 18 %, что можно считать удовлетворительным результатом, подтверждающим адекватность полученной математической модели реальному преобразователю.

Таким образом, полученное решение в отличие от известного [2] позволяет рассчитать зонную характеристику реального преобразователя с учетом его геометрических соотношений, основных теплосфизических параметров и реальных условий теплообмена с окружающей средой.

Список литературы: 1. Обухов А. С., Ефреев З. Л., Высоков Е. П. Болометрическая приемная головка для измерения мощности излучения ОКГ // Исследования в области квантовой радиофизики: Тр. метрол. ин-тов СССР. 1974. Вып. 112 (172). С. 71—77. 2. Калинин Ю. А. Расчет зонной характеристики модели приемного преобразователя теплового ваттметра ОКГ // Тез. докл. III Всесоюз. семинара-совещания «Метрология в радиоэлектронике». М., 1975. С. 133—134. 3. Дидык Л. А., Дидык Л. С., Тесленко А. И., Борячок Н. Ф. Болометры большой площади // Радиотехника. 1976. Вып. 37. С. 111—114. 4. Карслоу Г., Егер Д. Теплопроводность твердых тел: Пер. с англ. / Под ред. А. А. Померанцева. М., 1964. 487 с.

Поступила в редколлегию 06.04.87

**ИССЛЕДОВАНИЕ ХАРАКТЕРИСТИК ПРОТОЧНЫХ ГАЗОВЫХ
ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ МОЩНОСТИ ЛАЗЕРНОГО ИЗЛУЧЕНИЯ**

Вопросам разработки преобразователей мощности лазерного излучения посвящено значительное число работ [1]. В то же время остается нерешенной задача контроля энергетических параметров непрерывного лазерного излучения сверхвысоких уровней мощности. Основная проблема состоит в тепловом или иного рода разрушении материалов, применяемых в преобразователях. В связи с отсутствием надежных преобразователей непрерывного лазерного излучения инфракрасного диапазона для плотностей потока мощности более $1,5 \times 10^7$ Вт/м² перспективно использование проточных газовых калориметрических преобразователей постоянного давления. В них применяются газы с низким коэффициентом поглощения (менее 10^{-2} м⁻¹) при малых скоростях потока (менее 0,40 м/с). Однако в таком режиме характеристики преобразователя могут быть существенно нелинейными, изменяться под действием естественной конвекции и иных факторов. Несмотря на то что газовые калориметры используются давно [1; 2], вопросы, связанные с работой проточных газовых калориметров для измерения мощности лазерного излучения, а также выбором их оптимальных конструкций, в литературе не отражены. Нет рекомендаций по выбору параметров приемной камеры, оптимальных параметров газового поглотителя.

Исследуем проточные газовые калориметры в целях выяснения их особенностей и определения рекомендаций по выбору их параметров. Нестабильность последних во времени и в пространстве, изменение под действием мешающих факторов затрудняют экспериментальные исследования таких преобразователей. В связи с этим целесообразно разработать математическую модель, которая отражала бы их основные особенности и позволила провести комплексные исследования.

Математическая модель. Пусть преобразователь представляет горизонтальную открытую приемную камеру, через которую прокачивается поток поглощающего газа. Контролируемое излучение дальней зоны распространяется вдоль преобразователя также в горизонтальном направлении. Работа газовых калориметров может быть описана полной системой уравнений газодинамики. Очевидно, что ее решение даже в одномерном случае крайне громоздко и не позволяет достичь поставленных целей. Задача усложняется еще и тем, что учет температурной зависимости плотности, теплопроводности, коэффициента поглощения приводит к нелинейным уравнениям, а характер процессов в известных случаях применения преобразователей — как минимум к двумерной пространственной модели. Между тем исходная задача существенно упрощается, если учесть особенности работы преобразователей — небольшие скорости потока и постоянство среднего дав-

ления за время измерений, однородность потока в объеме взаимодействия. Кроме того, очевидно можно пренебречь динамической вязкостью поглощающего газа. Существенен вопрос о выборе характера распределения скоростей в объеме преобразователя. На первом этапе предположим, что процесс формирования естественной конвекции происходит независимо от наличия продольной (горизонтальной) скорости потока поглотителя, на него не оказывают влияния теплоотдача на боковых поверхностях приемной камеры и наличие продольных градиентов температуры в самом поглощающем газе. В этом случае влияние естественной конвекции можно свести к появлению дополнительного стационарного распределения скоростей потока в приемной камере, значение которых зависит от мощности контролируемого

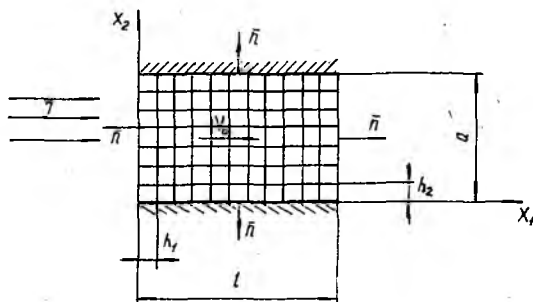


Рис. 1

излучения. Принятие описанной модели для естественной конвекции позволяет произвести оценки сверху на ее влияние, и потому достаточно грубое допущение о стационарности распределения скоростей конвекции для наших целей несущественно. Учитывая форму приемной камеры преобразователя, такое распределение в первом приближении можно описать следующими уравнениями:

$$V_{\Gamma} = V_{\kappa}(1 - 2y/a); \quad V_{\text{в}} = V_{\kappa}2y/a, \quad y < a/2;$$

$$V_{\text{в}} = V_{\kappa}(1 - y/a), \quad y > a/2;$$

где V_{Γ} , $V_{\text{в}}$ — горизонтальная и вертикальная составляющие скорости конвекции; V_{κ} — амплитуда скорости конвекции; y — вертикальная координата. Амплитуду скорости естественной конвекции в первом приближении запишем в виде [3]

$$V_{\kappa} = \left(\frac{2\beta P g}{\rho C_p T} \right)^{1/3},$$

где ρ — плотность газа; C_p — его теплоемкость при постоянном давлении; T — абсолютная температура газа; g — ускорение свободного падения; β — коэффициент поглощения контролируемого излучения; P — мощность излучения. Для воздуха при нормальных условиях ($\rho = 1,2 \text{ кг/м}^3$, $C_p = 10^3 \text{ Дж/кг. К}$, $T = 297 \text{ К}$) при коэффициенте поглощения $\beta = 6 \cdot 10^{-5} \text{ м}^{-1}$ и мощности излучения $P = 10^8 \text{ Вт}$

имеем $V_k \sim 0,03$ м/с. Продольную исходную составляющую скорости потока будем считать постоянной и равномерно распределенной по сечению преобразователя. Учитывая направление естественной конвекции и прокачки поглотителя, задача может быть представлена двумерной математической моделью. Положим, что характерный размер преобразователя вдоль горизонтальной оси — l , вдоль вертикальной — a . Контролируемое лазерное излучение распределено равномерно по сечению преобразователя и не взаимодействует с его стенками (рис. 1). Согласно изложенному исходная задача упрощается и может быть представлена нестационарной двумерной математической моделью в виде уравнения теплопроводности с учетом эффекта движения среды [4]:

$$C_p \rho \frac{\partial T}{\partial t} = \sum_{\alpha} \kappa_r \frac{\partial^2 T}{\partial X_{\alpha}^2} + \sum_{\alpha} C_p V_{\alpha} \frac{\partial T}{\partial X_{\alpha}} - \beta J,$$

$$T = T(X_1, X_2, t); 0 \leq X_1 \leq l; 0 \leq X_2 \leq a; 0 \leq t \leq t_{\max};$$

$$T(X_1, X_2, 0) = T_0(X_1, X_2) = 0; \quad (1)$$

$$\kappa_{ст} \left. \frac{\partial T}{\partial X_2} \right|_{X_2=0} = -\gamma_6 T; \quad \kappa_{ст} \left. \frac{\partial T}{\partial X_2} \right|_{X_2=a} = \gamma_6 T;$$

$$T(0, X_2, t) = T_0(X_1, X_2) = 0; \quad \left. \frac{\partial T}{\partial X_1} \right|_{X_1=l} = 0.$$

Здесь ρ — плотность поглотителя, зависящая от температуры и давления; X_1, X_2 — горизонтальная и вертикальная координаты; V_1, V_2 — горизонтальная и вертикальная составляющие скорости потока; J — плотность потока мощности лазерного излучения; γ_6 — коэффициент теплоотдачи с боковой поверхности преобразователя; $\kappa_r, \kappa_{ст}$ — теплопроводность газа и стенок преобразователя; t_{\max} — максимальное время измерений. Вид коэффициентов уравнения (1) носит сложный, зависящий от температуры характер, что определяет его нелинейность. В работе [5] рассматривалась температурная зависимость коэффициента поглощения атмосферы на различных длинах волн лазерного излучения. На основе экспериментальных данных определена функциональная связь пропускания с параметрами атмосферы

$$P_{\lambda} = \exp \{ -C_{\lambda} Z [K_1 a T^n (1 + \alpha P) + K_2 a^2 \exp(H/T)] \}, \quad (2)$$

где a — абсолютная влажность, г/м³; P — общее давление, Па; Z — оптическая трасса, м; параметры подгонки: $K_1 = 0,22 \cdot 10^{-6} \text{ м}^2 \times \text{кг}^{-1} \cdot \text{К}^{-3/2}$; $K_2 = 0,82 \cdot 10^{-3} \text{ м}^5 \cdot \text{кг}^{-2}$; $n = 1,5$; $\alpha = 1,95 \text{ Е} \cdot 10^{-6} \text{ Па}^{-1}$; $H = 2066 \text{ К}$; $C_{\lambda} = 1$ для линии Р20 (10,591 мкм). Данная зависимость аппроксимирует имеющиеся экспериментальные данные с точностью до 3,5 % и может быть использована для расчета поглощения лазерного излучения в атмосфере. Воздух представляет случай наиболее сложной газовой смеси, поэтому использование уравнения (2) для расчета коэффициента поглощения вполне оправдано. В отличие от оптико-акустических преобразователей температурная зависимость коэффициента поглощения в проточных газовых калориметрах весьма существенна. Зависимостью удельной теплоемкости от

температуры можно пренебречь. Плотность аппроксимируется функцией вида

$$\rho = \rho_0 \frac{P}{P_0} \frac{T_0}{T}.$$

Здесь ρ_0 — значение плотности при нормальной температуре и давлении. Коэффициент теплопроводности в диапазоне температур 200 — 1000 К с погрешностью 1 — 2 % запишем в виде $\kappa = 0,0012 + 0,0808 \cdot 10^{-3}T + 0,0321 \cdot 10^{-6}T^2 - 0,0942 \cdot 10^{-9}T^3 + 0,0468 \cdot 10^{-12} \times T^4$.

В области преобразователя зададим пространственно-временную сетку с шагами h_1, h_2, τ по координатным направлениям X_1, X_2 и вре-

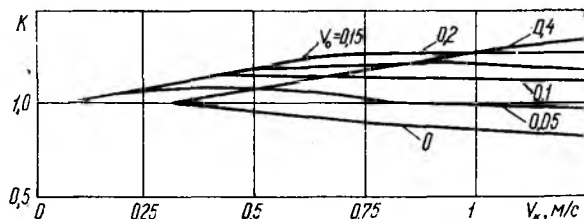


Рис. 2

мени. При этом $h_1 = l/N_1, h_2 = a/N_2, \tau = t_{\text{макс}}/N_3$, где N_1, N_2, N_3 — количество шагов по направлениям X_1, X_2 и времени. Координаты любого узла сетки следующие: $X_{1i} = ih_1; i = 0, 1, \dots, N_1; X_{2j} = jh_2; j = 0, 1, \dots, N_2; t = k\tau; k = 0, 1, \dots, N_3$. Для расчета на ЭВМ уравнение (1) аппроксимировалось локально-одномерной схемой [4].

Результаты исследований. Так как скорости потока в проточных газовых калориметрах невелики, необходимо рассмотреть влияние естественной конвекции на их характеристики. На рис. 2 представлена зависимость относительного коэффициента преобразования от скорости естественной конвекции. В области скоростей потока до 0,2 м/с наличие естественной конвекции, которая в основном зависит от мощности контролируемого излучения и коэффициента поглощения газа, может существенно изменять коэффициент преобразования (до 20 %) и соответственно вносить погрешности в измерения. На практике влиянием естественной конвекции можно пренебречь уже при соотношении скорости потока к скорости конвекции $\gamma \sim 1$. В этом случае максимальная возникающая погрешность не превысит 3 %. При значениях $\gamma \sim 2$ она снижается до 0,5 %.

Проведены исследования зависимости относительного коэффициента преобразования от средней температуры среды. При скоростях потока до 0,2 м/с наблюдается переходный участок, на котором проявляется совместное действие теплопроводности и конвекции. Так как зависимость коэффициента поглощения от температуры носит характер убывающей экспоненты, влияние температуры на характеристику преобразования будет определяться тем, на какой участок этой зависимости попадает текущее значение температуры. Для ма-

лых скоростей потока (больших мощностей излучения) приращению температуры велики и текущее ее значение (исходное плюс приращение) попадает на участок с малой крутизной. В случае больших скоростей потока — наоборот. Этим объясняется повышение температурной погрешности с увеличением скорости потока до 0,2 м/с. При скоростях потока более 0,2 м/с характер зависимости определяется характером изменения с температурой коэффициента поглощения. При нестабильности температуры $\Delta T = \pm 2\text{K}$ максимальная температурная погрешность составляет $\pm 3,4\%$. Установлено, что определяющее влияние на нелинейность оказывает зависимость коэффициента поглощения от температуры. В этом случае аналогичной зависимостью остальных параметров потока можно пренебречь.

При исследовании изменения коэффициента преобразования от среднего давления среды установлено, что даже при нестабильности последнего ± 30 мм рт. ст. (примерно 4 %) возникающая погрешность не более 0,6 %. Увеличение скорости потока до 1,2 м/с несколько повышает погрешность, однако и в этом случае она менее 0,8 %. Изменение коэффициента преобразования с давлением в указанном диапазоне можно считать линейным. По сравнению с оптико-акустическими преобразователями данная погрешность почти на порядок меньше.

Газовые калориметрические преобразователи характеризуются нестабильностью своих параметров. В частности, замена одного газа другим даже при постоянном коэффициенте поглощения излучения может изменить коэффициент преобразования, если их теплопроводности будут различны. Установлено, что влияние последней зависит, кроме того, от характера изменения коэффициента поглощения от температуры. Для модели, описанной ранее, влиянием изменений коэффициента теплопроводности можно пренебречь при скоростях потока V_0 более 0,2 м/с. Если поглощение остается постоянным в процессе измерений, то аналогичным влиянием нельзя пренебречь и при значении $V_0 \sim 1,6$ м/с. С увеличением теплопроводности поглотителя коэффициент преобразования уменьшается.

Таким образом, выбор рабочих параметров и режимов газовых преобразователей мощности лазерного излучения необходимо проводить на основе достижения приемлемого компромисса между коэффициентом преобразования и соответствующей погрешностью.

Список литературы: 1. Измерение энергетических параметров и характеристик лазерного излучения / Под ред. А. Ф. Котюка. М., 1981. 288 с. 2. Quel E., Hemptinne X., Fayt A., Hemptinne M. Methode simple pour la mesure de l'energie d'un laser CO_2 de 100 watts // Annales de la Societe Scientifique de Bruxelles. 1969. 83(III). P. 388—390. 3. Смит Д. К. Распространение мощного лазерного излучения. Тепловое искажение пучка // Тр. ин-та инж. по электротехнике и радиоэлектронике. 1977. 65, № 12. С. 59—103. 4. Самарский А. А. Теория разностных схем. М., 1983. 616 с. 5. Исследование поглощения излучения перестраиваемого CO_2 лазера водяным паром в диапазоне 9—11 мкм / Арфьев В. Н., Погадаев Б. Н., Сизов Н. И. // Квантовая электроника. 1983. 10, № 3. С. 496 — 502.

Поступила в редколлегию 25.03.87

**КОРРЕКЦИЯ ХАРАКТЕРИСТИК ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ
ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ С КОНУСНЫМИ ПРИЕМНЫМИ
ЭЛЕМЕНТАМИ**

Во многих средствах измерений мощности и энергии лазерного излучения первичные измерительные преобразователи построены на основе конусных приемных элементов [1]. Они обеспечивают высокие метрологические характеристики, обладают широким динамическим и спектральным диапазонами, но инерционны и имеют заметную неравномерность зонной характеристики (ЗХ), что приводит к дополнительной погрешности измерений. Термочувствительными элементами являются батареи термопар или болометры. Для улучшения ЗХ преобразователей батареи термопар устанавливают по нескольким образующим конуса [2], а болометры распределяют по всей его поверхности, интегрируя приращение температуры. Это — их важное преимущество.

Одной из причин неравномерности ЗХ является то, что теплоемкость на единицу длины конуса (погонная теплоемкость) уменьшается в направлении от основания к его вершине. Для выравнивания ЗХ изготавливают конус, в котором толщина стенки увеличивается к вершине так, что погонная теплоемкость остается постоянной [2]. Однако изготовление такого конуса сложно, а увеличение его массы ведет к повышению инерционности преобразователя.

Рассмотрим возможность коррекции характеристик измерительных преобразователей путем изменения конструкции приемного элемента.

Известно, что быстродействие преобразователя и распределение его чувствительности по входной апертуре (зонная характеристика) определяются условиями теплообмена приемного элемента с окружающей средой и другими элементами конструкции. Поэтому для изменения указанных характеристик необходимо обеспечить возможность изменения этих условий. Это можно осуществить установкой конуса основанием на теплоотвод через вспомогательный элемент — буферную вставку, термическое сопротивление которой можно изменять в требуемых границах на стадии изготовления приемного элемента. Очевидно, что такая вставка должна быть изготовлена из материала, имеющего более низкую теплопроводность, чем материал конуса. В наших экспериментах для конуса использовалась медь, для вставки — константан, нержавеющая сталь, сплав медь-никель. В случае установки конуса непосредственно на теплоотвод (без вставки) быстродействие преобразователя существенно повысилось по сравнению с изолированным приемным элементом, но значительно ухудшилась его зонная характеристика. При включении вставки эти характеристики принимают промежуточные значения (таблица), что свидетельствует о возможности их коррекции в желаемом направлении. Однако наилучшие результаты достигнуты при использовании дис-

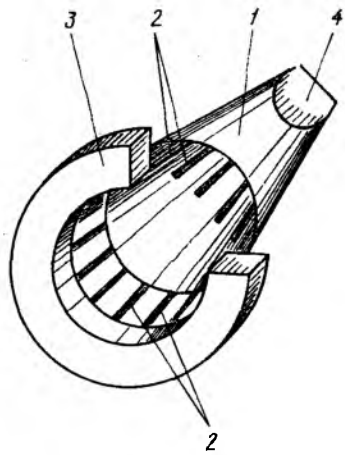
Особенности конусного приемного элемента	Параметры преобразователя		
	Постоянная времени, с	Чувствительность, мВ/Вт	Максимальная неравномерность зонной характеристики, %

Изолирован от теплоотвода
Смонтирован основанием на теплоотводе
Установлен на теплоотводе через вставку из нержавеющей стали
Связан с теплоотводом через стальные перемычки
Конус усеченной формы, связан с теплоотводом через стальные перемычки

42	270	12
6	5	60
17	175	20
20	210	20
14	195	6

клетчатой вставки, составленной из отдельных перемычек. Выбирая их материал, диаметр, длину и шаг установки можно в широких пределах изменять быстродействие преобразователя, сохраняя приемлемыми другие характеристики.

Одной из причин неравномерности ЗХ, как отмечалось, является непостоянство погонной теплоемкости конуса вдоль его оси, а именно: теплоемкость минимальна у вершины конуса. Для коррекции ЗХ этот участок (примерно 1/3 его высоты) необходимо удалить, а чтобы сохранить полость преобразователя, образовавшийся усеченный конус 1 сплюснуть у верхнего основания 4 (рисунк). Связав такой конус с теплоотводом 3 через перемычки 2 также можно добиться желаемого сочетания быстродействия, чувствительности и равномерности ЗХ преобразователя. В разработанном нами экспериментальном образце преобразователя, апертура которого 14 мм, длина приемного элемента (части, воспринимающей излучение) 20 мм, длина перемычек — 5 мм, их диаметр 0,4 мм, материал перемычек сталь, количество перемычек 12 шт., значения этих параметров составили 14 с, 195 мВ/Вт, ± 6 %. Преобразователь помещался в пассивный термостат. В качестве термочувствительного элемента использовался болометр из никелевого микропровода диаметром 50 мкм, распределенный по всей поверхности приемного элемента. Сопротивление болометра 800 Ом, напряжение питания моста 3 В.



Зонная характеристика такого преобразователя существенно улучшилась по сравнению с преобразователями других конструкций (таблица). Она снималась в двух направлениях: вдоль образовавше-

гося ребра (у вершины конуса) и в перпендикулярном направлении В эксперименте использовался гелий-неоновый лазер ОКГ-12. Его пучок фокусировался до диаметра 1 мм. При уменьшении длины конуса сокращается путь передачи теплоты, что также способствует некоторому повышению быстродействия и уменьшению времени заладывания. Последнее очень важно для повышения устойчивости ваттметров, построенных по замкнутой структурной схеме (автобалансных) [3].

Хотя быстродействие описанных преобразователей и повысилось, в ряде случаев оно все же может оказаться неудовлетворительным, так как, например, при постоянной времени $\tau = 12$ с время установления показаний ваттметра ($t_y \approx 6\tau$) превышает 1 мин. Кроме того, за счет прогрева теплоотвода возможна «тянучка» — длительное повышение температуры приемного элемента и теплоотвода с малой скоростью. Для устранения этого недостатка были разработаны градиентные конусные преобразователи по принципу дисковых [4] или стержневых [1].

Конусный приемный элемент разбит на два участка: рабочий, воспринимающий излучение, и компенсационный, выполняющий функции теплопроводника. Они соединены между собой теплопроводящими перемычками. На каждом из участков установлен болометр. Болометры включены в дифференциальный мост. Неравномерность зонной характеристики таких преобразователей составила также $\pm 6\%$, и за постоянную времени 10 с, чувствительность 130 мВ/Вт. Для уменьшения размеров преобразователя компенсационному участку приемного элемента необходимо придать цилиндрическую форму, а для повышения быстродействия (за счет уменьшения градиента температур между участками) он должен быть изготовлен не из меди, а из материала с более низкой теплопроводностью, например из константана.

Дальнейшее повышение быстродействия ваттметров возможно структурными методами: их построением по замкнутой схеме [3] или включением в схему электрических корректирующих звеньев [5]. При использовании градиентного измерительного преобразователя в экспериментальном образце автобалансного ваттметра, работающего в динамическом диапазоне $10^{-3} - 1$ Вт, время установления показаний составило 5 с.

Таким образом, изменение формы и конструкции конусного приемного элемента и задание оптимальных условий передачи тепла с конуса на теплоотвод путем изменения термического сопротивления буферной вставки позволяет получить достаточно высокую равномерность зонной характеристики измерительных преобразователей и повысить быстродействие ваттметров.

Список литературы: 1. Измерение энергетических параметров и характеристик лазерного излучения / Под ред. А. Ф. Котюка. М., 1981. 288 с. 2. Кузьмичев В. М., Зинченко Н. И. Исследование конусного калориметра для измерения энергии импульсных оптических квантовых генераторов // Импульс. фотометрия. 1973. Вып. 3. С. 41—46. 3. Кукуш В. Д., Овчинников И. К., Цар Я. П. Анализ устойчивости статического калориметра СВЧ со значительным временем запаздывания // Тр. VIII конференции «Автоматический контроль и методы электрических измерений». Новосибирск, 1971. Т. 1. С. 225—230. 4. Тесленко А. И.,

Кукуш В. Д., Дидык Л. А. Малогабаритный измеритель мощности излучения лазера // Приборы и техника эксперимента. 1978. № 1. С. 204 — 205. 5. Шукинов В. Е. Корректирующие звенья в устройствах измерения нестационарных температур. М., 1970. 120 с.

Поступила в редколлегию 16.04.87

УДК 621.317

ИЗМЕРЕНИЕ ПАРАМЕТРОВ СВЧ-ТРАКТОВ

И. К. БОНДАРЕНКО, д-р техн. наук, Ю. Б. ГИМПЕЛЕВИЧ, канд. техн. наук

НЕКОТОРЫЕ ТЕНДЕНЦИИ В РАЗВИТИИ АВТОМАТИЗИРОВАННЫХ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ СРЕДСТВ СВЧ-ДИАПАЗОНА

Номенклатура средств автоматического измерения параметров СВЧ-устройств достаточно широка. Рассмотрим некоторые тенденции развития автоматических средств измерения модулей и фаз коэффициентов отражения и передачи, которые применяются в различных областях науки и техники. С момента появления генераторов качающейся частоты СВЧ-диапазона (60-е гг.) эти средства непрерывно совершенствовались, пройдя путь от простейших анализаторов цепей аналогового типа до автоматических компьютерных систем или автоматических анализаторов цепей (ААЦ).

Проанализировать тенденции развития средств измерения можно, разбив их на группы по некоторым общим признакам. Однако не существует единого всеобъемлющего критерия классификации для столь широкого и непрерывно развивающегося класса приборов. Выделим наиболее важный, на наш взгляд, признак, на основе которого проведем укрупненную классификацию, проследим тенденции развития и область применения. В соответствии с этим признаком все приборы разобьем на три класса: приборы общего назначения; приборы для научных исследований; приборы для встроеного контроля и диагностики.

Приборы общего назначения. Эти приборы широко используются различными предприятиями при организации массового либо серийного выпуска продукции, а также конструкторскими подразделениями для проведения опытных работ. Рабочий диапазон частот этих приборов составляет от мегагерц до десятков гигагерц. Выпуск такой аппаратуры налажен у нас в стране и за рубежом в виде больших серий. В нашей стране выпускаются группы приборов Р2(РК2) (измерители КСВ и ослабления панорамные), Р4(РК4) (измерители комплексных коэффициентов передачи), Р5 (измерители неоднородностей линий передачи). В приборах первых двух групп используется рефлектометрический метод измерения, основанный на выделении падающей, отраженной и прошедшей волн с помощью направленных ответвителей либо мостовых схем. В приборах Р5 используется принцип локации тракта короткими импульсами или перепадом напряжения с последующим приемом отраженных сигналов. Приборы группы Р2 (РК2) по существу являются скалярными анализаторами частотных характеристик, Р4(РК4) — векторными анализаторами частотных

характеристик (измерители S-параметров), а приборы группы P5 следует отнести к временным анализаторам цепей (временные импульсные рефлектометры). Особенность этого типа приборов — возможность различать близкорасположенные нерегулярности (разрешение по расстоянию).

Для измерения комплексных параметров СВЧ-узлов можно использовать приборы группы ФК (измерители разности фаз комбинированные), которые по существу являются измерителями векторных отношений. Приборы этой группы работают в диапазоне частот 0,11—12,4 ГГц. К ним относятся широкополосные фазометры ФК2-18 (0,11—12,4 ГГц) и ФК2-12 (0,1—1 ГГц), а также относительно узкополосные ФК2-20—ФК2-26, перекрывающие диапазон не более октавы [1]. Для проведения измерений S-параметров необходима докомплектация этих приборов рефлектометром и генератором качающейся частоты (ГКЧ).

Основные требования, предъявляемые к приборам общего назначения, следующие: высокая производительность измерений; возможность оперативной настройки исследуемого СВЧ-узла с одновременным наблюдением результатов настройки, т. е. работа в реальном масштабе времени; минимальный набор образцовых мер, необходимых для калибровки; средний уровень точности (по отношению к достигнутому); умеренная цена.

Еще недавно погрешность измерения коэффициента стоячей волны такими приборами составляла порядка 10 %, ослабления порядка 0,8 дБ, фазы коэффициента отражения и передачи порядка 10° при $K_{стВ} = 2$, $A_x = 3$ дБ, $\varphi_x = 180^\circ$ [2]. Эти приборы строились на основе аналоговых методов обработки измерительной информации. Эти приборы выпускаются и сейчас, однако нашей промышленностью освоен выпуск микропроцессорных панорамных анализаторов общего назначения типов P2-73—P2-78, P4-36, P4-37, P4-38 [2]. Наличие встроенного микропроцессора придало приборам общего назначения ряд следующих сервисных функций: более высокий уровень автоматизации, автокалибровка, самодиагностика, цифровой отсчет частоты и измеряемых параметров. В этих приборах практически без изменения массогабаритных характеристик и при сохранении (или даже увеличении) производительности получены погрешности измерения: коэффициента стоячей волны порядка 6 %, ослабления порядка 0,4 дБ, фазы коэффициента отражения порядка 5° , т. е. метрологические характеристики улучшены приблизительно в два раза. Данный уровень точности характерен и для ряда зарубежных приборов. Так фирма Хьюлетт-Паккард (США) в течение ряда лет широко реализует в промышленности векторный ААЦ модели HP8410 со встроенной микрЭВМ, работающий в диапазоне частот 45 МГц — 26,5 ГГц.

Следует ожидать улучшения метрологических характеристик приборов общего назначения в результате применения процессоров с большим быстродействием и, как следствие, возможности реализации более сложных алгоритмов коррекции погрешностей, а также за счет структурных и архитектурных особенностей (применение нескольких процессоров с разделением функций). При этом достижимы погреш-

ности коэффициента стоячей волны порядка 3 %, ослабления порядка 0,2 дБ, фазы коэффициента отражения и передачи порядка 2°. Поэтому заслуживает внимания рекламируемый фирмой Хьюлетт-Паккард новый скалярный анализатор цепей модели HP-8757A [3], предназначенный для измерений частотных характеристик модулей коэффициентов отражения и передачи в коаксиальных волноводах (10 МГц — 26,5 ГГц) и металлических прямоугольных волноводах (до 40 ГГц) в динамическом диапазоне до 76 дБ.

В области временных измерений развитие происходило в направлении улучшения разрешающей способности по расстоянию, повышения чувствительности, увеличения дальности зондирования. Промышленностью выпускаются импульсные рефлектометры общего назначения P5-8—P5-13, а также осциллограф комбинированный стробоскопический СК7-18 (с рефлектометром импульсным). Достигнуты следующие характеристики: длительность зондирующего импульса порядка 50 пс, что соответствует разрешающей способности по расстоянию до 1 см (СК7-18); чувствительность по коэффициенту отражения — около 0,001 (P5-11), погрешность измерения коэффициентов отражения — порядка $\pm 2\%$ (P5-11, СК7-18), дальность зондирования — до 300 км (P5-10) [24]. Примерно такими же характеристиками обладают зарубежные время-импульсные рефлектометры моделей 1501 фирмы Тектроникс (США) 1815/В фирмы Хьюлетт-Паккард [5]. В результате совершенствования генераторов зондирующих сигналов и уменьшения фронта в 2—3 раза, а также увеличения широкополосности стробоскопических преобразователей до 20 — 25 ГГц разрешающая способность по расстоянию может составить доли сантиметра. Это подтверждается последними сообщениями по разработке прибора P5-15 [6].

Сейчас можно отметить некоторое повышение интереса к так называемым радиоимпульсным рефлектометрам, в которых в качестве зондирующего сигнала используется радиоимпульс наносекундной длительности либо радиоперепад с наносекундной длительностью фронта [7]. Эти приборы позволяют не только разрешать по расстоянию неоднородности, но также измерить модуль и фазу коэффициента отражения на несущей частоте зондирующего сигнала. Приборы этого типа могут стать незаменимым инструментом для настройки протяженных трактов с ограниченной полосой пропускания, например, на полых волноводах. Однако серийно такие приборы у нас в стране не выпускаются, хотя научные разработки ведутся. Из зарубежных радиоимпульсных рефлектометров отметим прибор модели РТТ-D 23 (ФРГ) [5], в котором длительность зондирующего радиоимпульса составляет 5—10 нс, диапазон несущих частот 1 — 18 ГГц, динамический диапазон 40 дБ.

Отметим ряд новых практических задач. Для обеспечения массового производства СВЧ-элементов (например, элементов ФАР) необходимо создать приборы общего назначения с возможностью допускового контроля и отбраковки изделий по виду АЧХ и ФЧХ. В связи с этим в приборах должны быть предусмотрены память с возможностью записи в нее эталонной частотной характеристики

и устройство компарирования. Чтобы разработать функциональные узлы с малыми потерями (фильтры, трансформаторы, переходы, изгибы и др.), в приборах общего назначения следует повысить разрешающую способность и точность до уровня 0,03 — 0,05 дБ при измерении малых ослаблений 0,1 — 0,3 дБ во всей полосе частот. Очевидно, такая задача может быть решена применением нормализаторов [1] и специальных схем измерения отношения напряжений, работающих в панорамном режиме [8].

Приборы для научных исследований. К этим приборам следует отнести прецизионные измерительные комплексы, используемые для физических исследований, а также в лабораториях национальных метрологических служб, в частности в органах Госстандарта СССР, в качестве образцовых панорамных средств измерения. Как правило, такие системы изготавливаются в единичных экземплярах заинтересованными организациями либо в виде небольших серий. Основным требованием, предъявляемым к этим приборам, является высокая точность измерений. В ряде случаев это предельная точность, которую возможно получить на данном этапе. Кроме того, измерительный комплекс должен предусматривать возможность переоснастки его более совершенными средствами, а также возможность изменения алгоритма обработки информации для реализации новых методов коррекции погрешностей или при смене комплекта образцовых мер, по которым проводится калибровка. В таких системах используется статистическая обработка результатов измерений в целях уменьшения случайной составляющей погрешности.

Измерительный комплекс обычно агрегируется из наиболее совершенных приборов и включает в себя синтезатор частоты, измеритель векторных или скалярных отношений, СВЧ-преобразовательный блок, интерфейсный блок. Все приборы, входящие в комплекс, через канал общего пользования (КОП) связаны с центральной ЭВМ.

Повышение точности измерительной системой достигается использованием широкого набора образцовых мер [9]. Это приводит к тому, что продолжительность калибровки данных приборов существенно больше, чем у приборов общего назначения. Алгоритмы обработки измерительной информации значительно усложняются, поэтому время, затрачиваемое на измерение в дискретной точке частотного диапазона даже при применении быстродействующих ЭВМ, остается существенным (до нескольких секунд). В итоге приборы этой группы не обеспечивают работу в реальном масштабе времени.

Применение универсальной или специализированной ЭВМ в составе системы в сочетании с дорогостоящим оборудованием, а также большие затраты по математическому обеспечению решаемых задач приводят к высокой стоимости таких анализаторов.

В качестве примера можно привести разработанный в нашей стране ААЦ типа РК4-17 [10], который обеспечивает измерение S-параметров четырехполюсников в диапазоне частот 0,1—12 ГГц с погрешностью порядка 1 % по модулю и 1° по фазе. В состав комплекса входит синтезатор частот, двухканальный стробоскопический преобразователь частоты, СВЧ-блок коммутируемых рефлектометров,

измеритель векторных отношений ФК2-18, интерфейсное оборудование и специализированная мини-ЭВМ. Фирма Хьюлетт-Паккард предлагает ААЦ повышенной точности с широким кругом возможностей модели HP8510 [3], а также модернизированный вариант [11]. Этот анализатор работает в диапазоне частот 45 МГц — 26,5 ГГц и обеспечивает измерение S -параметров четырехполюсников в динамическом диапазоне 80—100 дБ с разрешающей способностью по модулю 0,001 дБ, по фазе 0,01°.

На основе этого анализатора фирмой Хагес (США) создана система для измерения S -параметров в миллиметровом диапазоне волн модели 4781 \times Н с рабочей полосой частот 18 ÷ 110 ГГц, что достигнуто путем применения переносчика частоты в рабочий диапазон HP8510.

Наличие мощных вычислительных средств в панорамных анализаторах для научных исследований позволяет осуществить алгоритмический переход из частотной области во временную [12]. Это дает возможность на основе частотных характеристик получить временное (пространственное) разрешение, т. е. совместить функции панорамного анализатора частотных характеристик и временного импульсного рефлектометра. Интерес представляет и подход, в соответствии с которым после проведения прямого дискретного преобразования Фурье (ДПФ) получают пространственную характеристику. Затем, используя «временное окно», исключают влияние переотражений от присоединительных разъемов и других паразитных неоднородностей, а после этого проводят обратное ДПФ, получая уточненные частотные характеристики измеряемого объекта. При этом достигается повышение точности без предъявления высоких требований к соединителям, а также упрощается процедура калибровки. Для проведения ДПФ обычно используются различные алгоритмы быстрого преобразования Фурье (БПФ), однако есть и другие варианты. Например, если требуется получить информацию не на всем интервале времени, а только в узком временном интервале, то предпочтительным оказывается так называемое ЛЧМ- Z -преобразование [13].

Рассмотренные приборы для научных исследований построены на рефлектометрическом принципе измерения. В ААЦ шире стали использовать так называемый метод 12-полюсника [14]. Это объясняется тем, что информацию о векторных значениях получают путем измерения четырех скалярных величин (мощностей на выходах четырех плечей линейного 12-полюсника). При этом к двум другим плечам 12-полюсника подсоединены генератор и измеряемая нагрузка. Отсутствие преобразователей частоты резко упрощает высокочастотную часть таких ААЦ и позволяет создать приборы в области очень высоких частот. Так, использование квазиоптического 12-полюсного рефлектометра позволило расширить частотный диапазон до 390 ГГц (субмиллиметровые волны) [15]. Применение двух 12-полюсников (на входе и выходе) позволяет решить задачу определения модулей и фаз всех S -параметров четырехполюсника [16]. Калибровка реального 12-полюсного рефлектометра сводится к определению его собственных параметров. Как отмечается в работе [17], реализация

идеальной модели 12-полюсника в широкой полосе частот вряд ли возможна, поэтому в приборах общего назначения этот метод пока не реализован из-за сложности калибровки и как следствие невозможности работы в реальном масштабе времени. Все большая часть ААЦ для научных исследований строится на основе этого метода, в частности ААЦ для измерения параметров многополюсных СВЧ-узлов [18; 19]. В НБС США разрабатывается ААЦ на основе сдвоенного 12-полюсника, который будет использоваться в качестве образцового измерителя S -параметров четырехполюсников и одновременно как образцовый измеритель мощности [20]. Планируется работа в частотном диапазоне от 10 кГц до 100 ГГц при разрешающей способности по модулю $2 \cdot 10^{-5}$, фазе $0,003^\circ$ и погрешности измерения модуля коэффициента отражения порядка $0,2\%$ фазы $0,3^\circ$.

Модификация этого метода заключается в том, что вместо измерений мощности осуществляется измерение сдвига фаз между соответствующими выходами 12-полюсника [21]. Наряду с 12-полюсными анализаторами исследуются варианты с большим и меньшим количеством плеч [22].

В практике научных исследований все шире используются автоматизированные импульсно-рефлектометрические системы, включающие в свой состав генератор зондирующих сигналов, стробоскопический преобразователь, стробоскопический осциллограф, интерфейс, ЭВМ и устройство отображения информации [5]. Основное достоинство таких систем — возможность интерпретации результатов импульсного зондирования в частотной области путем проведения обратного ДПФ. Это позволяет совместить функции временного и частотного анализаторов в единой системе. Как видим, частотный и временной подходы позволяют решить одни и те же задачи, но только на основе различных исходных данных. Частотный подход, очевидно, имеет потенциально большую точность; однако, учитывая сложность реализации системы, а также высокую трудоемкость калибровок, следует отдать предпочтение временному подходу. Планируется серийный выпуск первой отечественной автоматизированной импульсно-рефлектометрической установки, предназначенной для поверки мер КСВН 2-го класса с погрешностью $\pm 2\%$ в диапазоне частот $0,3 - 4$ ГГц [23].

Приборы для встроенного контроля и диагностики. Встроенный контроль и диагностика комплексных параметров СВЧ-трактов реальных радиотехнических систем при настройке, регламентных работах, а также в режиме эксплуатации — эффективный метод повышения надежности и качества работы всего радиотехнического комплекса. Усложнение структуры радиотехнических систем привело к созданию так называемых автоматических систем контроля и диагностики их состояния (АСК), которые строятся на основе встроенных функциональных преобразователей. СВЧ-тракт оказался наименее обеспеченным средствами контроля. Это объясняется сложностью первичного преобразования и вторичной обработки измерительной информации, что приводит к громоздкости аппаратурной реализации. Выпускаемые серийно приборы общего назначения не могут быть

использованы для встроенного контроля из-за значительных габаритных размеров, а также из-за того, что эти приборы предназначены для работы со стандартными генераторами, работающими на малых уровнях мощности.

Основные требования, предъявляемые к приборам встроенного контроля и диагностики, следующие: малые габаритные размеры и масса, позволяющие устанавливать необходимое количество преобразователей в различных участках тракта; автоматизация процесса измерения, обеспечивающая автономную работу прибора в течение длительного времени; устойчивость к климатическим и механическим воздействиям, что дает возможность эксплуатировать прибор в сложных условиях — под воздействием широкого диапазона температур, вибраций, ударов, радиации и др. факторов; высокая точность измерения, обуславливающая достоверность контроля; широкополосность, обеспечивающая работу прибора в диапазоне возможной перестройки системы.

Укрупненная функциональная схема системы встроенного контроля и диагностики СВЧ-тракта представлена на рис. 1 [24]. Она построена на базе встроенных первичных преобразователей (ВПП), выходные сигналы которых несут информацию о параметрах объектов контроля и диагностики (ОК). Эти сигналы поступают в блок вторичной обработки информации. Блок обеспечивает определение параметров контролируемых объектов. Результаты измерений анализируются в блоке выдачи данных и принятия решения, обеспечивающем выдачу информации на внешние устройства, индикацию требуемых параметров, определение места неисправности, а также принимающая решение о дальнейшем функционировании объекта контроля в соответствии с определенным критерием. В этом блоке реализуются алгоритм определения параметров отдельных контролируемых объектов на основе результатов измерений и определенная методика локализации отказов.

Первая проблема, которая стоит перед разработчиками встроенной аппаратуры, — выбор типа датчика ВПП. Многоэлементные датчики наиболее полно удовлетворяют сформулированным требованиям [25]. В работе [26] обоснован коммутационный способ формирования измерительного сигнала, в соответствии с которым ВПП строится на основе многоэлементного датчика с коммутацией выходных сигналов элементов связи на один преобразовательный элемент (СВЧ-детектор). Это обеспечивает высокую стабильность и точность измерений при работе в жестких условиях эксплуатации.

Вторичную обработку измерительной информации можно провести по различным алгоритмам. В условиях автономной работы, когда оператор отсутствует (например, оперативный контроль бортового тракта), а аппаратура обработки должна иметь минимальные габаритные размеры и массу, обычно реализуются упрощенные алгоритмы обработки. Ранее разработан спектральный способ обработки информации, снимаемой с многоэлементного преобразователя [27]. Структурная схема встроенного измерителя модуля и фазы коэффициента отражения, основанного на этом способе, представлена на рис. 2.

Анализ распределения поля в первичном тракте осуществляется с помощью элементов связи 1—4, выходные сигналы с которых периодически коммутируются СВЧ-коммутатором в общий канал. После детектирования периодическая видеоимпульсная последовательность поступает на фильтр нижних частот и полссовой фильтр первой гар-

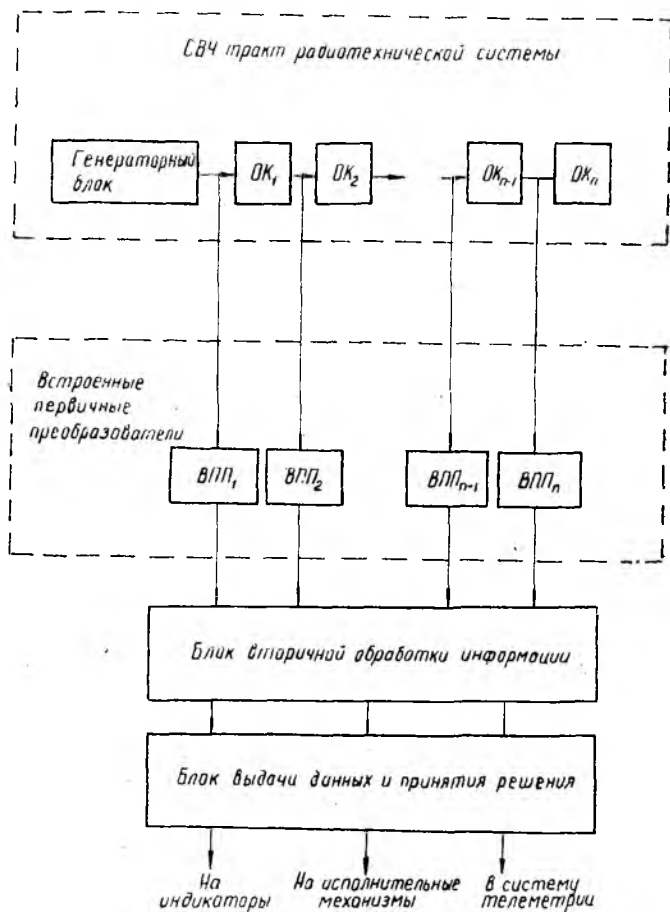


Рис. 1

моники коммутирующего сигнала. В дальнейшем осуществляется измерение амплитуды и начальной фазы первой гармоники, которые пропорциональны модулю и фазе комплексного коэффициента отражения. Для исключения влияния уровня мощности и мультипликативной погрешности ВПП на результаты измерения применен измеритель отношения.

Так как ВПП является элементом антенно-фидерного тракта радиотехнической системы, монтируемым в тракт при его сборке, возникает вопрос о целесообразности использования ВПП в заводских

условиях при настройке, приемо-сдаточных и контрольных испытаниях системы. В связи с этим наметилась тенденция создания ААЦ на основе ВПП. Применение средств вычислительной техники позволило реализовать более сложные алгоритмы обработки информации, повысить точность и широкополосность измерений [28]. Поскольку в конечном итоге качество и надежность работы радиотехнической систе-

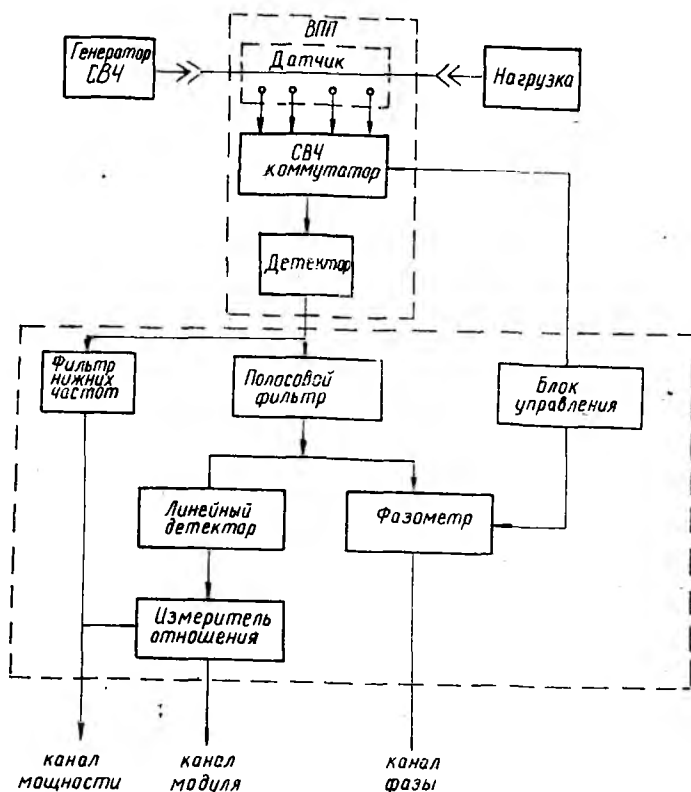


Рис. 2

мы в реальных условиях эксплуатации является конечной целью, данная тенденция в ближайшие годы может существенно повлиять на развитие в области СВЧ-измерений. Следует ожидать повышения спроса на приборы встроенного контроля и диагностики, что, в свою очередь, приведет к решению задач агрегатирования таких приборов со средствами обработки информации.

В заключение отметим, что основные тенденции развития приборов общего назначения связаны с широким использованием встроенных микропроцессорных вычислителей, реализующих алгоритмы измерения в реальном масштабе времени.

В ближайшее время не следует ожидать существенного улучшения характеристик направленных датчиков, поэтому улучшение метро-

логических характеристик приборов общего назначения будет достигаться в основном за счет реализации более эффективных алгоритмов коррекции погрешностей. Применение многопроцессорных систем с разделением функций открывает дополнительные возможности в плане повышения точности и расширения сервисных возможностей приборов общего назначения. Заслуживает внимания возможность комплектации процессорных измерителей набором мер полных сопротивлений с широким диапазоном изменения значения модуля и фазы, что позволяет повысить точность самокалибровки приборов. Развитие научного приборостроения в области СВЧ-измерений будет и в дальнейшем идти по пути создания все более совершенных автоматических измерительных систем. Очевидно, скоро измерители, основанные на принципе преобразования частоты, будут вытеснены многополюсными рефлектометрами, которые потенциально более широкополосны и при реализации соответствующих процедур калибровки могут обеспечить более высокие точности измерения при меньших аппаратных затратах. Объединение функций временного и частотного анализаторов в единой системе путем реализации алгоритмов БПФ существенно расширяет возможности таких систем и круг решаемых задач. Уменьшение стоимости таких систем может привести к существенному увеличению спроса на них.

Создание простых преобразователей, пригодных для встраивания в тракты радиотехнических систем, и агрегатирование этих преобразователей со средствами обработки информации, которые обеспечивают все преимущества ААЦ, является перспективным направлением развития измерительной техники СВЧ-диапазона.

В связи с этим актуальны задачи поиска новых принципов построения первичных преобразователей, разработки алгоритмов обработки информации, ориентированных на применение в условиях автономного функционирования и агрегатирования. Новыми задачами являются диагностические задачи, связанные с разработкой алгоритмов поиска и локализации отказавших узлов.

Список литературы: 1. Абубакиров Б. А., Гудков К. Г., Нечаев Э. В. Измерение параметров радиотехнических цепей. М., 1984. 248 с. 2. *Изделия промышленности средств связи / Каталог ЦОНТИ «ЭКОС»*. М., 1983. 160 с. 3. *Scalar-Netzwerk-Analysator* von Hewlett — Packard // *Microwellen Mag.* 1985. 11. № 2. Р. 164. 4. *Исследование объектов с помощью пикосекундных импульсов / Глебович Г. В., Андрианов А. В., Введенский Ю. В. и др.* М., 1984. 256 с. 5. *Горлов Н. И.* Современное состояние и область применения импульсной (временной) рефлектометрии // *Зарубеж. радиоэлектроника*. 1986. № 4. С. 57 — 67. 6. *Половников В. А., Голуб И. А.* Новый импульсный рефлектометр пикосекундного диапазона P5-15 // *Тез. док. Регион. науч.-техн. конф. «Радиоизмерения»*. Новосибирск, 1986. С. 49 — 50. 7. *Сухоребров В. Г., Введенский Ю. В., Сюваткин В. С.* Измерение местоположения и величины неоднородностей волноводных трактов методом радиоимпульсной рефлектометрии // *Метрология в радиоэлектронике: Тез. докл. Всесоюз. науч.-техн. конф. М., 1981. С. 224 — 226*. 8. *Жилинскас Р. П.-П.* Измерители отношения и их применение в радиоизмерительной технике. М., 1975. 319 с. 9. *Каменецкий М. И., Кондаков Ю. В.* Особенности метрологического обеспечения автоматических анализаторов цепей / *Исследования в области радиотехнических измерений: Сб. науч. тр. Всесоюз. НИИ метрологии. Л., 1984. С. 85 — 90*. 10. *Андреев И. Л.* Анализ основных источников погрешности измерения параметров

цепей на СВЧ и методика их учета // Материалы науч.-техн. конф. «Радиоизмерения». Каунас, 1978. 1. С. 14 — 19. 11. *Browne Jack. R. F. engineers get a vector analyzer* // Microwave and R. F. 1986. 25. № 1. С. 119 — 121. 12. *Ulriksson B. A time domain reflectometer using a Semiautomatic network analyzer and the fast Fourier transform* // IEEE Trans. MTT. 1981. 29. № 2. P. 172—174. 13. *Ульрикссон Б.* Преобразование данных из частотной области во временную // Тр. Ин-та инж. по электротехнике и радиоэлектронике. 1986. 74. № 1. С. 84—87. 14. *Noer C. A. The six-port coupler: a new approach to measuring voltage, current, power, impedance and phase* // IEEE Trans. IM. Nov. 1972. 21. P. 466—470. 15. *Юркис А. П., Штумпер У.* Национальные эталоны и аппаратура высшей точности для измерения импеданса и коэффициента отражения // Тр. Ин-та инж. по электротехнике и радиоэлектронике. 1986. 74. № 1. С. 45 — 52. 16. *Noer C. A. A network analyzer incorporating two six-port reflektometers* // IEEE Trans. MTT. 1977. 25. P. 1070—1074. 17. *Чупров И. И.* Проблемы и перспективы развития техники панорамного измерения S-параметров // Материалы науч. заседания, посвящен. 25-летию Каунас. НИИ радиоизмерит. техники. С. 268 — 279. 18. *Анализ методов калибровки 12-полусного рефлектометра* / Петров В. П., Рясный Ю. В., Журавлев О. Б., Пологурдов В. П. // Измер. техника. 1985. № 10. С. 40 — 41. 19. *Никулин С. М., Петров В. В., Салов А. Н.* Измерение параметров СВЧ-цепей методом двенадцатиполусных рефлектометров // Материалы науч. заседания, посвящен. 25-летию Каунас. НИИ радиоизмерит. техники. Каунас, 1983. 2. С. 217 — 221. 20. *Келлер Р. А.* Карты точности измерений на высоких и сверхвысоких частотах // Тр. Ин-та инж. по электротехнике и радиоэлектронике. 1986. 74. № 1. С. 32 — 37. 21. *А. с. 1237994 СССР.* Способ определения комплексного коэффициента отражения СВЧ устройств / Каменецкий М. И., Конишев Н. В. // Открытия. Изобретения. 1986. № 22. С. 80. 22. *Broutervik K., Kollberg E. A new four—port automatic network analyzer. Part 1. Description and Performance* // IEEE Trans. MTT. 1985. 33. № 7. P. 563—568. 23. *Горлов Н. И.* Установка автоматизированная импульсно-рефлектометрическая КЗ-6 // Тез. докл. Регион. науч.-техн. конф. «Радиоизмерения». Новосибирск, 1986. С. 59 — 60. 24. *Гимпилевич А. Б., Афонин И. Л.* Опыт разработки измерительных преобразователей контроля и диагностики параметров радиотехнических систем. К., 1986. 24 с. 25. *Бондаренко И. К., Дейнега Г. А., Маграчев З. В.* Автоматизация измерений параметров СВЧ-трактов. М., 1969. 304 с. 26. *Бондаренко И. К., Гимпилевич Ю. Б.* Встраиваемый волноводный измеритель комплексного коэффициента отражения // Техника средств связи. Сер. Радиоизмер. техника. 1976. Вып. 6. С. 19 — 25. 27. *А. с. 1092432 СССР.* Способ измерения модуля и фазы коэффициентов отражения и передачи СВЧ устройств // Открытия. Изобретения. 1984. № 18. С. 80. 28. *Бондаренко И. К., Гимпилевич Ю. Б., Царик Ю. И.* Автоматический анализатор цепей многоэлементного типа и методы его калибровки // Измер. техника. 1985. № 10. С. 33 — 34.

Поступила в редколлегию 20.04.87

УДК 621.317

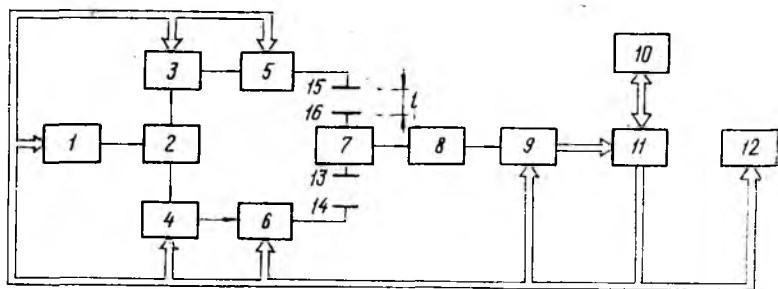
А. Ф. АНЖИЕВСКИЙ, И. Л. ВЕТРОВ, канд. техн. наук,
Н. А. ГРУДИНА, канд. техн. наук

ОСОБЕННОСТИ АВТОМАТИЗАЦИИ ИЗМЕРЕНИЯ ФАЗОВЫХ СДВИГОВ МИЛЛИМЕТРОВОГО ДИАПАЗОНА ВОЛН

Вопросы автоматизации СВЧ-измерений, в частности построения автоматизированных измерительных систем (АИС), изучены недостаточно. Попытки решить эту проблему объединением набора стандартных приборов в агрегатированную систему, управляемую ЭВМ, не дают желаемых результатов. Для создания АИС необходимо иметь

первичные преобразователи, образцовые меры, коммутирующие устройства, ЭВМ и программное обеспечение. При реализации АИС в миллиметровом диапазоне возникает ряд дополнительных трудностей: низкое качество первичных преобразователей; необходимость учета при исследовании ФЧХ четырехполюсников ФЧХ отрезков волновода, относительно которых производятся измерения или калибровка систем и т. д.

Рассмотрим особенности построения АИС на основе коммутационного метода, как наиболее сочетающегося с вычислительной техникой при комплексных измерениях и имеющего простой СВЧ-тракт. Суть метода состоит в том, что в двухканальном измерительном тракте производится амплитудно-фазовая коммутация СВЧ-сигналов, поступа-



ющих на один СВЧ-детектор. Обработка выходных напряжений СВЧ-детектора позволяет получить необходимую информацию об амплитудных и фазовых характеристиках исследуемого объекта.

На рисунке представлена структурная схема АИС, которая содержит генератор СВЧ 1, делитель мощности 2, управляемые ключи 3, 4, управляемые фазовращатели 5, 6, сумматор 7, квадратичный детектор 8, аналого-цифровой преобразователь 9, ЭВМ 10, блок сопряжения 11, индикатор цифровой и графической информации 12, входные фланцы 13, 14, 15, 16.

Исследуемый четырехполюсник, имеющий модуль T и фазу α коэффициента передачи, включается в измерительный канал СВЧ-тракта между фланцами 13, 14. В опорный канал устанавливается отрезок регулярного волновода длиной l , предназначенный для выравнивания геометрических длин каналов.

Формирование на выходе детектора измерительных сигналов $u_1 \div u_4$ производится в четыре такта коммутацией СВЧ-ключей 3, 4 и подачей управляющего сигнала на фазовращатель 5, управляющий сигнал на фазовращатель 6 не поступает.

При этом на выходе квадратичного детектора образуются напряжения $u_1 = qE^2K_1^2$, если открыт ключ 3; $u_2 = qE^2K_2^2T^2$, если открыт ключ 4; $u_3 = qE^2[K_1^2 + K_2^2T^2 + 2K_1K_2T \cos(\varphi + \alpha - \Psi)]$, если открыты оба ключа; $u_4 = qE^2[K_3^2 + K_2^2T^3 + 2K_3K_2T \cos(\varphi + \alpha - \Psi + \beta)]$, если открыты оба ключа, на фазовращатель 5 подан управляющий сигнал, где q — чувствительность детектора; E — амплитуда

СВЧ-сигнала на выходе аттенюатора 2; φ — разность фаз коэффициентов передачи опорного и измерительного каналов, вызванная разностью их длин при отсутствии управляющих сигналов на фазовращателях; β — изменение фазы коэффициента передачи опорного канала при подаче управляющего сигнала на фазовращатель 6; K_1, K_2 — модули коэффициентов передачи опорного и измерительного каналов при отсутствии управляющих сигналов на фазовращателях; K_3 — модуль коэффициента передачи опорного канала при наличии управляющего сигнала на фазовращателе 6; Ψ — набег фазы СВЧ-сигнала в отрезке l регулярного волновода.

Сформированные напряжения $u_1 \div u_4$ преобразуются АЦП в цифровые эквиваленты и вводятся через блок сопряжения в ЭВМ для обработки

$$T = L_2 \sqrt{u_2/u_1}; \quad A = \cos(\varphi + \alpha - \Psi) = (u_3 - u_2 - u_1)/2 \sqrt{u_2 u_1} \quad (1);$$

$$B = \cos(\varphi + \alpha - \Psi + \beta) = (u_4 - u_2 - u_1 L_1^2)/2L_1 \sqrt{u_1 u_2} \quad (2).$$

Здесь L_1 — относительное изменение модуля коэффициента передачи опорного канала при введении в него фазового сдвига β , $L_1 = K_3/K_2$; L_2 — отношение модулей коэффициентов передачи опорного и измерительного каналов без четырехполосника, $L_2 = K_1/K_2$.

Полагая значение β известным, находим

$$\sin(\varphi + \alpha - \Psi) = \frac{A \cos \beta - B}{\sin \beta}, \quad \beta \neq n\pi; \quad n = 0, 1, 2, \dots$$

Используя известное тригонометрическое соотношение для тангенса половинного аргумента, определяем измеренное значение фазы коэффициента передачи четырехполосника

$$\alpha = 2 \arctg \frac{A \cos \beta - B}{(1 + A) \sin \beta} - \varphi + \Psi + 2\pi m; \quad \Psi = 2\pi l \lambda, \quad (3)$$

где λ — длина волны в отрезке регулярного волновода.

Таким образом, модуль и фаза коэффициента передачи исследуемого четырехполосника могут быть рассчитаны по выходным напряжениям детектора, если известны значения L_1, L_2, φ, β , характеризующие параметры измерительного СВЧ-тракта АИС. При этом измеренное значение фазы однозначно определено на интервале от $-\pi$ до π .

Выражение (3) справедливо для любых значений β , отличных от $n\pi$. Однако целесообразно обеспечивать значение β таким, чтобы погрешность его определения по возможности меньше влияла на точность измерения α . В качестве критерия оценки влияния используем коэффициент чувствительности S .

Дифференцируя выражение (3), находим

$$S = \left| \frac{\partial \alpha}{\partial \beta} \right| = \left| \frac{1}{\sin^2 \beta} (B \cos \beta - A) \right|.$$

Следовательно, минимальная чувствительность α к погрешности определения β имеет место при $\beta = \pi/2$.

Основной задачей калибровки АИС является экспериментальное определение значений L_1 , L_2 , φ , β , имеющих место в реальном СВЧ-тракте, и занесение их в память ЭВМ для использования в режиме модулей и фаз коэффициентов передачи исследуемых четырехполюсников.

Указанные значения определим по выходным напряжениям детектора $U_1 \div U_8$ в процессе калибровки, проводимой за восемь тактов при непосредственной стыковке фланцев 14 и 15, 16 и 17.

Состояние СВЧ-ключей и фазовращателей в первых четырех тактах соответствует аналогичным тактам режима измерения. Учитывая, что при стыковке фланцев $T = 1$, $\alpha = \Psi = 0$, опишем выходные напряжения детектора

$$U_1 = qE^2 K_1^2; U_2 = qE^2 K_2^2; U_3 = qE^2 [K_1^2 + K_2^2 + 2K_1 K_2 \cos \varphi]; \\ U_4 = qE^2 [K_3^2 + K_2^2 + 2K_2 K_3 \cos(\varphi + \beta)].$$

Выходные напряжения детектора в 5 — 8 тактах калибровки следующие: $U_5 = qE^2 K_3^2$, если открыт ключ 3, подан управляющий сигнал на фазовращатель 5; $U_6 = qE^2 K_3^2$, если открыт ключ 4, подан управляющий сигнал на фазовращатель 6; $U_7 = qE^2 [K_1^2 + K_4^2 + 2K_1 K_4 \cos(\varphi + \gamma)]$, если открыты оба ключа, подан управляющий сигнал на фазовращатель 6; $U_8 = qE^2 [K_3^2 + K_4^2 + 2K_3 K_4 \cos(\varphi + \gamma + \beta)]$, если открыты оба ключа, поданы управляющие сигналы на фазовращатели, где K_4 — модуль коэффициента передачи, а γ — изменение фазы коэффициента передачи измерительно канала при подаче управляющего сигнала на фазовращатель 6.

Обработка в ЭВМ сформированных напряжений $U_1 \div U_8$ позволяет определить значение косинусов фазовых сдвигов

$$C = \cos \varphi = (U_3 + U_2 - U_1) / 2\sqrt{U_1 U_2}; D = \cos(\varphi + \beta) = (U_4 - U_2 - U_5) / 2\sqrt{U_2 U_5}; F = \cos(\varphi + \gamma) = (U_7 - U_6 - U_1) / 2\sqrt{U_6 U_1}; \\ H = \cos(\varphi + \gamma + \beta) = (U_8 - U_6 - U_5) / 2\sqrt{U_5 U_6}.$$

Вспомогательный фазовый сдвиг γ , вводимый в измерительный канал при калибровке, компенсирует разность электрических длин каналов φ в целях однозначного определения фазового сдвига β . Для этого значения сигналов, управляющих фазовращателями, подбирают в процессе настройки АИС такими, чтобы фазовые сдвиги $\varphi + \gamma$ и $\varphi + \gamma + \beta$ ($\beta \approx \pi/2$) располагались в первом и втором квадрантах. Используя данное условие, получаем $\beta = \arccos H - \arccos F$.

По аналогии с выражением (3) определяем разность фаз коэффициентов передачи опорного и измерительного каналов СВЧ-тракта

$$\varphi = 2 \arctg \frac{C \cos \beta - D}{(1 + C) \sin \beta}.$$

Очевидно, что $\beta \approx \pi/2$ и в данном случае обеспечит минимальную погрешность определения φ .

По выходным напряжениям детектора находим $L_1 = \sqrt{U_5/U_1}$; $L_2 = \sqrt{U_1/U_2}$.

Таким образом, в ходе калибровки определены все необходимые параметры СВЧ-тракта АИС, используемые для измерения модуля и фазы коэффициента передачи исследуемого четырехполюсника.

Калибровку осуществляют в диапазоне рабочих частот АИС, накапливая в памяти ЭВМ массивы значений L_1 , L_2 , φ , β . Это позволяет производить измерения в широкой полосе частот, выбирая у массивов значения, относящиеся к частоте измерения.

Необходимо отметить некоторые особенности такого метода измерения, благоприятные для его реализации в миллиметровом диапазоне волн.

Как известно, большие разбросы частотных зависимостей чувствительностей детекторов миллиметрового диапазона волн, затрудняют реализацию многодетекторных методов измерения. Коммутация СВЧ-сигналов на один детектор позволяет преодолеть указанный недостаток. Данное свойство, присущее большинству коммутационных методов измерений, сохраняется и здесь.

Калибровка рассмотренной АИС учитывает коэффициенты передачи опорного и измерительного каналов и их изменение при введении фазовых сдвигов β , γ . Это допускает использование в тракте СВЧ простых фазовращателей сравнительно низкого качества с существенной паразитной амплитудой сигналов при изменении фазы.

Описанный метод измерения позволяет однозначно измерять фазу коэффициента передачи в диапазоне 2π . При этом отличие значения β от $\pi/2$ увеличивает чувствительность точности измерения к погрешности определения β , но не нарушает работоспособности метода.

В миллиметровом диапазоне волн даже малая разность длин каналов может привести к большим погрешностям измерения фазы коэффициента передачи. Поэтому положительной стороной метода является также учет технологического разброса длин каналов при измерениях разности фаз φ .

В соответствии с рассмотренным методом измерения создан экспериментальный образец АИС на базе ЭВМ «Электроника ДЗ-28» и волноводного тракта СВЧ с размером сечения $7,2 \times 3,4$ мм. В качестве сумматора и делителя мощности применены направленные ответвители с переходным ослаблением порядка 10 дБ. СВЧ-ключи, состоящие из двух последовательно включенных промышленных $p-i-n$ -диодных аттенуаторов, имеют ослабление в закрытом состоянии не менее 50 дБ; фазовращатели — ферритовые. Двенадцатиразрядный АЦП построен на принципе двойного интегрирования.

Результаты измерения и калибровки выводятся в виде графиков частотных зависимостей и цифр на экран электронно-лучевой трубки (ЭЛТ), входящей в индикатор цифровой и графической информации.

Конструктивно АИС состоит из пяти блоков: ЭВМ, генератора Г4-141, блока измерений, блока СВЧ, блока индикатора.

Блок измерений включает в себя весь СВЧ-тракт, за исключением сумматора и детектора, а также АЦП и устройства управления ключами и фазовращателями. В блоке СВЧ расположены сумматор и предварительный усилитель сигналов детектора. Блок индикатора, кроме

индикатора цифровой и графической информации, содержит в себе блок сопряжения АИС с ЭВМ «Электроника ДЗ-28.

Испытания образца АИС показали, что погрешность измерения ослаблений A_x четырехполюсников не превышает $0,01 + 0,008 A_x$ в диапазоне ослаблений $0 + 20$ дБ и $0,5$ дБ — в диапазоне $0 + 30$ дБ. При этом погрешность измерения фазы не более 6° . При измерениях фаз коэффициентов передачи четырехполюсников, ослабления которых не более $5 + 7$ дБ, погрешность измерения порядка 3° . Из анализа экспериментов следует, что существенный рост погрешности измерения фазы не наблюдается, если значение β находится в пределах $90^\circ \pm 40^\circ$.

Программное обеспечение созданной АИС предусматривает возможность алгоритмического исключения разрывов ФЧХ, выходящих в диапазоне рабочих частот за пределы 360° . Изменение ФЧХ может достигать $\pm 800^\circ$ при погрешности индикатора $0,1^\circ$ либо $\pm 8000^\circ$ при погрешности индикатора 1° . Предусмотрена также возможность индикации нелинейности ФЧХ, определяемой по результатам измерений фазы в полосе частот.

Индикация результатов измерений производится на экране ЭЛТ в виде графиков частотных зависимостей параметров и двух групп цифр, отражающих частоту и значение параметра в точке графика, отмеченной маркером. Одновременно на экране можно наблюдать до трех различных графиков, имеющих единую ось частот.

Таким образом, при использовании данного метода измерения не требуется создания сложных СВЧ-трактов. Ключевой характер работы элементов измерительного тракта создает благоприятные перспективы для использования метода в качестве основы построения АИС более коротковолновой части миллиметрового диапазона.

Поступила в редколлегию 30.03.87

УДК 621.372

А. В. МЕЛЬНИКОВ, канд. техн. наук, И. В. КУДРЯВЧЕНКО

ИЗМЕРЕНИЕ ЗАТУХАНИЯ ПОЛОСКОВЫХ МЕТАЛЛОДИЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ЛИНИЙ

Одна из важных задач техники СВЧ — разработка интегральных схем (ИС) миллиметрового и субмиллиметрового диапазонов. Успешное решение задачи во многом зависит от выбора типа линии передачи, на базе которой разрабатывается конкретное устройство. Наиболее перспективная линия для ИС СВЧ указанных диапазонов, отличающаяся надежностью, технологичностью, малыми потерями, — полосковый металлодиэлектрический волновод (ПМДВ) [1; 2]. Такой волновод представляет собой диэлектрический полосок прямоугольного сечения и металлодиэлектрическую подложку, причем $\epsilon_1 > \epsilon_2$, где ϵ_1 , ϵ_2 — относительные диэлектрические проницаемости полоска и подложки.

Рассмотрим результаты исследований по определению зависимости затухания от конструктивных параметров ПМДВ для основного типа волны E_y^{00} . Анализ потерь в ПМДВ проводился методом парциальных волн с учетом реальных параметров материалов, составляющих волноводную структуру [3]. Суммарные потери в ПМДВ складываются из двух компонент: погонного затухания, обусловленного потерями в диэлектрике α_d и погонного затухания, обусловленного потерями в металлических поверхностях α_m ,

$$\alpha_d = \alpha_{d1} + 0,5 \ln(1 + \eta) - 0,5 \ln[1 + \eta e^{2(\alpha_{d1} - \alpha_{d2})}]. \quad (1)$$

Здесь α_{d1}, α_{d2} — погонное затухание в материале полоска и подложки; η — коэффициент связи электромагнитной волны с диэлектрическим полоском,

$$\eta = \frac{\cos^2 \frac{\varphi_{x0}}{2}}{k_1 \sqrt{\sin^2 \theta_x - \frac{\epsilon_2}{\epsilon_1} \left[\frac{a}{2} + \frac{\sin k_x a \cos(k_x a - \varphi_{x0})}{2k_x} \right]}}, \quad (2)$$

где θ_x — направляющий угол вектора Пойнтинга плоской волны, распространяющейся в волноводе; φ_{x0} — фаза коэффициента отражения на границе раздела диэлектриков; a — поперечный размер полоска; k_1 — волновое число, $k_1 = 2\pi \sqrt{\epsilon_1}/\lambda$, λ — длина волны в свободном пространстве; k_x — поперечное волновое число, $k_x = k_1 \cos \theta_x$. Значения φ_{x0}, θ_x находим в соответствии с работой [4]

$$\varphi_{x0} = \arctg \left[\frac{\sqrt{\sin^2 \theta_x - \epsilon_2/\epsilon_1}}{\cos \theta_x} \right],$$

причем θ_x определяется численным методом, например методом последовательных приближений, на ЭВМ из соотношения

$$\frac{\lambda}{a} = \frac{\pi \sqrt{\epsilon_1} \cos \theta_x}{\arctg \left[\frac{\sqrt{\sin^2 \theta_x - \epsilon_2/\epsilon_1}}{\cos \theta_x} \right]}.$$

Запишем затухание, обусловленное потерями в металлических поверхностях

$$\alpha_m = \sqrt{\frac{\epsilon_{al}}{\mu_{al}}} \frac{a + c_1 - c_2 \cos 2\theta_x}{4b(a + c_1 + c_2) \sin \theta_x}. \quad (3)$$

Здесь

$$c_1 = \frac{2 \cos^2 \frac{\varphi_{x0}}{2}}{k_1 \sqrt{\sin^2 \theta_x - \frac{\epsilon_2}{\epsilon_1}}};$$

$c_2 = \frac{1}{k_x} \sin k_x a \cos(k_x a - \varphi_{x0})$; b — поперечный размер полоска; ϵ_{al}, μ_{al} — абсолютные диэлектрическая и магнитная проницаемости материала полоска.

Найдем значение суммарных погонных потерь в ПМДВ (дБ/м) $\alpha = 8,68(\alpha_d + \alpha_m)$ (4).

Проведенный анализ позволяет оптимизировать конструкцию устройств на ПМДВ с учетом значения погонного затухания линии, которое зависит от диэлектрической проницаемости, тангенса угла потерь диэлектриков, составляющих волноводную структуру, поверхностной проводимости металлических поверхностей, поперечных размеров полоска.

Затухание в ПМДВ определялось двухдетекторным методом (рис. 1), согласно которому потери в волноводе ищутся между двумя проводными детекторными головками Д1, Д2, слабо связанными с ним. Погрешность метода, обусловленная неидентичностью характеристик

детекторов, устраняется изменением направления запитки линии передачи с последующей обработкой сигналов, снимаемых с детекторов. Для повышения разрешающей способности сравнивают между собой разность сигналов, снимаемых с детекторных головок, с калиброванной частью одного из сигналов. Эти сигналы могут быть найдены методом ориентированных графов

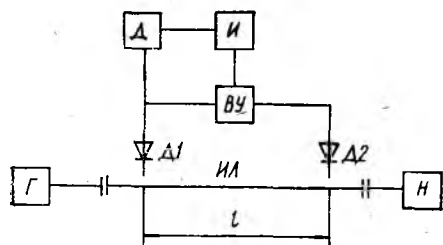


Рис. 1

[5]. Пренебрегая величинами второго порядка малости, получаем

$$U_{Д1} \approx kE_{Г}^2(1 + \Gamma_{Н}^2 + 2\Gamma_{Н} \cos \varphi_{Н1}) \quad (5);$$

$$U_{Д2} \approx kE_{Г}^2\tau^2(1 + \Gamma_{Н}^2 + 2\Gamma_{Н} \cos \varphi_{Н2}) \quad (6),$$

где k — коэффициент пропорциональности; $E_{Г}$ — амплитуда падающей волны; τ^2 — модуль коэффициента передачи по мощности; $\varphi_{Н1}$, $\varphi_{Н2}$ — удвоенные электрические длины линий от нагрузки до детекторов Д1; Д2.

Тогда отношение этих сигналов дает измеренное значение модуля коэффициента передачи по мощности

$$\tau_{изм}^2 \approx \tau^2 \frac{1 + \Gamma_{Н}^2 + 2\Gamma_{Н} \cos \varphi_{Н2}}{1 + \Gamma_{Н}^2 + 2\Gamma_{Н} \cos \varphi_{Н1}} \quad (7)$$

Если бы линия передачи ИА была идеально согласована с нагрузкой Н, т. е. $\Gamma_{Н} = 0$, то отношение сигналов с детекторов соответствовало бы истинному значению измеряемой величины. Однако в действительности это не происходит, и $\tau_{изм}^2 \neq \tau^2$. Погрешность из-за неидеального согласования линии передачи с нагрузкой будет максимальной, когда $\cos \varphi_{Н1} = \pm 1$, а $\cos \varphi_{Н2} = \mp 1$. В этом случае $(\tau_{изм}^2)_{макс} \approx \tau^2(1 \pm \Gamma_{Н})$. Следовательно, максимальная относительная погрешность $(\delta\tau^2)_{макс} = \pm 4\Gamma_{Н}$. Например, при $\Gamma_{Н} = 0,03$ погрешность неидеального согласования линии передачи с нагрузкой составит 12 % от истинного значения измеряемой величины.

Для устранения погрешности, обусловленной неидеальным согласованием линии передачи с нагрузкой, измерение затухания проводилось на частотах, при которых расстояние между детекторами l кратно целому числу полуволн. При этом $\cos \varphi_{H1} = \cos \varphi_{H2}$, а из (7) следует, что $\tau_{изм}^2 = \tau^2$.

Чтобы определить частоты измерения, проводилась калибровка схемы измерителя затухания ПМДВ, которая заключается в следующем. Измеряемая линия передачи нагружается короткозамыкателем. При этом увеличивается крутизна разностного сигнала, снимаемого с выхода вычитающего устройства ВУ. Его значение определяется из выражений (5), (6) в предположении, что $\tau^2 \approx 1$, $\Gamma_H = 1$

$$U_{ВУ} = U_{д1} - U_{д2} = kE_{\Gamma}^2 \sin(\varphi_{H1} + \varphi_{H2} + \varphi_k) \sin(\varphi_{H1} - \varphi_{H2}).$$

Здесь φ_k — фаза коэффициента отражения короткозамыкателя. Огибающая разностного сигнала принимает нулевые значения при выполнении равенства $\sin(\varphi_{H1} - \varphi_{H2}) = 0$, (8), причем

$$\varphi_{H1} - \varphi_{H2} = \frac{2\pi}{\lambda_{вi}} l, \quad (9)$$

где l — расстояние между детекторными головками в линии передачи; $\lambda_{вi}$ — длина волны в волноводе, соответствующая i -му нулевому значению огибающей разностного сигнала. Тогда из выражения (8) с учетом (9) следует $l = n \frac{\lambda_{вi}}{2}$, где n — целое число. Частоты измерения f_i , соответствующие длинам волн в линии передачи $\lambda_{вi}$, определяются по осциллограмме на экране панорамного индикатора КСВНИ и ослаблений с помощью частотной метки.

Исследование влияния конструктивных параметров ПМДВ на затухание проводилось в миллиметровом диапазоне. На рис. 2 представлены результаты теоретического и

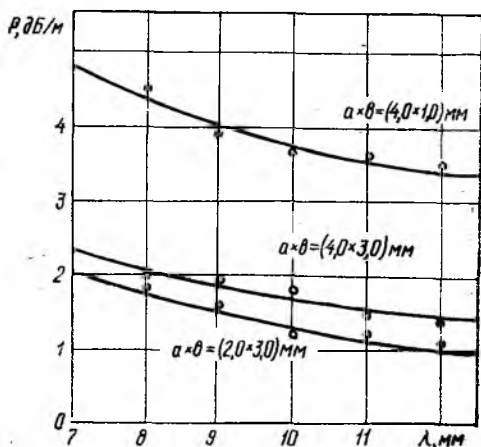


Рис. 2

экспериментального исследования ПМДВ, отличающихся размерами поперечного сечения. Для исследования использовался ПМДВ, образованный фторопластовым полоском ($\epsilon_1 = 2,08$; $\text{tg} \delta = 2 \cdot 10^{-4}$) в воздухе ($\epsilon_2 = 1$). Металлические пластины изготовлялись из латуни, затем их поверхности полировались. Из рис. 2 видно, что погонные потери в ПМДВ находятся в пределах 1,5 — 2,0 дБ/м при оптимальных размерах a , b . Увеличивая размер полоска b или уменьшая размер a , потери можно уменьшить, однако необходимо помнить, что при этом

ПМДВ может стать многомодовым либо связь волны с направляющей структурой уменьшится.

Полученные результаты подтверждают возможность выбора ПМДВ по значению затухания, технологичности и другим параметрам в качестве линии передачи для ИС СВЧ миллиметрового и субмиллиметрового диапазона волн.

Список литературы: 1. Benson F. A., Tischer F. J. Some guiding structures for millimetre waves // IEE Proceedings. 1984. A 131. № 7. P. 429—449. 2. Саламатин В. В., Мельников А. В., Кондрашихин А. Б., Кудрявченко И. В. Расчет параметров металлодиэлектрического волновода // Приборостроение. 1987. Вып. 40. С. 84—87. 3. Бондаренко И. К., Буря А. И., Саламатин В. В. Электродинамические основы автоматизированного проектирования интегральных схем СВЧ. М., 1981. С. 159—173. 4. Анализ распределения поля в полосковом металлодиэлектрическом волноводе / В. В. Саламатин., А. В. Мельников., И. В. Кудрявченко., А. Б. Кондрашихин. Севастополь, 1986. 15 с. Деп. в УкрНИИНТИ 14.07.86. № 1721. 5. Силаев М. А., Брянцев С. Ф. Приложение матриц и графов к анализу СВЧ устройств. М., 1970. 248 с.

Поступила в редколлегию 30.03.87

УДК 621.317

*В. А. КАЛУГИН, Н. Н. КОЛЧИГИН, канд. физ.-мат. наук,
Г. Г. ПОЛОВНИКОВ*

МАЛОГАБАРИТНЫЙ ИЗМЕРИТЕЛЬ КОЭФФИЦИЕНТА ОТРАЖЕНИЯ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ВОЛН

Измерения коэффициента отражения широко применяются при определении параметров магнитодиэлектриков и полупроводящих материалов для контроля их качества и анализа воздействия на них внешних факторов [1]. В миллиметровом диапазоне наибольшее применение находят методы измерения в свободном пространстве — однопозиционный и двухпозиционный [2]. Их преимуществами являются возможность измерения образцов с различной формой и размерами, бесконтактность измерения и сравнительная простота.

Для проведения измерений в нестационарных условиях появляется необходимость разработки малогабаритной аппаратуры с высокой чувствительностью и точностью измерений. Трудность состоит в том, что повышение чувствительности и точности в основном достигается усложнением измерительной схемы, а для снижения веса и уменьшения габаритных размеров аппаратуры ее нужно упрощать.

Как показало сравнение различных методик, это противоречие можно устранить, применяя методику относительных (эталонных) измерений по двухпозиционной схеме. Сравнение амплитуд отраженных волн от исследуемого образца и эталона с известным коэффициентом отражения обеспечивает высокую точность измерений, а разделение передающего и приемного трактов — малую взаимную связь приемника и передатчика при минимальном количестве СВЧ-узлов. При использовании интерферометрических схем необходимо применение специальных мер по стабилизации частоты и уровня генерации.

являются пирамидальные рупоры с диэлектрическими линзами. Уже при линейных размерах апертуры $4 - 5 \lambda$ для углов раскрыва меньше 40° коэффициент отражения от края рупора стремится к нулю. Размеры рупоров и профиль линз выбирались для расстояния дальней зоны порядка $1,5 \text{ м}$ при сдвигах фазы на краях не более $\pi/8$. В двух позиционных схемах чувствительность приемника ограничена связью с передатчиком. Однако в случае использования невыступающих линз и при параллельном расположении антенн в H -плоскости даже на минимальном расстоянии уровень поля в приемной антенне в результате прямой связи значительно меньше измеряемого отраженного поля.

Поскольку в целях повышения надежности и упрощения из измерительной схемы исключены высокодобротные элементы, стабильность генератора может быть не такой высокой, как при резонансных методах измерения. Но важным является обеспечение квазимонохроматического режима излучения, так как наличие высших гармоник в спектре приводит к снижению точности измерений. Частотная и модовая селекции осуществляются применением генераторной секции в виде суженного волновода с подвижными короткозамыкающими поршнями на торцах. Генераторная секция посредством штыревого зонда связана с отводящим волноводом, один конец которого нагружен на подвижный короткозамыкающий поршень, а второй соединен с измерительным трактом. Таким образом, удается снизить амплитуду второй гармоники на $15 - 20 \text{ дБ}$.

Для измерения отраженного сигнала в приемнике применяется волноводная детекторная головка с подстроечным поршнем, в которой предусмотрена возможность выбора рабочей точки детектора в процессе настройки, а также замена кристалла и иглы. КСВН таких головок в широком диапазоне частот в режиме оптимальной настройки меньше $1,2$. Электрически управляемый аттенюатор на основе сосредоточенных элементов рассчитан на изменение затухания $0,5 + 40 \text{ дБ}$ в диапазоне перестройки генератора, при этом КСВН не превышает 2 .

Значительное влияние на точность результатов измерений оказывает изменение расстояния между образцом и излучателем, а также геометрические размеры образца и эталона.

Отличие измеренных значений модуля коэффициента отражения от истинного при расстоянии базы меньше 100λ для различных материалов составило $10 - 16 \%$. Как следует из сравнения результатов, устойчивые значения коэффициента отражения получаем для прибора с линзами при меньших расстояниях в отличие от прибора без линз. В табл. 1 приведены результаты измерений модуля коэффициента отражения R для фиксированного расстояния базы, равного примерно 100λ . Здесь L_H, L_E — размеры образца и экрана в H - и E -плоскостях. Для каждого случая определения коэффициента отражения размеры образца и эталона были одинаковыми.

Ширина пучка по уровню $0,01$ составила при этом 260 мм . В случае использования образцов и эталонного экрана с размерами, равными ширине пучка в сечении, и с размерами, меньшими 100 мм , были

получены равные значения коэффициента отражения. Это свидетельствует о минимальном вкладе дифракционных полей в отраженное поле. Дальнейшее уменьшение размеров приводит к заметному снижению относительного коэффициента отражения, так как интенсивность отраженного поля от эталона изменяется медленнее, чем отраженного от образца.

Изменения размеров в E - и H -плоскостях оказывают примерно одинаковое влияние на точность. Оптимальное значение размеров в измерениях $L_E, L_H \simeq 10\lambda$. Влияние краев на значения малых коэффициентов отражения начнет сказываться при больших размерах.

Таблица 1

L_H , мм	$ R $, дБ	
	$L_E = 50$ мм	$L_E = 80$ мм
150	15,5	16,5
125	15,5	16
100	16	16,5
75	16,5	16
60	16,5	16
55	17,5	17
50	20	18

Таблица 2

Расстояние базы, мм	$ R $, дБ	
	Нормальное падение и прием под углом	Наклонное падение и прием зеркального отражения
500	19	19
650	18	17
850	16	16
1100	16,5	16
1400	16	16

Из полученных результатов следует, что достаточно точные измерения можно проводить на образцах, имеющих размеры в 2—3 раза меньше, чем ширина пучка.

Так как двухпозиционный метод исключает определение коэффициента отражения в главном направлении при нормальном падении электромагнитных волн, было исследовано влияние ориентации образца и экрана относительно главного направления передающей и приемной антенн. Измерения проводились для различных базовых расстояний на образцах с размерами, превышающими ширину главного лепестка диаграммы направленности излучающей антенны (табл. 2).

Приведенные результаты являются средними значениями как минимум пяти независимых измерений. Так как отклонение углов падения и приема незначительное относительно нормали к отражающей поверхности, полученные значения коэффициентов отражения близки к значениям, измеренным на однопозиционной установке при расположении образца в дальней зоне.

Приведем технические характеристики прибора.

1. Диапазон измеряемого модуля коэффициента отражения $0,5 \div 40$ дБ.
2. Расстояние между прибором и образцом — $0,5 \div 1,5$ м.
3. Излучаемая мощность 20 мВт. Генератор работает в импульсном режиме с частотой модуляции 1000 Гц.
4. Напряжение источника питания $12 \text{ В} \pm 5\%$.
5. Потребляемая мощность не более 10 Вт.
6. Габаритные размеры $520 \times 220 \times 120$ мм,

Таким образом, разработан и изготовлен малогабаритный высокочувствительный измеритель коэффициента отражения электромагнитных волн миллиметрового диапазона. Прибор может использоваться для контроля характеристик материалов в нестационарных условиях.

Список литературы: 1. *Технологический неразрушающий контроль пластмасс* / Потапов А. И., Игнатов В. М., Александров Ю. Б. Л., 1979. 288 с. 2. *Воробьев Е. А., Михайлов В. Ф., Харитонов А. А.* СВЧ диэлектрики в условиях высоких температур. М. 1977. 208 с. 3. *Кукуш В. Д.* Электрорадиоизмерения. М., 1985. 368 с.

Поступила в редколлегию 20.04.87

УДК 681.53

Н. А. ВАРЛАМОВА, И. В. КУРНОСОВ, канд. физ.-мат. наук, *В. В. ЛАРИКОВ*

ВИЗУАЛИЗАЦИЯ КАРТИНЫ ПОЛЯ В ВОЛНОВОДЕ ПРИ БОЛЬШИХ УРОВНЯХ МОЩНОСТИ

В работах [1;2] описывалось исследование температурного поля круглого волновода посредством контактного и бесконтактного методов. В первом случае термодатчиком служил термистор, во втором — инфракрасный радиометр. Оба метода не дают возможности видеть и оценивать температурную картину полностью, что является их общим недостатком. Это становится возможным лишь после снятия результатов в отдельных точках, их обработки и составления таблицы и графиков.

Методами, позволяющими получить картину температурного поля всей поверхности волновода одновременно, служат тепловизионный и метод, использующий жидкокристаллические пленки. Эти методы были реализованы при исследовании тепловой картины на поверхности круглых волноводов при прохождении волны основного типа H_{11} .

Для проведения эксперимента собрали установку, волноводная часть которой состояла из магнетрона непрерывного генерирования, ферритового вентиля, исследуемой круглой волноводной секции, соединенной с трактом прямоугольного сечения посредством волноводных переходов, и калориметрического измерителя мощности МЗ-13/1, служащего нагрузкой. Для исключения неравномерности нагрева измерительной волноводной секции она устанавливалась вертикально. Измерительная секция была изготовлена из нержавеющей стали толщиной 60 мкм. Такая толщина фольги не пропускает электромагнитное излучение и в то же время позволяет получить температурное распределение на поверхности, удовлетворительно повторяющее распределение электромагнитного поля внутри волновода [1]. Длина секции составляла 12 см, диаметр — 3 см. Для обеспечения достаточной механической прочности секция закреплялась в толстостенных латунных фланцах.

Вначале для исследований использовали тепловизор «Рубин-2». Он не имеет экрана и дает изображение предмета на химической бумаге. В связи с невысокой чувствительностью данного типа тепловизора, а также малым температурным перепадом на исследуемой секции получить четкое изображение не удалось. Затем применяли тепловизор ТВ-03, обладающий лучшими параметрами и позволяющий непосредственно на экране видеть тепловое изображение исследуемого объекта. Для устранения отражений от поверхности волновода ее зачерняли специальным составом. Поскольку данный тип тепловизора также рассчитан на большие разности температуры, удалось получить только качественную картину, которая не противоречит результатам ранее проведенных исследований [1;2].

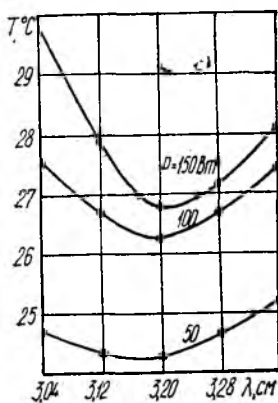
Наиболее удовлетворительный результат получили при измерениях, произведенных с помощью холестерических жидких кристаллов. Их свойства привлекают внимание экспериментаторов, работающих в различных областях физики. В частности, благодаря свойству селективного рассеяния холестерические жидкие кристаллы применяются для визуализации поля температур на поверхности тел. Термоиндикаторы на основе жидких кристаллов обладают высокой чувствительностью, широким диапазоном рабочих температур, достаточным быстродействием. В них отсутствуют гистерезисные явления. Относительная простота методики их использования и возможность получения двумерной картины температурного поля при сложной геометрии исследуемого объекта дают определенные преимущества по сравнению с известными методами визуализации температурных полей, в которых применяются тепловизоры, люминесцентные составы, термоиндикаторные краски и термоиндикаторы плавления.

В экспериментах использовались термоиндикаторные пленки, полученные на основе смесей эфиров холестерина, закапсулированные в полимерную матрицу [3]. Рабочая область температур, перекрываемая полосой селективного отражения, лежала в интервале 20—35 °С. Методом преобразования распределения энергии СВЧ-поля в тепловой рельеф и визуализации его с помощью жидких кристаллов ранее изучались и были описаны некоторые вопросы структуры СВЧ-полей (поле излучения антенны и открытый конец волновода) [4].

В нашем случае жидкокристаллическая пленка контактировала не непосредственно с полем в волноводе, а с нагреваемой им фольгой из поглощающего материала. Жидкокристаллическую пленку наклеивали на поверхность тонкостенной волноводной секции таким образом, чтобы между волноводом и пленкой осуществлялся хороший тепловой контакт и отсутствовали воздушные промежутки. В зависимости от температуры стенок изменялась цветовая гамма жидкокристаллической пленки. Цветовая характеристика пленки следующая:

Температура, °С	24,7	25,25	26,0	26,5	27,6	32,6
Цвет	Красный	Зеленый	Голубой	Синий	Фиолетовый	Черный

При прохождении СВЧ-мощности по волноводу температура стенок фиксировалась предварительно откалиброванной медь-константановой термопарой, соединенной с цифровым вольтметром Ф-30. Для создания оптимальных температурных условий и уменьшения температурной зависимости от окружающей среды измерительная секция помещалась в термостат, изготовленный из пенопласта. Передняя стенка термостата закрывалась стеклом. Мощность генератора изменялась в пределах 0 — 180 Вт, частота — 8,9 — 9,8 ГГц. При трех фиксированных длинах волны была снята зависимость температуры стенки от проходящей мощности. Картина поля при этом регистрировалась с помощью жидкокристаллической пленки и фиксировалась на черно-белую и цветную фотопленку. При возрастании мощности в 7 раз, т. е. от 25 до 175 Вт, температура секции повышалась в среднем в 1,5 раза по гиперболическому закону. На пленке при этом наблюдалось от трех до пяти четко очерченных пятен более высокой температуры, показывающих места наибольшей напряженности электрического поля.



При разных значениях проходящей мощности определили зависимость нагрева стенок волновода от изменения длины волны. По полученным данным построен график (рисунок). Из него можно сделать вывод о наилучшем согласовании тракта при $\lambda = 3,2$ см, что соответствует точкам наименьшего нагрева.

Проведенные эксперименты показали, что метод, использующий жидкокристаллические пленки в сочетании с тонкостенной волноводной секцией из поглощающего материала, пригоден как качественный экспресс-метод. Он дает возможность, не производя длительных измерений, увидеть динамику процессов, происходящих в волноводе, изменение структуры поля при варьировании того или иного параметра. Его можно использовать для контроля правильности измерений, проводимых другими методами.

Проведенные эксперименты показали, что метод, использующий жидкокристаллические пленки в сочетании с тонкостенной волноводной секцией из поглощающего материала, пригоден как качественный экспресс-метод. Он дает возможность, не производя длительных измерений, увидеть динамику процессов, происходящих в волноводе, изменение структуры поля при варьировании того или иного параметра. Его можно использовать для контроля правильности измерений, проводимых другими методами.

Список литературы: 1. Варламова Н. А., Кукуш В. Д., Ларионов В. В. К исследованию температурного поля круглого волновода // Радиотехника. 1982. Вып. 61. С. 89—94. 2. Варламова Н. А., Мешков С. Н., Семенов В. И. Применение ИК-радиометра для исследования температурного поля волновода // Радиотехника. 1982. Вып. 62. С. 91 — 95. 3. Жидкокристаллические термоиндикаторы на основе производных холестерина Тищенко В. Г., Махотило А. П., Черкашина Р. М. и др // Свойства и применение жидкокристаллических термоиндикаторов. Новосибирск, 1980. С. 17—39. 4. О применении жидких кристаллов в разработке микроминиатюрных СВЧ устройств / Глазков Г. Н., Жмудь А. А., Молоков Г. Г. и др // Сб. докл. II Всесоюз. науч. конф. по жидким кристаллам. Иваново, 1973. С. 296 — 300.

Поступила в редколлегию 11.02.87

ИЗМЕРЕНИЕ ДИСПЕРСИОННЫХ ХАРАКТЕРИСТИК ПОЛОСКОВЫХ
МЕТАЛЛОДИЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ВОЛНОВОДОВ

Для построения интегральных схем миллиметрового и субмиллиметрового диапазонов волн можно использовать полосковый металлодиэлектрический волновод (ПМДВ) (рис. 1). Однако еще не имеется детального анализа его дисперсионных свойств

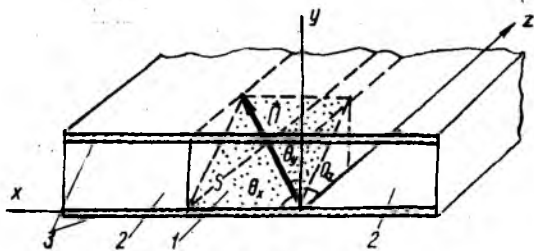


Рис. 1

Поле внутри волновода 1 можно представить как результат отражения от его стенок плоских парциальных волн, направления распространения которых Π характеризуются косинусами углов $\theta_x, \theta_y, \theta_z$ с соответствующими осями координат [1]. В общем случае возможно существование двух типов волн: E_y^{mn} с составляющими поля E_y, E_z, H_x, H_y, H_z ($E_x = 0$) и E_x^{mn} с составляющими поля E_x, E_y, E_z, H_y, H_z ($H_x = 0$). Распределение любой из составляющих этих волн вдоль оси ox волновода определяется выражением [2]

$$k_c a \cos \theta_x = m\pi + \frac{\varphi_{x0}}{2} + \frac{\varphi_{xa}}{2},$$

а вдоль оси oy

$$k_c b \cos \theta_y = n\pi + \frac{\varphi_{y0}}{2} + \frac{\varphi_{yb}}{2}.$$

Здесь k_c — постоянная распространения волны в диэлектрике, из которого изготовлен волновод, $k_c = 2\pi/\lambda \sqrt{\epsilon_1 \mu_1}$; λ — длина волны генератора; a, b — поперечные размеры волновода по осям ox, oy ; m, n — число целых полуволн вдоль ox, oy ; ϵ_1, μ_1 — относительные диэлектрическая и магнитная проницаемости материала волновода; $\varphi_{x0}, \varphi_{xa}$ — фазы коэффициентов отражения составляющей поля от боковых стенок волновода $x = 0, x = a$; $\varphi_{y0}, \varphi_{yb}$ — фазы коэффициентов отражения составляющей поля от нижней $y = 0$ и верхней $y = b$ стенок ПМДВ.

Значения Φ_{x0} , Φ_{xa} , Φ_{y0} , Φ_{yb} известны из работы [1]. Они различны для волн E_y^{mn} , E_x^{mn} . Поэтому дисперсионные уравнения имеют вид для волны E_y^{mn}

$$\frac{\lambda}{a} = \frac{2\pi \sqrt{\epsilon_1 \mu_1} \cos \theta_x}{m\pi + 2 \operatorname{arctg} \left[\frac{\mu_1}{\mu_2} \frac{\sqrt{\sin^2 \theta_x - \epsilon_2 \mu_2 / \epsilon_1 \mu_1}}{\cos \theta_x} \right]};$$

$$\frac{\lambda}{b} = \frac{2}{n} \sqrt{\epsilon_1 \mu_1} \cos \theta_y;$$

для волны E_x^{mn}

$$\frac{\lambda}{a} = \frac{2\pi \sqrt{\epsilon_1 \mu_1} \cos \theta_x}{m\pi + 2 \operatorname{arctg} \left[\frac{\epsilon_1}{\epsilon_2} \frac{\sqrt{\sin^2 \theta_x - \epsilon_2 \mu_2 / \epsilon_1 \mu_1}}{\cos \theta_x} \right]};$$

$$\frac{\lambda}{b} = \frac{2}{n} \sqrt{\epsilon_1 \mu_1} \cos \theta_y,$$

где ϵ_2 , μ_2 — относительные диэлектрическая и магнитная проницаемости материала подложки 2, для диэлектриков $\mu_1 = \mu_2 = 1$.

Волна E_y^{mn} нормально поляризована относительно боковых стенок ПМДВ $x = 0$, $x = a$, так как ее вектор напряженности электрического поля $\vec{E}_\perp = \vec{j}E_y + \vec{k}E_z$ параллелен боковым стенкам, а вектор напряженности магнитного поля $\vec{H}_\perp = \vec{i}H_x + \vec{j}H_y + \vec{k}H_z$ лежит в плоскости падения на боковую стенку — плоскость S . Волна E_x^{mn} — параллельно поляризованная относительно боковых стенок, поскольку ее вектор напряженности электрического поля $\vec{E}_\parallel = \vec{i}E_x + \vec{j}E_y + \vec{k}E_z$ лежит в плоскости S , а вектор напряженности магнитного поля $\vec{H}_\parallel = \vec{j}H_y + \vec{k}H_z$ параллелен боковым стенкам. После отражения от боковой стенки волновода каждая из волн E_y^{mn} , E_x^{mn} приобретает соответствующий фазовый сдвиг [1], а вид поляризации этих волн не меняется: волна E_y^{mn} остается нормально поляризованной, а волна E_x^{mn} — параллельно поляризованной относительно боковых стенок волновода.

По отношению к верхней и нижней стенкам $y = 0$, $y = b$ волны E_y^{mn} , E_x^{mn} поляризованы произвольно. Поэтому теперь каждая может быть представлена суммой двух волн — нормально и параллельно поляризованной относительно верхней и нижней стенок, каждая из которых отражается со своим фазовым сдвигом, а сумма пары отраженных волн дает результат отражения исходной волны E_y^{mn} или E_x^{mn} от этих стенок. Так как фазы коэффициентов отражения нормально и параллельно поляризованной волн от границы раздела «диэлектрик — идеальный проводник» отличаются на 180° , то после отражения от верхней или нижней стенки вид поляризации волн E_y^{mn} , E_x^{mn} также не изменится. Очевидно, если изменить граничные условия хотя бы на одной из границ «диэлектрик-проводник», то поляризация волн станет эллиптической за счет преобразования части энергии волны

E_y^{mn} в волну E_x^{mn} и наоборот при отражении от этой границы, т. е. волны станут гибридными. Поэтому поляризационную устойчивость основных типов колебаний E_y^{mn} , E_x^{mn} следует отнести к одному из главных достоинств ПМДВ [3].

Основной тип волны в ПМДВ — E_y^{00} ($m = 0$, $n = 0$) — имеет три составляющие поля E_y , H_x , H_z . Волна E_y^{00} распространяется в результате полного внутреннего отражения от боковых стенок волновода, т. е. $\cos \theta_y = 0$, и ее дисперсионное уравнение будет иметь вид

$$\frac{\lambda}{a} = \pi \sqrt{\epsilon_1 \cos \theta_x} \left[\arctg \frac{\sqrt{\sin^2 \theta_x - \epsilon_2/\epsilon_1}}{\cos \theta_x} \right]^{-1}. \quad (1)$$

Длина волны в ПМДВ для основного типа колебания $\lambda_d = \lambda (\sqrt{\epsilon_1} \times \sin \theta_x)^{-1}$ (2); $\sin \theta_x$ находим из (1) для соответствующих значений λ , a .

По соотношениям (1), (2) рассчитали дисперсионные зависимости $\lambda_d = f(\lambda)$ для различных вариантов ПМДВ: 1 — волновод из фторопласта $\epsilon_1 = 2,08$ в воздушном окружении $\epsilon_2 = 1$, $a \times b = 4,1 \times 2,6$ мм; 2 — волновод из полиэтилена $\epsilon_1 = 2,24$ в воздушном окружении $\epsilon_2 = 1$, $a \times b = 4,8 \times 2,4$ мм; 3 — волновод из композиционного диэлектрика СТ-5 $\epsilon_1 = 4,95$ в воздухе $\epsilon_2 = 1$, $a \times b = 2,1 \times 1,5$ мм; 4 — волновод из диэлектрика СТ-5 в подложке из фторопласта, $a \times b = 2,1 \times 2,6$ мм.

Дисперсионные кривые для этих ПМДВ показаны на рис. 2 сплошными линиями.

Провели экспериментальное исследование длины волны в ПМДВ в восьмимиллиметровом диапазоне. Для измерения длины волны использовали принцип подвижного короткозамыкателя с неподвижным зондом. Так как для ПМДВ подвижного короткозамыкателя не имеется, применили подвижный короткозамыкатель на прямоугольном металлическом волноводе, а для извлечения информации о длине волны использовали три неподвижных детекторных зонда, разнесенных на некоторое расстояние вдоль оси ПМДВ. Схема измерительной установки показана на рис. 3.

Сигнал на квадратичном детекторе Д1 согласно [4] имеет вид

$$U_{Д1} = k_d E_r^2 \left[1 + \Gamma^2 + 2\Gamma \cos \left(\frac{4\pi L_1}{\lambda_d} + \frac{4\pi l_1}{\lambda_b} + \varphi \right) \right], \quad (3)$$

где k_d — коэффициент передачи детектора; E_r — амплитуда сигнала генератора; Γ , φ — модуль и фаза коэффициента отражения волны от короткозамыкателя 2; λ_b — длина волны в металлическом прямоугольном волноводе. Значение λ_b определяют экспериментально или

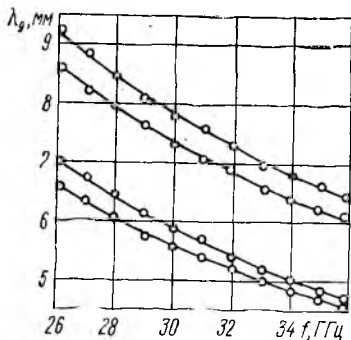


Рис. 2

расчетным путем по показанию частотомера. В нашем случае расхождение между экспериментальным и расчетным значениями $\lambda_{\text{в}}$ не превышало 1 %.

Минимальный сигнал на детекторе Д1 в соответствии с (3) получим при условии

$$\frac{4\pi L_1}{\lambda_{\text{д}}} + \frac{4\pi l_1}{\lambda_{\text{в}}} + \varphi = \pi(2k_1 + 1). \quad (4)$$

Здесь k_1 — число длин половеи стоячей волны от короткозамыкателя до Д1; l_1 — положение подвижного короткозамыкателя при минимальном сигнале на Д1.

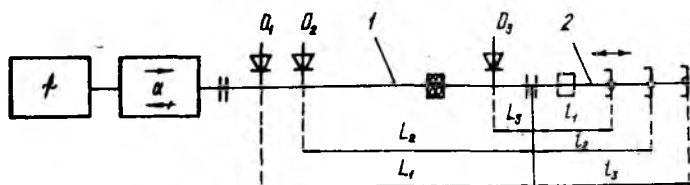


Рис. 3

Перемещая короткозамыкатель вправо, находим минимальный сигнал на детекторе Д2. При этом

$$\frac{4\pi L_2}{\lambda_{\text{д}}} + \frac{4\pi l_2}{\lambda_{\text{в}}} + \varphi = \pi(2k_2 + 1), \quad (5)$$

где l_2 — положение подвижного короткозамыкателя при минимальном сигнале на Д2.

Детекторные зонды Д1, Д2 расположены на расстоянии $L = (L_1 - L_2) < \frac{\lambda_{\text{д}}}{2}$, где $\lambda_{\text{д}}$ известна из теоретических расчетов. В тех случаях, когда теоретический расчет дает лишь приближенное значение $\lambda_{\text{д}}$, расстояние L необходимо выбирать меньше, чтобы между Д1 и Д2 не оказалось целой половеи.

Если короткозамыкатель сдвигать вправо до появления первого минимума на Д2, то $k_1 = k_2$, а из (4), (5) можно определить длину волны в ПМДВ $\lambda_{\text{д}} = \lambda_{\text{в}}(L_1 - L_2) / (l_2 - l_1)$ (6) с относительной погрешностью

$$(\delta\lambda_{\text{д}})_1 = \sqrt{\left(\frac{\Delta\lambda_{\text{в}}}{\lambda_{\text{в}}}\right)^2 + \left(\frac{\Delta(l_2 - l_1)}{l_2 - l_1}\right)^2 + \left(\frac{\Delta(L_1 - L_2)}{L_1 - L_2}\right)^2}, \quad (7)$$

где $\Delta\lambda_{\text{в}}$, $\Delta(l_2 - l_1)$, $\Delta(L_1 - L_2)$ — абсолютные погрешности измерения соответствующих величин. Очевидно, чем меньше выбирается расстояние $L = L_1 - L_2$, тем больше погрешность измерения $(\delta\lambda_{\text{д}})_1$.

Для более точного измерения длины волны подвижный короткозамыкатель перемещали далее вправо до появления первого минимума

на детекторе ДЗ, который отстоял от Д2 на расстоянии в несколько длин волн. Тогда

$$\frac{4\pi L_3}{\lambda_d} + \frac{4\pi l_3}{\lambda_b} + \varphi = \pi(2k_3 + 1). \quad (8)$$

Если при перемещении минимума поля стоячей волны между детекторами Д1, Д2 общая электрическая длина тракта от детектора до плоскости короткозамыкателя оставалась неизменной (в тракте укладывалось одинаковое число длин полуволн $k_1 = k_2$), то электрическая длина тракта уменьшалась. Разность электрических длин тракта при измерениях на Д2, Д3 составляет целое число полуволн:

$$q = \frac{2(l_3 - l_2)}{\lambda_b} - \frac{2(L_2 - L_3)}{\lambda_d}. \quad (9)$$

Значение q можно определить из (9), подставляя вместо λ_d ее ориентировочное значение λ_{d-} из (6) и округляя результат до целого числа. Тогда определим длину волны ПМДВ

$$\lambda_d = (L_2 - L_3) \left(\frac{l_3 - l_2}{\lambda_b} - \frac{q}{2} \right)^{-1} \quad (10)$$

с. погрешностью

$$(\delta\lambda_d)_2 = \sqrt{\left(\frac{q\lambda_b}{2(l_3 - l_2)} - 1 \right)^{-2} \left[\left(\frac{\Delta\lambda_b}{\lambda_b} \right)^2 + \left(\frac{\Delta(l_3 - l_2)}{l_3 - l_2} \right)^2 \right] + \left(\frac{\Delta(L_2 - L_3)}{L_2 - L_3} \right)^2}. \quad (11)$$

Очевидно, $(\delta\lambda_d)_2 < (\delta\lambda_d)_1$ при любых $q > 1$.

Этим методом измерили дисперсионные зависимости для четырех перечисленных вариантов ПМДВ. Экспериментальные значения длины волны в ПМДВ в полосе частот 26,0 ÷ 36,0 ГГц представлены на рис. 2 точками. Расхождение между теоретическими и экспериментальными данными на всех частотах не превышает 1,5 %.

Список литературы: 1. Бондаренко И. К., Бура А. И., Саламатин В. В. Анализ диэлектрических волноводов на основе методов геометрической оптики / Электродинамические основы автоматизированного проектирования интегральных схем СВЧ. М., 1981. С. 159 — 173. 2. Анализ распределения поля в полосковом металлодиэлектрическом волноводе / Саламатин В. В., Мельников А. В., Кудрявченко И. В., Кондрашихин А. Б. К., 1986. 15 с. Деп. в УкрНИИТИ 14.07.86. № 1721. 3. О деполаризации волн в прямоугольных диэлектрических волноводах / Саламатин В. В., Кондрашихин А. Б. К., 1986. 14 с. Деп. в УкрНИИТИ 27.09.86. № 2312. 4. Силаев М. А., Брянцев С.Ф. Приложение матриц и графов к анализу СВЧ устройств. М., 1970. 248 с.

Поступила в редколлегию 20.04.87

ВОЗМОЖНОСТЬ ИСПОЛЬЗОВАНИЯ АЛЮМИНИЕВЫХ ГАЛЬВАНИЧЕСКИХ ПОКРЫТИЙ В СВЧ-УСТРОЙСТВАХ ПРИ НОРМАЛЬНЫХ И КРИОГЕННЫХ ТЕМПЕРАТУРАХ

Важную роль в улучшении параметров СВЧ резонансных систем играют низкотемпературные явления, связанные с изменением электрических характеристик конструкционных материалов при низких температурах. К этим характеристикам относится поверхностный импеданс, в значительной степени определяющий такие параметры СВЧ резонансных систем, как добротность и резонансная частота. В качестве конструкционных материалов, обладающих малым поверхностным сопротивлением на СВЧ при нормальных и криогенных температурах, чаще всего используются медь и алюминий [1; 2]. В ряде случаев целесообразно изготовление СВЧ-устройства из произвольного конструкционного материала с последующим нанесением на него необходимого токопроводящего покрытия, например алюминия, меди.

Для получения высококачественных покрытий из алюминия применили метод электрохимического осаждения металла из расплава электролитов. Основным критерий качества покрытия — поверхностное сопротивление R_s на сверхвысоких частотах.

Измерение активной составляющей поверхностного импеданса на СВЧ осуществлялось методом объемного резонатора, при котором поверхностное сопротивление определялось как отношение геометрического фактора резонатора G к его ненагруженной добротности $Q_{\text{нен}}$ [3]. Для измерения использовался цилиндрический медный резонатор; работающий на колебаниях H_{011} . Отсутствие продольных токов позволило выполнить конструкцию резонатора разъемной и изготавливать его торцовую стенку из исследуемого материала (меди, алюминия либо алюминированной меди). Для выбранной конструкции резонатора используемый метод позволил определять как относительное сопротивление $\frac{R_{s \text{ обр}}}{R_{s \text{ мет}}}$ (по отношению к поверхностному сопротивлению материала стенок), так и абсолютное значение $R_{s \text{ мет}}$, если торцовая стенка и корпус измерительного резонатора изготавливались из одного материала. Измерение поверхностного сопротивления сводилось к измерению ненагруженной добротности резонатора. Абсолютные и относительные значения R_s вычислялись по формулам

$$R_{s \text{ мет}} = \frac{G}{Q_{\text{нен мет}}}; \quad \frac{R_{s \text{ обр}}}{R_{s \text{ мет}}} = \left(\frac{\chi^2 L + \gamma^2 D}{\frac{Q_{\text{нен обр}}}{Q_{\text{нен мет}}}} - \chi^2 L - \gamma^2 \frac{D}{2} \right) \frac{1}{\gamma^2 \frac{D}{2}}$$

Здесь $R_{s \text{ обр}}$ — поверхностное сопротивление образца; $R_{s \text{ мет}}$ — поверхностное сопротивление материала измерительного резонатора; D ,

L — диаметр и длина резонатора; $Q_{\text{нен обр}}$ — ненагруженная добротность резонатора с исследуемым образцом; $Q_{\text{нен мет}}$ — ненагруженная добротность измерительного резонатора

$$\chi = \sqrt{\left(\frac{2\pi}{\lambda}\right)^2 - \left(\frac{\pi}{L}\right)^2}; \quad \gamma = \frac{\pi}{L},$$

где λ — резонансная длина волны.

Измерительный резонатор, изготовленный из меди, состоял из корпуса в виде цилиндрического стакана и сменных торцовых крышек. Для снятия вырождения и разнесения колебаний H_{011} , E_{111} по частоте в торцовой крышке предусмотрена фигурная проточка высотой $h = 2$ мм и шириной $\Delta R = 1$ мм, позволяющая разнести колебания при 77 К на 22 МГц. В дне корпуса располагалась щель связи. Для снижения теплового потока от измерительного устройства к резонатору в качестве линии передачи использовалась тепловая развязка. Она представляла собой отрезок прямоугольного волновода с толщиной электропроводящего слоя, полученного электролитическим осаждением меди, порядка 15 — 20 мкм. Для придания конструкции жесткости на электропроводящий слой наносилась эпоксидная смола, армированная стеклотканью.

В теплой зоне волновода располагалось вакуумное окно из слюды. Для компенсации реактивности, вносимой вакуумным окном, использовалась индуктивная диафрагма. Размеры диафрагмы определялись расчетным путем по диаграмме Вольперта-Смита, а затем уточнялись экспериментально. Резонатор вакуумировался со стороны торцовой крышки индиевой прокладкой и откачивался до остаточного давления 1,33 Па через отверстие в широкой стенке волновода, качество вакуумирования при криогенных температурах контролировалось по стабильности резонансной частоты при фиксированной температуре резонатора.

Электролитическое алюминирование торцовых крышек резонатора велось из расплавленной смеси хлоридов алюминия и натрия $2\text{MAlCl}_3 - 1\text{MNaCl}$ (AlCl_3 — 66,6 моль, или массовое содержание — 82,02 %, NaCl — 33,4 моль, или массовое содержание — 17,92 %, карбид — 0,01 %) с применением растворимых анодов [4]. Для приготовления электролита применялись реактивы безводного AlCl_3 и NaCl квалификации ч. д. а.

Электролит алюминирования имел следующие физико-химические характеристики: удельный вес расплава при 200 °С — 1,64 г/см³; вязкость при 210 °С — 0,032 Па; удельная электропроводность при 182 °С — 0,070 Ом⁻¹ см⁻¹; удельная теплоемкость смеси $2\text{MAlCl}_3 - 1\text{MNaCl}$, рассчитанная в точке плавления, 879,3 дж/кг · К. Алюминирование проводили с применением анодов из алюминия чистотой 99,999. Катодом служил металлируемый образец. Осаждение покрытия осуществлялось при плотности тока 0,1 А/дм². Толщина покрытия не превышала 15—20 мкм. Хорошая адгезия покрытия к подложке обеспечивалась обезжириванием образцов 10—20 % раствором кальцинированной соды. Температура раствора 70—80 °С, время обезжи-

ривания 15—20 мин. При сильном загрязнении использовали органические растворители. Травление меди проводили в 5 — 10 % растворе H_2SO_4 или 10 — 20 % растворе HCl в течение 10 — 15 мин. Затем проводилась промывка и сушка образцов.

Измерение добротности резонатора осуществлялось методом полного сопротивления с учетом влияния потерь в элементе связи [3]. Экспериментальная установка состояла из высокочастотного генератора Г4-56, сигнал от которого через развязывающий вентиль ЗВВС-100, поляризационный аттенуатор ДЗ-33А и второй развязывающий вентиль ЗВВС-100 поступает на измерительную линию Р1-28. Затем сигнал через волноводный изгиб в E -плоскости, пройдя компенсирующую диафрагму, вакуумное окно и тепловую развязку, подается на измерительный резонатор. Падающий и отраженный от резонатора сигналы образуют стоячую волну, параметры которой измеряются с помощью измерительной линии и индикатора Ф283/3. Со второго выхода генератора сигнал через коаксиально-волноводный переход поступает на электронно-счетный частотомер ЧЗ-54, работающий совместно с преобразователем частот Я34-87.

Измерение ненагруженной добротности сводилось к измерению методом замещения минимального коэффициента стоячей волны $K_{стVрез}$ и соответствующей ему резонансной частоты $f_{рез}$, а также нерезонансного $K_{стVнер}$ на частотах, лежащих на 3 МГц выше и ниже $f_{рез}$. По данным значениям вычислялся $K_{ст. v 0,5}$, соответствующий полвинному уровню мощности.

$$K_{ст. v 0,5} = \frac{2 + \beta^2 (1 + \gamma^2) + \sqrt{4 + \beta^2 (1 + \gamma^4) - 2\gamma\beta^2 (4 - \gamma\beta^2)}}{2\beta (1 + \gamma)},$$

где $\gamma = \frac{K_{ст. v рез}}{K_{ст. v нерез}}$; β — коэффициент связи, $\beta = K_{ст. v рез}$, $\beta = \frac{1}{K_{ст. v рез}}$, и измерялись частоты f_1 , f_2 , на которых коэффициент стоячей волны равен $K_{ст. v 0,5}$. Ненагруженная добротность рассчитывалась по формуле

$$Q_{нен} = \frac{f_1 + f_2}{2(f_2 - f_1)}.$$

СВЧ-резонаторы с различными элементами связи изготавливались токарной обработкой меди марки М1 без последующей шлифовки и полировки. На частоте 10 ГГц были проведены измерения ненагруженной добротности и поверхностного сопротивления меди при температуре плавления льда 273 К и температуре жидкого азота 77 К. Результаты измерений приведены в табл. 1.

Как видно из табл. 1, при температуре 273 К ненагруженная добротность медного резонатора составила 29500, а поверхностное сопротивление — $2,64 \cdot 10^{-2}$ Ом. Повторные измерения вакуумированного резонатора через 10, 20 и 30 сут показали, что его добротность практически не изменилась. Охлаждение резонатора до 77 К приводило к возрастанию ненагруженной добротности до 69000 и уменьшению поверхностного сопротивления до $1,13 \cdot 10^{-2}$ Ом. Аналогичные результаты получены для всех исследованных резонаторов. Различие результатов находилось в пределах абсолютной погрешности изме-

Таблица 1

Температура, К	Ненагружен- ная добротность, $Q_{\text{нен}}$	Поверх- ностное сопро- тивление, $R_s \cdot 10^{-2}$ Ом	Примечание
273	29500	2,640	
273	29200	2,670	Измерения проведены через 10 сут
273	29100	2,680	» » » 20 сут
273	29100	2,680	» » » 30 сут
77	68200	1,144	
77	69000	1,132	Измерения проведены через 10 сут
77	69000	1,132	» » » 20 сут
77	67900	1,149	» » » 30 сут
273	30640	2,550	Резонатор отожжен
77	73800	1,060	Резонатор отожжен

рений. После проведенного цикла измерений резонатор отжигался в вакуумной печи при 700°C и остаточном давлении $1,3 \cdot 10^{-3}$ Па в течение 30 мин, после чего он охлаждался в течение 24 ч до 20°C . Такой отжиг приводил к увеличению ненагруженной добротности на 4,0 % при 273 К и на 8,0 % при 77 К. Полученные результаты соответствуют данным, приведенным в работе [2].

Алюминирование торцовых крышек резонатора проводилось по приведенной ранее технологической схеме. Толщина металлического покрытия составляла 18—20 мкм и контролировалась по скорости осаждения, которая определялась весовым способом. В связи с повышенными требованиями, предъявляемыми к шероховатости токопроводящей поверхности, производился контроль чистоты поверхности торцовой стенки резонатора до и после алюминирования. Среднее арифметическое отклонение профиля R_z меди составило 0,25 мкм, что соответствовало $\nabla 9$. Алюминиевое покрытие несколько сгладило микронеровности, при этом $R_t = 0,15$, а класс чистоты — $\nabla 10$. Важный параметр тонких алюминиевых пленок — адгезия. В случае, если толщина металлического покрытия не превышает 15—20 мкм, известные стандартные методики не дают объективной оценки прочности сцепления. В связи с этим контроль качества адгезии алюминия осуществлялся визуально по отслоению и растрескиванию покрытия после термостатирования и по изменению его поверхностного сопротивления. Результаты измерений поверхностного сопротивления монокристаллического алюминия чистотой 99,999 и алюминиевых гальванических покрытий (образец I, II) при 273 К и 77 К приведены в табл. 2.

Как показали результаты измерений, поверхностное сопротивление алюминиевых гальванических покрытий, полученных из расплава солей, составляет от $3,87 \cdot 10^{-2}$ до $4,83 \cdot 10^{-2}$ Ом при 273 К и от $1,46 \cdot 10^{-2}$ до $1,7 \cdot 10^{-2}$ Ом при 77 К. Многократные (до 20 раз) термоудары до температуры жидкого азота не выявили растрескивания и отслаивания алюминиевой пленки и ухудшения поверхностного сопротивления.

Как показали измерения, оптимальная плотность тока электролиза составляет $0,1$ А/дм². Увеличение плотности тока до 1 А/дм² приво-

Таблица 2

Температура, К	Ненагруженная добротность, $Q_{\text{нен}}$	$\frac{R_s \text{ обр}}{R_s \text{ мет}}$	Примечание
-273	29400	1	Резонатор с медной торцовой крышкой
77	67340	1	—»—
273	29060	1,16	Торцовая крышка А1 99,999
77	67300	1,004	—»—
273	28380	1,49	Крышка 1
77	65760	1,33	—»—
273	27660	1,86	Крышка 2
77	64606	1,58	—»—

дит к образованию алюминиевой пленки, обладающей крупнозернистой структурой. Добротность резонатора с такими образцами уменьшилась до 52000 — 54000, а значение $R_s \text{ обр}/R_s \text{ мет}$ — 5,5—4,8. Уменьшение плотности тока по сравнению с оптимальным практически не оказало влияния на электрические параметры покрытия, но увеличивало время электролиза. Из полученных данных следует, что алюминиевые покрытия, полученные из расплава солей по предлагаемой технологической схеме, обладают достаточно стабильными параметрами в широком диапазоне температур и могут быть использованы в СВЧ-устройствах.

Список литературы: 1. Байчурин А. С. Расчет, конструирование и изготовление волноводных устройств и объемных резонаторов. М.; Л., 1963. 349с. 2. Viquard F., Septier A. Amelioration de la conductivite superficielle du cuivre et de l'aluminium den hyperfrequences, par abaissement de temperature // Nuclear instr. and method. 1966. 44. P. 18 — 28. 3. Гинзтон Э. Г. Измерение на сантиметровых волнах: Пер. с англ. М., 1960. 620 с. 4. А. с. 451800 СССР. Расплавы для электролитического алюминирования / Делимарский Ю. К., Туманова Н. Х., Сарнавский Н. М., и др. // Открытия. Изобретения. 1973. № 44. С. 69.

Поступила в редколлегию 20.04.87

УДК 621.372

П.Е. МИНКО, А. Г. НЕРУХ, канд. физ.-мат. наук

РАСПРЕДЕЛЕНИЕ ЭНЕРГИИ МЕЖДУ РАСЩЕПИВШИМИСЯ ВОЛНАМИ ПРИ РЕЗКОМ ИЗМЕНЕНИИ ПАРАМЕТРОВ СРЕДЫ

При измерении энергетических параметров электромагнитных колебаний возможны ситуации, в которых среда, заполняющая высокочастотные тракты, испытывает изменения во времени, влияние которых на процесс измерения должно быть учтено.

Для исследования происходящих при этом преобразований электромагнитного поля представляет интерес модельная задача о прохождении электромагнитной волны в среду, параметры которой изменяются во времени. В качестве среды рассматривается холодная изотропная плазма. Концентрация плазмы является ступенчатой функцией времени. Исследование такого нестационарного явления

описывается смешанной краевой задачей. Данную задачу представляется целесообразно решать с помощью интегральных уравнений макроскопической электродинамики [1]. Решение таких интегральных уравнений производится с помощью метода резольвенты.

В случае нормального падения электромагнитной волны $E_0(t, x)$ на плоскую границу плазмы, занимающей полупространство $x \geq 0$, согласно методу интегральных уравнений макроскопической электродинамики [1] как прошедшее, так и отраженное поле удовлетворяют соотношению [2]

$$E(t, x) = E_0(t, x) - \frac{2\pi}{c} \frac{\partial^2}{\partial t^2} \int_{-\infty}^{\infty} dt' \int_{-\infty}^{\infty} \Gamma(t, t', x, x') \chi(x') P(t', x') dx', \quad (1)$$

где $\Gamma(t, t', x, x') = \theta\left(t - t' - \frac{|x - x'|}{c}\right)$, $P(t, x)$ — электрическая поляризация среды.

Пусть плазма, отсутствующая до нулевого момента времени, образуется в результате действия сторонних источников. Плазма характеризуется плазменной частотой ω_{e1} , которая в определенные промежутки времени испытывает скачки. Подобная задача об одном скачке плазменной частоты рассматривалась в работе [3]. В общем случае изотропной среды с учетом конечной скорости распространения взаимодействия связь между поляризацией и полем запишем следующим образом:

$$P(t, x) = \int_{-\infty}^{\infty} dt' \int_{-\infty}^{\infty} \alpha(t, t', x, x') \Gamma(t, t', x, x') E(t', x') dx', \quad (2)$$

где $\alpha(t, t', x, x')$ — поляризуемость среды. Для холодной изотропной плазмы в простейшем случае нестационарности поляризация описывается выражением [4]

$$\alpha(t, t', x, x') = \frac{\omega_e^2(t')}{4\pi} (t - t') \delta(x - x'). \quad (3)$$

После нулевого момента времени в силу свойств функции $\Gamma(t, t', x, x')$ выделяется два временных интервала, в которых уравнения для поля с учетом вида поляризации (2) и поляризуемости (3) имеют разный вид

$$E_{1,2}(t, x) = E_0(t, x) - \frac{1}{2c} \int_{-\infty}^{\infty} dt' \int_{-\infty}^{\infty} \Gamma(t, t', x, x') \chi_{1,2}(x') \omega_e^2(t') E_{1,2}(t', x') dx'. \quad (4)$$

Индекс 1 соответствует временному интервалу $0 < t < \frac{x}{c}$, в котором возмущение, распространяющееся со скоростью света из точки наблюдения x , не успевает достичь границы среды. В этом случае влияние краевых эффектов еще не сказывается, и все члены урав-

нения определены именно в данной области ($0 < t < \frac{x}{c}$). Это эквивалентно тому, что $\chi_1(x) = 1$. Решение задачи в таком временном интервале соответствует определению поля в безграничной среде.

Индекс 2 соответствует временному интервалу $t \geq \frac{x}{c}$, в котором возмущение достигло границы плазмы и начинают сказываться краевые эффекты. В этом интервале $\chi_2(x) = \Theta(x)$. Пространственно-временная картина рассматриваемой задачи представлена на рис. 1. Здесь A — точка наблюдения с координатами (t, x) , а линии характеристик задаются уравнениями

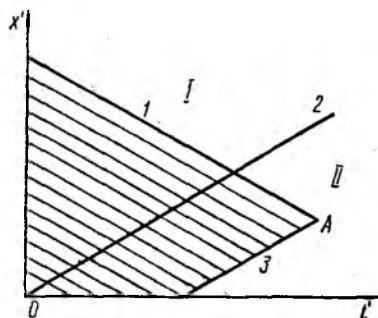


Рис. 1

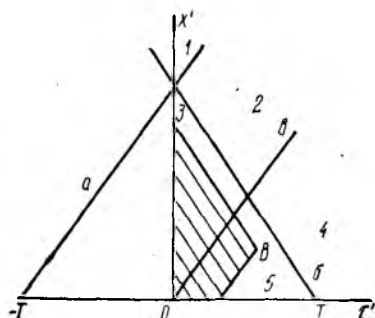


Рис. 2

1 : $x' = -ct' + ct + x$; 2 : $x' = ct'$; 3 : $x' = ct' - ct + x$. Уравнение (4), описывающее нестационарную дифракцию электромагнитных волн, запишем в операторном виде $E(\vec{x}) = F(\vec{x}) + \hat{K}E(\vec{x})$ (5), где интегральный оператор \hat{K} является суперпозицией операторов $\hat{K} = \hat{\Gamma}\hat{V}$, в которой $\hat{\Gamma} = \int d\vec{x}' \langle \vec{x} | \hat{\Gamma} | \vec{x}' \rangle$; $\hat{V} = -\omega_e^2(t')\Theta(x')$. Здесь введены скобочные обозначения для матричных элементов оператора в координатном представлении, вектор $\vec{x} = (t, x)$ и интегрирование производится по полупространству $0 < t < \infty$; $-\infty < x < \infty$.

В рассматриваемой задаче оператор \hat{K} является оператором Вольтерра, и следовательно, уравнение (5) — двумерное уравнение Вольтерра II рода. Как известно, такое уравнение допускает построение решения с помощью резольвенты $\hat{R}: E = F + \hat{R}F$ (6), которая удовлетворяет операторному уравнению с таким же ядром, как и в (5) $\hat{R} = \hat{K} + \hat{K}\hat{R}$ (7).

Таким образом, решение задачи нестационарной дифракции сводится к построению резольвенты, удовлетворяющей уравнению (7).

Рассмотрим сначала наиболее простой случай, когда в новом состоянии плазмы ее частота $\omega_{e1} = \text{const}$. В первом временном интервале $0 < t < \frac{x}{c}$, в котором еще не сказываются краевые эффекты, оператор, характеризующий состояние среды, $\hat{V} = -\omega_{e1}^2$. Постро-

ение резольвенты удобно производить в импульсном представлении Фурье-Лапласа. Уравнение для резольвенты (7) в представлении Фурье-Лапласа имеет вид

$$\langle \vec{p} | \hat{R}_1 | \vec{p}' \rangle - \int d\vec{p}_1 \langle \vec{p} | \hat{K}_1 | \vec{p}_1 \rangle \langle \vec{p}_1 | \hat{R}_1 | \vec{p}' \rangle = \langle \vec{p} | \hat{K}_1 | \vec{p}' \rangle, \quad (8)$$

где ядро \hat{K}_1 представляется следующим образом:

$$\begin{aligned} \langle \vec{p} | \hat{K}_1 | \vec{p}' \rangle &= \int d\vec{p}_1 \langle \vec{p} | \Gamma | \vec{p}_1 \rangle \langle \vec{p}_1 | V | \vec{p}' \rangle = \\ &= -\omega_{e1}^2 \frac{2\pi\delta(s-s')}{(p^2 + c^2 + s^2)(p-p')}. \end{aligned} \quad (9)$$

Здесь $\text{Re} p > \text{Re} p_1 > \text{Re} p'$; p — комплексная; s — действительная переменная. Подставив (9) в (8) и выполнив все интегрирования с учетом аналитичности резольвенты \hat{R}_1 , найдем

$$\langle \vec{p} | \hat{R}_1 | \vec{p}' \rangle = \omega_{e1}^2 \frac{2\pi\delta(s-s')}{(p-p')(p^2 + c^2s^2 + \omega_{e1}^2)}. \quad (10)$$

Переходя от импульсного представления резольвенты \hat{R}_1 к пространственно-временному, получим

$$\langle \vec{x} | \hat{R}_1 | \vec{x}' \rangle = -\frac{\omega_{e1}^2}{2c} \Gamma(t, t', x, x') J_0 \left(\omega_{e1} \sqrt{(t-t')^2 - \frac{(x-x')^2}{c^2}} \right). \quad (11)$$

При построении резольвенты \hat{R}_2 во втором временном интервале $t \geq \frac{x}{c}$ (рис. 1) необходимо учитывать, что ядро уравнения (5) имеет

более сложный вид $\langle \vec{x} | \hat{K}_2 | \vec{x}' \rangle = \Theta(x) \Gamma V \Theta(x')$, так как учитывает наличие границы среды с помощью характеристической функции $\chi_2(x) = \Theta(x)$. Ядро \hat{K}_2 в импульсном представлении описывается выражением

$$\langle \vec{p} | \hat{K}_2 | \vec{p}' \rangle = \frac{\omega_{e1}^2}{p-p'} \left[\frac{i}{(p^2 + c^2s^2)(s-s'-i0)} + \frac{c}{2p(p-ics)(p-ics')} \right]. \quad (12)$$

Исходя из вида ядра \hat{K}_2 и аналогии резольвенты \hat{R}_1 с ядром \hat{K}_1 , резольвенту \hat{R}_2 ищем в виде

$$\begin{aligned} \langle \vec{p} | \hat{R}_2 | \vec{p}' \rangle &= \frac{\omega_{e1}^2}{p-p'} \left\{ \frac{i}{(p^2 + c^2s^2 + \omega_{e1}^2)(s-s'-i0)} + \right. \\ &\left. + \frac{c}{2\varphi(\varphi-ics')} \left[\frac{1}{\varphi-ics} + \frac{R(p)}{\varphi+ics} \right] \right\}, \end{aligned} \quad (13)$$

где $\varphi = \sqrt{p^2 + \omega_{e1}^2}$; $R(p)$ — коэффициент, подлежащий определению. Подставив (12), (13) в (7), найдем, что резольвента \hat{R}_2 удовлетворяет этому уравнению, если

$$R(p) = \frac{p-\varphi}{p-\varphi}. \quad (14)$$

Следует отметить аналогию этого выражения с коэффициентом отражения электромагнитной волны частоты ω от плоской границы плазмы, который, как известно, определяется выражением

$$R(\omega) = \frac{\sqrt{\omega^2 - \omega_{e1}^2} - \omega}{\sqrt{\omega^2 - \omega_{e1}^2} + \omega}. \quad (15)$$

Если в этом выражении перейти от переменной преобразования Фурье к переменной преобразования Лапласа $p = -i\omega$ и учесть, что отражение происходит от стороны плазмы, для чего необходимо взять $R(\omega)$ с противоположным знаком, то найдем, что (15) переходит в (14).

В координатном представлении резольвента \hat{R}_2 имеет вид

$$\begin{aligned} \langle \vec{x} | \hat{R}_2 | \vec{x}' \rangle = & -\frac{\omega_{e1}^2}{2c} \Gamma(t, t', x, x') J_0 \left(\omega_{e1} \sqrt{(t-t')^2 - \frac{(x-x')^2}{c^2}} \right) \theta(x') - \\ & - \frac{\omega_{e1}^2}{2c} \frac{t-t' - \frac{x+x'}{c}}{t-t' + \frac{x+x'}{c}} \theta \left(t-t' - \frac{x+x'}{c} \right) J_2 \left(\omega_{e1} \sqrt{(t-t')^2 - \frac{(x+x')^2}{c^2}} \right) \times \\ & \times \theta(x) \theta(x'). \end{aligned} \quad (16)$$

Так как резольвента \hat{R}_1 входит в \hat{R}_2 , это позволяет с помощью резольвенты \hat{R}_2 находить поле в любой точке рассматриваемой области.

Рассмотрим теперь серию двух скачков плазменной частоты, когда через промежуток времени T плазменная частота изменяется от ω_{e1} до ω_{e2} , т. е. при $t \geq 0$ имеем $\omega_e^2(t) = \omega_{e1}^2 \theta(T-t) + \omega_{e2}^2 \theta(t-T)$. Тогда уравнение (5) можно представить следующим образом:

$$\begin{aligned} E(t, x) = & E_0(t, x) - \frac{\omega_{e1}^2}{2c} \int_0^T dt' \int_{-\infty}^{\infty} \Gamma(t, t', x, x') \chi(x') E(t', x') dx' - \\ & - \frac{\omega_{e2}^2}{2c} \int_T^{\infty} dt' \int_{-\infty}^{\infty} \Gamma(t, t', x, x') \chi(x') E(t', x') dx'. \end{aligned} \quad (17)$$

Поле $E(t, x)$, входящее в первое интегральное слагаемое, определяется с помощью резольвенты (16). Поэтому этот интеграл можно отнести к свободному члену

$$F(t, x) = E_0(t, x) - \frac{\omega_{e1}^2}{2c} \int_0^T dt' \int_{-\infty}^{\infty} \Gamma(t, t', x, x') \chi(x') E(t', x') dx'. \quad (18)$$

Если произвести преобразование начала отсчета времени $t = \tau + T$; $t' = \tau' + T$ (19), то уравнение (17) примет вид

$$E(\tau, x) = F(\tau, x) - \frac{\omega_{e2}^2}{2c} \int_0^{\infty} dt' \int_{-\infty}^{\infty} \Gamma(\tau, \tau', x, x') \chi(x') E(\tau', x') dx'. \quad (20)$$

Полученное уравнение аналогично уравнению (5), отличаясь от него свободным членом $F(\tau, x)$ и постоянным множителем ω_{e2} . Так как ядра этих уравнений совпадают, решение уравнения (20) определится резольвентой (16), если в ней заменить ω_{e1} на ω_{e2} . Использование описанного алгоритма решения задачи дает возможность учесть любое количество скачков плазменной частоты, не накладывая ограничения на время T , в течение которого частота остается постоянной.

Исходя из этого без потери общности можно считать, что до нулевого момента времени плазма отсутствовала, т. е. $\omega_{e0} = 0$ при $t < 0$, что и оправдывает предположение об образовании плазмы в нулевой момент времени. Используем построенный алгоритм для исследования структуры прошедшего в плазму поля при скачкообразном изменении во времени концентрации плазмы. Пусть падающее поле $E_0(t, x)$ является плоской волной с частотой ω и волновым числом $\frac{\omega}{c}$. С помощью резольвенты \hat{R}_1 (11) определим поле в первом временном интервале $0 < t < \frac{x}{c}$, в котором еще не сказывается влияние границы

$$E_1(t, x) = \left[\frac{\omega_1 + \omega}{2\omega_1} e^{i\omega_1 t} + \frac{\omega_1 - \omega}{2\omega_1} e^{-i\omega_1 t} \right] e^{-i\frac{\omega}{c}x} \quad (21)$$

где

$$\omega_1 = \sqrt{\omega^2 + \omega_{e1}^2}.$$

Как видно из этого выражения, после образования плазмы падающее поле расщепляется на две волны, распространяющиеся в противоположных направлениях. Эти волны имеют такое же волновое число $\frac{\omega}{c}$, как и падающая волна, но в отличие от нее имеют другую частоту ω_1 , которая определяется как частотой падающего поля ω , так и плазменной частотой ω_{e1} . Амплитуды прошедших волн также зависят от частоты падающего поля ω и плазменной частоты ω_{e1} . Эти результаты совпадают с аналогичными результатами работы [5].

Во втором временном интервале $t \geq \frac{x}{c}$, в котором уже сказывается влияние границы, поле определяется с помощью резольвенты \hat{R}_2 (16) и имеет вид

$$E_2(t, x) = E_1(t, x) + \omega_{e1}^2 \int_{\sigma-i\infty}^{\sigma+i\infty} dp \frac{(p+i\omega) e^{pt - \frac{\omega}{c}x}}{(p-i\omega)(p^2 + \omega_1^2)\varphi}. \quad (22)$$

Если контурный интеграл в этом выражении представить в виде свертки, то выражение для поля $E_2(t, x)$ запишется следующим образом:

$$\begin{aligned} E_2(t, x) = & E_1(t, x) - (ic) \frac{\partial}{\partial x} \int_0^t dt' \theta\left(t - t' - \frac{x}{c}\right) \times \\ & \times J_0\left(\omega_{e1} \sqrt{(t-t')^2 - \frac{x^2}{c^2}}\right) \times \\ & \times \left[2\omega e^{i\omega t'} - \frac{(\omega_1 + \omega_2)^2}{2\omega_1} e^{i\omega_1 t'} - \frac{(\omega_1 - \omega)^2}{2\omega_1} e^{-i\omega_1 t'} \right]. \end{aligned} \quad (23)$$

Отсюда следует, что во втором временном интервале, в котором уже сказывается влияние границы среды, структура поля $E_2(t, x)$ состоит из двух слагаемых. Первое представляет собой переходящее из предыдущего интервала $(0 < t < \frac{x}{c})$ поле $E_1(t, x)$, а второе обусловлено непосредственно влиянием границы среды.

Рассмотрим случай двух скачков плазменной частоты, когда через некоторый промежуток времени T плазменная частота вновь изменила свое значение до ω_{e2} . При $0 < t < T$ прошедшее поле $E(t, x)$ определяется выражениями (21), (23), что позволяет определить новый свободный член $F(t, x)$ (18) уравнения (20). В формулу для свободного члена $F(t, x)$ входят поля E_1, E_2 , определяемые разными выражениями. Поэтому вид свободного члена $F(t, x)$ зависит от того, к какой из зон, указанных на рис. 2, принадлежит точка наблюдения B с координатами (τ, x) . Здесь линии характеристик задаются уравнениями $a : x' = c\tau' + cT$; $b : x' = -c\tau + cT$; $v : x' = c\tau$. Так в зонах 1—3, в которых еще не начали сказываться краевые эффекты, свободные члены $F_1 - F_3$ связаны между собой следующей цепочкой соотношений

$$\begin{aligned}
 F_1(\tau, x) &= [(\omega_1 + \omega)^2 e^{i\omega_1 T} - (\omega_1 - \omega)^2 e^{-i\omega_1 T}] \frac{e^{i\omega\tau - i\frac{\omega}{c}x}}{4\omega_1\omega} \times \\
 &\quad \times [e^{-i\omega_1 T} - e^{i\omega_1 T}] \frac{\omega_{e1}^2}{4\omega_1\omega} e^{-i\omega\tau - i\frac{\omega}{c}x}; \\
 F_2(\tau, x) &= F_1(\tau, x) + \frac{\omega_{e1}^2}{2} \int_{\sigma - i\infty}^{\sigma + i\infty} d\rho \frac{(\rho + i\omega) e^{\rho T - \varphi(\tau - \frac{x}{c})}}{(\rho - i\omega)(\rho^2 + \omega_1^2)\varphi}; \\
 F_3(\tau, x) &= F_2(\tau, x) + \frac{\omega_{e1}^2}{2} \int_{\sigma - i\infty}^{\sigma + i\infty} d\rho \frac{(\rho - \varphi)(\rho + i\omega) e^{\rho T - \varphi(\tau + \frac{x}{c})}}{(\rho + \varphi)(\rho - i\omega)(\rho^2 + \omega_1^2)\varphi}. \quad (24)
 \end{aligned}$$

В области, в которой присутствует влияние границы, выделяются зоны 4, 5, в которых свободный член имеет вид

$$\begin{aligned}
 F_4(\tau, x) &= F_1(\tau, x) - I_1; \\
 F_5(\tau, x) &= F_4(\tau, x) + F_3(\tau, x) - F_2(\tau, x), \quad (25)
 \end{aligned}$$

где

$$\begin{aligned}
 I_1 &= \left[\frac{(\omega_1 + \omega)^2}{4\omega_1\omega} e^{i\omega_1 T} - \frac{(\omega_1 - \omega)^2}{4\omega_1\omega} e^{-i\omega_1 T} - e^{i\omega T} \right] - \\
 &\quad - \frac{\omega_{e1}^2}{2} \int_{\sigma - i\infty}^{\sigma + i\infty} d\rho \frac{(\rho + i\omega) e^{\rho T}}{(\rho - i\omega)(\rho^2 + \omega_1^2)\varphi}.
 \end{aligned}$$

По найденному свободному члену $F(\tau, x)$ с помощью резольвенты \hat{R}_2 определяется поле после второго скачка плазменной частоты. Так,

в зоне I поле, определяемое с помощью резольвенты \hat{R}_1 , описывается выражением

$$E_1^{(1)}(t, x) = [(\omega_1 + \omega_2)(\omega_1 + \omega) e^{i(\omega_1 - \omega_2)T} - (\omega_1 - \omega_2)(\omega_1 - \omega)] e^{i(\omega_1 - \omega_2)T} e^{\frac{i\omega_1 t - i\omega x}{4\omega_1 \omega_2}} + [(\omega_1 + \omega_2)(\omega_1 - \omega) e^{-i(\omega_1 - \omega_2)T} - (\omega_1 - \omega_2)(\omega_1 + \omega) e^{i(\omega_1 + \omega_2)T}] \times \frac{e^{-i\omega_1 t - i\omega x}}{4\omega_1 \omega_2}. \quad (26)$$

Здесь $\omega_2 = \sqrt{\omega^2 + \omega_{e2}^2}$.

Как и до момента времени T , поле в зоне I состоит из двух волн, распространяющихся в противоположных направлениях. При этом волновое число сохраняется, совпадая с волновым числом падающего поля, а частота ω_2 определяется новым значением плазменной частоты ω_{e2} . Амплитуды прошедших волн зависят как от значений плазменной частоты ω_{e1} , ω_{e2} , так и от времени T . Следует отметить, что в предельных случаях как при $T = 0$, так и при $\omega_{e1} = \omega_{e2}$ поле $E_1^{(1)}(t, x)$ совпадает с выражением для поля $E_1(t, x)$, определяемым формулой (21).

В зонах 4, 5, в которых уже учитывается влияние границы, поля определяются с помощью резольвенты \hat{R}_2 (16) по свободным членам F_4, F_5 . Например, в зоне 5 поле равно $E_2^{(5)} = E_2^{(4)} + E_1^{(3)} + E_1^{(2)} + I_2$, где

$$I_2 = \frac{\omega_{e1}^2 \omega_{e2}^2}{4} \int_{\sigma_1 - i\infty}^{\sigma_1 + i\infty} d\rho_1 \frac{(\rho_1 - \varphi_1) e^{\rho_1(t-T) - \frac{\varphi_1 x}{c}}}{\varphi_1(\rho_1 + \varphi_1)} \times \int_{\sigma_2 - i\infty}^{\sigma_2 + i\infty} d\rho_2 \frac{(\rho_2 - \varphi_2)(\rho_2 + i\omega) e^{\rho_2 T}}{\varphi_2(\rho_1^2 + \omega_1^2)(\rho_2 - i\omega)(\rho_2 + \varphi_2)(\rho_1 + \varphi_2)(\varphi_1 + \omega_2)}.$$

Продолжая предложенный алгоритм, можно получить выражения для прошедшего поля после любого числа скачков плазменной частоты. Существенно, что алгоритм не зависит от вида падающего поля. Это имеет важное значение для задач, исследующих различные виды источников поля.

Список литературы: 1. Хижняк Н. А. Функция Грина уравнений Максвелла для неоднородных сред // Журн. техн. физики. 1958. 28. № 7. С. 1592—1609. 2. Нерух А. Г. Рассеяние электромагнитных волн плазменным полупространством после начала его движения // Журн. техн. физики. 1984. 54. № 2. С. 216—226. 3. Борисов В. В. Преобразование электромагнитного поля при изменении свойств среды со временем в ограниченной области // Изв. вузов. Радиофизика. 1982. 25. № 9. С. 1053—1059. 4. Тыжненко А. Г., Хижняк Н. А. Рассеяние волн на плазменном эллипсоиде с переменной концентрацией плазмы // Радиотехника и электроника. 1973. Т 18. № 1. С. 19—25. 5. Fante R. L. Transmission of electromagnetic waves into time-varying media // IEEE. Trans. on Anten and Propag. 1971. v. AP—19. № 3. P. 417—424.

Поступила в редколлегию 09.02.87

ИССЛЕДОВАНИЕ ВЛИЯНИЯ ПРОДОЛЬНОГО РАЗМЕРА И ДИЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ ПРОНИЦАЕМОСТИ ВСТАВКИ КОНЕЧНЫХ РАЗМЕРОВ В ВОЛНОВОДЕ НА ЕЕ РЕЗОНАНСНЫЕ СВОЙСТВА

Диэлектрические вставки в волноводных линиях передачи часто используются в качестве чувствительных элементов пондеромоторных ваттметров. Они также находят широкое применение как фильтры, фазовращатели и т. д.

В работе численно-аналитическим методом решена задача о резонансном взаимодействии электромагнитной волны и трехмерного параллелепипеда в прямоугольном волноводе. На первой стадии в строгой постановке методом интегральных уравнений макроскопической электродинамики получено аналитическое решение. Искомые характеристики представлены в виде разложений, коэффициенты которых определяются главным образом из решения системы линейных однородных алгебраических уравнений. На последующем этапе осуществляется численный анализ полученных выражений. При этом основное внимание уделено указанной системе уравнений. Требуемая точность, обеспечивающая хорошее совпадение расчетных и экспериментальных данных, достигнута за счет механизма усечения матрицы рассматриваемой системы.

Численно-аналитический метод позволяет, сохранив физичность изложения, добиться малых затрат машинного времени. Так, чтобы вычислить КСВН, амплитуды отдельных типов колебаний, возбуждаемых во вставке, для трехмерного прямоугольного параллелепипеда в 25 точках диапазона длин волн на ЭВМ ЕС-1033 необходимо 3,5 мин.

Пусть в прямоугольном волноводе параллельно продольной оси располагается однородная вставка, все точки поперечного сечения которой удовлетворяют соотношениям $x_1 < x < x_2$; $y_1(x) < y(x) < y_2(x)$.

Запишем уравнения макроскопической электродинамики для магнитного поля в интегродифференциальной форме [1]:

$$\vec{H}(\vec{r}) = \vec{H}_0(\vec{r}) + (\text{grad div} + k^2) \int_V \gamma \vec{H}(\vec{r}') \tilde{f}^M(|\vec{r} - \vec{r}'|) d\vec{r}' + \\ + i\omega \epsilon_1 \text{rot} \int_V \alpha \vec{E}(\vec{r}') \tilde{f}^{\Delta}(|\vec{r} - \vec{r}'|) d\vec{r}', \quad (1)$$

где ϵ , μ , ϵ_1 , μ_1 — диэлектрическая и магнитная проницаемости вставки и окружающей среды; $k^2 = \omega^2 \epsilon_1 \mu_1$; $\tilde{f}^{\Delta, M}(|\vec{r} - \vec{r}'|)$ — электрическая и магнитная функции Грина регулярного прямоугольного волновода [1]; $\beta_{mn}^2 = k^2 - p_m^2 - q_n^2$; $p_m = \frac{m\pi}{a}$; $q_n = \frac{n\pi}{b}$; a , b — размеры волно-

вода; m, n — целые числа; $\alpha = \frac{\varepsilon}{\varepsilon_1} - 1$, $\gamma = \frac{\mu}{\mu_1} - 1$; V — объем вставки; i — мнимая единица; \vec{H}_0 — амплитуда падающей волны.

Рассмотрим z -компоненту уравнения для точек, принадлежащих объему V . Поле во вставке представим в виде

$$H_z(\vec{r}) = \sum_{\mu, \nu} H_{\mu\nu} [W_{\mu\nu}^+(x, y) e^{-i\Gamma_{\mu\nu}z} + W_{\mu\nu}^-(x, y) e^{i\Gamma_{\mu\nu}z}], \quad (2)$$

где $\Gamma_{\mu\nu}^2 = k^2 \frac{\varepsilon\mu}{\varepsilon_1\mu_1} - P_{\mu\nu}^2$; $P_{\mu\nu}$ — внутреннее поперечное волновое число, подлежащее определению, $W_{\mu\nu}^{\pm}(x, y)$ — поперечная волновая функция поля внутри вставки (знак «+» относится к волне, распространяющейся в положительном, «-» — отрицательном направлении оси z).

Подставим выражения для поля во вставке (2), функций Грина и падающего поля в уравнение (1), записанное для z -компоненты.

Выполним интегрирование по z' в пределах длины вставки L и дифференциальные операции по переменным без штриха. После разделения на две группы слагаемых, имеющих сходные зависимости по z , получим два уравнения

$$\frac{2}{ab} \sum_{\mu, \nu, m, n} H_{\mu\nu} \frac{\kappa_{mn}}{i\beta_{mn}} \cos p_m x \cos q_n y (T_3 e^{-i\beta_{mn}z} + T_4 e^{i\beta_{mn}z}) + H_0 \cos p_r x \cos q_s y e^{-i\beta_{rs}z} = 0 \quad (3),$$

$$\sum_{\mu, \nu} H_{\mu\nu} [W_{\mu\nu}^+(x, y) e^{-i\Gamma_{\mu\nu}z} + W_{\mu\nu}^-(x, y) e^{i\Gamma_{\mu\nu}z}] = \frac{2}{ab} \sum_{\mu, \nu, m, n} H_{\mu\nu} \frac{\kappa_{mn}}{i\beta_{mn}} \cos p_m x \cos q_n y (T_1 e^{-i\Gamma_{\mu\nu}z} + T_2 e^{i\Gamma_{\mu\nu}z}) \quad (4),$$

где

$$\kappa_{mn} = \begin{cases} 1, & \text{если } m = 0 \text{ или } n = 0; \\ 2, & \text{если } m, n > 0; \end{cases}$$

$$T_1 = -2i\beta_{mn}\theta_{\mu\nu}^{mn} Q_{cc}^+; \quad T_2 = \tau_{\mu\nu}^{mn} T_1,$$

$$T_3 = i\theta_{\mu\nu}^{mn} \frac{p_m^2 + q_n^2}{P_{\mu\nu}^2} [(\Gamma_{\mu\nu} + (\gamma + 1)\beta_{mn}) - \tau_{\mu\nu}^{mn} (\Gamma_{\mu\nu} - (\gamma + 1)\beta_{mn})] Q_{cc}^+.$$

Здесь

$$\theta_{\mu\nu}^{mn} = \frac{\gamma}{1 - (\gamma + 1) \frac{p_m^2 + q_n^2}{P_{\mu\nu}^2}}.$$

$T_4 = 0$, если

$$\tau_{\mu\nu}^{mn} = \frac{\Gamma_{\mu\nu} - (\gamma + 1)\beta_{mn}}{\Gamma_{\mu\nu} + (\gamma + 1)\beta_{mn}}.$$

Значения Q_{cc}^+ с точностью до постоянного множителя можно определить из уравнения

$$\sum_{m, n} \left(\frac{4\kappa_{mn}}{ab} A_{nn'}^{mm'} + \frac{\delta_{mm'}\delta_{nn'}}{\theta_{\mu\nu}^{mn}} \right) Q_{cc}^+ = 0, \quad (5)$$

которое можно получить из (4) согласно работе [1].

$$A_{nn'}^{mm'} = \int_{x_1}^{x_2} \cos p_m x' \cos p_{m'} x' \int_{y_1(x')}^{y_2(x')} \cos q_n y' \cos q_{n'} y' dy' dx'. \quad (6)$$

Здесь $\delta_{mm'}$, $\delta_{nn'}$ — символы Кронекера.

Из условия разрешимости системы (5) линейных однородных алгебраических уравнений находятся постоянные распространения $P_{\mu\nu}$, а указанные постоянные множители вместе с амплитудами $H_{\mu\nu}$ определяются из системы линейных неоднородных уравнений (3).

После нахождения поля во вставке, подстановки его в уравнение (1), записанное для z -компоненты, интегрирования с учетом того, что точка z' не принадлежит объему V и что $z' < 0$, получим [1]

$$H_z \text{ отр} = \sum_{m, n} \kappa_{mn} \frac{p_m^2 + q_n^2}{ab\beta_{mn}} \left(\sum_{\mu, \nu} H_{\mu\nu} \Phi_{\mu\nu}^{mn} \right) \cos p_m x \cos q_n y e^{i\beta_{mn} z},$$

где

$$\Phi_{\mu\nu}^{mn} = \frac{2\theta_{\mu\nu}^{mn}}{\rho_{\mu\nu}^2} (\Gamma_{\mu\nu} + (\gamma + 1)\beta_{mn}) (1 - e^{-2i\Gamma_{\mu\nu} L}) Q_{cc}^*.$$

Для случая прямоугольного параллелепипеда, грани которого параллельны стенкам волновода, т. е. x_1 , x_2 , $y_1(x)$, $y_2(x)$ — постоянные, во-первых, $W_{\mu\nu}(xy) = U_\mu(x) \cdot R_\nu(y)$, во-вторых, интегрирование в формуле (6) легко осуществить аналитически. При этом

$$\begin{aligned} A_{nn'}^{mm'} = & \frac{c}{2\pi} \left\{ \frac{-1}{m-m'} \left[(-1)^{m-m'} \sin \pi(m-m') \frac{c_1}{c} + \sin \pi(m-m') \frac{c_1}{c} + \right. \right. \\ & \left. \left. + \frac{1}{m+m'} \left[(-1)^{n+m'} \sin \pi(m+m') \frac{c_1}{c} + \sin \pi(m+m') \frac{c_1}{c} \right] \right\} \times \\ & \times \frac{d}{2\pi} \left\{ \frac{1}{n-n'} \left[(-1)^{n-n'} \sin \pi(n-n') \frac{d_1}{d} + \sin \pi(n-n') \frac{d_1}{d} + \right. \right. \\ & \left. \left. + \frac{1}{n+n'} \left[(-1)^{n+n'} \sin \pi(n+n') \frac{d_1}{d} + \sin \pi(n+n') \frac{d_1}{d} \right] \right\}. \end{aligned}$$

Здесь c_1 — расстояние от левой узкой стенки волновода до параллельной ей левой грани параллелепипеда; c — размер поперечного сечения параллелепипеда вдоль широкой стенки; d_1 — расстояние от нижней широкой стенки волновода до параллельной ей нижней грани параллелепипеда, d — размер поперечного сечения параллелепипеда вдоль узкой стенки (см. рис. 1, работа [1]).

Из полученной формулы следует, что полная система с матрицей $\frac{4\kappa_{mn}}{ab} A_{nn'}^{mm'}$ распадается на четыре независимые подсистемы. Приведем индексы одной из них, описывающей поведение экспериментально обнаруженных ранее резонансов магнитного типа [2], рассматриваемых нами: $m = 1, 3, 5, \dots$ $n = 0, 2, 4, \dots$

Индексы со штрихом изменяются так, как и без штриха.

Численный анализ проводился для диэлектрической вставки. При этом $\gamma \rightarrow 0$, а $\theta_{\mu\nu}^{mn}$ — константа [1]. Поперечное сечение представляло собой квадрат со стороной 6,0 мм. Тело размещалось в прямоугольном волноводе сечением 23×10 мм². Оси волновода и параллелепипеда совпадали, $\epsilon = 151$. Исследовали поведение резонансных зависимостей КСВН и относительных амплитуд отдельных типов колебаний, возбуждаемых во вставке, от длины волны генератора ($28,0$ мм $\leq \lambda \leq 40,0$ мм) для различных значений продольного размера параллелепипеда L , который изменялся в пределах $0,4$ мм $\leq L \leq 22,0$ мм.

При $L = 6,0$ мм, когда параллелепипед становился кубом, результаты счета совпадали с известными экспериментальными данными [2].

В процессе численного решения данной задачи было показано, что ощутимые потери точности могут иметь место главным образом на этапе решения системы линейных однородных алгебраических уравнений (5). Контроль точности осуществлялся по числу обусловленности [3] матрицы указанной системы. Ее размерность определяется числом типов волн, которые могут распространяться во вставке. Полная матрица, как правило, плохо обусловлена. Реально в целях обеспечения необходимой точности приходится учитывать небольшое число типов волн (3—7). При этом обусловленность матрицы резко улучшается. Здесь речь идет об усечении матрицы исходной системы уравнений как необходимым средством ее решения.

В нашем конкретном случае учитывались следующие типы колебаний:

$$n = 0, m = 1; n = 0, m = 3; n = 2, m = 1; n = 4, m = 1 \quad (7)$$

Расчеты показывают, что в выбранных пределах изменения численных значений параметров практически во всех случаях падающая волна возбуждает в прямоугольном параллелепипеде в резонансных точках колебания максимальной амплитуды на типе волны $n = 0, m = 3$. В отдельных случаях (например, $L = 10,5$ мм, $\lambda_{\text{рез}} = 33,5$ мм; $L = 16$ мм, $\lambda_{\text{рез}} = 33,5$ мм; $L = 19$ мм, $\lambda_{\text{рез}} = 30,0$ мм) амплитуды типа волны $n = 2, m = 1$ могут превышать указанные. Колебания более слабой интенсивности возбуждаются на типе волны $n = 4, m = 1$ и самые слабые — на основном — $n = 0, m = 1$.

Резонансные частоты КСВН и отдельных типов волн совпадают.

На рис. 1 представлены графики зависимости КСВН параллелепипеда от длины волны генератора, построенные для различных значений его продольного размера. Здесь принято $\epsilon = 151$ и обозначено: 1 — $L = 6,30$ мм; 2 — $L = 6,40$ мм; 3 — $L = 6,50$ мм. Зависимости носят резонансный характер. Увеличение длины вставки приводит к смещению резонансной кривой в длинноволновую область и сопровождается относительным изменением резонансных значений КСВН в различных точках. Так, резонанс, имеющий место на исходной кривой 1 при $\lambda = 32,0$ мм, постепенно растет, а соответствующий $\lambda = 34,0$ мм — убывает. Смещение резонансной картины сопровождается также возникновением новых резонансов в коротковолновой и исчезновением старых в длинноволновой областях. Рис. 1 дает воз-

возможность оценить сдвиг резонансной кривой количественно. Расчеты показывают, что «скорость» смещения резонансной кривой из-за изменения длины вставки L существенно уменьшается при переходе к более длинным образцам. Кроме того, резонансная кривая становится более изрезанной, число резонансов, попадающих в рассматриваемый диапазон длин волн, возрастает, располагаются они более равномерно, а их добротность — падает.

Как известно, зависимости резонансных длин волн от размера грани куба ложатся на прямые линии, для которых в работе [2] записаны эмпирические уравнения, удобные для использования в инженерных расчетах. Такие зависимости свидетельствуют о движении

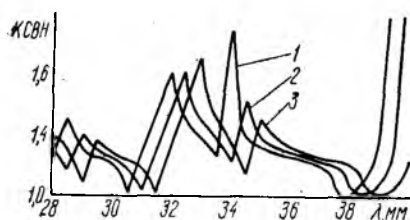


Рис. 1

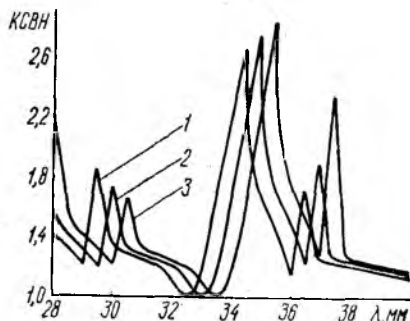


Рис. 2

резонансной картины, вызываемом увеличением размера куба, с постоянной скоростью.

Таким образом, в рассматриваемом случае резонансная зависимость КСВН от длины параллелепипеда не является прямолинейной (смещение кривой происходит неравномерно для различных значений L).

Увеличение длины прямоугольного параллелепипеда в рассмотренных пределах и при выбранных значениях других параметров не сопровождалось генерацией каких-либо новых типов колебаний или полным подавлением уже имеющихся внутри вставки. Нарастивание продольного размера образца осуществлялось, начиная с $L = 0,4$ мм. Зависимость КСВН от длины вставки оставалась гладкой до значения $L = 2,1$ мм, при котором стал заметен рост первого резонанса, который согласно работе [2] следует назвать резонансом первого порядка. Если $L = 2,3$ мм, он располагается на длине волны $\lambda = 29$ мм. Дальнейшее увеличение L приводит к смещению данного резонанса в сторону больших длин волн, причем он остается в рассматриваемом диапазоне до $L = 3,5$ мм ($\lambda = 39,5$ мм).

Резонанс второго порядка появляется на длине волны $\lambda = 28,5$ мм как только $L = 2,4$ мм. Когда $L = 3,5$ мм, резонанс третьего порядка оказывается на длине волны $\lambda = 29,5$ мм и т. д. Резонансы невысоких порядков имеют характерную форму: наличие точки согласования, крутой фронт со стороны малых длин волн и сравнительно плавное убывание с противоположной стороны. При переходе к резонансам

высокого порядка (вставкам большой длины) такая форма резонансной кривой не сохраняется. Кривые становятся симметричными — их передний и задний фронт похожи друг на друга.

Расчеты проводились, чтобы исследовать влияние изменения диэлектрической проницаемости ϵ на резонансные свойства вставки. Строились зависимости КСВН от длины волны генератора. Рассматривался куб, размер грани которого был выбран равным 6 мм. В процессе счета учитывались те же типы волн, что и ранее (7). Диэлектрическая проницаемость ϵ изменялась в пределах $85 \leq \epsilon \leq 152$.

Отдельные типы колебаний и КСВН резонировали на одних и тех же частотах. Увеличение диэлектрической проницаемости приводит к смещению резонансной картины в длинноволновую область (рис. 2). Пользуясь анализируемыми зависимостями, представленными на рис. 2, где приняты обозначения 1 — $\epsilon = 122$, 2 — $\epsilon = 126$, 3 — $\epsilon = 130$, значение сдвига можно оценить количественно. Резонансная кривая, смещаясь в процессе изменения ϵ , эволюционирует. Так, резонансное значение КСВН в коротковолновой области постепенно уменьшается, а в длинноволновой — возрастает. Увеличение значения ϵ в конце концов приводит к «вытеснению» резонанса, располагаемого в крайней правой позиции (рис. 2). Вместе с тем на рис. 2 показано появление нового резонанса КСВН — более высокого порядка. Смещение резонансной картины осуществляется сравнительно медленно. Резонанс, появившийся на длине волны $\lambda = 28,5$ мм ($\epsilon = 85$), смещается только до длины волны $\lambda = 38$ мм ($\epsilon = 152$). При этом резонанс КСВН более высокого порядка $\lambda = 28$ мм ($\epsilon = 110$) сдвигается до $\lambda = 33,0$ мм. Резонанс последующего порядка появляется на $\lambda = 28,5$ мм ($\epsilon = 136$).

Из сравнения рис. 1, 2 следует, что смещение резонансной кривой более чувствительно к изменению длины, чем к изменению диэлектрической проницаемости. Это понятно, так как электрическая длина вставки пропорциональна действительной длине и квадратному корню из ее проницаемости.

Полученные результаты можно использовать при разработке СВЧ-устройств, в которых применяются диэлектрические вставки в волноводе.

Список литературы: 1. Гал Л. К., Украинец Н. И., Хижняк Н. А. Рассеяние электромагнитной волны на диэлектрической вставке конечных размеров в прямоугольном волноводе // Журн. техн. физики. 1980. 50. С. 1585—1594. 2. Украинец Н. И., Хижняк Н. А. Резонансное рассеяние электромагнитных волн на диэлектрическом кубе в прямоугольном волноводе // Вестн. Харьк. ун-та. Радиофизика и электроника. 1976. Вып. 5. № 138. С. 32—36. 3. Воеводин В. В., Кузнецов Ю. А. Матрицы и вычисления. М., 1984. 319 с.

Поступила в редколлегию 03.03.87

СОДЕРЖАНИЕ

Измерение энергетических параметров электромагнитного излучения.

<i>Чуйко В. Г.</i> Состояние системы метрологического обеспечения измерений мощности СВЧ, задачи и пути ее совершенствования	3
<i>Жендубаев В. Н., Галеев Э. Р.</i> Измерение проходящей мощности методом перемножения частотно-преобразованных сигналов	11
<i>Ключник И. И., Бабенко П. Г.</i> Пирозлектрический преобразователь для высокочастотных энергетических трактов СВЧ	16
<i>Захаров И. П.</i> Коррекция динамических характеристик инерционных преобразователей мощности СВЧ в базе интегратора с конечной памятью	20
<i>Егоров А. Б.</i> Параметры детекторного преобразователя мощности, работающего в режиме отсечки анодного тока	25
<i>Мыльников А. В.</i> Расширение динамического диапазона многоэлементных болометрических импульсных СВЧ-ваттметров	29
<i>Вдовенко М. И., Золотов Б. П.</i> Волноводный измеритель поглощаемой мощности миллиметрового диапазона калориметрического типа	32
<i>Лапунов С. Ю., Скородумов А. Г.</i> Повышение точности высокочастотных измерительных преобразователей для относительных измерений	35
<i>Буряк В. С., Беляев А. В., Зиньковский В. Н., Леонов А. М.</i> Использование волноводных разделителей для измерения мощности побочных колебаний приборов СВЧ	41
<i>Уснков В. В., Моргаловский В. П., Сокалин Ю. И.</i> Измеритель энергии одиночных и редко повторяющихся СВЧ-импульсов	44
<i>Катрич А. Б., Кузьмичев В. М., Худощин А. В.</i> Измерительная система для определения пространственно-энергетических параметров лазерного излучения	48
<i>Дидык Л. С.</i> Расчет зонных характеристик тонкопленочного болометра	53
<i>Иванов С. В., Демьянков И. Ф.</i> Исследование характеристик проточных газовых преобразователей мощности лазерного излучения	57
<i>Дидык Л. А., Качоренко В. М., Руденко Л. И.</i> Коррекция характеристик измерительных преобразователей с конусными приемными элементами	62
Измерение параметров СВЧ-трактов.	
<i>Бондаренко И. К., Гимпелевич Ю. Б.</i> Некоторые тенденции в развитии автоматизированных измерительных средств СВЧ-диапазона	65
<i>Анжиевский А. Ф., Ветров И. Л., Грудина Н. А.</i> Особенности автоматизации измерения фазовых сдвигов миллиметрового диапазона волн	75
<i>Мельников А. В., Кудрявченко И. В.</i> Измерение затухания полосковых металлodieлектрических линий	80
<i>Калуеин Б. А., Колчигин Н. Н., Половников Г. Г.</i> Малогабаритный измеритель коэффициента отражения электромагнитных волн	84
<i>Варламова Н. А., Курносов И. В., Ларииков В. В.</i> Визуализация картины поля в волноводе при больших уровнях мощности	88
<i>Кондрашихин А. Б., Плоткин А. Д., Саламатин В. В.</i> Измерение дисперсионных характеристик полосковых металлodieлектрических волноводов	91
<i>Кухтин М. П., Кочержин А. И., Туманова Н. Х.</i> Возможность использования алюминиевых гальванических покрытий в СВЧ-устройствах при нормальных и криогенных температурах	96
<i>Минко П. Е., Нерух А. Г.</i> Распределение энергии между расщепившимися волнами при резком изменении параметров среды	100
<i>Луприна В. Н., Хижняк Н. А.</i> Исследование влияния продольного размера и диэлектрической проницаемости вставки конечных размеров в волноводе на ее резонансные свойства	108

РЕФЕРАТЫ

УДК 621.317

Состояние системы метрологического обеспечения измерений мощности СВЧ, задачи и пути их совершенствования / Чуйко В. Г. // Радиотехника. 1988. Вып. 86. С. 3—11.

Рассмотрены принципы создания системы метрологического обеспечения измерений СВЧ-мощности. Перечислены факторы, которые влияют на решение о создании централизованной системы воспроизведения размера единицы мощности СВЧ. Проанализированы факторы, влияющие на выбор тепловых ваттметров СВЧ в качестве эталонных, на структуру и состав государственных эталонов. Затронуты основные проблемы, возникающие при передаче размера единицы, выборе пути построения поверочных схем. Описаны перспективные методы и приборы, пригодные для проведения поверочно-аттестационных работ, показано влияние их внедрения на организацию метрологических работ.

Библиогр.: 19 назв.

УДК. 621.317

Измерение проходящей мощности методом перемножения частотно-преобразованных сигналов / Жендубаев В. Н., Галеев Э. Р. // Радиотехника. 1988. Вып. 86. С. 11—16.

Рассмотрен метод измерения проходящей мощности, основанный на перемножении частотно-преобразованных сигналов. Приведено обоснование метода, проанализированы основные погрешности, даны практические рекомендации к разработке средств измерения, проходящей мощности в коаксиальных линиях передачи СВЧ.

Библиогр.: 4 назв.

УДК 621.317.78:537.227

Пироэлектрический преобразователь для высокоэнергетических трактов СВЧ / Ключник И. И., Бабенко П. Г. // Радиотехника. 1988. Вып. 86. С. 16—20.

Приведена практическая конструкция и технические характеристики пироэлектрического преобразователя для использования в составе устройств контроля и измерителей импульсной мощности СВЧ большого уровня. Указан материаловедческий критерий для выбора материалов трехслойного пироэлектрического чувствительного элемента. Представлена принципиальная схема цепей предварительной обработки сигнала пиропреобразователя, обеспечивающая режим измерения мощности.

Ил. 2. Библиогр.: 4 назв.

УДК 621.317

Коррекция динамических характеристик инерционных преобразователей мощности СВЧ в базе интегратора с конечной памятью / Захаров И. П. // Радиотехника. 1988. Вып. 86. С. 20—25.

Рассмотрены алгоритмы коррекции динамических характеристик инерционных преобразователей мощности СВЧ, моделируемых апериодическим звеном первого порядка, в базе интегратора с конечной памятью. Определены области применения алгоритмов в зависимости от соотношения памяти интегратора, постоянной времени преобразователя и длительности измеряемого сигнала.

Библиогр.: 6 назв.

УДК 621.317

Параметры детекторного преобразователя мощности, работающего в режиме отсечки анодного тока / Егоров А. Б. // Радиотехника. 1988. Вып. 86. С. 25—29.

Рассмотрены вольт-ваттные характеристики детекторных преобразователей мощности СВЧ, их функциональная связь с вольт-амперными характеристиками, аппроксимированными линейной и квадратичной функциями. Исследован режим работы преобразователя без смещения с отсечкой анодного тока. Приведены расчеты предельных мощностей и напряжений, обеспечивающих линейность вольт-ваттной характеристики с заданной погрешностью.

Ил. 2. Библиогр.: 4 назв.

УДК 621.382

Расширение динамического диапазона многоэлементных болометрических импульсных СВЧ-ваттметров / Мыльников А. В. // Радиотехника. 1988. Вып. 86. С. 29—32.

Исследована устойчивость болометрических ваттметров к воздействию перегрузочной импульсной мощности. Показано, что с увеличением диаметра болометров в волноводных многоэлементных преобразователях в 5 раз уровень измеряемой импульсной мощности и импульсная прочность возрастают не менее чем в 300 раз. Для импульсных ваттметров, калибруемых в режиме непрерывной генерации, при одинаковой точности достигается существенно более высокий уровень измеряемой импульсной мощности, чем в случае применения более тонких болометров и направленного ответвителя.

Ил. 1. Библиогр.: 6 назв.

УДК 621.317

Волноводный измеритель поглощаемой мощности миллиметрового диапазона калориметрического типа // Вдовенко М. И., Золотов Б. П. // Радиотехника. 1988. Вып. 86. С. 32—35.

Рассмотрена конструкция калориметрического преобразователя миллиметрового диапазона, предназначенного для измерения в составе с индикаторным устройством средних значений мощности непрерывных и импульсно-модулированных колебаний от 10 мВт до 10 Вт в широком диапазоне частот миллиметровых длин волн от 25,6 до 178,4 ГГц. Приведено описание и функциональное назначение основных элементов преобразователя, проанализированы факторы, определяющие погрешность измерения. Даны технические характеристики измерителей мощности, использующих предложенную конструкцию преобразователя.

Ил. 1. Библиогр.: 3 назв.

УДК 621.317

Повышение точности высокочастотных измерительных преобразователей для относительных измерений / Лапунов С. Ю., Скородумов А. Г. // Радиотехника. 1988. Вып. 86. С. 35—41.

Описан метод повышения точности высокочастотных измерительных преобразователей (ИП) ВЧ- и СВЧ-диапазонов без применения мер входной физической величины y ИП (напряжения, мощности), используя измеритель выходной величины x ИП, делитель физической величины y с коэффициентом деления K и набор неградуированных уровней физической величины y . Рассмотрены вопросы выбора аппроксимирующего многочлена, оптимального коэффициента деления делителя y , проанализированы составляющие погрешности аппроксимации.

Библиогр.: 4 назв.

УДК 621.317

Использование волноводных разделителей для измерения мощности побочных колебаний приборов СВЧ / Буряк В. С., Беляев А. В., Зиньковский В. Н., Леонов А. М. // Радиотехника. 1983. Вып. 86. С. 41—44.

Рассмотрен волноводный разделитель, который позволяет осуществить выделение колебаний на частотах гармоник из волноводного канала в три измерительных волновода, за пределами для основной частоты, с малым суммарным переходным ослаблением 1—3 дБ. Представлены результаты исследования ПК генераторов СВЧ, полученные с использованием волноводного разделителя десятисантиметрового диапазона длин волн.

Табл.1. Ил. 2. Библиогр.: 2 назв.

УДК 621.317

Измеритель энергии одиночных и редко повторяющихся СВЧ-импульсов / Усэнков В. В., Моргаловский В. П., Сокалин Ю. И. // Радиотехника. 1988. Вып. 86. С. 44—48.

Изложены принципы и схема построения цифрового измерителя одиночных и редко повторяющихся СВЧ-импульсов. Встроенное микропроцессорное устройство обеспечивает автоматизацию измерений и управление работой измерителя.

Ил.1. Библиогр.: 2 назв.

УДК 621.317.794:537.872

Измерительная система для определения пространственно-энергетических параметров лазерного излучения / Катрич А. Б., Кузьмичев В. М., Худошин А. В. // Радиотехника. 1988. Вып.86. С. 48—53.

Описана измерительная система на основе микропроцессорного комплекта КР580, которая позволяет определить мощность (энергию) лазерного излучения, состояние его поляризации, координаты энергетического центра и обобщенную площадь пучка, распределение интенсивности в его сечении. Распределение получено в виде матрицы размера 11×11 по проекционным данным от 64 цилиндрических болометров, размещенных в четырех решетках. Время обработки информации не превышает 5 с. Простота реализации позволяет при замене преобразователя и программы использовать систему как многоканальное устройство сбора и обработки информации.

Ил.2. Библиогр.: 5 назв.

УДК 621.317.743:538

Расчет зонных характеристик тонкопленочного болометра / Дидык Л. С. // Радиотехника. 1988. Вып. 86. С. 53—56.

Получено решение для тонкопленочного болометра, позволяющее рассчитать зонную характеристику реального преобразователя с учетом его геометрических соотношений, основных теплофизических параметров и реальных условий теплообмена с окружающей средой.

Ил. 2. Библиогр.: 4 назв.

УДК 621.317

Исследование характеристик проточных газовых преобразователей мощности лазерного излучения / Иванов С. В., Демьянков И. Ф. // Радиотехника. 1988. Вып. 86. С. 57—61.

Получена математическая модель проточного газового преобразователя мощности лазерного излучения. Численными методами проведено исследование его характеристик. Определены основные факторы, приводящие к погрешностям: температура, нелинейность характеристики преобразования, изменение распределения мощности контролируемого излучения по сечению пучка. Исследованы условия, при которых соответствующая погрешность минимизируется. Ил. 2. Библиогр.: 5 назв.

УДК 621.373

Коррекция характеристик измерительных преобразователей с конусными приемными элементами / Дидык Л. А., Качоренко В. М., Руденко Л. И. // Радиотехника. 1988. Вып. 86. С. 62—65.

Рассмотрена возможность коррекции зонной характеристики и быстродействия измерительных преобразователей на основе конусных приемных элементов путем изменения их конструкции.

Табл. 1. Ил. 1. Библиогр.: 5 назв.

УДК 621.317

Некоторые тенденции в развитии автоматизированных измерительных средств СВЧ-диапазона / Бондаренко И. К., Гимпелевич Ю. Б. // Радиотехника. 1988. Вып. 86. С. 65—75.

Проведен обзор автоматизированных измерительных средств СВЧ-диапазона. Дана оценка метрологических характеристик приборов на современном этапе и прогнозы на ближайшее будущее. Описаны пути дальнейшего улучшения сервисных возможностей приборов. Проанализированы приборы общего назначения, для научных исследований и приборы встроенного контроля и диагностики.

Библиогр.: 28 назв.

УДК 621.317

Особенности автоматизации измерения фазовых сдвигов миллиметрового диапазона волн / Анжиевский А. Ф., Ветров И. Л., Грудина Н. А. // Радиотехника. 1988. Вып. 86. С. 75—80.

Рассмотрены особенности построения автоматизированных измерительных систем (АИС) миллиметрового диапазона волн на основе коммутационного метода, ориентированного на применение средств вычислительной техники и реализуемого при помощи сравнительно простого СВЧ-тракта.

Проведена структурная схема АИС для исследования амплитудно- и фазочастотных характеристик СВЧ четырехполосников. Описаны методики получения и обработки измерительной информации. Представлены результаты испытания экспериментального образца АИС, созданного на базе волноводного СВЧ-тракта с размером сечения $7,2 \times 3,4$ мм и микроЭВМ «Электроника ДЗ-28».

Ил. 1.

УДК 621.372

Измерение затухания полосковых металлодиэлектрических линий / Мельников А. В., Кудрявченко И. В. // Радиотехника. 1988. Вып. 86. С. 80—84.

Приведены результаты теоретических и экспериментальных исследований по определению зависимости затухания от конструктивных параметров полоскового металлодиэлектрического волновода. Измерение потерь в миллиметровом диапазоне проводилось двухдетекторным методом с устранением составляющих погрешности, обусловленных неидентичностью характеристик детекторов и неидеальным согласованием линии передачи с нагрузкой. Даны рекомендации по уменьшению затухания в линии передачи путем изменения поперечных размеров волноводной структуры.

Ил. 2. Библиогр.: 5 назв.

УДК 621.317

Малогобаритный измеритель коэффициента отражения электромагнитных волн / Калугин Б. А., Колчигин Н. Н., Половников Г. Г. // Радиотехника. 1988. Вып. 86. С. 84—88.

Описан малогобаритный переносный прибор с автобалансной схемой измерения модуля коэффициента отражения в миллиметровом диапазоне длин волн. Его чувствительность не хуже —40 дБ относительно полного отражения.

Табл. 2. Ил. 1. Библиогр.: 3 назв.

УДК 681.53

Визуализация картины поля в волноводе при больших уровнях мощности / Варламова Н. А., Курносоев И. В., Лариков В. В. // Радиотехника. 1988. Вып. 86. С. 88—90.

Исследован метод визуализации электромагнитного поля в круглом волноводе с помощью жидкокристаллической пленки холестерического типа в сочетании с тонкостенной волноводной секцией из поглощающего материала. Описана измерительная установка, приведены полученные экспериментальные данные. Структура поля, наблюдаемая на пленке, фиксировалась фотографически.

Табл. 1. Ил. 1. Библиогр.: 4 назв.

УДК 621.372:621.317

Измерение дисперсионных характеристик полосковых металлодиэлектрических волноводов / Кондрашихин А. Б., Плоткин А. Д., Саламатин В. В. // Радиотехника. 1988. Вып. 86. С. 91—95.

Рассмотрен метод измерения длины волны в полосковом металлодиэлектрическом волноводе. Изменение электрической длины тракта осуществляется в металлическом прямоугольном волноводе. Методика обработки результатов измерения позволяет уменьшить погрешность.

Ил. 3. Библиогр.: 4 назв.

УДК 537.312.621.372

Возможность использования алюминиевых гальванических покрытий в СВЧ-устройствах при нормальных и криогенных температурах / Кухтин М. П., Кочержин А. И., Туманова Н. Х. // Радиотехника. 1988. Вып. 86. С. 96—100.

Приведены результаты экспериментального исследования поверхностного сопротивления меди, алюминия и алюминиевых пленок, полученных из расплава солей, на частоте 10 ГГц при температурах 273 и 77 К. Даны рекомендации по алюминированию медных образцов.

Табл. 2. Библиогр.: 4 назв.

УДК 621.372

Распределение энергии между расщепившимися волнами при резком изменении параметров среды / Минко П. Е., Нерух А. Г. / Радиотехника. 1988. Вып. 86. С. 100—107.

Явление прохождения электромагнитной волны в плазму, параметры которой скачкообразно изменяются во времени, рассмотрено на основе интегральных уравнений макроскопической электродинамики. С помощью метода резольвенты построен алгоритм, позволяющий учесть произвольное число скачков плазменной частоты произвольной величины и длительности. Показано, что в результате скачка концентрации прошедшая волна расщепляется на волны дискретного и непрерывного спектров. Определены амплитуды и частоты прошедших волн.

Ил. 2. Библиогр.: 5 назв.

УДК 621.372

Исследование влияния продольного размера и диэлектрической проницаемости вставки конечных размеров в волноводе на ее резонансные свойства / Чуприна В. Н., Хижняк Н. А. // Радиотехника. 1988. Вып. 86. С. 108—113.

Исследованы резонансные свойства диэлектрического прямоугольного параллелепипеда конечных размеров в волноводе численно-аналитическим методом. Грани параллелепипеда параллельны стенкам волновода. Проанализированы только резонансы магнитного типа. Описана эволюция резонансных зависимостей КСВН и амплитуд отдельных типов волн, возбуждаемых во вставке от длины волны генератора при изменении продольных размеров и диэлектрической проницаемости тела в волноводе. Изучены резонансы различных порядков. Рассмотрены вопросы точности вычислений. Отмечено согласие расчетных и экспериментальных данных.

Ил. 2. Библиогр.: 3 назв.