

СЕРИЯ 1

СВЧ - ТЕХНИКА

ВЫПУСК 2 (509)

2011

ДЕПАРТАМЕНТ РАДИОЭЛЕКТРОННОЙ ПРОМЫШЛЕННОСТИ

ЭЛЕКТРОННАЯ ТЕХНИКА

СЕРИЯ 1 **СВЧ-ТЕХНИКА**

НАУЧНО-ТЕХНИЧЕСКИЙ СБОРНИК

Выпуск	2(509)
•	· · ·	/

2011

Издается с 1950 г.

Главный редактор д.т.н. **А.Н. Королев**

Редакционная коллегия:

к.т.н. С.А. Зайцев (зам. главного редактора), д.т.н. Б.Н. Авдонин (зам. главного редактора, ОАО ЦНИИ «Электроника»), Ю.А. Будзинский, к.ф.-м.н. А.В. Галдецкий, Б.Ф. Горбик, С.И. Гришин, д.ф.-м.н. Б.Ч. Дюбуа, д.т.н. А.Д. Закурдаев, д.т.н. С.С. Зырин, к.т.н. Ю.А. Кондрашенков, к.т.н. А.С. Котов, д.т.н. П.В. Куприянов, к.т.н. В.В. Лисс, д.т.н. М.И. Лопин, В.М. Малыщик, к.т.н. П.М. Мелешкевич, к.т.н. В.Ю. Мякиньков, д.ф.-м.н. А.Б. Пашковский, Е.Н. Покровский, к.т.н. А.В. Потапов, к.т.н. С.Е. Рожков, д.т.н. К.Г. Симонов, В.П. Стебунов (ответственный секретарь), к.т.н. А.М. Темнов, д.т.н. Н.Д. Урсуляк, д.т.н. М.М. Трифонов (ЗАО НПП «Исток-Система»), **О.А. Морозов** (ЗАО «НПП «Магратеп»), к.т.н. А.Г. Михальченков (МУП «ДПРН Фрязино»), д.ф.-м.н. А.И. Панас (ИРЭ РАН), к.т.н. В.В. Абрамов (ФГУП СКБ ИРЭ РАН), А.А. Туркевич (ФГУП «НПП «Циклон-Тест»)

Журнал зарегистрирован Министерством Российской Федерации по делам печати, телерадиовещания и средств массовых коммуникаций (свидетельство ПИ № ФС 77-24651 от 6 июня 2006 г.) и включен в перечень ВАК (перечень ведущих рецензируемых научных журналов и изданий, в которых должны быть опубликованы основные научные результаты диссертаций на соискание ученых степеней кандидата и доктора наук)

© Федеральное государственное унитарное предприятие «НПП «Исток», 2011 г.

Выпуск 2(509)

Твердотельная электроника

<i>Бунин А.В., Вишняков С.В., Геворкян В.М., Михалин С.Н.</i> – Полосно-пропускающие фильтры <i>Ки</i> -диапазона на диэлектрических резонаторах. Базовая модель	4
<i>Бунин А.В., Геворкян В.М., Казанцев Ю.А.</i> – Диплексер <i>Ки</i> -диапазона на диэлектриче- ских резонаторах. Базовая модель	13
<i>Мазеев Е.В., Сивяков Б.К., Фурсаев М.А.</i> – Анализ работы СВЧ транзисторного генератора при изменении питающего напряжения	18
Дергунов Е.И., Мякиньков В.Ю., Сафонова Е.О., Щербаков Ф.Е., Ларюкина Е. А., Балы- ко А.К. – Фазовращатель СВЧ на сосредоточенных элементах с уменьшенным чис- лом управляющих напряжений	22
Дергунов Е.И., Зуева О.С., Мякиньков В.Ю., Сафонова Е.О., Ларюкина Е. А., Балыко А.К. – Фазовращатель на полевых транзисторах с барьером Шотки	25
<i>Баранов А.В.</i> – Дуальный СВЧ-усилитель мощности класса «Е» с индуктивностью и филь- трующим контуром	28
Иовдальский В.А., Манченко Л.В., Моргунов В.Г., Герасименко С.В. – Эффективность применения плоских внутрисхемных соединений в ГИС СВЧ-диапазона	41
Электровакуумные приборы	
Мешков В.А., Пименов А.В., Плешанов С.А. – Атомарные потоки в классических и лазер-	

Технология

Коваленко Ю.А., Королев Д.С. – Термодинамика процессов, протекающих при вакуумно-	
термической обработке оксидных эмиссионных материалов	56

ных цезиевых атомно-лучевых трубках

Краткие сообщения

48

ELEKTRONNAYA TEKHNIKA

(Electronic Engineering)

SERIES 1

SVCH-TEKHNIKA

(Microwave Engineering)

COLLECTION OF RESEARCH & TECHNICAL ARTICLES

Published by Federal State Unitary Enterprise "RPC "Istok" The Ministry of Industry and Trade of the Russian Federation (MINPROMTORG) Radioelectronic Industry Department

CONTENTS

Issue 2(509)	2011	Founded in 1950

Solid-state electronics

Bunin A.V., Vishnyakov S.V., Gevorkyan V.M., Mikhalin S.N. – Ku-band bandpass filters on dielectric resonators. Basic model	4
Bunin A.V., Gevorkyan V.M., Kazantsev Yu.A. – Ku-band diplexer on dielectric resonators. Basic model	13
Mazeev E.V., Sivyakov B.K., Fursaev M.A. – The analysis of work of microwave transistor generator at supplying voltage change	18
Dergunov E.I., Myakinkov V.Yu., Safonova E.O., Scherbakov F.E., Laryukina E.A., Baly- ko A.K. – Microwave phase shifter on lumped elements with a decreased number of control voltages	22
Dergunov E.I., Zueva O.S., Myakinkov V.Yu., Safonova E.O., Laryukina E.A., Balyko A.K. – Shottky-barrier FET phase shifter	25
Baranov A.V. – Class "E" dual microwave power amplifier with inductance and filtering circuit	28
<i>Iovdalsky V.A., Manchenko L.V., Morgunov V.G., Gerasimenko S.V.</i> – The effectiveness of using flat intracircuit junctions in microwave HICs	41

Electrovacuum devices

Meshkov V.A., Pimenov A.V., Pleshanov S.A. – Atomic flows in classical and laser cesium atomic-beam tubes	48
Technology	
<i>Kovalenko Yu.A., Korolev D.S.</i> – Thermodynamics of processes occurring at vacuum-thermal treatment of oxide emission materials	56
News in brief	

		1 •	4 1 4 1 ·	
Вагуко А.К., Ваг	<i>lyko I.A.</i> – From m	echanics equations	– to electrodynamic	s equations 63

УДК 621.372.543

ПОЛОСНО-ПРОПУСКАЮЩИЕ ФИЛЬТРЫ *Ки*-ДИАПАЗОНА НА ДИЭЛЕКТРИЧЕСКИХ РЕЗОНАТОРАХ. БАЗОВАЯ МОДЕЛЬ

А. В. Бунин, С. В. Вишняков, В. М. Геворкян, С. Н. Михалин

Государственное образовательное учреждение высшего профессионального образования «Московский энергетический институт (технический университет)»

Представлены результаты разработки базовой модели полосно-пропускающих фильтров на диэлектрических резонаторах для работы в волноводных трактах *Ки*-диапазона с уровнем непрерывной мощности не более 60 Вт при жестких климатических условиях окружающей среды и механических воздействиях. Дисковые диэлектрические резонаторы размещены в запредельном цилиндрическом волноводе, их оси перпендикулярны продольной оси волновода. Разворот плоскостей резонаторов относительно друг друга позволяет уменьшить длину фильтра. Оригинальное техническое решение держателей резонаторов обеспечивает улучшенные электрические параметры фильтра при хорошем теплоотводе. Семизвенный фильтр с волноводными выходами имеет габаритные размеры 65х38х38 мм и обеспечивает в полосе пропускания шириной 1,2...1,5 % потери не более 1 дБ при коэффициенте прямоугольности не хуже 2,2 по уровню -60 дБ и 3,0 по уровню -80 дБ; ослабление в полосе заграждения – более 80 дБ.

КС: <u>полосно-пропускающий фильтр</u>, диэлектрический резонатор, амплитудно-частотная характеристика, высокий уровень мощности

The results of development of basic model of *Ku*-band bandpass filters on dielectric resonators for using them in waveguide paths with CW power level up to 60 W under rigid climatic conditions and mechanical influences are presented. Disc dielectric resonators are placed in a cutoff cylindrical waveguide and their axes are perpendicular towards the longitudinal axis of the waveguide. The turn of resonator planes relative to each other allows to reduce the filter length. The original construction of resonator holders provides the improved electric parameters of the filter and good heat-conducting path. The 7-pole filter with waveguide outputs has overall dimensions 65x38x38 mm and provides insertion losses less than 1 dB within 1.2...1.5% bandpass with squareness ratio not worse than 2.2 at -60 dB level and 3.0 at -80 dB level, stopband attenuation more than 80 dB.

Keywords: <u>bandpass filter</u>, <u>dielectric resonator</u>, <u>amplitude-frequency characteristic</u>, <u>high power</u> level

1. В В Е Д Е Н И Е

Полосно-пропускающие фильтры (ППФ) Ku-диапазона предназначены для мобильных и спутниковых систем связи, работающих в коротковолновой части СВЧ-диапазона. Эта область применения накладывает требования малых потерь в полосе пропускания, высокой избирательности, т. е. большой крутизны скатов АЧХ, широкой полосы заграждения при большом ослаблении в полосе заграждения, а также малых габаритных размеров и устойчивости к соответствующим механическим и климатическим воздействиям. Фильтры для выходных трактов передатчиков необходимо разрабатывать с учетом воздействия сравнительно большой мощности (десятки и сотни ватт) проходящего сигнала. В *Ки*-диапазоне высокие электрические характеристики ППФ реализуются на базе объемных волноводных резонаторов, в частности волноводных фильтров с индуктивными диафрагмами связи. Ненагруженная добротность волноводного резонансного звена сравнительно высокая, однако размеры таких фильтров относительно большие. Существенное сокращение длины волноводного фильтра достигается в устройствах на дуальных (ортогональных) модах, однако эти фильтры сложнее в разработке и настройке, чем одномодовые ППФ.

Применение диэлектрических резонаторов (ДР) из современных СВЧ-керамик с высокой (не менее 30) относительной диэлектрической проницаемостью позволяет уменьшить габаритные размеры фильтров при одновременном улучшении или сохранении электрических параметров. Так, ДР из термостабильной керамики БЦНТ с относительной диэлектрической проницаемостью 33 имеют ненагруженную добротность 10 000 в *Ки*-диапазоне. Это позволяет обеспечить эффективную добротность резонансного звена (РЗ) с таким ДР до 4000...6000. Малый температурный коэффициент частоты ДР ((-6...+6)·10⁻⁶/°С) и возможность выбора его величины и знака обеспечивают работу фильтров на ДР в широком диапазоне внешних температур и на больших уровнях мощности.

Одной из наиболее простых и обладающих малыми потерями конструкций фильтра является вариант с планарным размещением ДР в запредельном волноводе. Расстояние между ДР, а следовательно, и габаритные размеры фильтра при этом определяются необходимыми коэффициентами связи между ДР. В настоящей работе используется относительное положение ДР, позволяющее разместить резонаторы ближе, чем в обычной планарной конструкции, и тем самым уменьшить общую длину ППФ.

Известной проблемой фильтров на ДР являются паразитные полосы пропускания, обусловленные наличием большого числа типов собственных колебаний резонатора со сравнительно близкими к частоте рабочего (низшего) типа резонансными частотами. Это не позволяет без принятия соответствующих мер получить широкую полосу заграждения с большим ослаблением. Существуют различные способы решения этой проблемы, в частности применение ДР разной формы, использование диафрагм и других металлических элементов [2, 3]. Однако эти варианты, как правило, либо не обеспечивают достаточной отстройки паразитных видов колебаний, либо реализуют сравнительно невысокие добротности резонансного звена. Эффективное техническое решение с использованием держателя ДР в виде трех тонких металлических пластин [4] представляется нетехнологичным в *Ки*-диапазоне ввиду малости размеров ДР.

Держатели ДР оказывают существенное влияние на электрические характеристики РЗ, а также на устойчивость фильтра к механическим воздействиям. В фильтрах на большую мощность держатель должен обеспечивать и необходимый теплоотвод. Для рассматриваемого фильтра *Ки*-диапазона разработан держатель, обеспечивающий необходимый теплоотвод, а также значительную отстройку ближайших к основному типу паразитных типов колебаний при сохранении высокой добротности резонансного звена.

При конструировании фильтров на большую мощность возникает необходимость расчетным путем оценивать тепловой режим фильтра. Была развита приближенная методика оценки тепловыделения в звеньях фильтра, позволяющая принять соответствующие решения по конструкции резонансных звеньев, обеспечивающие необходимые термостабильность и прочностные свойства фильтра. Результаты расчетов подтверждены экспериментально как для отдельного звена, так и для всего фильтра в целом. На основе результатов проведенной работы изготовлена серия полосно-пропускающих фильтров для диапазона частот 12,5...13,5 ГГц на малую и большую мощность. В статье представлены типовые характеристики фильтров.

2. КОНСТРУКЦИЯ ФИЛЬТРА

Особенностью конструкции рассматриваемого фильтра является положение ДР в корпусе, представляющем собой круглый запредельный волновод. Дисковые ДР размещены в волноводе так, что их оси ориентированы ортогонально продольной оси волновода, а плоскости торцов ДР развернуты друг относительно друга на определенный угол (рис. 1). Резонаторы установлены на держатели, включающие в себя диэлектрическую подставку и резьбовую втулку. Последняя обеспечивает возможность регулировки положения ДР (глубины погружения в запредельный волновод) путем перемещения его в поперечном направлении. На диэлектрической подставке резонатор крепится с помощью клея.

Необходимые значения коэффициентов связи между звеньями в такой конструкции обеспечиваются как выбором расстояния между ДР, так и углом их относительного разворота. Разворот ДР уменьшает коэффициент связи, позволяет разместить резонаторы ближе друг к другу и тем самым уменьшить продольный размер фильтра. Относительный разворот ДР несколько уменьшает и паразитные полосы пропускания многозвенного ППФ в сравнении с ППФ на основе планарного размещения ДР в запредельном волноводе. Широкие паразитные полосы формируются в результате взаимной связи на высших видах колебаний. Это обусловлено тем, что взаимная связь на ближайших высших типах колебаний ДР выше, чем на основном типе. Размещение ДР под некоторыми углами друг относительно друга уменьшает эти связи.



Рис. 1. Положение ДР в корпусе фильтра

Подстройка коэффициента связи между звеньями на основном типе колебаний H_{018} осуществляется с помощью регулировочных винтов, показанных на рис. 1. Подстройка резонансной частоты звена – путем перемещения ДР поперек волновода. На основе результатов численного электродинамического моделирования получены зависимости коэффициентов связи от расстояния между ДР и от угла их относительного разворота, а также от глубины погружения регулировочных винтов в полость фильтра. Численные результаты были подтверждены экспериментальными исследованиями. Экспериментальные зависимости резонансной частоты и добротности РЗ от положения ДР в волноводе для РЗ без настроечных

винтов и с полностью введенными винтами настройки связи показаны на рис. 2 (резонатор – керамика БЦНТ диаметром 4,5 мм и высотой 2 мм; внутренний диаметр волновода – 8 мм).

Результаты, представленные на рис. 2, позволяют выбрать положение ДР, оптимальное по добротности и обеспечивающее необходимый диапазон подстройки частоты. Регулировочные винты существенно влияют на добротность, поэтому они должны вводиться на минимальную глубину.



Рис. 2. Зависимости резонансной частоты и добротности от расстояния между верхним торцом ДР и экраном (показано поперечное сечение РЗ)

В качестве материала диэлектрической подставки в рассмотренном случае используется кварц. С такими держателями разработаны и изготовлены фильтры на малую мощность.

3. РЕЗОНАНСНОЕ ЗВЕНО ФИЛЬТРА НА БОЛЬШУЮ МОЩНОСТЬ

В рассматриваемых фильтрах *Ки*-диапазона при мощностях проходящего сигнала в десятки и более ватт имеет место значительное тепловыделение в ДР. В связи с этим необходим теплоотвод от резонатора, достаточный для обеспечения требуемой термостабильности электрических характеристик фильтра, а также для сохранения прочностных свойств, в частности для клеевого соединения ДР с подставкой. Это накладывает определенные требования на конструкцию держателя ДР, теплопроводность материала диэлектрической подставки, а также на теплостойкость клея. Из диэлектрических материалов с высокой теплопроводностью и малыми потерями на СВЧ, пригодных для подставки, можно выделить нитрид бора BN (теплопроводность $\lambda = 90$ BT/(м·K)) и окись бериллия BeO ($\lambda = 200$ BT/(м·K)).

Конструкция РЗ разрабатывалась на основе приближенного анализа теплового режима. Для оценки тепловыделения в РЗ, в частности перегрева диэлектрических резонаторов, применялась упрощенная одномерная линеаризованная модель теплопереноса, без учета конвективного и радиационного механизмов теплоотдачи. Рассчитывалось распределение температуры вдоль оси *z* резонатора, установленного на диэлектрической подставке внутри запредельного круглого волновода, в статическом приближении и в динамике.

На рис. 3 показан график распределения температуры (перегрев относительно температуры корпуса) при постоянном равномерном тепловыделении в ДР высотой *h* и рассеиваемой мощности 1 Вт. Материал подставки ВN и BeO. Для сравнения там же приведен график для под-



Рис. 3. Перегрев ДР $\Delta \theta$ при рассеиваемой мощности 1 Вт

ставки из SiO₂ (кристаллического). Для SiO₂ перегрев изменяется от 55 К на верхней поверхности ДР до 29 К – на нижней, для BN и BeO соответственно 33 и 6 К и 31 и 5 К. В динамике нагрев ДР (построенный по расчетам в частотной области) можно аппроксимировать переходным процессом первого порядка с постоянной времени 3...4 с (в зависимости от материала подставки). Распределение тепла внутри ДР и его перегрев в значительной степени определяются низкой теплопроводностью керамики.

Для оценки перегрева в звеньях конкретного фильтра при заданной входной мощности необходимо определить мощность, рассеиваемую (поглощаемую) в каждом звене. С этой целью используется модель фильтра на сосредоточенных элементах. Рассчитывается распределение поглощаемой резонаторами мощности по звеньям фильтра на частотах в полосе пропускания фильтра. Мощность поглощения существенно зависит от частоты, и на границе полосы пропускания она в 3...6 раз выше, чем на центральной частоте. По звеньям фильтра поглощение также неравномерно: максимально на центральных резонаторах и минимально на крайних. На рис. 4 для 7-звенного фильтра с центральной частотой 12,75 ГГц, полосой пропускания 170 МГц (по уровню 1 дБ) и собственной добротностью резонансных звеньев 4000 представлена частотная зависимость мощности поглощения в первом и четвертом звеньях фильтра при мощности проходящего сигнала 50 Вт. На основании расчета мощности поглощения в звеньях



Рис. 4. Зависимость мощности поглощения $P_{\text{погл}}$ в резонансных звеньях 7-звенного фильтра от частоты $f_0(P_{\text{пл}} = 50 \text{ Br})$

ЭЛЕКТРОННАЯ ТЕХНИКА, СЕР. 1, СВЧ-ТЕХНИКА, ВЫП. 2(509), 2011

определяется перегрев диэлектрических резонаторов. На рис. 5 показаны результаты расчета перегрева резонаторов 7-звенного фильтра с подставками из BeO на центральной частоте и на границе полосы пропускания (*n* – номер резонатора). Здесь даны средние (по объему) значения перегрева. По этим значениям оценивается температурный уход резонансной частоты ДР, и для резонансных звеньев с подставками из BeO он составляет от 1 до 4,5 МГц при мощности сигнала 50 Вт. По перегреву нижней поверхности диэлектрических резонаторов определяются требования к термостойкости клея.

Рис. 5. Перегрев резонаторов 7-звенного фильтра (*P*_{вх} = 50 Вт) на центральной частоте (без штриховки) и на границе полосы пропускания (штриховка)

Подставки из BN и BeO обеспечивают достаточный в рассматриваемом диапазоне мощностей теплоотвод, а из них BeO имеет бульшую теплопроводность и лучшие прочностные свойства. Однако высокая относительная диэлектрическая проницаемость BeO ($\varepsilon_r = 7$) приводит (при традиционной конструкции держателя ДР – рис. 3) к перестройке гибридных *EH*-, *HE*-типов и E_{018} -типа колебаний ДР вниз по частоте, сближая их с рабочим типом колебаний H_{018} .

На основе расчетов и экспериментов были проанализированы варианты конструкции держателей ДР, обеспечивающих необходимые теплоотвод и отстройку паразитных типов колебаний (рис. 6). ДР в этих конструкциях размещается на металлических штырях либо на диэлектрической подставке разной толщины с отверстием, в которое введен металлический стержень.

На диаграммах рис. 6 представлены спектры собственных частот РЗ. Частоты



Рис. 6. Резонансные секции и спектры собственных колебаний для них

пронормированы к частоте рабочего типа колебаний H_{018} . Вариант a - ДР на диэлектрической подставке (BeO или BN); $\delta - ДР$ на трех симметрично размещенных относительно оси ДР металлических стержнях; e - ДР на диэлектрической подставке, внутри которой размещен металлический стержень; e - ДР на укороченной диэлектрической подставке с металлическим стержнем.

По совокупности электрических, тепловых, механических характеристик, а также с учетом технологичности изготовления лучшим является вариант *г* резонансной секции с подставкой из BeO (рис. 6, *г*). Общий вид такого держателя с ДР показан на рис. 7.



Рис. 7. Держатель ДР с подставкой из ВеО

4. ПАРАМЕТРЫ ФИЛЬТРОВ

На основе выбранной конструкции резонансного звена разработан и испытан 7-звенный фильтр. По результатам разработки изготовлена серия фильтров *Ки*-диапазона на мощность до 60 Вт. Внешний вид 7-звенного фильтра показан на рис. 8. Типовые характеристики фильтра представлены ниже.



Рис. 8. Семизвенный фильтр

Центральная частота – в диапазоне 12,5…13,5 ГГц; полоса пропускания – 1,2…1,5 %; потери в полосе пропускания – не более 1 дБ; КСВН в полосе пропускания – не более 1,5; коэффициент прямоугольности по уровню минус 60 дБ – не более 2,2, а по уровню минус 80 дБ – не более 3; ослабление в полосе заграждения – 85…90 дБ; габаритные размеры фильтра – 65×38×38 мм. Типичные амплитудно-частотные характеристики фильтра показаны на рис. 9…11.



Рис. 9. АЧХ 7-звенного фильтра в широкой полосе частот



Рис. 10. Потери в полосе пропускания 7-звенного фильтра



Рис. 11. КСВН 7-звенного фильтра

5. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Разработаны фильтры на диэлектрических резонаторах *Ки*-диапазона для волноводных трактов с уровнем мощности до 60 Вт. Особенностью конструкции фильтров является размещение дисковых ДР в корпусе – запредельном волноводе, при котором оси ДР перпендикулярны продольной оси корпуса, а сами ДР развернуты друг относительно друга на определенный угол. Это существенно сократило длину фильтра. Теоретический анализ тепловыделения в резонаторах фильтра позволил определить требования к теплопроводности материала диэлектрической подставки и термостойкости клея (крепящего ДР на подставке) для заданного уровня мощности. На основе анализа влияния материала и конструкции держателя на разреженность спектра собственных колебаний ДР предложена резонансная секция, обеспечивающая эффективный теплоотвод с одновременной отстройкой паразитных типов колебаний. Разработанные фильтры имеют электрические характеристики, аналогичные характеристикам волноводных фильтров и фильтров на объемных резонаторах, при вдвое меньших габаритах.

ЛИТЕРАТУРА

1. K&L Microwave Product Catalog // www. klmicrowave.com.

2. Диэлектрические резонаторы / *М.Е. Ильченко, В.Ф. Взятышев, Л.Г. Гассанов* и др.; под ред. профессора М.Е. Ильченко. – М.: Радио и связь, 1989. – 328 с.

3. Dielectric high-power band-pass filter using quarter-out $TE_{01\delta}$ image resonator for cellular base stations // IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig., D-2. – 1987. – P. 133–136.

4. Пат. 2301481 РФ, МПК Н 01 Р 7/10; Н 01 Р 1/20. Полосно-пропускающий фильтр. – Опубл. 20.06.07, Бюл. № 17.

5. Пат. 2360337 РФ. МПК Н 01 Р 7/10. Полосно-пропускающий фильтр. – Опубл. 27.06.09, Бюл. № 18.

6. Пат. 78373 РФ. МПК Н 01 Р 7/10. Полосно-пропускающий фильтр. – Опубл. 20.11.08, Бюл. № 32.

Статья поступила 20 сентября 2010 г.

УДК 621.394.4

ДИПЛЕКСЕР *Ки*-ДИАПАЗОНА НА ДИЭЛЕКТРИЧЕСКИХ РЕЗОНАТОРАХ. БАЗОВАЯ МОДЕЛЬ

А. В. Бунин, В. М. Геворкян, Ю. А. Казанцев

Государственное образовательное учреждение высшего профессионального образования «Московский энергетический институт (технический университет)»

Представлены результаты проектирования СВЧ-диплексеров *Ки*-диапазона на диэлектрических резонаторах для работы в волноводных трактах с уровнем мощности до 60 Вт. Диплексеры имеют потери не хуже 1,5 дБ в полосе пропускания шириной 1,2...1,5 % и развязку между каналами более 60 дБ. Отличительная особенность диплексеров – малые габаритные размеры (38×45×135 мм в диапазоне частот 12...14 ГГц), обеспеченные конструкциями фильтров каналов и устройством их связи с общим входом.

КС: <u>диплексер</u>, полосно-пропускающий фильтр, диэлектрический резонатор, амплитудно-частотная характеристика, высокий уровень мощности

The results of development of *Ku*-band microwave diplexers on dielectric resonators for using them in waveguide paths with power level up to 60 W are presented. Diplexers have insertion loss less than 1.5 dB within 1.2...1.5 passband and channel isolation more than 60 dB. The distinctive diplexer feature is small overall dimensions (38x45x135 mm within 12...14 GHz band) provided by channel filter designs and the device of their connection with common port.

Keywords: diplexer, bandpass filter, dielectric resonator, amplitude-frequency characteristics, high power level

1. В В Е Д Е Н И Е

Мультиплексеры, в том числе диплексеры *Ки*-диапазона, широко применяются в мобильных и спутниковых системах связи. К таким устройствам предъявляются высокие требования по избирательным свойствам (большая развязка между каналами, высокая крутизна скатов АЧХ, что требует применения в их составе многозвенных фильтров) при минимальных габаритных размерах и массе. Наибольшее распространение в рассматриваемом диапазоне получили мультиплексеры на волноводных фильтрах с индуктивными диафрагмами и на фильтрах с объемными резонаторами. Габаритные размеры фильтров, а следовательно, и диплексера определяются размером резонансного звена. Существенно снизить габаритные размеры можно, если в качестве канальных использовать полосно-пропускающие фильтры на диэлектрических резонаторах (ДР). Применение ДР из современной высокодобротной СВЧкерамики позволяет получить такие же, как у волноводных фильтров, или лучшие электрические характеристики и лучшую термостабильность. Наряду с канальными фильтрами на габариты диплексера влияет и конструктивное решение узла подключения фильтров к общему тракту – разветвителя каналов. В настоящей работе представлены результаты проектирования диплексера *Ки*-диапазона с волноводными выходами стандартного сечения, имеющего симметричные полосы пропускания шириной 1,4 % с центральными частотами, которые разнесены на 2,7 %. Применение канальных фильтров на диэлектрических резонаторах, определенным образом ориентированных друг относительно друга, а также предложенное конструктивное решение разветвителя каналов позволили существенно сократить размеры диплексера по сравнению с диплексерами на волноводных фильтрах.

2. КОНСТРУКЦИЯ ДИПЛЕКСЕРА

Процесс проектирования диплексера включает в себя этапы разработки фильтров каналов и разветвителя каналов.

В качестве канальных использованы фильтры на ДР, описанные в [1]. Конструктивно такой фильтр представляет собой отрезок круглого запредельного волновода с размещенными в нем дисковыми ДР. Оси ДР ориентированы перпендикулярно продольной оси волновода, причем оси соседних ДР развернуты на 45° друг относительно друга. Такое размещение ДР обеспечивает малые габаритные размеры фильтра при достаточно высокой собственной добротности резонансных звеньев и соответственно при малых потерях в полосе пропускания, высоком коэффициенте прямоугольности АЧХ и достаточно широкой полосе заграждения. Диэлектрические резонаторы расположены на держателях, конструкция которых и материал диэлектрической подставки (окись бериллия) позволяют получить хороший теплоотвод, определяющий возможность работы диплексера при входной мощности до 60 Вт. Волноводные выходные плечи диплексера образованы отрезками прямоугольного волновода, продольная ось которого ортогональна оси фильтра. Крайние ДР фильтров частично введены в волновод, за счет чего обеспечивается необходимый коэффициент связи с подводящим трактом. Конструктивные параметры фильтра, геометрия резонансных звеньев, расстояния между ними определяются на основе численного решения соответствующих электродинамических задач. В рассматриваемом диплексере использованы пятизвенные фильтры на ДР из керамики БЦНТ с относительной диэлектрической проницаемостью 33, которые имеют ненагруженную добротность около 10 000 в Ки-диапазоне. Это позволяет гарантировать собственную добротность резонансного звена с таким ДР не хуже 4000.



Рис. 1. Разветвитель каналов (схематично)

Разветвители волноводных диплексеров в рассматриваемом диапазоне частот реализуются, как правило, на основе волноводных *E*- или *H*-тройников. Развиты методы расчета для диплексеров такого типа [2, 3], в процессе расчета определяются необходимые длины волноводных плеч разветвлений, обеспечивающие требуемые свойства разветвителей. В рассматриваемом диплексере разветвитель образован непосредственно связанными с общим волноводом диэлектрическими резонаторами крайних звеньев канальных фильтров (рис. 1), что сокращает соответствующий размер устройства за счет исключения боковых волноводных ответвлений. Использована магистральная схема диплексера, т. е. входы канальных фильтров разнесены вдоль общего волновода. В общем волноводе со стороны короткозамыкающей стенки предусмотрен настроечный винт. Численное моделирование показало, что данная конструкция обеспечивает необходимый уровень связи при допустимом снижении добротности крайних резонансных звеньев.

3. ПАРАМЕТРЫ ДИПЛЕКСЕРА

Диплексер *Ки*-диапазона, построенный на основе рассмотренных канальных фильтров и разветвителя каналов, имеет следующие характеристики. Полосы пропускания каналов – 1,4 %. Потери в полосе пропускания – менее 1,5 дБ. Развязка между каналами – более 60 дБ. Коэффициент прямоугольности АЧХ канальных фильтров по уровню 60 дБ – 3. Типичная АЧХ пятизвенного канального фильтра представлена на рис. 2 и 3. АЧХ диплексера представлена на рис. 4.







Рис. 3. АЧХ канального фильтра в широком диапазоне частот



Рис. 4. АЧХ диплексера

На рис. 5 представлен внешний вид диплексера. Размеры устройства составляют 135×45×38 мм. Масса диплексера с корпусом из латуни – 300 г.





4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Представлено техническое решение частотно-разделительного устройства, которое может служить базовой конструкцией диплексеров для трактов *Ки*-диапазона с высоким уровнем мощности. Устройство реализует высокие технические характеристики при сравнительно небольших габаритных размерах и массе.

Технические решения базовой модели диплексера и его узлов защищены патентами РФ [4, 5].

ЛИТЕРАТУРА

1. Пат. 78373 РФ, МПК Н 01Р 7/10. Полосно-пропускающий фильтр на диэлектрических резонаторах. – Опубл. 20.11.08, Бюл. № 32.

2. *Morini A*. and *Rozzi T*. Constraints to the optimum performances and bandwidth limitations of diplexers junctions // IEEE Trans. Microw. Theory Tech. – Feb. 1996. – Vol. 44, No. 2. – P. 242–248.

3. *Morini A., Rozzi T.* and *Morelli M.* New formulas for the initial design in the optimization of *T*-junction manifold multiplexers // IEEE MTT-S Microw. Symp. Dig., San Diego, CA, – Jun. 1997. – P. 1025–1028.

4. Пат. 2361335 РФ, МПК Н 01 Р 7/10; 1/202. Диплексер. – Опубл. 10.07.09, Бюл. № 19.

5. Пат. 81002 РФ, МПК Н 01 Р 7/10, Н 01 Р 1/202. Диплексер. – Опубл. 28.02.09, Бюл. № 6.

Статья поступила 20 сентября 2010 г.

— НОВЫЕ КНИГИ —

СОМОВ А.М. **Метод фрагментации для расчета шумовой температуры** антенн. – М.: Горячая линия – Телеком, 2009. – 208 с.

В книге излагается метод расчета воздействия тепловых шумов окружающего пространства на шумовую температуру антенн земных станций спутниковой связи. Пространство в виде почвы и воздушной атмосферы для произвольного угла наклона антенны к горизонту разделено на секторы, в которых воздействие того или иного фактора строго определено. Для повышения точности расчетов яркостная шумовая температура окружающей среды определяется в той же сферической системе координат, что и диаграмма направленности антенны. Рассматриваются особенности расчета шумовой температуры одно- и двухзеркальных антенн, многолучевых одно-, двух- и многозеркальных антенн, лучеводов, а также фазированных антенных решеток. Приведены программы для расчета.

Для специалистов по спутниковой связи и антенной технике, может быть полезна студентам и аспирантам, специализирующимся в области антенной техники. УДК 621.321.026

АНАЛИЗ РАБОТЫ СВЧ ТРАНЗИСТОРНОГО ГЕНЕРАТОРА ПРИ ИЗМЕНЕНИИ ПИТАЮЩЕГО НАПРЯЖЕНИЯ

Е. В. Мазеев, Б. К. Сивяков, М. А. Фурсаев

Саратовский государственный технический университет

Рассмотрена методика анализа работы СВЧ-генератора на биполярном транзисторе с внутренней обратной связью при изменении питающего напряжения. Представлены данные расчета зависимости генерируемой частоты, выходной мощности генератора и постоянного эмиттерного тока транзистора от величины этого напряжения.

КС: <u>СВЧ транзисторный генератор, обратная связь, питающее напряжение, генерируемая час-</u> <u>тота, выходная мощность</u>

The methodology of analysis of work of a microwave oscillator on bipolar transistor with internal feedback when changing the feeding voltage was considered. The data of calculation dependencies of oscillating frequency, oscillator output power and constant emitter current of transistor on the value of this voltage is presented.

Keywords: microwave transistor oscillator, feedback, feeding voltage, oscillating frequency, output power

Схемотехническое проектирование СВЧ транзисторных генераторов прежде всего предусматривает решение задачи синтеза этого устройства [1-3], в результате которого определяются:

 – значения параметров номинального электрического режима предварительно выбранного типа транзистора, при котором обеспечиваются требуемые выходные параметры генератора;

– значения параметров элементов цепи обратной связи, при которых реализуется работа транзистора в номинальном режиме в составе генератора.

Однако в условиях производства и эксплуатации номинальный режим не всегда может быть выдержан. Поэтому при проектировании должна проводиться оценка работоспособности генератора в режимах, отличающихся от номинального, что предполагает решение задачи анализа его работы, при которой осуществляется поиск самосогласованного решения.

В статье рассматривается решение задачи анализа работы СВЧ транзисторного генератора с внутренней обратной связью при изменении питающего напряжения. Считается, что генератор построен на биполярном транзисторе, включенном по схеме с общей базой и работающем в недонапряженном режиме с отсечкой тока.

Обычно поиск самосогласованного решения проводится с использованием метода последовательных приближений, который предполагает вычисление по циклам до получения сходимости результатов расчета. Одним из недостатков такого метода является зависимость получаемых результатов, и даже возможность их получения, от исходных данных, с которых начинается поиск самосогласованного решения. Однако при определении выходных параметров генератора в режимах работы, отличающихся от номинального, этот недостаток можно устранить, если в качестве исходных использовать значения параметров, отражающие работу устройства в номинальном режиме. Предварительное определение значений этих параметров достигается в результате схемотехнического проектирования.

Основными элементами СВЧ транзисторного генератора с внутренней обратной связью являются транзистор, колебательная система, определяющая генерируемую частоту, и выходной трансформатор связи, через который осуществляется связь выхода транзистора с нагрузкой. На рис. 1 приведена схема, иллюстрирующая построение такого генератора.



Рис. 1. Эквивалентная схема СВЧ транзисторного генератора с внутренней обратной связью: *I* – транзистор; *2* – колебательная система; *3* – трансформатор связи; *4* – нагрузка

При моделировании СВЧ транзисторного генератора с внутренней обратной связью используется его представление в виде соединения двух двухполюсников: активного и пассивного. Считается, что пассивным двухполюсником является колебательная система, активным – вход транзистора. При таком эквивалентном представлении генератора условие стационарного режима может быть записано как

$$Y_{\rm KC} + Y_{\rm px} = 0, \tag{1}$$

где $Y_{\rm KC}$ и $Y_{\rm BX}$ – проводимость колебательной системы и входная проводимость транзистора соответственно. Проводимость колебательной системы при небольшом отличии частоты f от резонансной $f_{\rm p}$ определяется соотношением

$$Y_{\rm KC} = G_{\rm KC} [1 + j \, 2Q(f/f_{\rm p} - 1)], \tag{2}$$

где *Q* – добротность этой системы.

Входная проводимость транзистора рассчитывается с использованием математической модели. В настоящей работе анализ проводится на основе кусочно-квазилинейной модели, отражающей недонапряженный режим с отсечкой тока биполярного транзистора [4].

В составе генератора транзистор работает в нелинейном режиме, при котором его входная проводимость является функцией напряжения источников постоянного питания. Отклонение напряжений от номинальных значений сопровождается изменением входной проводимости транзистора, при котором должно выполняться условие (1) устойчивости стационарного режима. Для обеспечения этого условия необходимо, чтобы генератор работал в электрическом режиме с выходными параметрами, значения которых должны быть определены в результате решения задачи анализа.

Решение задачи анализа проводится при известных значениях параметров электрического режима транзистора и элементов схемы генератора для случая его работе в номинальном режиме. Анализ работы генератора при изменении напряжения источников постоянного питания проводится с использованием методики последовательных приближений, при этом в исходные данные вводятся величины напряжений. Выходными параметрами, определяемыми в ре-

зультате решения, являются генерируемая частота, выходная мощность генератора и постоянный эмиттерный ток транзистора.

На практике получила распространение схема, в которой напряжение к коллектору и эмиттеру транзистора подводится от одного источника. Определение зависимостей выходных параметров генератора от напряжения этого источника является результатом проводимого моделирования.

При моделировании полагалось, что к электродам транзистора напряжение подводится от отдельных источников. Однако при изменении напряжений этих источников с учетом питания генератора от одного источника обеспечивалось выполнение условия

$$E_{\rm k} / E_{\rm k.H} = U_{\rm cM} / U_{\rm cM.H}, \tag{3}$$

где $U_{_{\text{см.н}}}$ и $E_{_{\text{к.н}}}$ – номинальные значения напряжений источников в эмиттерной и коллекторной цепях постоянного тока; $U_{_{\text{см}}}$ и $E_{_{\text{к}}}$ – варьируемые величины напряжений этих источников.

Предполагается, что генератор построен на транзисторе типа КТ919А. В номинальном режиме напряжение источника в коллекторной цепи составляет 21,4 В, напряжение смещения источника в эмиттерной цепи – 3,49 В, сопротивление резистора смещения в этой цепи – 5 Ом. В таблице приведены данные, иллюстрирующие сходимость результатов расчета выходных параметров генератора при использовании метода последовательных приближений.

Параметр	Приближение				
Tupunetp	первое	второе	третье	четвертое	
Генерируемая частота, ГГц	0, 957239	0,957150	0,957166	0,957168	
Выходная мощность, Вт	5, 630	5,108	5,117	5,117	
Постоянный эмиттерный ток, А	0, 369	0,385	0,385	0,385	

На рис. 2 показаны данные расчета изменения величин генерируемой частоты, выходной мощности генератора и постоянного эмиттерного тока транзистора при изменении напряжения источника постоянного питания относительно номинальной величины и соответствующие экспериментальные данные. Экспериментальные данные получены на генераторе, построенном на транзисторе типа 2Т948Б и работающем на частоте 2 ГГц. Для сопоставления расчетных и экспериментальных величин они были нормированы к величинам соответствующих параметров в номинальных режимах.

Видно, что результаты расчета зависимостей выходных параметров генератора от питающего напряжения соответствуют экспериментальным зависимостям. Это дает основание использовать предложенную методику решения задачи анализа СВЧ транзисторного генератора с внутренней обратной связью при прогнозировании его работы в условиях отклонения величины питающего напряжения от номинального значения.



Рис. 2. Зависимости генерируемой частоты (*a*), выходной мощности генератора (б) и постоянного эмиттерного тока транзистора (*в*) от питающего напряжения: *l* – расчет; *2* – эксперимент

ЛИТЕРАТУРА

1. *Grebennikov A.V.* Microwave transistor oscillator an analytic appeach to simplify computer-aided // Microwave Journal. – 1999. – Vol. 42, No 5. – P. 292–300.

2. Фартушнов С.А., Фурсаев М.А. Обеспечение устойчивости стационарного режима СВЧ-генератора с внутренней обратной связью на биполярном транзисторе // Электронная техника. Сер. 1. СВЧ-техника. – 2001. – Вып. 1. – С. 9–13.

3. *Горбачев Д.М., Фурсаев М.А.* Алгоритм проектирования СВЧ транзисторного генератора с внутренней обратной связью // Вестник Саратовского государственного технического университета. – 2006. – № 4, вып. 4. – С. 59–63.

4. *Горбачев Д.М., Фурсаев М.А.* Развитие кусочно-квазилинейной модели биполярного транзистора / Вестник Саратовского государственного технического университета. – 2008. – № 1, вып.1. – С. 74–80.

Статья поступила 30 июля 2010 г.

УДК 621.372.852.2.029.64

ФАЗОВРАЩАТЕЛЬ СВЧ НА СОСРЕДОТОЧЕННЫХ ЭЛЕМЕНТАХ С УМЕНЬШЕННЫМ ЧИСЛОМ УПРАВЛЯЮЩИХ НАПРЯЖЕНИЙ

Е. И. Дергунов

Мордовский государственный университет

В. Ю. Мякиньков, Е. О. Сафонова, Ф. Е. Щербаков, Е. А. Ларюкина, А. К. Балыко

ФГУП «НПП «Исток», г. Фрязино

Приведено обоснование выбора схемы фазовращателя (ФВ) на ПТШ и сосредоточенных элементах с уменьшенным числом управляющих напряжений. Выполнено схемотехническое проектирование предложенной схемы и проведены расчеты характеристик ФВ с помощью ПЭВМ, позволившие уменьшить потери и снизить отражения на входе и выходе ФВ.

КС: фазовращатель, ПТШ, управляющее напряжение

The foundation of the choice of phase shift circuit on Shottky-barrier FET and lumped elements with a decreased number of control voltages is given. The schematic design of the proposed circuit and the computer-aided calculations of phase shift characteristics were made which allowed to decrease the losses and lower the rejections at phase shifter input and output.

Keywords: phase shifter, field-effect transistor (FET), control voltage

В интегральных модулях широко используется фазовращатель (ФВ) с дискретным изменением фазы сигнала СВЧ, содержащий в каждом разряде соединение емкостей и индуктивностей, в котором в качестве электронных ключей применяются полевые транзисторы с барьером Шотки (ПТШ). Фазовращатель имеет две линии передачи с одинаковыми волновыми сопротивлениями (одна предназначена для входа СВЧ-сигнала, другая – для выхода), два ПТШ, емкости и индуктивности, соединенные по схемам фильтров низкой и высокой частоты. Два управляющих напряжения подаются на затворы ПТШ. В таком транзисторном фазовращателе, в отличие от диодного, исключена необходимость использования фильтров питания, поскольку ПТШ обладают внутренней развязкой по СВЧ и постоянному току. Наличие в фазовращателе соединений емкостей и индуктивностей в виде фильтров нижних и верхних частот позволяет снизить неравномерность изменения фазы в рабочей полосе частот, а также величину модуля коэффициента отражения и прямые потери. Однако наличие в фазовращателе двух источников постоянного управляющего напряжения усложняет конструкцию и увеличивает массогабаритные характеристики. В статье теоретически исследуется схема ФВ [1], в которой также имеются две линии передачи с одинаковыми волновыми сопротивлениями – на входе и выходе, два ПТШ, емкости и индуктивности. Различие состоит в соединениях элементов между собой и в использовании одного управляющего напряжения. На рисунке изображена электрическая схема предлагаемого фазовращателя СВЧ.



Электрическая схема фазовращателя

При подаче на затворы обоих ПТШ постоянного нулевого управляющего напряжения от одного источника открываются оба ПТШ. В результате первый ПТШ имеет малое сопротивление $Z_{\text{откр}}$. Второй ПТШ также имеет малое сопротивление $Z_{\text{откр}}$, но поскольку его исток заземлен, то другие концы индуктивностей оказываются соединенными с землей через малое сопротивление $Z_{\text{откр}}$. Получается П-образное соединение первой емкости и двух индуктивностей, расположенных по обе стороны указанной емкости. Такое соединение в виде фильтра верхних частот реализует в фазовращателе СВЧ фазу сигнала СВЧ Φ_1 .

При подаче на затворы обоих ПТШ отрицательного управляющего напряжения, превышающего по абсолютной величине напряжение отсечки ПТШ U_{ore} , оба ПТШ будут закрыты. При этом первый ПТШ имеет большое сопротивление $Z_{_{закр}}$, что равносильно разрыву цепи с первой емкостью. Второй ПТШ также имеет большое сопротивление $Z_{_{закр}}$, и, следовательно, будет мало влиять на величину второй емкости, конец которой заземлен. В результате получается Т-образное соединение второй емкости и двух индуктивностей, расположенных по обе стороны указанной емкости. Такое соединение в виде фильтра нижних частот реализует в фазовращателе СВЧ фазу сигнала СВЧ Ф₂.

Таким образом, в предложенном фазовращателе СВЧ реализуется заданное изменение фазы сигнала СВЧ, равное разности Φ_2 и Φ_1 , при подаче на затворы обоих ПТШ отрицательного и нулевого постоянного управляющего напряжения соответственно от одного источника.

Схемотехническое проектирование фазовращателя включает в себя следующие этапы:

- выбор и обоснование выбора схем одно и многоразрядного ФВ на ПТШ;
- моделирование ПТШ и расчет параметров модели;
- расчет и оптимизация фазочастотных и амплитудно-частотных характеристик ФВ при

различных значениях управляющего напряжения с целью достижения заданного сдвига фазы в каждом разряде, снижения начальных потерь и КСВН на входе ФВ.

Описанная последовательность этапов была реализована при проектировании ФВ на ПТШ в трехсантиметровом диапазоне длин волн. Основные параметры ПТШ на арсениде галлия: длина затвора – 0,3 мкм; ширина затвора – 300 мкм; толщина активного слоя – 0,2 мкм; концентрация носителей – 2·10¹⁷см⁻³.

На основании выполненных расчетов было показано, что в описанном фазовращателе в полосе частот 8...12 ГГц потери СВЧ не превышают минус 1 дБ, а КСВН – менее 1,5.

ЛИТЕРАТУРА

1. Патент 2321106 РФ. Фазовращатель СВЧ / А.К. Балыко, А.Н. Королев, Ф.Е. Щербаков и др. – Приоритет 21.08.06.

Статья поступила 26 октября 2011 г.

—— НОВЫЕ КНИГИ ——

СКОБЕЛЕВ С.П. Фазированные антенные решетки с секторными парциальными диаграммами направленности. – М.: ФИЗМАТЛИТ, 2010. – 320 с.

В книге изложены теория и методы формирования секторных парциальных диаграмм направленности, представляющих большой интерес для оптимального проектирования фазированных антенных решеток и гибридных антенн. Методы, описанные в книге, основаны на применении диаграммообразующих многополюсников, связанных двухмодовых волноводов, излучающих элементов с реактивными нагрузками (в виде модулированных ребристых структур) и элементов продольного излучения. Последние включают диэлектрические и ребристые стержни, их двумерные аналоги и директорные антенные элементы Уда-Яги. Описаны численные методы, разработанные для анализа решеток с указанными элементами. Приводятся многочисленные результаты, характеризующие как возможности предложенных алгоритмов, так и возможности рассматриваемых структур по формированию секторных диаграмм направленности. Некоторые результаты расчетов сравниваются с данными, полученными в результате измерений.

Книга предназначена научным работникам и инженерам, занимающимся исследованиями и разработками антенных решеток, а также студентам старших курсов и аспирантам, специализирующимся в области антенн и устройств СВЧ. УДК 621.372.852.2

ФАЗОВРАЩАТЕЛЬ НА ПОЛЕВЫХ ТРАНЗИСТОРАХ С БАРЬЕРОМ ШОТКИ

Е. И. Дергунов

Мордовский государственный университет

О. С. Зуева, В. Ю. Мякиньков, Е. С. Сафонова, Е. А. Ларюкина, А. К. Балыко

ФГУП «НПП «Исток», г. Фрязино

Приведено обоснование выбора схемы фазовращателя (ФВ) на ПТШ с уменьшенным числом управляющих напряжений. Выполнено схемотехническое проектирование предложенной схемы и проведены расчеты характеристик ФВ с помощью ПЭВМ, позволившие уменьшить потери и снизить отражения на входе и выходе ФВ.

КС: фазовращатель, полевой транзистор, барьер Шотки

The foundation of the choice of phase shift circuit on Shottky-barrier FET with a decreased number of control voltages is given. The schematic design of the proposed circuit and the computer-aided calculations of phase shift characteristics were made which allowed to decrease the losses and lower the rejections at phase shifter input and output.

Keywords: phase shifter, field-effect transistor (FET), Shottky-barrier

В технике СВЧ широко используются многоразрядные фазовращатели с дискретным изменением фазы, которые представляют собой каскадное соединение нескольких разрядов, содержащих отрезки линии передачи. Подключение и отключение отрезков линии передачи в каждом разряде осуществляют электронными ключами. В монолитных интегральных схемах СВЧ в качестве электронных ключей применяются полевые транзисторы с барьером Шотки (ПТШ). Как правило, фазовращатель содержит две линии передачи с одинаковыми волновыми сопротивлениями (одна предназначена для входа СВЧ-сигнала, другая – для выхода), два ПТШ и отрезок линии передачи длиной, равной половине длины волны в линии передачи. При этом исток первого ПТШ соединен с линией передачи на входе, сток – с линией передачи на выходе и с одним из концов отрезка линии передачи; сток второго ПТШ соединен с линией передачи на входе, а исток – с другим концом отрезка линии передачи. На затворы ПТШ подают постоянные управляющие напряжения от разных источников напряжения (рис. 1).

Наличие в таком фазовращателе СВЧ двух источников постоянного управляющего напряжения усложняет его конструкцию.

Целью работы является схемотехническое проектирование фазовращателя с одним управляющим напряжением в каждом разряде.

Для этого в известном фазовращателе СВЧ исток первого ПТШ соединен с линией передачи на входе, сток – с линией передачи на выходе и с одним из концов отрезка линии передачи, другой конец отрезка линии передачи соединен с линией передачи на входе; сток второго ПТШ соединен с отрезком линии передачи на расстоянии, равном четверти длины волны в линии передачи, от любого его конца, исток заземлен, а затворы обоих ПТШ соединены между собой и с одним источником постоянного управляющего напряжения. На рис. 2 представлена эквивалентная схема фазовращателя [1]. Работа такого фазовращателя заключается в следующем.





Рис. 1. Эквивалентная схема фазовращателя на ПТШ с двумя управляющими напряжениями

Рис. 2. Эквивалентная схема фазовращателя с одним управляющим напряжением

При подаче на затворы обоих ПТШ постоянного нулевого управляющего напряжения от одного источника открываются оба ПТШ. В результате ПТШ имеют малое сопротивление Z_{orkp} . Поскольку второй ПТШ включен на расстоянии, равном четверти длины волны в линии передачи, от конца отрезка, то на концах этого отрезка малое сопротивление Z_{orkp} преобразуется в большие сопротивления Z_{A} , рассчитанные по формуле

$$Z_A = Z^2 / Z_{\text{откр}},$$

где Z – волновое сопротивление отрезка линии передачи.

В этом случае фазовращатель будет иметь малое последовательное сопротивление $Z_{\text{откр}}$ и два больших параллельных сопротивления Z_A , включенных по обе стороны малого последовательного сопротивления $Z_{\text{откр}}$ ПТШ. При этом в фазовращателе реализуется фаза сигнала СВЧ Φ_1 и малая величина прямых потерь A_n .

При подаче на затворы обоих ПТШ отрицательного управляющего напряжения, превышающего по абсолютной величине напряжение отсечки $U_{\rm ore}$, оба транзистора будут закрыты. При этом ПТШ имеют большое сопротивление $Z_{\rm закр}$, так что на местах включения ПТШ будет режим, близкий к холостому ходу. При этом последовательно включенный ПТШ будет мало влиять на амплитуду и фазу сигнала, проходящего по суммарному отрезку линии передачи. В этом случае в фазовращателе реализуется фаза сигнала СВЧ Φ_2 и малая величина прямых потерь A_n .

В настоящей работе использовалась модель ПТШ с параметрами: длина затвора – 0,3 мкм; ширина затвора – 300 мкм; толщина активного слоя – 0,2 мкм; концентрация носителей – 2·10¹⁷ см⁻³. Напряжение отсечки ПТШ равно минус 2 В.

На рис. 3 приведена расчетная зависимость величины изменения фазы сигнала от частоты сигнала СВЧ. Видно, что в полосе частот от 8 до 12 ГГц разность фаз составляет 180 град. При этом прямые потери СВЧ фазовращателя в обоих состояниях близки к минус 1 дБ (рис. 4), а модуль коэффициента отражения меньше 0,1 (рис. 5).



от частоты



Рис. 5. Зависимость модуля коэффициента отражения от частоты

Таким образом, в предложенном фазовращателе (рис. 2) реализуется малая величина прямых потерь A_n и заданная (180 град) величина изменения фазы сигнала СВЧ, равная разности $\Phi_2 - \Phi_1$, при подаче на затворы ПТШ отрицательного (кривые *1*) и нулевого (кривые *2*) постоянного управляющего напряжения соответственно от одного источника (рис. 3-5).

ЛИТЕРАТУРА

1. Патент 2316026 РФ. Фазовращатель СВЧ / А.К. Балыко, А.Н. Королев, О.С. Зуева и др. – Приоритет от 06.06.06.

Статья поступила 26 октября 2010 г.

УДК 621.375.026

ДУАЛЬНЫЙ СВЧ-УСИЛИТЕЛЬ МОЩНОСТИ КЛАССА «Е» С ИНДУКТИВНОСТЬЮ И ФИЛЬТРУЮЩИМ КОНТУРОМ

А. В. Баранов

ООО «Эльдорадо», г. Нижний Новгород

Исследован режим класса «Е» дуального СВЧ-усилителя мощности с последовательными к ключу индуктивностью и фильтрующим контуром. Дан анализ работы модели такого усилителя. Получены формулы для элементов ее эквивалентной схемы. Для рассмотренного усилителя и устройства, образующего с ним дуальную пару, определены нагрузочные импедансы их ключей на основной частоте и ее гармониках. В предложенном дуальном СВЧ-усилителе мощности класса «Е» продемонстрирована возможность компенсации на основной частоте емкостной составляющей выходного импеданса его транзисторного ключа. При помощи предложенной методики расчета на частоте 910 МГц разработан усилитель со стоковым КПД около 75,2 % и выходной мощностью приблизительно 7,2 Вт.

КС: <u>дуальный усилитель мощности, режим класса «Е», формирующий контур, фильтрующий контур</u>

The mode of class «E» of a dual microwave power amplifier with a successive to key inductance and filtering circuit has been investigated. The work of a model of such amplifier was analyzed. Formulae for the elements of its equivalent circuit were obtained. Load impedances of their keys at fundamental frequency and its harmonics were defined for the considered amplifier and the device forming a dual pair with it. In the proposed class «E» dual microwave power amplifier a possibility of compensation at the fundamental frequency of capacitive component of output impedance of its transistor key was demonstrated. The amplifier with drain efficiency about 75.2% and output power about 7.2 W was developed at 910 MHz frequency using the suggested calculation methodology.

Keywords: dual power amplifier, class "E" mode, forming contour, filtering circuit

1. ВВЕДЕНИЕ

Для реализации режима класса «Е» в усилителях мощности (УМ) и генераторах используются различные типы формирующих *LC*-контуров [1]. В большинстве случаев это классические схемы формирующих контуров, начинающихся с шунтирующей ключ емкости [2,3]. Устройства [2] и [3] отличаются лишь тем, что в первом использован выходной фильтрующий контур параллельного, а во втором – последовательного типов. Однако формирующие контуры могут быть реализованы и по-другому. Например, в работе [4] формирующий контур начинается с шунтирующей ключ индуктивности, а в [5,6] он выполнен в виде параллельного к ключу *LC*-контура. Кроме того, в настоящее время подтверждена возможность использования в СВЧ-диапазоне дуальных усилителей мощности (ДУМ) класса «Е» [7–12]. Схемы этих устройств описываются уравнениями, дуальными по отношению к уравнениям устройств [3–6] соответственно, а их эквивалентные схемы получаются следующим образом. В исходных усилителях класса «Е» все параллельные к ключу емкости и индуктивности формирующих и фильтрующих контуров заменяются на последовательные индуктивные и емкостные элементы. Соответ-

ственно все последовательные элементы их контуров становятся параллельными. До недавнего времени считалось, что на высоких частотах дуальные усилители класса «Е» менее привлекательны для практических применений, поскольку требуют ключей с пренебрежимо малой выходной емкостью [1]. Вместе с тем в СВЧ-диапазоне, где практически в любом устройстве класса «Е» требуется компенсация собственной выходной емкости ключа, для этой цели больше подходят именно дуальные усилители класса «Е», так как в схемах последовательного типа проще реализуются компенсирующие элементы. Хотя в литературе [7–12] и рассмотрены различные типы дуальных СВЧ-усилителей класса «Е», но дуальные по отношению к устройству [2] усилители класса «Е» остались без внимания. В данных усилителях формирующий контур начинается с последовательной к ключу индуктивности и заканчивается параллельной емкостью, а выходной фильтрующий контур является *LC*-цепью последовательного типа. Цель статьи – исследование работы дуальных СВЧ-усилителей именно этого типа.

2. ОСНОВНЫЕ СООТНОШЕНИЯ

Рассмотрим однотактный ключевой усилитель, схема которого приведена на рис. 1. Элементы схемы отмечены пунктирными линиями и пронумерованы. Для данного усилителя проведем упрощенный анализ, основанный на обычных для класса «Е» предположениях [3,4,6–12].



Рис. 1. Схема однотактного ключевого усилителя

Предположим, что заполнение рабочего цикла оптимально и равно 50 %, а сопротивления ключа во включенном и выключенном состояниях равны нулю и бесконечности соответственно. Будем считать, что потери в формирующем контуре отсутствуют и влияния цепей смещения нет. Рассмотрим в данной работе идеальную модель транзисторного ключа с последовательным реактивным сопротивлением емкостного типа, или случай, когда выходной импеданс транзисторного ключа носит емкостной характер, то есть X < 0. В отличие от известной модели параллельного типа (см., например, [13]), данная модель в большей степени подходит для описания работы дуальных устройств класса «Е» [7–12]. Так же как и, например, в работах [7, 8 и 14], здесь внешняя индуктивность L_2 уменьшается до значения L_s , на величину, компенсирующую емкостную составляющую импеданса транзисторного ключа. Предположим в результате, что

усилитель на рис. 1 можно свести к упрощенной схеме, изображенной на рис. 2. Здесь S – идеальный ключ с нулевым (после компенсации) емкостным сопротивлением (X=0); C_{K} – емкость, образующая вместе с суммарной индуктивностью L_{S} формирующий контур; L_{f} , C_{f} – индуктивность и емкость последовательного $L_{f}C_{f}$ -контура с активной нагрузкой R; V_{DC} – напряжение питания источника; Дp – дроссель для развязки ВЧ-цепей по питанию.



Рис. 2. Упрощенная схема усилителя

Пусть мгновенный ток $I_{R}(\omega_{s}t)$ на резисторе R имеет вид

$$I_R(\omega_S t) = a_0 I_{DC} \sin(\omega_S t + \varphi), \tag{1}$$

где I_{DC} – постоянная составляющая тока, протекающего через дроссель Дp; ω_s – угловая частота входного сигнала; t – текущее время; a_0 и φ – определяемые ниже величины. Тогда в точку соединения элементов L_s и C_k воздействует эквивалентный источник тока

$$I(\omega_s t) = I_{DC}(1 - a_0 \sin(\omega_s t + \varphi)).$$
⁽²⁾

Когда ключ разомкнут (в течение интервала $0 \le \omega_s t < \pi$), тока через ключ и индуктивность L_s нет:

$$I_{s}(\omega_{s}t) = 0, \quad 0 \le \omega_{s}t < \pi, \tag{3}$$

а напряжение на ключе $V_S(\omega_S t) = V_{C_K}(\omega_S t)$, где $V_{C_K}(\omega_S t) = \frac{1}{C_K \omega_S} \int_0^{\omega_S t} I(\omega_S t) d(\omega_S t) -$ напряжение

на конденсаторе C_{K} с начальным условием $V_{C_{K}}(\omega_{S}t)\Big|_{\omega_{S}t=0} = 0$. Тогда

$$V_{S}(\omega_{S}t) = \frac{I_{DC}}{C_{K}\omega_{S}} (\omega_{S}t + a_{0}(\cos(\omega_{S}t + \varphi) - \cos\varphi)), \quad 0 \le \omega_{S}t < \pi.$$
(4)

Во включенном состоянии ($\pi \leq \omega_s t < 2\pi$)

$$V_{\mathcal{S}}(\omega_{\mathcal{S}}t) = 0, \ \pi \le \omega_{\mathcal{S}}t < 2\pi, \tag{5}$$

напряжение на индуктивности L_s равно $V_{L_s}(\omega_s t) = V_{C_K}(\omega_s t)$, а ток через ключ $I_s(\omega_s t) = I(\omega_s t) - \omega_s C_K (dV_{C_K}(\omega_s t)/d(\omega_s t))$. Полученное уравнение может быть представлено в форме дифференциального уравнения второго порядка

$$L_{S}C_{K}\omega_{S}^{2}\frac{d^{2}I_{S}(\omega_{S}t)}{d(\omega_{S}t)^{2}}+I_{S}(\omega_{S}t)-I_{DC}+a_{0}I_{DC}\sin(\omega_{S}t+\phi)=0$$
(6)

с общим решением следующего вида

$$I_{S}(\omega_{S}t) = A_{1}\cos(q\omega_{S}t) + A_{2}\sin(q\omega_{S}t) + I_{DC} + \frac{q^{2}}{1-q^{2}}a_{0}I_{DC}\sin(\omega_{S}t+\phi),$$
(7)

где $q = 1/(\omega_s \sqrt{C_K L_s}); A_1 = a_1 I_{DC}, A_2 = a_2 I_{DC}, a a_1 u a_2 - константы, определяемые ниже. Чтобы найти неизвестные константы <math>q, a_0, a_1, a_2, \phi$, необходимо иметь пять уравнений:

$$L_{S}\omega_{S} \left. \frac{dI_{S}\left(\omega_{S}t\right)}{d\left(\omega_{S}t\right)} \right|_{\omega_{S}t=\pi} = V_{S}\left(\omega_{S}t\right) \Big|_{\omega_{S}t=\pi}, \tag{8}$$

$$I_{S}(\omega_{S}t)\big|_{\omega_{S}t=\pi}=0,$$
(9)

$$I_{DC} = \frac{1}{2\pi} \int_{0}^{2\pi} I_{S}(\omega_{S}t) d(\omega_{S}t), \qquad (10)$$

$$I_{S}(\omega_{S}t)\big|_{\omega_{S}t=2\pi}=0,$$
(11)

$$\left. \frac{dI_s(\omega_s t)}{d(\omega_s t)} \right|_{\omega_s t = 2\pi} = 0.$$
(12)

Первые два уравнения, (8) и (9), являются начальными условиями. Уравнение (10) – условие для постоянной составляющей тока I_{DC} , выраженной через ряд Фурье. Основными условиями оптимальной работы данного усилителя в режиме класса «Е» являются последние два уравнения, (11) и (12). Именно эти два условия необходимы для достижения максимально возможного КПД устройства – 100 %, то есть для того, чтобы в моменты выключения напряжение $V_s(\omega_s t)$ и ток $I_s(\omega_s t)$, протекающий через ключ, не могли иметь существенные значения одновременно, а $V_s(\omega_s t)I_s(\omega_s t) = 0$.

В результате численное решение системы из пяти уравнений с пятью неизвестными дает следующие значения:

$$q = 1,678;$$
 (13)

$$a_0 = 0,924;$$
 (14)

$$a_1 = 1,414;$$
 (15)

$$a_2 = 1,221;$$
 (16)

$$\varphi = -0,523$$
 ($\varphi = -29,97$ град). (17)

Учитывая (13)...(17), формулы для основных волновых форм (1)...(5) и (7) можно переписать в виде:

$$\frac{I(\omega_s t)}{I_{DS}} = 1 - a_0 \sin(\omega_s t + \varphi), \tag{18}$$

$$\frac{I_{S}(\omega_{S}t)}{I_{DC}} = \begin{cases} 0 \quad \text{при} \quad 0 \le \omega_{S}t < \pi, \\ a_{1}\cos(q\omega_{S}t) + a_{2}\sin(q\omega_{S}t) + \\ + 1 + a_{0}\frac{q^{2}}{1 - q^{2}}\sin(\omega_{S}t + \phi) \quad \text{при} \quad \pi \le \omega_{S}t < 2\pi, \end{cases}$$
(19)

$$\frac{V_{s}(\omega_{s}t)}{V_{DC}} = \begin{cases} \frac{\omega_{s}t + a_{0}\left(\cos(\omega_{s}t + \varphi) - \cos\varphi\right)}{\left(\frac{\pi}{4} - \frac{a_{0}\sin\varphi}{\pi} - \frac{a_{0}\cos\varphi}{2}\right)} & \text{при } 0 \le \omega_{s}t < \pi, \\ 0 & \text{при } \pi \le \omega_{s}t < 2\pi. \end{cases}$$
(20)

Полученные зависимости (18)...(20) приведены на рис. 3. Там же приведены зависимости нормированных токов, протекающих через конденсатор C_{K} и индуктивность L_{S} :

$$I_{C_{K}}(\omega_{S}t)/I_{DC}$$
 и $I_{L_{S}}(\omega_{S}t)/I_{DC}$

Из уравнений (19) и (20), приравняв к нулю их производную, нетрудно получить пиковые (или максимальные) значения тока I_{\max}^{s} и напряжения V_{\max}^{s} ключа:

$$I_{\max} \approx 3,692 I_{DC},\tag{21}$$

$$V_{\max} \approx 2,896 V_{DC}.$$
 (22)

Следует отметить, что уравнения (18)...(20) являются дуальными по отношению к волновым формам $I_s(\omega_s t)$ и $V_s(\omega_s t)$ устройства [2], а усилитель на рис. 2 является дуальным по отношению к этому устройству [2].

Если ток $I_{DC} - I_s(\omega_s t)$ разложить в ряд Фурье, то его активная I_R и реактивная I_X амплитуды могут быть найдены из выражений:

$$I_{R} = \frac{1}{\pi} \int_{0}^{2\pi} (I_{DC} - I_{S}(\omega_{S}t)) \sin(\omega_{S}t + \varphi) d(\omega_{S}t),$$
$$I_{X} = \frac{1}{\pi} \int_{0}^{2\pi} (I_{DC} - I_{S}(\omega_{S}t)) \cos(\omega_{S}t + \varphi) d(\omega_{S}t).$$

Тогда фазовый угол между током основной частоты $I_{s1}(\omega_s t)$ и напряжением $V_{s1}(\omega_s t)$ равен

$$\Psi_s = \operatorname{arctg}\left(-I_X/I_R\right) = -52,47 \, \operatorname{град.}$$
(23)



Рис. 3. Временные диаграммы для токов и напряжений

Этот же угол (23) можно также представить как функцию элементов выходной RC_{κ} -цепи $tg\Psi_{s} = -\omega_{s}RC_{\kappa}$. С учетом уравнений (13) и (14) отсюда можно получить оптимальные величины элементов L_{s} , C_{κ} и R формирующего $L_{s}C_{\kappa}R$ -контура:

$$L_s = \frac{0.273R}{\omega_s},\tag{24}$$

$$C_{K} = \frac{1,302}{\omega_{S}R},\tag{25}$$

$$R = b_1 \frac{V_{DC}^2}{P} = \frac{2,343 V_{DC}^2}{P},$$
(26)

где *Р* – уровень мощности выходного сигнала.

Если величину индуктивности L_f определить через добротность Q_L нагруженного фильтрующего $L_f C_f$ -контура в виде

$$L_f = Q_L R / \omega_s, \tag{27}$$

то величину С, можно найти по формуле

$$C_f = 1 / \left(\omega_s^2 L_f \right). \tag{28}$$

Принимая во внимание (21) и (22), а также то, что при 100 %-м КПД $P = I_{DC} V_{DC}$, из уравнений (24)...(26) может быть определена в оптимальном режиме максимальная частота работы усилителя в двух равнозначных видах:

$$f_{\max} = b_2 \frac{I_{\max}}{C_K V_{DC}} = \frac{I_{\max}}{41,7 C_K V_{DC}},$$
(29)

$$f_{\max} = b_3 \frac{V_{\max}}{L_S I_{DC}} = \frac{V_{\max}}{28, 4 L_S I_{DC}}.$$
(30)

Таким образом, если в рассмотренном дуальном усилителе параметры его элементов рассчитать по формулам (24)...(28) и выполнить, с учетом уравнений (29) и (30), на основной частоте условие $f_0 < f_{max}$, то оптимальный режим такого усилителя будет реализован в полной мере. Полученные формулы дают четкие рекомендации, как построить выходную цепь данного дуального усилителя класса «Е».

3. РАСЧЕТ СХЕМЫ УСИЛИТЕЛЯ

Подобно другим дуальным схемам УМ, предложенная дуальная схема усилителя класса «Е» может работать на более высоких частотах. Это возможно, если емкостное сопротивление выходного импеданса транзисторного ключа компенсируется и в работе формирующего контура не участвует. Если емкостная составляющая выходного импеданса транзисторного ключа полностью компенсируется при помощи дополнительной индуктивности L_2 , то величина f_{max} может достигать более высоких значений, так как для уменьшения величин L_s , C_K в формулах (24) и (25) уже нет никакого практического предела. Такое уменьшение ограничивается только возможностью их практической реализуемости.

Кроме того, при проектировании в СВЧ-диапазоне усилителей повышенной и большой мощности данная дуальная схема УМ значительно расширяет номенклатуру транзисторов, используемых в качестве ключей. Это расширение связано с возможностью применения мощных высоковольтных транзисторов LDMOSFET с высокими значениями выходных емкостей, так как независимо от величины емкостные сопротивления выходных импедансов этих
мощных транзисторов компенсируются и в работе формирующих контуров не участвуют. Рассмотренный дуальный УМ имеет один из самых высоких уровней выходной мощности при высоком КПД. Числовой коэффициент в формуле (26) $b_1 = 2,343$ в 1,35 раза выше одного из самых мощных усилителей класса «Е» [7, 8, 14] и уступает только аналогичному коэффициенту дуального усилителя класса «Е» [9, 10].

Чтобы рассчитать для рассмотренного дуального усилителя класса «Е» импедансы нагрузок его ключа на основной частоте и ее гармониках, разложим в ряд Фурье импульсы напряжения $V_s(\omega_s t)$ и тока $I_s(\omega_s t)$, используя полученные выражения (19), (20), а затем коэффициенты такого разложения поделим друг на друга. Перемножив коэффициенты разложения в ряд Фурье тока и напряжения, вычислим потери мощности в ключе P_n , а также стоковые КПД $(1-P_n/(V_{DC}I_{DC}))$ данного устройства класса «Е» с учетом использования в их работе конечного числа гармоник. Для рассмотренного дуального усилителя класса «Е» и исходного ему устройства [2] с единичными нагрузками (R = 1 и $R_1 = 1$) импедансы выходных нагрузок ключей на основной частоте и до 10-й гармоники включительно приведены в таблице. Там же в аналитическом виде приведены выражения для реактивных сопротивлений при использовании k гармоник в работе этих усилителей, которые получены, применяя уравнения (24)...(26) и аналогичные им соотношения для устройства [2]. В таблице также даны рассчитанные значения стоковых КПД данных устройства.

k	УМ [2]		ДУМ		<u>и</u> пп [ว]
	R = 1	$R_1 = 1$	R = 1	$R_1 = 1$	КПД [2]
1	2,304+ <i>i</i> 1,451	1+ <i>i</i> 0,63	0,311 <i>-i</i> 0,196	1 <i>—i</i> 0,63	_
2	<i>-i</i> 5,933	<i>—i</i> 2,576	<i>i</i> 0,169	i0,540	63,3
3	<i>-i</i> 1,702	<i>-i</i> 1,702 <i>-i</i> 0,739		i1,890	74,7
4	<i>—i</i> 1,066	<i>-i</i> 0,463	i0,938	<i>i</i> 3,016	82,9
5	<i>-i</i> 0,791 <i>-i</i> 0,343		<i>i</i> 1,264	<i>i</i> 4,064	84,7
6	<i>—i</i> 0,635	<i>-i</i> 0,276	<i>i</i> 1,574	<i>i</i> 5,061	88,5
7	-i0,532	<i>-i</i> 0,231	<i>i</i> 1,880	<i>i</i> 6,045	89,1
8	-i0,459	<i>–i</i> 0,199	i2,177	i7,0	91,3
9	-i0,404	<i>-i</i> 0,175	i2,475	i7,958	91,6
10	<i>-i</i> 0,361	<i>-i</i> 0,157	i2,766	i8,894	93,0
k	$X_{k} = \left\{ \frac{-R}{0,273k} \ 1,302kR \right\}$ $X_{k} = \left\{ \frac{-R_{1}}{0,629k} \ 0,565kR_{1} \right\}$		$X_{k} = 0,273 kR - \frac{R}{1,302k}$ $X_{k} = 0,878 kR_{1} - \frac{R_{1}}{0,405k}$		$100 \\ k \rightarrow \infty$

Необходимо отметить, что рассчитанные при R = 1 нагрузочные импедансы ключей для рассматриваемой в таблице дуальной пары усилителей класса «Е» удовлетворяют следующему соотношению: $Z_{\text{вых }n}(f_n) = 1/Z_{\text{вых }n}^D(f_n)$, $n = 1, 2...\infty$, где $Z_{\text{вых }n}^D(f_n)$, $Z_{\text{вых }n}(f_n) -$ импедансы выходных цепей дуального и исходного ему усилителей. В отличие от инверсных усилителей

класса «Е» [1,15], где меняются только знаки реактивных сопротивлений импедансов, в дуальных усилителях дополнительно в соответствии с этим правилом меняются и сами их значения. Во временной области смена знаков всех реактивных сопротивлений выходных импедансов ключей означает то, что в инверсных усилителях класса «Е» волновые формы их сигналов тока и напряжения зеркально отражаются друг относительно друга, в то время как в дуальных усилителях эти формы остаются на месте и меняются только их обозначения – ток и напряжение.

Таким образом, если в рассмотренных дуальном и исходном ему усилителях на выходе их ключей создать нагрузку, которая характеризуется приведенными в таблице импедансами на основной частоте и ее гармониках, то в них режим класса «Е» будет реализован в полной мере. Причем из таблицы следует, что для реализации класса «Е» недостаточно это сделать только на основной частоте. Условия существования режима класса «Е» требуют, чтобы в работе ключей участвовали, как минимум, две (лучше три) гармоники. КПД устройств класса «Е» с учетом использования в их работе трех гармоник составляет приблизительно 75 %.

Данные в таблице получены для идеальных устройств, в которых, кроме прочего, не учитываются и собственные выходные емкости используемых ключей. На самом деле выходные импедансы практически всех транзисторных ключей носят емкостной характер и, следовательно, ключи характеризуются определенными величинами их выходной емкости. В устройствах класса «Е», например, [2, 3, 5, 6] в некоторой степени можно учесть собственные выходные емкости ключей. Такой учет может быть произведен лишь до тех пор, пока значения собственных выходных емкостей ключей в формирующих контурах не превысят расчетные. Для СВЧ-транзисторов, особенно повышенной мощности, значения выходной емкости ключей достаточно велики, чтобы их можно было бы учесть при расчете элементов формирующих контуров. Следовательно, в СВЧ-диапазоне фактически для всех типов усилителей класса «Е» требуется компенсация собственной выходной емкости транзисторов, используемых в качестве ключей. Эта компенсация может быть выполнена разными способами. Для дуальных усилителей класса «Е» [7–12, 14] удобно компенсировать не саму параллельную ключу выходную емкость, а емкостную составляющую его выходного импеданса в схеме последовательного типа. Здесь компенсация емкостных сопротивлений выходных импедансов транзисторных ключей может быть выполнена на основной частоте при помощи включения на выход ключей последовательного индуктивного (иногда емкостного, как в случае [10]) компенсирующего элемента.

Чтобы продемонстрировать возможности компенсации емкостных сопротивлений выходных импедансов транзисторов в данном дуальном CBЧ-усилителе мощности класса «E», рассчитаем его на частоте 910 МГц на транзисторе LDMOSFET типа MRF282S (фирмы Freescale Semiconductor). Применим здесь те же, что и в работе [8], макет усилителя и его входную цепь, параметры элементов которой следующие: $W_1 = 3$ мм, $W_2 = 1$ мм, $W_3 = 1,25$ мм, $W_4 = 2,4$ мм, $l_1 = 5,5$ мм, $l_2 = 16$ мм, $l_3 = 23,2$ мм, $l_4 = 13$ мм, $L_1 = 21,5$ нГн, $C_1 = C_3 = 1$ нФ, $C_2 = 4,3$ пФ, $R_1 = 1$ кОм. Здесь и далее W_i и l_i – соответственно ширина и длина микрополосковой линии Z_i , где i = 1...10. Для выбранной в работе [8] входной цепи собственная выходная емкость C_{ds} того же транзисторного ключа составляет 15,4 пФ, а емкостное сопротивление X его выходного импеданса приблизительно равно 9,98 Ом ($C = 1/(\omega_s X) \approx 17,54$ пФ). Очевидно, что без компенсации этой емкости (или емкостной составляющей выходного импеданса ключа) данный транзисторный ключ вообще не может быть использован в усилителе класса «E», который работает на частоте 910 МГц. Например, если напряжению питания ключа $V_{Ds} = 16,5$ В соответ-

ствует максимальный ток 3 А, то предельная частота работы усилителя в режиме класса «Е»

с таким ключом не превышает 210 МГц, так как $f_{\text{max}} \approx \frac{I_{\text{max}}}{56,5C_{ds}V_{DC}}$ [1, 16]. Так же как и

в работе [8], в данном дуальном усилителе для компенсации X используем индуктивность вывода транзистора $L_2 = 2,28$ нГн. Чтобы выбранный транзистор ближе соответствовал идеальному ключу, установим напряжение на его затворе, меньшее, чем напряжение отпирания транзистора, или выберем ток покоя, равный нулю. Кроме того, уровень входного сигнала сделаем таким, чтобы этот транзистор работал в режиме насыщения. Если установить $V_{DS} = 16,5$ В, P = 8 Вт, $Q_L = 0,35$, то в соответствии с формулами (24)...(28) расчетные значения элементов усилителя будут следующими: $L_S = 3,8$ нГн, $C_K = 2,9$ пФ, $C_f = 6,3$ пФ, $L_f = 4,9$ нГн, R = 79,7 Ом. Выбор $Q_L = 0,35$ допустим, так как для данного дуального усилителя степень фильтрации выходного сигнала остается приемлемой. На частоте 910 МГц условие $f_0 \leq f_{max}$ выполняется как при использовании в вычислении f_{max} формулы (29), так и при расчете $f_{max} \approx 1,5$ ГГц при $I_{smax} \approx 3$ А, а во втором $-f_{max} \approx 1$ ГГц при $V_{smax} = 65$ В. Дроссель Дp и конденсатор C_f удобно выполнить в виде сосредоточенных элементов. Остальные элементы пересчитаем в отрезки микрополосковых линий передач при помощи известных формул:

$$L_{s} = \theta_{L_{s}}^{\circ} \rho_{L_{s}} / (360^{\circ} f_{0}), L_{f} = \theta_{L_{f}}^{\circ} \rho_{L_{f}} / (360^{\circ} f_{0}), C_{K} = \theta_{C_{K}}^{\circ} / (360^{\circ} \rho_{C_{K}} f_{0}) [17], \text{ где } \theta_{L_{s}}^{\circ}, \theta_{L_{f}}^{\circ},$$

 $\theta_{C_{K}}^{\circ}$ и $\rho_{L_{S}}^{}$, $\rho_{L_{f}}^{}$, $\rho_{C_{K}}^{}$ – электрические длины (град) и волновые сопротивления микрополосковых линий передач, которые соответствуют индуктивностям L_{s} , L_{f} и емкости C_{k} . Отрезки микрополосковых линий передач реализуем на подложке из керамики Al₂O₃ с диэлектрической проницаемостью 9,8. При пересчете суммарной индуктивности L_s учтем то, что часть ее (≈ 0,6 нГн), так же как и в работе [8], остается после компенсации Х в виде индуктивности вывода транзистора. Если выбрать $\rho_{L_S} = \rho_{L_f} = 50 \text{ Ом}$, а $\rho_{C_K} = 40 \text{ Ом}$, то $\theta_{L_S}^\circ = 21 \text{ град}$, $\theta_{L_f}^\circ = 32,1 \text{ град}$ и $\theta_{C_K}^\circ = 38 \text{ град}$. Отсюда нетрудно найти длины микрополосковых линий Z_5, Z_6 и $Z_7: l_{L_S} = \lambda_{L_S} \theta_{L_S}^{\circ} / 360^{\circ} = 7,4$ мм, $l_{L_f} = \lambda_{L_f} \theta_{L_f}^{\circ} / 360^{\circ} = 11,3$ мм и $l_{C_K} = \lambda_{C_K} \theta_{C_K}^{\circ} / 360^{\circ} = 11,3$ = 13,1 мм, где $\lambda_{L_{s}}$, $\lambda_{L_{f}}$ и $\lambda_{C_{k}}$ – длины волн в соответствующих микрополосковых линиях передач. При проектировании выходной цепи рассматриваемого дуального усилителя класса «Е» используем полученные расчетные величины отрезков микрополосковых линий в качестве начального приближения. Синтезируем выходную цепь данного усилителя при помощи программы моделирования CBЧ-устройств Microwave Office [18]. Проектируемая выходная цепь вместе с емкостным сопротивлением транзистора X и компенсирующим его индуктивным элементом должны обеспечить такую нагрузку на выходе ключа, которая характеризуется приведенными в таблице импедансами на основной частоте и ее гармониках. Разрабатываемая выходная цепь должна обеспечивать по возможности идеальное согласование нагрузки R

(см. выражение (26)) с 50-омным трактом на выходе. Кроме того, она должна содержать элементы, с помощью которых обеспечивается режим работы транзистора по постоянному току. Эле-

менты выходной цепи были выбраны, а параметры этих элементов были настроены на рабочей частоте 910 МГц таким образом, чтобы удовлетворить перечисленным выше требованиям. В результате для рассматриваемого дуального усилителя класса «Е» разработана принципиальная схема его выходной цепи (см. рис. 1, блок 3). Для данной выходной цепи получены следующие значения параметров ее элементов: $W_5 = W_7 = W_9 = 1$ мм, $W_6 = 1,3$ мм, $W_8 = 1,2$ мм, $W_{10} = 1,48$ мм, $l_5 = 2,1$ мм, $l_6 = 19,5$ мм, $l_7 = 2,6$ мм, $l_8 = 8,16$ мм, $l_9 = 20$ мм, $l_{10} = 21,2$ мм, $L_3 = 250$ нГн, $C_4 = 1$ нФ, $C_5 = 6,3$ пФ, $C_6 = 100$ пФ. Все элементы выходной цепи были реализованы в макете усилителя, представленном на рис. 4. Параметры его входной и выходной цепей незначительно отличаются от расчетных. Это свидетельствует о том, что предложенная методика расчета может быть успешно использована на практике. В полученной схеме выходной цепи (при параметрах элементов, установленных с учетом дополнительных - емкостного и компенсирующего – элементов) импедансы нагрузочной цепи на выходе ключа приблизительно совпадают при R = 1 со значениями таблицы до третьей гармоники включительно. Кроме того, при $R_1 = 1$ импеданс на основной частоте равен 1 - i0,627, а реактивные сопротивления на второй и третьей гармониках составляют i0,535 и i1,88 соответственно. Дальнейшая настройка параметров выходной цепи с учетом большего числа гармоник сопряжена с большими трудностями. Это связано с тем, что дополнительные – емкостной и компенсирующий – элементы оказывают гораздо большее влияние на реактивные сопротивления на высших гармониках. Вместе с тем для ряда практических применений в СВЧ-диапазоне настройка выходной цепи только по трем гармоникам оказывается достаточной, так как позволяет достигать 75 %-е величины стоковых КПД. Эксперимент также подтверждает то, что совпадение импедансов с табличными значениями только по трем гармоникам основной частоты приводит к 75 %-му пределу в стоковом КПД. Так, в рассмотренном макете дуального усилителя класса «Е» при входной мощности 0,36 Вт, напряжении питания +16,5 В и токе потребления 0,58 А максимальное значение КПД (PAE – power-added efficiency) равно 71,5 %, а максимальный стоковый КПД составил 75,2 %. При этом фактический уровень выходной мощности соответствует 7,2 Вт. Об этом свидетельствуют представленные на рис. 5 амплитудная характеристика *P*(*P*_{вк}) (кривая *1*) и графики зависимости КПД по добавленной мощности (кривая *2*) и



Рис. 4. Макет усилителя



Рис. 5. Амплитудная характеристика (кривая *1*) и зависимости КПД по добавленной мощности (кривая *2*) и стокового КПД (кривая *3*) от входной мощности

стокового КПД (кривая 3) от входной мощности *P*_{вх}. Кроме того, для данного макета УМ измерены значения относительных уровней второй и третьей гармоник их выходного сигнала. Уровни второй гармоники не превышают минус 39 дБ, а третьей – минус 49 дБ.

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Таким образом, в данной работе дан анализ дуального СВЧ-усилителя класса «Е» с последовательными к ключу индуктивностью и фильтрующим контуром. Получены соотношения для элементов его эквивалентной схемы. Для дуального и исходного ему усилителей определены нагрузочные импедансы ключей на основной частоте и ее гармониках. Данные импедансы сведены в таблицу. В рассмотренном дуальном СВЧ-усилителе мощности класса «Е» продемонстрирована возможность компенсации на основной частоте емкостной составляющей выходного импеданса его транзисторного ключа. Показано, если емкостной и компенсирующий его элементы вместе с выходной цепью настроить так, чтобы нагрузочные импедансы ключа совпадали с табличными значениями хотя бы по трем гармоникам основной частоты, то в СВЧ-диапазоне устройства класса «Е» с 75 %-ным стоковым КПД вполне достижимы. Установлено, что для ряда практических применений в СВЧ-диапазоне такие величины КПД являются достаточными, поскольку дальнейшая настройка нагрузочных импедансов ключа с увеличением числа гармоник связана с большими трудностями. Используя предложенную методику расчета, на частоте 910 МГц разработан дуальный усилитель класса «Е» со стоковым КПД около 75,2 % (РАЕ 71,5 %) и уровнем выходной мощности приблизительно 7,2 Вт.

ЛИТЕРАТУРА

1. Крыжановский В.Г. Транзисторные усилители с высоким КПД. – Донецк: Апекс, 2004. – 448 с.

2. *Артым А.Д.* Ключевой режим работы генераторов высокой частоты // Радиотехника. – 1969. – Т. 24, № 6. – С. 58–64.

3. *Sokal N.O., Sokal A.D.* Class E – a new class of high-efficiency tuned single-ended switching power amplifiers // IEEE Journal of Solid-State Circuits. – 1975. – Vol. SC-10, No 3. – P. 168–176.

4. *Kazimierczuk M*. Class E tuned power amplifier with shunt inductor // IEEE Journal of Solid-State Circuits. – 1981. – Vol. SC-16, No 1. – P. 2–7.

5. *Козырев В.Б.* Однотактный ключевой генератор с фильтрующим контуром // Полупроводниковые приборы в технике электросвязи / Под ред. И.Ф. Николаевского. – М.: Связь, 1971. – Вып. 8. – С. 152–166.

6. *Grebennikov A.V., Jaeger H.* Class E with parallel circuit – a new challenge for high-efficiency RF and microwave power amplifiers // IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Digest. – 2002. – TH2D-1. – P. 1627–1630.

7. Патент 2306667 РФ. МПК⁷ Н 03 F 3/193. Ключевой усилитель мощности / *А.В. Баранов.* – Опубл. 20.09.07, Бюл. № 26.

8. Баранов А.В. Дуальные СВЧ-усилители мощности в классе «Е» // Радиотехника. – 2007. – № 3. – С. 71–78.

9. Заявка 2008149003/09(064248) РФ. МПК⁸ Н 03 F 3/193. Ключевой усилитель мощности / А.В. Баранов. – Решение от 02.02.10.

10. Баранов А.В. Дуальный СВЧ-усилитель мощности класса «Е» с последовательным к ключу конденсатором // СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии: Материалы 19-й Международной Крымской конференции. – Севастополь: Вебер, 2009. – С. 63,64.

11. Заявка 2009109576/09(012919) РФ. МПК⁸ Н 03 F 3/193. Ключевой усилитель мощности / *А.В. Баранов.* – Решение от 01.06.10.

12. Баранов А.В. Дуальный СВЧ-усилитель мощности класса «Е» с последовательным к ключу формирующим контуром // СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии: Материалы 19-й Международной Крымской конференции. – Севастополь: Вебер, 2009. – С. 65,66.

13. Вильмицкий Д.С., Девятков Г.Н. Математическая модель идеального устройства класса *Е* // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. – 2010. – Вып. 3. – С. 16–25.

14. *Баранов А.В.* Дуальные СВЧ-усилители повышенной мощности в классе *Е* // Радиотехника. – 2008. – № 12. – С. 34–39.

15. *Raab F.H.* Class-E, Class-C and Class-F power amplifiers based upon a finite number of harmonics // IEEE Trans. on MTT. – 2001. – Vol. MTT-49, No 8. – P. 1462–1468.

16. *Mader T.B., Bryerton E.W., Markovic M.* et al. Switched-mode high-efficiency microwave power amplifiers in a free-space power-combiner array // IEEE Trans. on MTT. – 1998. – Vol. 46, No 10. – P. 1391–1398.

17. Фуско В. СВЧ-цепи. – М.: Радио и связь, 1990. – 288 с.

18. Разевиг В.Д., Потапов Ю.В., Курушин А.А. Проектирование СВЧ-устройств с помощью Microwave Office / Под ред. В.Д. Разевига. – М.: Солон-Пресс, 2003. – 496 с.

Статья поступила 31 августа 2010 г.

УДК 621.3.049.77.029.64

ЭФФЕКТИВНОСТЬ ПРИМЕНЕНИЯ ПЛОСКИХ ВНУТРИСХЕМНЫХ СОЕДИНЕНИЙ В ГИС СВЧ-ДИАПАЗОНА

В. А. Иовдальский, Л. В. Манченко, В. Г. Моргунов, С. В. Герасименко

ФГУП «НПП «Исток», г. Фрязино

На примере аналитического исследования компьютерной модели ГИС балансного усилительного каскада СВЧ-диапазона показана эффективность последовательной замены проволочных внутрисхемных соединений на плоские пленочные балки в различных цепях.

КС: компьютерная модель балансного усилителя, замена проволочных соединений, балочные внутрисхемные соединения, паразитная индуктивность, методы двумерного электромагнитного моделирования, подключение транзистора, рабочая полоса частот, коэффициент усиления

The effectiveness of sequential change of wire intracircuit junctions for flat film beams in different circuits was shown using the example of analytical study of HIC computer model of microwave balanced amplifying stage.

Keywords: <u>computer model of balanced amplifier</u>, <u>change of wire junctions</u>, <u>beam intracircuit juncti-</u> ons, <u>spurious inductance</u>, <u>methods of 2D electromagnetic modeling</u>, <u>transistor connection</u>, <u>operating frequency band</u>, <u>gain</u>

1. ВВЕДЕНИЕ

Использование плоских балочных конструкций для организации внутрисхемных соединений в полупроводниковых приборах СВЧ на практике показало свои неоспоримые преимущества [1,2]. В основном балочные выводы применяют для соединения затворных и стоковых контактов полевых транзисторов с цепями согласования. Однако использование их для соединения других элементов в полупроводниковых СВЧ-схемах может принести не меньшую пользу.

2. РАСЧЕТНО-АНАЛИТИЧЕСКАЯ ЧАСТЬ

Рассмотрим преимущества использования балочных выводов на примере моделирования балансного СВЧ-усилителя, топология которого показана на рис. 1. Схема усилителя включает в себя мосты Ланге, транзисторы, элементы согласования транзисторов, фильтры цепей питания. В состав цепей питания транзисторов входят схемы организации автосмещения.

Усилитель содержит большое количество проволочных соединений, которые, как известно, вызывают ухудшение его СВЧ-характеристик. Как показано в работах [1,2], замена значительной части проволочных соединений плоскими балочными выводами на практике привела к улучшению характеристик усилителя.



Рис. 1. Топология балансного усилителя СВЧ

В этой ситуации вызывают интерес вопросы: какие внутрисхемные соединения критичны к использованию проволочных выводов и какой вклад в общее улучшение характеристик вносят балочные внутрисхемные соединения различных элементов схемы? Получить ответы на эти вопросы можно с помощью методов компьютерного моделирования.

Была составлена компьютерная модель усилителя. Характеристики некоторых элементов схемы, например мостов Ланге, рассчитывали при помощи методов двумерного электромагнитного моделирования [3]. Электрическая схема модели балансного усилителя, созданная на основе его топологии, приведена на рис. 2.

Были рассчитаны CBЧ-характеристики схемы усилителя с проволочными соединениями. Затем проволочные соединения последовательно заменяли плоскими балочными выводами. Характеристики балочной конструкции рассчитывали при помощи методов двумерного электромагнитного моделирования. Данная методика позволила оценить вклад конкретного балочного соединения в общее улучшение характеристик усилителя.

Наиболее известным является способ соединения контактных площадок затвора и стока транзистора с согласующей схемой при помощи балочных выводов. Однако и соединение истоков транзисторов посредством балочных конструкций должно принести значительную выгоду. Для анализа различных вариантов присоединения контактных площадок транзисторов



Рис. 2. Электрическая схема модели балансного усилителя (— — проволочное соединение)

к элементам схемы были промоделированы три варианта усилителя: с проволочным подключением выводов транзисторов, с балочными выводами затвора и стока, с балочными выводами затвора, стока и истока. Анализировались балочные конструкции, описанные в работе [1]. При этом учитывалась возможность подстройки усилителя. Это означает, что структуру схемы усилителя не изменяли, но варьировали значениями элементов согласования в пределах, допускаемых топологией. Это позволило оценить возможности улучшения характеристик усилителя. На рис. 3 приведены расчетные частотные зависимости коэффициента усиления для трех вариантов моделирования балансного усилителя.

Из рис. 3 видно, что при замене проволочных соединений в затворе и стоке транзисторов на балочные конструкции коэффициент усиления увеличивается, причем особенно это заметно на верхнем краю анализируемой полосы частот. Этот эффект связан в основном с уменьшением индуктивности в затворном выводе транзистора. Большая индуктивность затворных проволок является основным ограничением повышения верхней граничной частоты усилителя. В рабочей полосе частот наиболее значительное увеличение коэффициента усиления наблюдается при замене на балочные конструкции проволочных соединений истоков транзисторов. На основе данных рис. 3 была проведена оценка прироста коэффициента усиления, получен-



Рис. 3. Расчетные частотные зависимости коэффициента усиления трех вариантов усилителя:

 Δ – усилитель с проволочными соединениями; — усилитель, в котором затворы и стоки транзисторов подключены посредством балочных выводов; × – усилитель, в котором все выводы транзисторов подключены посредством балочных выводов

ного вследствие замены проволочных выводов транзисторов на балочные. На рис. 4 показаны кривые увеличения коэффициента усиления.



Рис. 4. Рост коэффициента усиления балансного усилителя при замене проволочных выводов на балочные конструкции:

 Δ – замена проволочных выводов затворов и стоков транзисторов на балочные конструкции; — замена проволочных выводов затворов, стоков и истоков транзисторов на балочные конструкции

Видно, что на верхнем краю полосы частот коэффициент усиления может увеличиться более чем на 20 %. Анализируя рис. 4, также можно сделать вывод, что в увеличении коэффициента усиления большую роль играет замена проволочных соединений истоков транзисторов. Это связано с глубиной обратной связи в истоках транзисторов, которую создают индуктивности проволок. Наличие такой отрицательной обратной связи приводит к уменьшению коэффициента усиления, изменяет входное и выходное согласование. Так как значение проволочной индуктивности плохо контролируемо, это приводит еще и к неидентичности усилителей в плечах мостов Ланге, что тоже является вредным фактором. Применение балочных конструкций для соединения истоков транзисторов существенно уменьшает паразитную индуктивность и стабилизирует ее значение. Это позволяет не только увеличить коэффициент усиления, но и повысить повторяемость характеристик усилителей.

Еще одним элементом схемы усилителя, имеющим большое количество проволочных соединений, является мост Ланге. Способ соединения плеч моста Ланге сильно отражается на характеристиках моста и, следовательно, усилителя в целом. Обычно линии моста Ланге соединяют проволоками. Однако это можно сделать и при помощи плоских воздушных мостов. Помимо этих проволок критичным является плечо моста Ланге, содержащее заземленный резистор. Иногда приходится заземлять резистор через конденсатор. В этом случае проволоки на конденсатор образуют паразитную индуктивность, которая ухудшает качество заземления резистора. Для анализа влияния на характеристики моста Ланге различных способов соединения плеч было проведено моделирование двух вариантов моста. В первом случае линии моста Ланге соединяли проволоками, во втором – мост Ланге содержал воздушные мосты. При помощи методов двумерного электромагнитного моделирования были рассчитаны *S*-параметры моста Ланге. На рис. 5 приведены частотные зависимости параметров *S12* и *S13*, характеризующих качество деления мощности.



Рис. 5. Расчетные частотные зависимости параметров *S12* и *S13* двух вариантов моста Ланге:

Из рисунка видно, что применение балочных соединений в плечах моста Ланге уменьшает величину потерь мощности в одном из плеч и делает деление мощности более равномерным. Для оценки влияния качества моста Ланге на характеристики усилителя был проведен анализ усилителя, в котором транзисторы подключены посредством балочных выводов, а мост Ланге содержит воздушные мосты. При этом подразумевалось, что под воздушными мостами нет твердого диэлектрика. Частотные зависимости коэффициента усиления такого усилителя приведены на рис. 6. Для сравнения там же показан и коэффициент усиления аналогичного усилителя, в котором используется обычный мост Ланге.

Из рис. 6 видно, что использование воздушных мостов для соединения плеч моста Ланге даёт заметный выигрыш по расширению рабочей полосы. Для количественной оценки этого выигрыша был проведен расчет прироста коэффициента усиления, получаемого вследствие замены проволочных соединений в мостах Ланге на воздушные мосты. На рис. 7 приведена кривая увеличения коэффициента усиления.



Рис. 6. Расчетные частотные зависимости коэффициента усиления двух вариантов усилителя: ∆ – усилитель с обычными мостами Ланге; □ – усилитель, в мостах Ланге которого





Рис. 7. Рост коэффициента усиления балансного усилителя при замене проволочных соединений в мостах Ланге на воздушные мосты

Использование воздушных мостов в мостах Ланге, как показывает рис. 7, дает выигрыш в коэффициенте усиления балансного усилителя, причем с увеличением частоты прирост увеличивается. Это позволяет существенно расширить рабочую полосу усилителя.

3. АНАЛИЗ ПОЛУЧЕННЫХ РЕЗУЛЬТАТОВ

Анализ показывает, что на рабочей частоте 15 ГГц замена проволочных соединений на плоские балочные внутрисхемные соединения приводит к заметному увеличению коэффициента усиления балансного усилительного каскада. Причем замена различных внутрисхемных соединений в схеме обладает разной эффективностью увеличения коэффициента усиления. Наиболее эффективной (12 %) является замена выводов транзисторов, особенно в цепи истока (10 %). Применение воздушных мостов в мостах Ланге позволит увеличить коэффициент усиления на рабочей частоте еще на 2 %. Основное преимущество балочных конструкций заключается в продвижении рабочей полосы усилителя в высокочастотную область. Чтобы

оценить возможности такого продвижения, посмотрим, как изменяется верхняя рабочая частота усилителя, которую определим по спаду коэффициента усиления на 1 дБ. В усилителе с проволочными соединениями коэффициент усиления уменьшается на 1 дБ на частоте 15,5 ГГц. В усилителе с балочными соединениями транзисторов и мостов Ланге коэффициент усиления уменьшается на 1 дБ на частоте 16,2 ГГц. Таким образом, использование балочных конструкций для внутрисхемных соединений увеличивает верхнюю рабочую частоту усилителя на 700 МГц.

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В результате проделанной работы на примере аналитического исследования компьютерной модели ГИС балансного усилительного каскада СВЧ-диапазона показана эффективность последовательной замены проволочных внутрисхемных соединений на плоские пленочные в различных цепях. Проведена количественная оценка вклада замены различных соединений в схеме в улучшение электрических характеристик усилителя. Показана возможность существенного (на 14 %) увеличения коэффициента усиления балансного усилительного каскада и расширения рабочей полосы частот усилителя (на 700 МГц) в высокочастотную область.

ЛИТЕРАТУРА

1. Улучшение электрических характеристик элементов приемопередающего модуля СВЧ-диапазона / В.А. Иовдальский, В.Ф. Федоров, С.В. Григорьев, Т.В. Стренина, А.А. Лисицин, В.Г. Моргунов // Электронная техника. Сер. 1. СВЧ-техника. – 2007. – Вып. 2(490). – С. 42–47.

2. Применение выводных рамок балочных выводов полупроводниковых приборов для улучшения характеристик ГИС СВЧ-диапазона / В.А. Иовдальский, В.Г. Виноградов, Ю.И. Молдованов, В.Г. Моргунов // Электронная техника. Сер. 1. СВЧ-техника. – 2005. – Вып. 2(486). – С. 27–33.

3. Microwave Office/VSS/AO 2006, www.appwave.com.

Статья поступила 5 декабря 2009 г.

ЭЛЕКТРОВАКУУМНЫЕ ПРИБОРЫ

УДК 621.385

АТОМАРНЫЕ ПОТОКИ В КЛАССИЧЕСКИХ И ЛАЗЕРНЫХ ЦЕЗИЕВЫХ АТОМНО-ЛУЧЕВЫХ ТРУБКАХ

В. А. Мешков, А. В. Пименов, С. А. Плешанов

ФГУП «НПП «Исток», г. Фрязино

Проведен анализ интенсивности атомарных потоков из многоканальных коллиматоров для атомно-лучевых трубок (АЛТ) двух типов: с оптической накачкой и с магнитной селекцией. Для АЛТ с магнитной селекцией исследована зависимость выходного сигнала от ширины коллиматора. Установлено, что модель источника атомарного пучка с единственным коллиматором на выходе достаточно хорошо отражает физику изменения интенсивности атомарного пучка в пролетном пространстве, а учет массива элементарных коллиматоров позволяет провести точный анализ распределения интенсивности атомарного пучка в АЛТ.

КС: атомно-лучевая трубка, стандарт частоты и времени, стабильность частоты

The analysis of intensity of atomic beams from multichannel collimators was made for atomic-beam tubes (ABT) of two types: with optical pump and with magnetic selection. For ABT with magnetic selection the dependence of output signal versus collimator width was investigated. It was established that the model of atomic beam source with the only collimator at the output shows quite well the physics of change of the intensity of atomic beam in the drift space, and the accounting for the atomic collimators array allows to make an accurate analysis of the distribution of atomic beam intensity in ABT.

Keywords: atomic-beam tube, frequency and time standard, frequency stability

ФГУП «НПП «Исток» производит высококачественные цезиевые АЛТ, используемые в российской системе позиционирования ГЛОНАСС [1–3]. Среднеквадратичное суточное отклонение частоты составляет (1...5)·10⁻¹⁴. В [1] представлены результаты расчета атомарного потока в АЛТ с оптической накачкой на входе в СВЧ-резонатор и магнитной селекцией на выходе. Расчет был выполнен для одноканального коллиматора. В настоящей работе приведены новые результаты, полученные для многоканальных коллиматоров различных размеров. Кроме того, добавлен алгоритм расчета традиционных трубок с двумя магнитными селекторами. Это позволило оценить выигрыш в интенсивности выходного сигнала АЛТ при использовании однолазерной схемы оптической накачки.

Для многоканальных коллиматоров атомарный поток получается в результате суммирования вкладов от отдельных каналов. Столкновения между атомами, истекающими из различных каналов, отсутствуют. Распределения по углу и по скорости для одного канала приведены в [1]. Необходимо обеспечить условие, чтобы на расстоянии между каналами укладывалось, как минимум, 10 точек сетки. Поэтому в случае многоканального коллиматора число точек сетки увеличено до 5000, что на порядок больше по сравнению с одним каналом.

Атомарный поток в трубке с двумя магнитными селекторами получается на основе теоретического расчета траектории движения атома, испускаемого из канала коллиматора с фиксированной начальной скоростью. До первого магнита атом летит по прямой линии. Траектория движения в магнитном селекторе параболическая, как при равноускоренном движении. На атом в магнитном селекторе действует постоянный градиент поля – эффект Штерна-Герлаха [1]. Направление действия силы зависит от значения квантового числа F. За магнитом траектория атома снова прямолинейная. В области между магнитами значение квантового числа F может измениться в результате взаимодействия атома с СВЧ-полем. Во втором магните градиент поля направлен в противоположную сторону. Траектория движения параболическая. За вторым магнитом градиент поля исчезает и траектория вновь становится прямолинейной. По этой траектории атом достигает точки, где рассчитывается интенсивность пучка. Зная координаты канала источника и координаты точки на площадке за вторым магнитом, где рассчитывается интенсивность пучка, можно теоретически вычислить начальную скорость атома при истечении из канала. После этого можно найти координаты атома на входе в зазор первого магнита. Вклад этой траектории в интенсивность пучка рассчитывается по формулам из [1]. Результирующая интенсивность от одного канала получается суммированием вкладов по скоростям. Если интересуемая точка находится в пролетной области, между магнитами, используется алгоритм расчета одного магнитного селектора, как в трубке с оптической накачкой [1]. На пути атома могут находиться различные диафрагмы и отверстия: входной зазор магнита, окна резонатора, круглые диафрагмы. Считается, что, если атом цезия не пролетает отверстие диафрагмы, он полностью поглощается. При поглощении вклад в суммарную интенсивность от этой траектории равен нулю. Наличие большого числа различных диафрагм и окон увеличивает время счета программы.

Вычислительная программа написана на языке C++. За основу взят исходный код предыдущей программы [1]. Время счета для одноканального коллиматора – порядка 2 мин. Расчет многоканальных коллиматоров занимает около 12 ч. Сложные зависимости, такие, как на рис. 5, можно считать параллельно на нескольких компьютерах. Каждая точка графика рассчитывается отдельным экземпляром приложения. Программы расчета традиционных АЛТ с магнитными селекторами для компьютеров БЭСМ-6 были на предприятии в 70–80-х годах [4–9].

На рис. 1 представлены зависимости атомарного потока через площадку размерами 2×5 мм от расстояния от источника для различных коллиматоров. Отклоняющие магниты, резонатор и другие элементы трубки отсутствуют. Размер площадки соответствует размеру входного окна резонатора СВЧ. Три кривые соответствуют разным коллиматорам: одноканальному, 1792-канальному (0,65×4,5 мм), 2945-канальному (1,25×3,8 мм). Атомарные потоки отнесены к числу каналов в коллиматоре. Это отношение приблизительно одно и то же для трех выбранных коллиматоров, если расстояние от коллиматора больше 10 мм, а размер площадки фиксирован. Поток считался по формуле

$$I \sim \sum_{x,y} I(x,y) \Delta x \Delta y, \qquad (1)$$

где x, y – поперечные координаты; I(x, y) – интенсивность пучка в точке. Суммирование производилось по площадке 2×5 мм. Было взято 5000 точек сетки. На расстоянии менее 10 мм кри-



Рис. 1. Отношение потока через площадку 2×5 мм к числу каналов на различных расстояниях от источника (диаметр канала – 0,04 мм; длина канала – 4 мм). На вкладке показаны данные для расстояний до 10 мм

вые заметно отличаются друг от друга. Это видно на вкладке к рис. 1. Таким образом, полный интегральный поток от многоканальных коллиматоров через площадку 2×5 мм можно приблизительно рассчитать на основе данных о потоке из одного канала. Выполняется соотношение

$$I(2 \times 5; n) = nI(2 \times 5; 1).$$
(2)

Здесь *n* = 1792, 2945 – количество каналов коллиматора. Расчеты для других размеров площадки интегрирования приведены в табл. 1. Видно, что точность соотношения (2) зависит от размера площадки.

Таблица 1

Отношение потока из многоканального коллиматора к потоку из одного канала I_1 для различных площадок, где ведется интегрирование

(расстояние от коллиматора – 10 мм)

Размер площадки, мм	I_1	I_{1792}/I_1	I ₂₉₄₅ /I ₁
2×5	1	1662	2750
4×5	1	1667	2787
6×5	1	1671	2918

Поперечный профиль пучка от одного канала на расстоянии 10 мм уже, чем от нескольких каналов. На рис. 2 показаны нормированные поперечные профили интенсивности от трех рассматриваемых коллиматоров. Профили заметно отличаются друг от друга. Соотношение мак-



Рис. 2. Нормированные поперечные профили интенсивности пучка на расстоянии 10 мм от коллиматора (диаметр канала – 0,04 мм; длина канала – 4 мм)

симальных интенсивностей в точке *y* = 0 составляет 202:131:1 для случаев 2945, 1792 и 1 канала соответственно. Поперечная координата *y* соответствует размерам 0,65 и 1,25 мм.

На рис. 3 и 4 показаны нормированные поперечные профили интенсивности в области расположения детектора. Рис. 3 – для трубки с оптической накачкой, рис. 4 – для трубки с магнит-



Рис. 3. Нормированные поперечные профили интенсивности в области детектора для трубки с оптической накачкой на входе в СВЧ-резонатор и магнитным селектором на выходе



Рис. 4. Нормированные поперечные профили интенсивности в области детектора для трубки с двумя магнитными селекторами

ными селекторами. Расстояние от источника равно 417 мм. Профили практически совпадают для случаев одного канала и многоканальных коллиматоров. Отношение потоков через площадку 60×60 мм на рис. 3 равно 2710:1630:1, отношение максимальных интенсивностей – 2650:1602:1. Соответствующее отношение числа каналов составляет 2945:1792:1. Окна CBЧрезонатора, где проходит атомарный пучок, имеют размеры 2×5 мм. Таким образом, при расчете профилей интенсивности в области детектора приближение одноканального коллиматора работает достаточно хорошо. Этот вывод также справедлив и для трубки с двумя магнитными селекторами (см. рис. 4). Соотношение потоков равно 2567:1562:1, соотношение максимальных интенсивностей – 2465:1516:1. Формы профилей на рис. 3 и 4 отличаются друг от друга. Для трубки с оптической накачкой пики более симметричны по форме и равноудалены от точки y = 0. В трубке с магнитным селектором на входе пики смещаются, т.к. источник закошен относительно оси CBЧ-резонатора.

На рис. 5 представлена зависимость потока в области детектора от количества каналов в коллиматоре для трубки с магнитными селекторами. Коллиматор состоит из нескольких каналов диаметром 0,04 мм, расположенных в линию в плоскости действия градиентов магнитного поля. Вклад периферийных каналов в результирующий поток будет меньше, чем центральных. Максимальный вклад будет от приосевых каналов. По мере удаления канала от центра коллиматора вклад в интенсивность будет уменьшаться. Когда число каналов в коллиматоре достигнет 160, интенсивность выйдет на насыщение. Это соответствует ширине коллиматора 6,4 мм. При ширине коллиматора 0,45 мм потери составляют 1 %. График потерь показан на вкладке к рис. 5. Потери рассчитываются как отношение разности интенсивностей к интенсивности без потерь. Результаты для применяемых многоканальных коллиматоров приведены в табл. 2.



Рис. 5. Зависимость потока через площадку 60×60 мм для трубки с магнитными селекторами от количества каналов в коллиматоре. Каналы в коллиматоре расположены линейно в плоскости действия градиентов магнитного поля. Расстояние от источника – 417 мм. Пунктир соответствует случаю без потерь, когда все каналы вносят одинаковый вклад в результирующий поток. На вкладке показан процент потерь из-за уменьшенного вклада удаленных каналов

Таблица 2

Размер коллиматора,	Число каналов	Нормировани	Потери,		
ММ	в линии	с потерями	без потерь	%	
0,65×4,5	16	15,66	16	2,1	
1,25×3,8	30	27,88	30	7,1	

Потери в АЛТ с магнитной селекцией, связанные с удаленностью периферийных каналов коллиматора. Диаметр и длина канала коллиматора равны 0,04 и 4 мм соответственно

На рис. 6 сравниваются трубка с оптической накачкой на входе в СВЧ-резонатор и традиционная АЛТ с магнитной селекцией атомных состояний. На расстоянии 60 мм от источника в одной трубке расположена круглая диафрагма радиусом 5 мм, в другой трубке расположен магнитный селектор. Ширина зазора полюсного наконечника в селекторе – 1,5 мм. На расстоянии 100 мм в обеих трубках расположено окно СВЧ-резонатора, куда влетает пучок. В трубке с магнитным селектором резонатор повернут на 4 град. На расстоянии 246 мм находится выходное окно резонатора. На расстоянии 350 мм в обеих трубках установлен магнитный селектор. Поперечное ускорение атомов в селекторах – $5 \cdot 10^5$ м/с². Детектор расположен на расстоянии 417 мм. Соотношения потоков через площадку 60×60 мм представлены в табл. 3. Данные были получены в приближении одноканального коллиматора.



Рис. 6. Сравнение атомарных потоков для трубок с оптической накачкой и с магнитной селекцией через площадку 60×60 мм. Размеры трубок совпадают. Атомарные потоки нормированы как в работе [1], так что у источника поток равен 1

Таблица 3

Сравнение потоков в АЛТ с оптической накачкой и с магнитной селекцией на различных расстояниях (мм) от источника

Тип АЛТ	60 мм	100 мм	246 мм	350 мм	380 мм	417 мм
С магнитной селекцией	1	$4 \cdot 10^{-2}$	4.10-3	1,7.10-3	7,3.10-4	7,3.10-4
С оптическая накачкой	2,8	11·4·10 ⁻²	33.4.10-3	48.1,7.10-3	13.7,3.10-4	13.7,3.10-4

Таким образом, использование однолазерной схемы накачки позволяет в 13 раз увеличить выигрыш в интенсивности атомного пучка по сравнению с классической АЛТ. Учитывая, что градиент магнитного поля в зазорах селектирующих магнитов существенно изменяется, указанный выигрыш еще более возрастает.

Отметим, что одноканальное приближение для источника атомарного пучка достаточно хорошо отражает физику изменения интенсивности атомарного пучка в пролетном пространстве АЛТ, а оптимизация алгоритмов и структуры программы приведет к значительному уменьшению времени счета.

ЛИТЕРАТУРА

1. Пименов А.В., Плешанов С.А. Распространение цезиевого атомарного потока в атомно-лучевой трубке с оптической накачкой на входе в СВЧ-резонатор и магнитным селектором на выходе // Электронная техника. Сер. 1. СВЧ-техника. – 2010. – Вып. 4(507). – С. 16–23.

2. Плешанов С.А., Самарцев И.И., Турутин Ю.А. Цезиевая атомно-лучевая трубка с оптической селекцией атомных состояний на входе в СВЧ-резонатор // Электронная техника. Сер. 1. СВЧ-техника. – 2007. – Вып. 1(489). – С. 87–92.

3. Покровский Е. Н., Волкова Н. И., Доманов М. С., Лещенко М. П., Плешанов С. А., Самарцев И. И., Турутин Ю. А. Атомно-лучевые цезиевые трубки // Электронная техника. Сер. 1. СВЧ-техника. – 2009. – Вып. 3 (502). – С. 4–16.

4. *Плюснина* Э.Н. Расчет отклонения атомарного пучка магнитной призмой атомно-лучевой трубки. // Электронная техника. Сер. 1. Электроника СВЧ. – 1979. – Вып. 9. – С. 39–45.

5. *Плюснина Э.Н.* Программа расчета выходных характеристик атомно-лучевой трубки с двухполюсными системами магнитного отклонения // Электронная техника. Сер. 1. Электроника СВЧ. – 1979. – Вып. 11. – С. 104–108.

6. *Плюснина Э.Н.* Программа расчета оптической схемы атомно-лучевой трубки с двухполюсными системами магнитного отклонения // Электронная техника. Сер. 1. Электроника СВЧ. – 1984. – Вып. 12 (372). – С. 61–62.

7. Плюснина Э.Н., Бабурина Е.В. Многопараметрическая оптимизация оптической схемы атомнолучевой трубки с двухполюсными системами магнитного отклонения // Электронная техника. Сер. 1. Электроника СВЧ. – 1985. – Вып. 1. – С. 46–48.

8. Плюснина Э.Н. Программа расчета оптической схемы атомно-лучевой трубки с шестиполюсными магнитными системами // Электронная техника. Сер. 1. Электроника СВЧ. – 1986. – Вып. 4 (388). – С. 81–83.

9. Плюснина Э.Н. Программа расчета оптической схемы атомно-лучевой трубки гибридного типа с шестиполюсной и двойной двухполюсной магнитными системами // Электронная техника. Сер. 1. Электроника СВЧ. – 1986. – Вып. 10 (394). – С. 54–56.

Статья поступила 20 января 2011 г.

ТЕХНОЛОГИЯ

УДК 621.78.061

ТЕРМОДИНАМИКА ПРОЦЕССОВ, ПРОТЕКАЮЩИХ ПРИ ВАКУУМНО-ТЕРМИЧЕСКОЙ ОБРАБОТКЕ ОКСИДНЫХ ЭМИССИОННЫХ МАТЕРИАЛОВ

Ю. А. Коваленко, Д. С. Королев

ФГУП «ВЭИ им. В. И. Ленина», г. Москва

Предложена методика вычисления химического и фазового состава оксидного эмиссионного материала в процессе его вакуумно-термической обработки (ВТО) и активирования. Методика основана на разделении процесса ВТО на интервалы, в пределах которых система считается термодинамически квазиравновесной. В свою очередь, определение структуры равновесного состояния в течение каждого кванта времени состоит в определении такого химического и фазового состава, при котором система обладает максимальным значением энтропии. Методика позволяет отказаться от классического понятия химическая реакция и позволяет эффективно осуществлять термодинамические расчеты на ЭВМ.

КС: термодинамика, вакуумно-термическая обработка, эмиссионный материал

A methodology of calculating chemical and phase composition of oxide emission material in the process of its vacuum-thermal treatment (VTT) and activation is presented. The methodology is based on splitting VTT process into intervals within which the system is considered to be thermodynamically quasi-equilibrium one. In its turn the definition of equilibrium state structure during each time slot consists of defining such chemical and phase composition at which the system has the maximal value of entropy. The methodology allows to reject classical conception of chemical reaction and to realize effectively computerized thermodynamic calculations.

Keywords: thermodynamics, vacuum-thermal treatment, emission material

1. ВВЕДЕНИЕ

Наиболее полная информация о формировании структуры эмиссионного покрытия может быть получена в результате расчета кинетики химических реакций, протекающих при вакуумно-термической обработке (ВТО) эмиссионных материалов. Однако недостаточность наших знаний в области кинетики гетерогенных реакций в условиях тепломассопереноса вынуждает нас ограничиться термодинамическими вычислениями, тем более, что, как показано в работе [1], при температурах, существующих в электронных устройствах при вакуумно-термической обработке, система находится в состоянии, близком к термодинамическому равновесию.

Традиционно термодинамические вычисления связаны с определением тепловых эффектов химических реакций, влияющих на пути перехода системы из одного равновесного состояния к другому. Однако данный подход сложен для реализации на ЭВМ из-за разнообразия возможных путей и видов химических реакций. В данной работе вместо анализа теплового эффекта различных химических реакций определяются химический состав, структура и концентрация отдельных компонентов, при которых исходная система при заданных термодинамических параметрах обладает максимальной энтропией. При этом на решение накладываются ограничения, отражающие условия существования системы: условие сохранения энергии, условие сохранения массы всех химических элементов и условие сохранения заряда.

Такой подход был впервые сформулирован Гиббсом и заключается в том, что «...процессы, проходящие в изолированных неравновесных системах, протекают в направлении увеличения энтропии. ...из всех возможных состояний изолированной системы реализуются только те, при которых система обладает наибольшим значением энтропии».

Такой подход допускает эффективную реализацию на ЭВМ и позволяет выполнять числовое моделирование нестационарных процессов ВТО методами равновесной термодинамики, путем разделения времени процесса на отдельные интервалы, в пределах которых термодинамические характеристики системы постоянны.

Предполагается, что в конце каждого кванта времени осуществляется либо ступенчатое изменение массы отдельных химических элементов, находящихся в газовой фазе (связанное с откачкой газовой фазы), либо изменение температуры. Далее процесс расчета повторяется для следующего кванта времени с новыми исходными условиями.

Таким образом, можно промоделировать весь процесс ВТО при изменении температуры и потоков вещества в системе. Вычисления заканчиваются, когда система достигает заданных критериев, таких, как стабилизация структуры, или достижение стационарного состояния твердой фазы, или уменьшение давления газовой фазы до заданных стационарных значений и т. д.

2. ПРОЦЕССЫ ВАКУУМНО-ТЕРМИЧЕСКОЙ ОБРАБОТКИ

Квазистационарное равновесное состояние системы в течение каждого кванта времени можно описать с помощью системы уравнений [1]:

$$\begin{cases} \max(S) = S_1 + S_2 + S_3, \\ S_1(T) = \sum_{i=1}^K \left[S_i - R_0 \ln\left(\frac{R_0 M_i T}{V}\right) \right] M_i, \\ S_2(T) = \sum_{j=1}^R S_j M_j, \\ S_3(T) = \sum_{n_1=1}^N S_{n_1} M_{n_1} - \sum_{n_1=1}^{N_1} R_0 M_{n_1} \ln\left(\frac{M_{n_1}}{M_{x_1}}\right) + \sum_{n_2=1}^{N_2} S_{n_2} M_{n_2} - \sum_{n_2=1}^{N_2} R_0 M_{n_2} \ln\left(\frac{M_{n_2}}{M_{x_2}}\right), \end{cases}$$

где $S_1(T)$ – энтропия газовой фазы; $S_2(T)$ – энтропия твердой фазы; $S_3(T)$ – энтропия твёрдого раствора.

Условие сохранения массы химического элемента имеет вид

$$\sum_{i=1}^{K} n_{ij} M_{j} + \sum_{r=1}^{R} n_{jr} M_{r} + \sum_{n_{1}=1}^{N_{1}} n_{jn_{1}} M_{n_{1}} + \sum_{n_{2}=1}^{N_{2}} n_{jn_{2}} M_{n_{2}} = Mass_{j},$$

где $Mass_j$ – масса j элемента; M_j , M_r , M_{n_1} , M_{n_2} – массы химического соединения в газообразном, твердом состоянии или в виде твёрдого раствора, в состав которого входит элемент j.

Условие сохранения заряда: $\sum_{i=1}^{K} n_{ei} M_i = 0$, где n_{ei} – кратность ионизации.

Условие нормировки состава твердого раствора: $\sum_{n_1}^{N_1} M_{x_1} - M_{n_1} = 0; \quad \sum_{n_2}^{N_2} M_{x_2} - M_{n_2} = 0.$

Условие сохранения энергии:
$$\sum_{i=1}^{K} U_{ni}M_i + \sum_{r=1}^{R} U_{nr}M_r + \sum_{n_1=1}^{N_1} U_{nn_1}M_{n_1} + \sum_{n_2=1}^{N_2} Un_{nn_2}M_{n_2} = U_n.$$

Решение системы нелинейных уравнений позволяет определить химический и фазовый состав системы. То есть определение химического и фазового состава сводится к решению системы нелинейных уравнений.

При таком подходе информация относительно пути, т. е. о химических реакциях, с помощью которых система достигает условия равновесия, становится ненужной, что существенно упрощает процедуру определения равновесного состава.

Информацией для расчетов являются сведения о количестве отдельных химических элементов либо химических соединений на начальном этапе и значения двух термодинамических потенциалов, например температуры и объема или температуры и давления. Вся другая информация может быть взята из базы данных, содержащей сведения относительно каждого возможного химического соединения, имеющего химические элементы, включенные в начальный состав, о теплосодержании этих элементов либо соединений и их изобарно-изотермическом потенциале.

Ниже в качестве примера показаны результаты моделирования процесса нагревания окисного катода, содержащего металлизированный карбонат с добавкой 5 % ZrH [2]. Вычисления проводились для ступенчатого нагрева катода в вакууме до температур 900, 950, 1000, 1050, 1100, 1150, 1200 К. При этом предполагалось, что скорость диссоциации карбонатов ЩЗМ выше скорости откачки.

Расчёты показали, что во время совершения ВТО основные компоненты газовой среды – CO, CO₂, H₂O. Доля газов O, CH₄, O₂, BaO в течение всего процесса диссоциации была несущественной. Формирование твердого раствора окислов ЩЗМ проходит ряд стадий: выделение из карбоната CaCO₃ окисла CaO, формирование твердого раствора CaO–SrO, формирование твердого раствора (BaSrCa)O.

Результаты моделирования процесса разложения карбонатов показаны на рис. 1, 2. Ось абсцисс – относительное время, пропорциональное скорости откачки, на оси ординат расположены массовые доли компонентов в твердой фазе, %.

График начинается с момента завершения диссоциации CaCO₃ из тройного карбоната ЩЗМ. В течение следующего этапа имеет место полное разложение SrCO₃ и частичная диссоциация BaCO₃. Одновременно происходит формирование твердого раствора (BaSrCa)O переменного состава.

Момент завершения формирования твердого раствора (SrCa)O характеризуется равенством парциального давления CO и CO₂.



Рис. 1. Изменение состава газовой фазы при ВТО



Рис. 2. Изменение доли окислов ЩЗМ в твердом растворе (BaSrCa)O при ВТО — 900 К; — 900 К; — 1000 К; — 1050 К

В процессе формирования твердого CO-раствора окислов ЩЗМ парциальное давление CO₂ превышает парциальное давление CO. При окончании процесса диссоциации карбонатов соотношение парциальных давлений CO и CO₂ равно 10, что может служить косвенным признаком окончания разложения карбонатов ЩЗМ.

Следует отметить, что ZrH, входящий в состав эмиссионного покрытия, разлагается при температуре ниже 900 К. Поэтому Zr окисляется продуктами разложения карбонатов и в дальнейшем эффективность его применения в качестве активатора становится незначительной. В связи с этим можно рекомендовать процесс BTO оксидных катодов, содержащих Zr в качестве активатора, проводить в среде H₂.

Результаты экспериментального исследования методами масс-спектрометрии и рентгеновского анализа показали удовлетворительное совпадение с результатом вычислений. Однако формирование твердого раствора окислов ЩЗМ не могло быть однозначно интерпретировано из результатов рентгеновского анализа.

Исследования поверхности эмиссионного материала методами растровой электронной микроскопии и Оже-анализа на установке САМЕВАХ показали высокую степень химической и фазовой неоднородности поверхности. Однако эти методы не позволяют выявить взаимосвязь химического и фазового состава поверхности с её эмиссионными свойствами. Для получения такой информации был использован эмиссионно-спектральный метод исследования поверхности, связанный с определением функции распределения работы выхода (ФРРВ) в процессе активирования.

3. ИССЛЕДОВАНИЕ ПРОЦЕССА АКТИВИРОВАНИЯ ОКСИДНЫХ КАТОДОВ ЭМИССИОННО-СПЕКТРАЛЬНЫМ МЕТОДОМ

Исследование было выполнено на катодно-подогревательных узлах диаметром 30 мм с эмиттером, который изготовлен по технологии, описанной в работе [2]. Катоды помещали в прогреваемую до 600 К вакуумную камеру, выполненную из нержавеющей стали, с непрерывной откачкой турбомолекулярным насосом. Активирование состояло в выдержке эмиттера при температуре 1250 К в течение 4-х часов при давлении 1·10⁻⁷ торр.

В процессе активирования периодически регистрировали эмиссионную характеристику катода и с помощью оборудования, описанного в работе [3], определяли ФРРВ. Картина изменения эмиссионных характеристик и ФРРВ в процессе активирования показана на рис. 3.

Анализ зависимостей показывает, что на всех этапах активирования ФРРВ имеет многомодальный характер с амплитудой и положением пиков, изменяющихся со временем.

Характерные пики – это 1,45; 1,62; 1,72; 1,92 эВ.

К сожалению, отсутствие в настоящее время эталонов работы выхода и большой разброс ее значений для отдельных химических соединений, приведенных в литературе [4], не позволяют дать однозначную интерпретацию пиков. Однако если руководствоваться вероятностными значениями работы выхода отдельных соединений, то наиболее вероятна следующая интерпретация наблюдаемой картины: пик 1,45 эВ – $\langle BaSrCa \rangle O$ и пленка Ва на Ni; пик 1,62 эВ – $\langle SrCa \rangle O$; пик 1,72 эВ – пленка Sr на Ni и отдельные кристаллы Ba; пик 1,92 эВ – смесь окислов CaO+SrO+BaO; пик 2,22 эВ – SrO; пик 2,50 эВ – CaO.

Характер изменения амплитуды пиков во времени, показанный на рисунке, согласуется с результатами вычислений. То есть, несмотря на высокую температуру и низкое давление, на момент начала активирования процесс диссоциации карбонатов полностью не завершен.

При этом процесс активирования протекает в несколько этапов: выделение CaO, выделение SrO, образование твёрдого раствора окислов (SrCa)O и пленки Sr на Ni и выделение BaO.

Заключительная стадия активирования связана с формированием из отдельных окислов ЩЗМ их твердого раствора и образованием пленки Ва на поверхности Ni, характеризуемых пиком 1,45 эВ. ФРРВ после 2 ч активации, приведенная на рис. 3, имеет многомодальный характер с основными пиками, соответствующими твердому раствору ЩЗМ (BaSrCa)O и пленке Ва на поверхности Ni (пик 1,45 эB); пик 1,72 эВ соответствует пленке Sr на Ni и кристаллам Ba; пик 1,92 эВ – смесь окислов CaO+SrO+BaO ЩЗМ.



Рис. 3. Изменение эмиссионных характеристик (*a*), ФРРВ (*б*) и долей (%) отдельных компонентов (*в*) в процессе активирования оксидных катодов

ЭЛЕКТРОННАЯ ТЕХНИКА, СЕР. 1, СВЧ-ТЕХНИКА, ВЫП. 2(509), 2011

ЛИТЕРАТУРА

1. Синеряев Г.В., Слинько Л., Трусов В.Г. Принципы и метод определения параметров равновесия. – Московский технический университет им Н. Э. Баумана, 1978. – № 268.

2. Королев С.В., Киселев А.Б., Логинов Л.В. Исследование технологии производства и вакуумных свойств оксидного катода // Электронная техника. Сер. 1. Электроника СВЧ. – 1982. – Вып. 4 (340). – С. 48–50.

3. Ill-posed problems of emission electronics / Yurij A. Kovalenko, Dmitry S. Korolev // IVEC 2010, Monterei, California, USA, 18 May-21. – May 2010. – P. 2–38.

4. Фоменко С. Эмиссионные свойства материалов. – Киев, 1981. – С. 340.

Статья поступила 30 июля 2010 г.

— НОВЫЕ КНИГИ —

ГУДКОВ А.Г. Радиоаппаратура в условиях рынка. Комплексная технологическая оптимизация – М.: «САЙНС-ПРЕСС», 2008. – 336 с.

Рассмотрена проблема снижения себестоимости и обеспечения высоких требований к параметрам назначения наукоемких радиоэлектронных изделий при их создании, производстве и эксплуатации. Разработаны принципы и методы комплексной технологической оптимизации радиоэлектронных изделий для различных этапов их жизненного цикла. Предложена структурная схема комплексной технологической оптимизации; введена система целевых функций, основу которых составляет технологическая функция, учитывающая вероятность выхода годных, сформулирована система четырех принципов комплексной технологической оптимизации этих принципов; разработаны общие и частные математические модели для выбранных объктов исследования, позволившие проводить оптимизацию радиоэлектронных изделий по критерию максимума вероятности выхода годных параметров назначения или минимума технологической себестоимости. Метод комплексной технологической оптимизации обеспечивает требуемые параметры радиоэлектронных изделий за счет их технологического сопровождения на всем жизненном цикле изделия.

На базе проведенных теоретических и экспериментальных исследований разработаны практические рекомендации по повышению эксплуатационных характеристик путем проведения комплексной технологической оптимизации, которые позволили обеспечить снижение трудоемкости изготовления радиоэлектронных изделий на 20...80 % и повысить вероятность выхода годных с 40...60 % до 90...95 %. Практическую значимость работе придают инженерные методики, обеспечивающие мониторинг параметров назначения изделий на всех этапах их жизненного цикла, а также методики эффективного выбора технологии из имеющихся в наличии при ограничении в ресурсах.

Для научных работников, занимающихся конструкторско-технологическим проектированием радиоэлектронных изделий.

краткие сообщения

УДК 531.538.3

ОТ УРАВНЕНИЙ МЕХАНИКИ – К УРАВНЕНИЯМ ЭЛЕКТРОДИНАМИКИ

А. К. Балыко

ФГУП «НПП «Исток», г. Фрязино

И.А.Балыко

Московская государственная академия технологий и управления

Из уравнения движения И. Ньютона без использования каких-либо дополнительных физических результатов, а путем применения только математического аппарата векторного исчисления получены уравнения, которые, по меньшей мере, внешне совпадают с основными уравнениями современной электродинамики (уравнениями Максвелла, законом силы Лоренца, законом сохранения заряда и т. д.).

*КС: уравнения движения И. Ньютона, уравнения Максвелла, закон силы Лоренца, закон сохране*ния заряда

Based on Newton equation of motion without using any additional physical results but only using mathematical means of vector calculation there were obtained some equations which coincide at least in outward appearance with the main equations of modern electrodynamics (Maxwell equation, Lorentz law of power, charge conservation law, etc.).

Keywords: Newton equation of motion, Maxwell equation, Lorentz law of power, charge conservation law

1. ВВЕДЕНИЕ

В 2011 году научный мир отмечает 300-летие со дня рождения величайшего ученого России – Михаила Васильевича Ломоносова (8 ноября 1711 – 1765 гг.).

Самым важным, по своему значению, достижением М. В. Ломоносова было экспериментальное доказательство закона сохранения материи. Открытие одного из самых фундаментальных законов природы в истории науки поставило имя М. В. Ломоносова в ряд крупнейших мировых ученых. Развивая этот закон, М. В. Ломоносов впервые обосновал неразрывность материи и движения и сформулировал принцип единства материи и движения как всеобщий закон природы [1].

Исторически творчество Михаила Васильевича Ломоносова уложилось в тот временной интервал, когда ученые, с одной стороны, широко использовали для своих исследований дифференциальное и интегральное исчисление, законы механики, обобщенные и отраженные в математической форме Исааком Ньютоном (1643 – 1727 гг.), и уравнения гидродинамики, сформулированные российскими академиками Леонардом Эйлером (1707 – 1783 гг.) и Даниилом Бернулли (1700 – 1782 гг.) [1, 2], а с другой – вплотную подошли к необходимости использования математических методов для исследования электричества и магнетизма [2, 3].

«Первые труды в области электричества в России принадлежат гениальному русскому ученому – академику М. В. Ломоносову. М. В. Ломоносов, создавший в разных областях науки много замечательных трудов, посвятил большое количество работ изучению электричества. В своих теоретических исследованиях М. В. Ломоносов выдвигал положения, которые значительно опережали его эпоху, и ставил проблемы исключительной глубины. Так, по его предложению Академия наук выдвинула в качестве конкурсной темы на премию 1755 г. задачу «сыскать подлинную електрической силы причину и составить точную ее теорию» [3].

М. В. Ломоносов стал первым ученым, объяснявшим электрические явления как результат движения мельчайших частиц и использующим для этого объяснения математические формулы. Сохранились тезисы неопубликованного его труда «Теория электричества, разработанная математическим путем» (1756 г.) [2].

«Современником М. В. Ломоносова был русский академик Франц Эпинус (1724 – 1802 гг.). Ему принадлежит приоритет открытия термоэлектрических явлений и явлений электростатической индукции. Особо следует отметить доклад Ф. Эпинуса, сделанный им в 1758 г. в Академии наук на тему: «Речь о родстве електрической силы и магнетизма» [3]. Мировую известность приобрел его трактат «Опыт теории электричества и магнетизма», вышедший в Петербурге в 1759 г. В этом трактате ученый впервые указал на связь между электрическими и магнитными явлениями и высказал предположение о том, что силы взаимодействия электрических и магнитных зарядов изменяются обратно пропорционально квадратам расстояния между ними» [2].

Таким образом, уже при жизни М. В. Ломоносова теоретическое описание электричества и магнетизма, в том числе и его стараниями, начало превращаться в научную дисциплину, базирующуюся на математике.

Спустя столетие Джемсом Клерком Максвеллом (1831 – 1879 гг.) в его классическом труде «Трактат об электричестве и магнетизме» были получены дифференциальные уравнения электродинамики и развита теория электромагнитного поля [4]. Теория Д. Максвелла основывалась на целом ряде эмпирических законов, открытых и сформулированных Г. Эрстедом, Ж. Био, Ф. Савара, А. Ампером, М. Фарадеем, Э. Ленцем и другими выдающимися учеными в десятилетний период, начиная с 1820 г.

Естественным образом возникает вопрос: мог ли в принципе М. В. Ломоносов, не зная этих эмпирических законов и основываясь только на своей концепции сохранения движения, дифференциальном исчислении и уравнениях динамики И. Ньютона, получить основные уравнения электродинамики? Настоящая работа дает утвердительный ответ на вопрос о возможности, по меньшей мере, формально получить из уравнений И. Ньютона уравнения Д. Максвелла.

Заметим, что могущество уравнений И. Ньютона отмечали многие ученые. Академик Л. И. Мандельштам писал: «В совокупности приведенные уравнения (Максвелла и Лоренца) должны описывать решительно все, включая и явления в движущихся телах, ибо движение в них уже включено. В этом смысле они аналогичны уравнениям Ньютона» [5].

Ученые вспоминают, что на одном из теоретических семинаров, посвященных расширяющейся Вселенной, академик Я. Б. Зельдович показал, что основные результаты можно получить, не прибегая к теории относительности, а только на основе классической теории И. Ньютона. Отойдя от доски, на которой только что произвел соответствующие простые выкладки, Я. Б. Зельдович немного помолчал и сказал: «Какая все-таки замечательная наука – классическая механика! Я работал в разных областях физики, но ее люблю больше всего!» Это свое оригинальное решение он изложил затем в книге [6].

2. ВЫВОД ОСНОВНЫХ УРАВНЕНИЙ

Рассмотрим движение материальной частицы.

Не будем разбирать релятивистские эффекты, то есть будем считать, что масса частицы m не зависит от величины ее скорости \vec{V} . Кроме того, не будем рассматривать зависимость массы частицы m от времени t и координат (x, y, z).

Второй закон Ньютона

$$m\frac{d\vec{V}}{dt} = \vec{F}$$

утверждает, что если на частицу действует сила \vec{F} , то частица будет двигаться со скоростью \vec{V} , изменяющейся со временем.

Будем считать, что если частица движется с переменной во времени скоростью, то она создаст вокруг себя некоторое силовое поле. Это допущение не лишено физического смысла. Например, если частица заряжена, то при ее движении с переменной во времени скоростью вокруг нее возникнет электромагнитное поле, которое будет действовать с некоторой силой на другие заряженные частицы, находящиеся в силовом поле движущейся частицы. У силы в этом поле знак будет противоположный:

$$\vec{F} = -m\frac{d\vec{V}}{dt}.$$
(1)

Согласно [7], «при вычислении изменения во времени какой-либо величины, связанной с частицей жидкости, например плотности ρ или скорости \vec{V} частицы, надо иметь в виду, что в функции f(x, y, z, t), определяющей эту величину, координаты x, y, z сами являются функциями времени t. Следовательно,

$$\frac{df}{dt} = \frac{\partial f}{\partial t} + \vec{V}\,\vec{\nabla}f.$$
(2)

Таким образом, полное или субстанциальное изменение *df/dt* составляется из двух частей: из локального и конвекционного».

Формула (2) широко используется в исследованиях по гидродинамике [7], теории поля [8], теории сплошных сред [9], теории сверхпроводимости [10], теории ядра [11] и др.

Поскольку изначально мы оговорились, что будем рассматривать только математические преобразования, применим формулу (2) к вектору скорости, заменив функцию f(x, y, z, t) на $\vec{V}(x, y, z, t)$. В результате получим выражение

$$\frac{d\vec{V}}{dt} = \frac{\partial\vec{V}}{\partial t} + \vec{V}\,\vec{\nabla}\vec{V},\tag{3}$$

где $\vec{\nabla}$ – векторный оператор частных производных по координатам «набла».

Отметим, что допущение о применимости формулы (2) к скорости является основным в настоящей работе, поскольку при таком переходе сразу получаются выражения для напряженностей физических полей. С формальной стороны здесь ограничений нет, но физическая трактовка этого допущения требует дополнительного анализа.

Поскольку $\vec{\nabla}$ \vec{V} есть не что иное, как div \vec{V} , то, с учетом (3), запишем выражение для силы (1) в виде

$$\vec{F} = -m\frac{d\vec{V}}{dt} = -m(\frac{\partial\vec{V}}{\partial t} + \vec{V}\operatorname{div}\vec{V}).$$
(4)

Для любого векторного поля имеет место соотношение $\vec{V}(\text{div}\vec{V}) = \text{grad}(0,5V^2) - \vec{V} \times \text{rot}\vec{V}$ [7]. Подставляя это выражение в уравнение (4) и обозначая кинетическую энергию как $W = 0,5mV^2$, получаем

$$\vec{F} = -m\frac{\partial \vec{V}}{\partial t} - \operatorname{grad} W + m\vec{V} \times \operatorname{rot} \vec{V}.$$
(5)

Вводя обозначения для двух составляющих уравнения (5):

$$\vec{E} = -\frac{m}{e} \frac{\partial \vec{V}}{\partial t} - \operatorname{grad}(\frac{W}{e}), \tag{6a}$$

$$\vec{B} = \frac{m}{e} \operatorname{rot} \vec{V}, \tag{66}$$

получим выражение для силы

$$\vec{F} = e(\vec{E} + \vec{V} \times \vec{B}). \tag{7}$$

Здесь е – некоторая постоянная величина.

Уравнение (7) имеет точно такой же вид, что и известное уравнение Лоренца [12], если положить, что *е* – заряд частицы. При этом формула (6а), согласно [7], описывает отношение силы к заряду частицы, то есть напряженность поля. Поэтому левые части выражений (6а) и (6б) удобно обозначать и именовать так же, как обозначаются напряженность электрического поля и магнитная индукция в современной электродинамике. Эти обозначения и наименования напряженности и индукции в качестве характеристик векторных полей приняты нами в (6) совершенно произвольно и лишь для удобства сравнения выведенных далее уравнений с уравнениями Максвелла.

Относительно формулы (7) заметим, что, согласно [5], «...вопрос о действии поля на движущиеся заряды решается тем, что на основании закона Био-Савара Лоренц *постулирует* выражение для силы».

В приведенных выше преобразованиях для получения формулы (7) не потребовалось никаких экспериментальных законов, в том числе и закона Био-Савара. Найдем теперь уравнения, которым удовлетворяют векторы (6).

Из уравнения (6а), с учетом векторного тождества [7] $rot(grad(\frac{W}{e})) = 0$, находим

$$\operatorname{rot} \vec{E} = -\frac{\partial(\frac{m}{e}\operatorname{rot}\vec{V})}{\partial t}.$$
(8)

Выражение в скобках совпадает с формулой (66). В результате получаем уравнение, имеющее такой же вид, что и первое уравнение Максвелла [13]

$$\operatorname{rot} \vec{E} = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t}.$$
(9)

При этом ссылка на книгу [13] чисто условная, поскольку уравнения Максвелла и другие уравнения электродинамики в монографиях [4, 5, 8, 12, 14...16] имеют один и тот же вид, если их записывать для свободного пространства и одной и той же системы единиц.

Поскольку для любого вектора [7] $\operatorname{div}(\operatorname{rot} \vec{V}) = 0$, то от уравнения (66) приходим к

$$\operatorname{div} \vec{B} = 0, \tag{10}$$

имеющему такой же вид, что и второе уравнение Максвелла [13].

Определим далее дивергенцию вектора (6а).

Обозначим для удобства

$$\varphi = \frac{W}{e},\tag{11a}$$

$$\vec{A} = -\frac{m}{e}\vec{V}.$$
(116)

Тогда

div
$$\vec{E} = -\frac{\partial(\operatorname{div}\vec{A})}{\partial t} - \operatorname{div}\operatorname{grad}(\phi) = -\frac{\partial(\operatorname{div}\vec{A})}{\partial t} - \Delta(\phi),$$
 (12)

где Δ – дифференциальный оператор Лапласа (лапласиан).

Добавим и вычтем из правой части этого уравнения выражение $\frac{1}{c^2} \frac{\partial^2 \varphi}{\partial t^2}$, где *c* – скорость света в свободном пространстве, в результате получим

$$\operatorname{div} \vec{E} = -\frac{\partial(\operatorname{div} \vec{A})}{\partial t} - \frac{1}{c^2} \frac{\partial^2 \varphi}{\partial t^2} + \left\{ \frac{1}{c^2} \frac{\partial^2 \varphi}{\partial t^2} - \Delta \varphi \right\}.$$
(13)

Поскольку в общем случае $\varphi = \varphi(x, y, z, t)$, то выражение в фигурных скобках в (13) представляет собой функцию от этих же переменных, которую обозначим как $\frac{\rho(x, y, z, t)}{\varepsilon \varepsilon_0}$, где ε_0 – постоянная величина,

$$\Delta \varphi - \frac{1}{c^2} \frac{\partial^2 \varphi}{\partial t^2} = -\frac{\rho}{\varepsilon_0}.$$
(14)

67

Тогда уравнение (13) преобразуется к виду

$$\operatorname{div} \vec{E} = -\frac{\partial}{\partial t} (\operatorname{div} \vec{A} + \frac{1}{c^2} \frac{\partial \varphi}{\partial t}) + \frac{\rho}{\varepsilon_0}.$$
(15)

Выражение в скобках по виду совпадает с так называемой «лоренцевой калибровкой» для свободного пространства

$$\operatorname{div} \vec{A} + \frac{1}{c^2} \frac{\partial \varphi}{\partial t} = 0.$$
(16)

С учетом выражений (14) и (16), из уравнения (15) получаем

$$\operatorname{div} \vec{E} = \frac{\rho}{\varepsilon_0}.$$
(17)

Уравнение (17) имеет такой же вид, что и третье уравнение Максвелла [13].

Определим rot \vec{B} .

Поскольку для любого вектора [7] $\operatorname{rot}(\operatorname{rot} \vec{A}) = \operatorname{grad}(\operatorname{div} \vec{A}) - \Delta \vec{A}$, то

$$\operatorname{rot} \vec{B} = \operatorname{rot}(\frac{m}{e} \operatorname{rot} \vec{V}) = \operatorname{rot}(\operatorname{rot} \frac{m}{e} \vec{V}) = \operatorname{rot}(\operatorname{rot} \vec{A}) = \operatorname{grad}(\operatorname{div} \vec{A}) - \Delta \vec{A}.$$
 (18)

Поскольку из (16) div $\vec{A} = -\frac{1}{c^2} \frac{\partial \varphi}{\partial t}$, то

$$\operatorname{grad}(\operatorname{div} \vec{A}) = -\frac{1}{c^2} \frac{\partial(\operatorname{grad} \varphi)}{\partial t}.$$
 (19)

С учетом выражений (11), формулу (6а) запишем в виде

grad
$$\varphi = -\frac{\partial \dot{A}}{\partial t} - \vec{E}.$$

Тогда

$$\operatorname{rot} \vec{B} = \left\{ \frac{1}{c^2} \frac{\partial^2 \vec{A}}{\partial t^2} - \Delta \vec{A} \right\} + \frac{1}{c^2} \frac{\partial \vec{E}}{\partial t}.$$
(20)

Воспользуемся тем же приемом, что и при выводе уравнения (17). Обозначим выражение в фигурных скобках через вектор $\frac{\vec{j}}{c^2 \varepsilon_0}$, то есть

$$\Delta \vec{A} - \frac{1}{c^2} \frac{\partial^2 \vec{A}}{\partial t^2} = -\frac{\vec{j}}{c^2 \varepsilon_0}.$$
(21)

Тогда из (20) получим уравнение, имеющее тот же вид, что и четвертое уравнение Максвелла [13]

$$\operatorname{rot} \vec{B} = \frac{1}{c^2} \frac{\partial \vec{E}}{\partial t} + \frac{\vec{j}}{c^2 \varepsilon_0}.$$
(22)

Заметим, что первое слагаемое в правой части выражения (22) – ток смещения – было введено Максвеллом после глубоких размышлений над внутренней непротиворечивостью всей системы уравнений электродинамики (комментарии Л. Больцмана к работам Д. Максвелла в книге [4]).

В выполненных преобразованиях правая часть уравнения (22) была получена сразу в виде суммы двух составляющих.

Возьмем дивергенцию от уравнения (21), продифференцируем по времени уравнение (14) и сложим оба уравнения. В результате получим

$$\operatorname{div} \vec{j} + \frac{\partial \rho}{\partial t} = \varepsilon_0 \frac{\partial^2}{\partial t^2} \left\{ \operatorname{div} \vec{A} + \frac{1}{c^2} \frac{\partial \varphi}{\partial t} \right\} - \varepsilon_0 c^2 \left\{ \operatorname{div} \vec{A} + \frac{1}{c^2} \frac{\partial \varphi}{\partial t} \right\}.$$

Выражения в фигурных скобках, согласно (16), равны 0, поэтому

$$\operatorname{div} \vec{j} + \frac{\partial \rho}{\partial t} = 0.$$
(23)

Это известное уравнение сохранения заряда [13].

Обратимся еще раз к уравнению (16). В соответствии с (11) имеем

$$mc^2 \operatorname{div} \vec{V} + \frac{\partial W}{\partial t} = 0,$$
 (24)

где *W* – кинетическая энергия.

Исходя из размерности слагаемых в (24), получаем известную формулу, связывающую энергию и массу [17]:

$$E_0 = mc^2. (25)$$

В проведенных выше преобразованиях мы использовали только соотношения векторного исчисления, не акцентируя внимание на вопросе о реальном существовании полей. Тем не менее, выражения (ба) и (бб) могут быть, пусть и не строго, физически интерпретированы. Например, отношение энергии к заряду (W/e) во втором члене выражения (ба) есть потенциал, а градиент потенциала с обратным знаком дает нам напряженность электрического поля.

Отметим, что все перечисленные уравнения в настоящей работе получены для конкретных выражений для напряженности электрического поля и магнитной индукции (6), поэтому эти уравнения и называются в статье «похожими на…». В дальнейшем следовало бы предположить, что эти уравнения распространяются на электрические и магнитные поля произвольной конфигурации, подкрепить их экспериментальными данными, и тогда они бы в точности соответствовали современным уравнениям электродинамики [18].

Авторы благодарят сотрудников «Истока» Мякинькова В. Ю., Манченко Л. В. и Васильева В. И. за полезные замечания.

3. ВЫВОДЫ

1. При определенных допущениях из уравнений движения И. Ньютона получены уравнения, которые, по меньшей мере, внешне совпадают с уравнениями Максвелла (9), (10), (17), (22), уравнением сохранения заряда (23), уравнением для силы Лоренца (7), волновыми уравнениями для скалярного (14) и векторного (21) потенциалов, «калибровкой Лоренца» (16), а также формула $E_0 = mc^2$ (25).

2. При выводе этих уравнений и формул не было необходимости опираться на результаты экспериментальных исследований Г. Эрстеда, Ж. Био, Ф. Савара, А. Ампера, М. Фарадея, Э. Ленца и других ученых, а также использовать гениальные догадки Д. Максвелла [4], Г. Лоренца [12] и А. Эйнштейна [17] для включения в соответствующие уравнения дополнительных выражений и получения формулы $E_0 = mc^2$.

Все уравнения получены из концепции сохранения движения и материи нашего соотечественника Михаила Васильевича Ломоносова и из математических преобразований дифференциального уравнения механики англичанина Исаака Ньютона.

ЛИТЕРАТУРА

1. Биографический словарь деятелей естествознания и техники. – М.: ГНИ «Большая советская энциклопедия», 1958.

2. Белькинд Л.Д., Конфедератов И.Я., Шнейберг Я.А. История техники. – М.-Л.: Госэнергоиздат, 1956.

3. Нейман Л.Р., Калантаров П.Л. Теоретические основы электротехники. Ч.1. – М.-Л.: Госэнергоиздат, 1959.

4. *Максвелл Дж. К.* Сочинения по теории электромагнитного поля (примечания Л. Больцмана) / Пер. с англ. под ред. П.С. Кудрявцева. – М.: Госиздат. технико-теоретич. литературы, 1954.

5. Мандельштам Л.И. Лекции по оптике, теории относительности и квантовой механике. – М.: Наука, 1972.

6. Зельдович Я.Б., Мышкис И.А. Элементы математической физики. – М.: Наука, 1976.

7. *Лагалли М.* Векторное исчисление / Пер. с нем. под ред. А.М. Лопшица. – М.-Л.: Объединенное научнотехн. изд-во НКТИ СССР, 1936.

8. Ландау Л.Д. и Лифшиц Е.И. Теория поля. – М.: Наука, 1971.

9. Ландау Л.Д. и Лифшиц Е.И. Теория сплошных сред. – М.: Наука, 1971.

10. Абрикосов А.А. Основы теории металлов. - М.: Наука, 1978.

11. Зоммерфельд А. Теория атома и спектры / Пер. с нем. под ред. И.Б. Боровского. – М.: Госиздат. техникотеоретич. литературы, 1956.

12. *Лоренц Г*. Теория электронов и ее применение к явлениям света и теплового излучения / Пер. с англ. под ред. Т.П. Кравца. – М.: Госиздат. технико-теоретич. литературы, 1956.

13. Фейнман Р., Лейтон Р., Сэндс М. Фейнмановские лекции по физике. Т. 6. Электродинамика. – М.: Мир, 1977.

14. *Фейнман Р., Лейтон Р., Сэндс М.* Фейнмановские лекции по физике. Т. 5. Электричество и магнетизм. – М.: Мир, 1977.

15. Вайнштейн Л.А. Электромагнитные волны. – М.: Сов. радио, 1957.

16. Никольский В.В. Электродинамика и распространение радиоволн. – М.: Наука, 1978.

17. Эйнштейн А. Зависит ли инерция тела от содержащейся в ней энергии? // Собрание научных трудов. Т. 1. – М.: Наука, 1965.

18. *Пендроуз Р*. Путь к реальности или законы, управляющие Вселенной / Пер. с англ. А.Р. Логунова и Э.М. Эпштейна. – М.-Ижевск: Dynamics, 2007.

Статья поступила 17 марта 2011 г.
ПРАВИЛА ОФОРМЛЕНИЯ МАТЕРИАЛОВ ДЛЯ ПУБЛИКАЦИИ В НАУЧНО-ТЕХНИЧЕСКОМ СБОРНИКЕ «СВЧ-ТЕХНИКА»

1. Статья должна иметь официальное направление от учреждения, в котором выполнена работа, и документ, подтверждающий возможность открытого публикования (акт экспертизы).

- 2. Статья должна содержать:
- соответствующий индекс универсальной десятичной классификации литературы (УДК);
- инициалы и фамилии авторов;
- название;
- реферат;
- ключевые слова;
- текст статьи;
- список литературы;

• краткие сведения об авторах, включающие фамилию, имя, отчество (полностью), город, место работы, домашний и электронный адрес, телефон.

Объем публикуемой статьи, как правило, до 12 стр., включая иллюстрации.

3. Статья должна быть подготовлена в текстовом редакторе MS Word для Windows и передана в виде файла (формат DOC или RTF), записанного на магнитном (FDD 3,5") или оптическом (CD) носителе, и двух экземпляров распечатки.

4. Статья должна быть сформатирована через 1 интервал с выравниванием по ширине. Абзацный отступ – 0,7 см. При наборе текста используются только стандартные True Type шрифты – NewtonC и Symbol. Размер шрифта основного текста – 12 пунктов, примечаний и ссылок – 10 пунктов. Устанавливаемый размер бумаги – А4 (210 × 297 мм).

Сложные формулы набираются только в "Редакторе формул" Word. Непосредственно в Worde допускается использование только простых формул (символы с индексами, подстрочными и/или надстрочными). Не принимаются формулы, выполненные в виде рисунков. Расшифровка буквенных обозначений формул в тексте должна быть набрана в текстовом редакторе. Таблицы выполняются в формате Word.

5. Иллюстрации к статье представляются в виде отдельных файлов.

Рисунки выполняются в соответствии со следующими требованиями:

· растровые рисунки – в формате TIFF, разрешение 300 точек/дюйм (для полутоновых фотографий допускается формат JPEG, для рисунков – формат GIF); векторная графика – в формате CorelDRAW, WMF;

• размер рисунка — не более 17×20 см;

· буквенные и цифровые обозначения на рисунках должны соответствовать обозначениям в тексте, причем начертание греческих и русских букв – прямое, а латинских букв и цифр, обозначающих номера позиций, – курсивное;

· текстовая информация, не являющаяся неотъемлемой частью рисунка, и условные обозначения выносятся в текст статьи или в подпись к рисунку.

Фотографии принимаются в оригиналах (не более 18 × 24 см) или в электронном виде.

На весь иллюстративный материал должны быть ссылки в тексте.

6. Следует строго соблюдать единообразие терминов, размерностей, условных обозначений, сокращений. Единицы измерения должны соответствовать системе СИ.

7. Формулы следует нумеровать в круглых скобках, например (2), литературные ссылки — в прямых, например [2], подстрочные замечания отмечаются звездочками *.

8. Таблицы должны иметь тематические заголовки. Все слова в заголовках граф даются без сокращений и в единственном числе.

9. Библиография составляется в соответствии с ГОСТ 7.1 – 2003 и дается общим списком в конце статьи.

10. Итоговое решение об одобрении или отклонении представленных в редакцию материалов принимается редакционной коллегией, о чем авторы ставятся в известность.

11. Плата с аспирантов за публикацию рукописей не взимается.

🚃 НОВЫЕ КНИГИ 🚃

ТРУБЕЦКОВ Д. И., ХРАМОВ А. Е. **Лекции по сверхвысокочастотной электронике** для физиков. В 2 т. Т. 1. – М.: ФИЗМАТЛИТ, 2003. – 496 с.

Современная сверхвысокочастотная электроника представлена в книге не технической стороной с кратким описанием физики и основ теории различных электронных ламп, а детальным описанием основных физических явлений, возникающих при взаимодействии электронных потоков с электромагнитными полями и лежащих в основе различных типов устройств сверхвысоких частот. В книге уделено большое внимание математическому моделированию на ЭВМ явлений в электронных потоках на сверхвысоких частотах. Изложение ведется так, чтобы показать тесную связь сверхвысокочастотной электроники с современной нелинейной теорией колебаний и волн и теорией излучения. Особенностью книги является то, что в ней определенное место занимает история СВЧ-электроники. В первом томе книги излагаются основные понятия, методы и модели «классической» сверхвысокочастотной электроники. Также в нем рассматриваются релятивистские аналоги классических СВЧ-устройств: клистронов, ламп бегущей и обратной волны, приборов со скрещенными полями.

Лекции предназначены для физиков различных специальностей, интересующихся процессами взаимодействия электронов с электромагнитными полями, научных работников, аспирантов и инженеров, проводящих исследования в области вакуумной СВЧ-электроники, радиофизики, радиотехники и физики плазмы. Они могут быть полезны студентам старших курсов соответствующих специальностей.

ТРУБЕЦКОВ Д. И., ХРАМОВ А. Е. **Лекции по сверхвысокочастотной электронике** для физиков. В 2 т. Т. 2. – М.: ФИЗМАТЛИТ, 2004. – 648 с.

Современная сверхвысокочастотная электроника представлена в книге не технической стороной, с кратким описанием физики и основ теории различных электронных ламп, а детальным описанием основных физических явлений, возникающих при взаимодействии электронных потоков с электромагнитными полями и лежащих в основе различных типов устройств. В книге уделено большое внимание математическому моделированию на ЭВМ явлений в электронных потоках на сверхвысоких частотах. Изложение ведется так, чтобы показать тесную связь сверхвысокочастотной электроники с современной нелинейной теорией колебаний и волн и теорией излучения. Особенностью книги является то, что в ней определенное место занимает история СВЧ-электроники. Во втором томе книги рассматриваются такие современные области исследований в электронике сверхвысоких частот, как взаимодействие криволинейных электронных потоков с электромагнитными волнами (мазеры на циклотронном резонансе), лазеры на свободных электронах, сверхизлучение в электронных потоках, плазменная сверхчастотная электроника, сверхмощные релятивистские генераторы высокочастотного излучения, синхронизация в распределенных системах СВЧ-электроники, вакуумная микроэлектроника.

Лекции предназначены для физиков различных специальностей, интересующихся процессами взаимодействия электронов с электромагнитными полями, научных работников, аспирантов и инженеров, проводящих исследования в области вакуумной СВЧ-электроники, радиофизики, радиотехники и физики плазмы. Они могут быть полезны студентам старших курсов соответствующих специальностей.

ЭЛЕКТРОННАЯ ТЕХНИКА

СЕРИЯ 1

«СВЧ-ТЕХНИКА»

НАУЧНО-ТЕХНИЧЕСКИЙ СБОРНИК

Редактор Хоточкина Л.Н. Компьютерная верстка Земскова Л.А. Коррекция рисунков Лазарева Т.В.

Подписано к печати	Усл. п. л. 9	Формат 60×88 ^{1/8}
26.04.2011 г.	Учизд. л. 9,5	Тираж 500
Заказ № 136	Индекс 36292	10 статей

ФГУП «НПП «Исток» 141190, г.Фрязино, Московская обл., ул.Вокзальная, 2а Тел.: (495)465-86-12. Факс: (495)465-86-12 E-mail: <u>istok-info@flexuser.ru</u>; istokstebunov@mail.ru

Подписной индекс 36292 в каталоге агентства «Роспечать»