

Секция РАДИОТЕХНИКА И ЭЛЕКТРОНИКА

Выделение двумерного Е-поля в уравнениях возбуждения полых волноводов	32
А.А. Кураев, А.А. Короновский, А.О. Рак, А.Е. Храмов	
Миллиметровый гиротрон на второй гармонике циклотронной частоты.....	34
С.В. Колосов, А.А. Кураев	
Оптимизация двухззорного виркатора с электромагнитной обратной связью в среде CST PARTICLE STUDIO	36
С.А. Куркин, А.О. Рак, А.А. Кураев, А.А. Короновский, А.Е. Храмов	
Использование внешнего резонатора для усиления высокочастотного сигнала полупроводниковой сверхрешеткой.....	38
В.В. Макаров, А.Е. Храмов, А.А. Короновский, О.И. Москаленко, С.А. Куркин, К.Н. Алексеев, А.Г. Баланов	
Клиноорбиктрон – усилитель: модель и оптимизированные варианты в диапазоне 180 ГГц	40
В.Д. Еремка, А.А. Кураев, А.К. Сеницын	
Исследование влияния некоторых факторов на эффективность пениотрона	42
А.А. Кураев, В.В. Матвеев, А.К. Сеницын	
ЛБВ О-типа на волнообразно изогнутых прямоугольных волноводах в диапазоне частот 0,6–3 ТГц.....	44
А.В. Аксенчик, И.Ф. Киринович	
Исследование хаотической динамики объемных лазеров на свободных электронах (ОЛСЭ) под влиянием внешних электромагнитных волн	46
С.Н. Сытова	
Теоретические и экспериментальные исследования аксиального виркатора.....	48
С.В. Анищенко, В.Г. Барышевский, А.А. Гуринович, Е.А. Гурневич, П.В. Молчанов, С.Э. Сягло, В.В. Тихомиров	
Исследование процессов взаимодействия электронного потока в сжатом состоянии с электромагнитным полем	50
Е.Н. Егоров, А.А. Кураев, С.В. Колосов, А.А. Короновский, А.Е. Храмов	
Метод анализа устойчивости сильносвязанных полупроводниковых наноструктур	52
В.А. Максименко, А.А. Короновский, О.И. Москаленко, А.Е. Храмов, К.Н. Алексеев, А.Г. Баланов	
Оптимизация параметров взаимодействия в сети генераторов на виртуальном катоде	54
Н.С. Фролов, О.И. Москаленко, А.А. Короновский, А.Е. Храмов, А.А. Кураев	
Исследование спектральных и энергетических характеристик сгустков пространственного заряда в турбулентных электронных пучках.....	56
Ю.А. Калинин, А.В. Стародубов, Н.Н. Кузнецов	
Экспериментальное исследование прозрачных ЛБВ с модуляцией электронного пучка вблизи катода	58
Ю.А. Калинин, А.В. Стародубов, А.С. Фокин, Н.Н. Кузнецов	
Влияние температуры на эволюцию распределения напряженности электрического поля в полупроводниковой сверхрешетке в присутствии наклонного магнитного поля	60
А.Г. Баланов, А.А. Короновский, О.И. Москаленко, А.О. Сельский, А.Е. Храмов	
Неоднородный разогрев модулей СВЧ нерегулярной структуры	62
В.И. Журавлёв, В.С. Колбун, Е.Н. Наумович	

Дифракция электромагнитных волн на слоистых киральных структурах	64
В.И. Демидчик	
Анализ рассеянного поля диполя в пространственно-временной области.....	66
О.А. Юрцев, П.В. Сухачевский, В.В. Кеда	
Пространственная RFID-локализация на базе комбинации точечных и зонных алгоритмов	68
Д.А. Савочкин, Ю.Б. Гимпилевич	
Доплеровские сигнатуры вращающихся лопастей воздушных винтов вертолетов и ветроэнергетических установок.....	70
Н.М. Слюсарь	
Эффект вторичной модуляции радиолокационных сигналов: теория и практика	72
Н.М. Слюсарь	
Радиоизображения вращающихся лопастей и несущих винтов вертолетов	74
Н.М. Слюсарь	
Антенно-фидерный тракт для беспилотных летательных аппаратов с управляемой диаграммой направленности.....	76
С.М. Костьян, Т.Н. Парфенович, В.Б. Кирильчук	
Особенности применения некоторых методов фильтрации для задач сопровождения баллистических объектов, совершающих спиральный маневр.....	78
А.С. Солонар, П.А. Хмарский	
Псевдообзор по азимуту в корреляционно-базовых комплексах пассивной локации.....	80
А.А. Дмитренко, С.Ю. Седышев	
Кепстральный метод оценивания импульсной характеристики радиолокационного объекта	82
С.Н. Ярмолик, А.С. Храменков, М.В. Свинарский	
Особенности применения небайесовских методов решения задачи распределения ресурсов для этапа отождествления вторичной обработки радиолокационной информации.....	84
А.С. Солонар, А.А. Михалковский	
Применение адаптивных алгоритмов обработки радиолокационных сигналов для улучшения качественных показателей радиолокатора	86
С.А. Габец, С.Ю. Седышев	
Флуктуационная ошибка измерения угловой координаты цели с использованием адаптивной антенной решетки.....	88
М.М. Булаш	
Комплексная оценка соответствия частотно-избирательных цепей идеальному фильтру в полосе пропускания.....	90
В.Н. Шашок	
Измерительный комплекс для определения параметров источников светового излучения	92
Н.В. Машедо, А.П. Белошицкий	
Прогнозирование надежности выборок ИЭТ по числовым характеристикам функционального параметра в начальный момент времени.....	94
С.М. Боровиков, Е.Н. Шнейдеров, Р.П. Гришель	
Прогнозирование постепенных отказов ИЭТ по реакции функционального параметра на имитационное воздействие	96
С.М. Боровиков, И.А. Бурак, А.И. Бересневич, Ф.Д. Троян	
Моделирование предыстории при прогнозировании постепенных отказов изделий электронной техники методом экстраполяции параметра.....	98
И.А. Бурак, С.М. Боровиков, А.В. Будник	
Физическое моделирование термоактивационного пробоя в полупроводниковых приборах	100
Б.С. Колосницын, И.А. Манкевич	
Особенности применения интерфейса RS-485 в системах пожарной автоматики	102
Н.В. Минов	

Особенности журнальных режимов работы базы данных SQLITE при использовании в качестве хранилища CORE DATA	104
В.В. Николаенко, И.Н. Цырельчук	
Оценка надежности IP системы видеонаблюдения по графу состояний.....	106
А.С. Гилимович, В.Н. Высоцкий, А.В. Мироненко, А.Е. Епихин	
Анализ вариантов защиты двунаправленного буфера со смешанным питанием от воздействия электростатического разряда	108
О.А. Брылева	
Программный продукт для прогнозирования надежности сложных электронных систем методом анализа дерева отказов	110
А.Е. Епихин, А.С. Гилимович, С.М. Боровиков	
Программный комплекс для анализа надежности электронных систем в среде MATLAB / SIMULINK.....	112
А.Е. Епихин, А.С. Гилимович, С.М. Боровиков	
Компьютерный измерительный комплекс для лабораторного практикума по дисциплине радиоприемные устройства.....	114
А.Е. Курочкин	
Проектирование и анализ цифровых устройств в среде схемотехнического SPICE-моделирования MULTISIM.....	116
Р.Г. Ходасевич, Е.Н. Каленкович	
Особенности изучения курса «Электромагнитная совместимость» при подготовке радионинженеров	118
Н.А. Титович, В.Н. Теслюк, А.В. Кривицкий	
Исследование колебательного контура методом фазовой плоскости в системе MATHCAD	120
В.Т. Першин	
Анализ свободных колебаний линейного цифрового осциллятора методом фазовой плоскости	122
В.Т. Першин	
Учебный аппаратно-программный комплекс.....	124
Н.И. Листопад, А.Е. Курочкин, С.В. Здоровцев, Д.П. Кушнеров, А.Г. Петрович	
Лабораторный практикум по курсам ВСР и ПКППЦУ	126
И.Г. Давыдов, А.В. Цурко, С.Ю. Васюкевич	
Синхронизированный генератор в автодине.....	128
В.В. Ползунов, Е.Н. Каленкович	

ВЫДЕЛЕНИЕ ДВУМЕРНОГО Е-ПОЛЯ В УРАВНЕНИЯХ ВОЗБУЖДЕНИЯ ПОЛЫХ ВОЛНОВОДОВ

А.А. КУРАЕВ¹, А.А. КОРОНОВСКИЙ^{2,3}, А.О. РАК¹, А.Е. ХРАМОВ^{2,3}

¹Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
ул. П. Бровки, 6, г. Минск, 220013, Республика Беларусь
kurayev@bsuir.by

²Саратовский государственный университет им. Н.Г. Чернышевского,
ул. Большая Казачья, 112, г. Саратов, 410012, Россия
hratovae@gmail.com

³Саратовский государственный технический университет имени Ю.А. Гагарина
ул. Политехническая, 77, г. Саратов, 410054, Россия

В докладе проведено необходимое преобразование уравнений возбуждения в области источников.

Ключевые слова: уравнения возбуждения, Т-волна.

Широко используемые в задачах электроники СВЧ традиционные уравнения возбуждения регулярных волноводов [1–4] в области источников нуждаются в определенной коррекции. Указанные уравнения основаны на представлении возбуждаемого поля в виде сумм *TE* и *TM* волн полого волновода, поперечные составляющие которых образуют полную систему в классе поперечных векторов сечения полого волновода. Однако в области источников (продольный штырь, электронный поток) волновод имеет не односвязную область поперечного сечения, а двусвязную или многосвязную, что предполагает существование потенциального поперечного электрического поля.

1. Регулярный волновод

$$\text{Представим } \vec{E} = \vec{E}' + \vec{E}'', \text{ причем, } \text{rot} \vec{E}'' = 0 \quad (1)$$

Тогда в случае периодических процессов имеем следующие решения

$$E' = \text{Re} \sum_{n=0}^{\infty} \vec{E}^n e^{jn\omega t}, \vec{H} = \text{Re} \sum_{n=0}^{\infty} \vec{H}^n e^{jn\omega t} \quad (2)$$

$$\left. \begin{aligned} \vec{E}^n &= (\dot{C}_S^n \dot{E}_S^n + \dot{C}_{-S}^n \dot{E}_{-S}^n) - \frac{(\vec{\delta}'_z)^n}{jn\omega \epsilon_a}, \\ \vec{H}^n &= (\dot{C}_S^n \dot{H}_S^n + \dot{C}_{-S}^n \dot{H}_{-S}^n) \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

Здесь $\dot{E}_{\pm S}^n, \dot{H}_{\pm S}^n$ – поля попутных (+S) и встречных (-S) собственных волн волновода (вне источников) на частоте $n\omega$, $(\vec{\delta}'_z)^n$ – гармоника z-составляющей плотности тока $\vec{\delta}'_z$ на частоте $n\omega$

$$\frac{d\dot{C}_{\pm S}^n}{dz} = \frac{1}{\pi N_S^n} \int_0^{2\pi} \int_{S_{\perp}} \vec{\delta}'_z \vec{E}_{\mp S}^n dS_{\perp} e^{-jn\omega t} d\omega t, \quad (4)$$

$$N_S^n = \int_{S_{\perp}} \left([\vec{E}_{\mp S}^n, \vec{H}_{-S}^n] - [\vec{E}_{-S}^n, \vec{H}_{\mp S}^n] \right) dS_{\perp} - \text{норма } S\text{-й волны на } n\omega; (\vec{\delta}_z^n)^n = \vec{\delta}_z^n - jn\omega\epsilon_a \frac{\partial \Phi^n}{\partial z}.$$

$$\text{Для } \vec{E}^n \text{ имеем: } \vec{E}^n = -\text{grad}\Phi, \dot{\Phi} = \text{Re} \sum \Phi^n e^{jn\omega t}, \quad (5)$$

$$\nabla_{\perp}^2 \Phi^n = -\rho^n / \epsilon_a + \sum_S \left(\frac{d\dot{C}_S^n}{dz} \dot{E}_{zS}^n + \frac{d\dot{C}_{-S}^n}{dz} \dot{E}_{z-S}^n \right) - \frac{\partial \delta_z^n}{\partial z} / jn\omega\epsilon_a \quad (6)$$

Из (6) вытекает, что $(\vec{E}^n)^n = -\text{grad}\Phi^n$, т.е. – это составляющая электрического поля, которая отсутствует в уравнениях возбуждения [1–4].

2. Нерегулярный волновод

Теория возбуждения нерегулярных волноводов электрическими сторонними источниками развита в корректной форме (в указанном выше смысле, т.е. с учетом дополнительной T -волны) в монографии [5]. Однако ρ' в уравнении (2) из [5] требует расшифровки. Под ρ' , следует понимать следующее: $\rho' = \rho - \epsilon_a \text{div} \vec{E}_1'$.

3. Примеры задач с выделением двумерного Е-поля. Гирорезонансные приборы

В работах [5,6] получены решения для радиального квазистатического поля пространственного заряда для осесимметричных гирорезонансных приборов на H_{0i} рабочих типах волн:

$$E_r = -\frac{\tau}{8\pi^2 \epsilon_0 r} \int_0^{2\pi} [1 + \text{sign}(r - r'(\alpha_0))] d\alpha_0 \quad (13)$$

Здесь $\tau = I_0 / v_0$ – погонная плотность зарядов пучка, ϵ_0 – диэлектрическая постоянная вакуума; r – радиус точки наблюдения, r' – радиус изофазной электронной трубки, α_0 – относительная фаза вращения электронов, принадлежащих этой трубке.

В работе [6] аналогичным образом получено решение для гирорезонансных приборов с несимметричными H_{ni} рабочими типами волн. В частности, для H_{11} типа волн поле изофазной трубки имеет вид

$$\dot{E}_t = E_x + jE_y = \frac{\tau}{2\pi\epsilon_0} \left\{ \frac{1}{2r} [1 + \text{sign}(r - r')] \left(e^{j\varphi} + \frac{a}{r} e^{2j\varphi} \right) + \frac{3}{2} \frac{a}{b^2} \right\} \quad (14)$$

Здесь a – радиус ларморовой орбиты электронов данной изофазной трубки; r, φ – координаты точки наблюдения, r – радиус изофазной трубки.

Список литературы

1. *Вайнштейн Л.А.* Электромагнитные волны. М., 1957.
2. *Вайнштейн Л.А., Солнцев В.А.* Лекции по сверхвысокочастотной электронике. М., 1973.
3. *Вайнштейн Л.А.* Электромагнитные волны. М., 1988.
4. *Кураев А.А.* Сверхвысокочастотные приборы с периодическими электронными потоками. Мн., 1971.
5. *Кураев А.А.* Мощные приборы СВЧ. Методы анализа и оптимизации параметров. М., 1986.
6. *Кураев А.А., Байбурын В.Б., Ильин Е.М.* Математическое моделирование и методы оптимального проектирования СВЧ приборов. Мн.: Наука и техника. 1990.

МИЛЛИМЕТРОВЫЙ ГИРОТРОН НА ВТОРОЙ ГАРМОНИКЕ ЦИКЛОТРОННОЙ ЧАСТОТЫ

С.В. КОЛОСОВ, А.А. КУРАЕВ

*Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
ул. П. Бровки, 6, г. Минск, 220013, Республика Беларусь
kolosov@bsuir.by*

Проведено моделирование миллиметрового гиротрона, работающего на второй гармонике циклотронной частоты. Рабочая мода гиротрона – H_{06} круглого волновода. Оптимальный вариант гиротрона обладает КПД 27 % при следующих параметрах прибора: пинч фактор $q = 1.3$, ускоряющее напряжение 20 кВ, ток – 5.2 А, выходная мощность 28 кВт, рабочая частота 300 ГГц.

Ключевые слова: гиротрон, нерегулярные волноводы, миллиметровые волны.

Продвижение гиротронов в миллиметровый и субмиллиметровый диапазон длин волн сталкивается с проблемой низкого КПД и требованием наличия сверхпроводящих магнитов с высокой индукцией. Обыкновенные гиротроны на модах шепчущей галереи требуют пространственно развитой магнитной системы и возникает проблема селекции мод [1]. Уменьшение индукции постоянного магнитного поля возможно при работе на гармониках циклотронной частоты. Однако, это значительно снижает эффективность генератора. Компромисс заключается в работе на второй гармонике гирочастоты, когда КПД снижается не так значительно по сравнению с первой гармоникой, а значение постоянного магнитного поля может быть уменьшена в два раза. Уменьшение размеров рабочего пространства гиротрона без значительной потери мощности СВЧ в стенках волновода может быть достигнуто при работе на симметричных по азимуту типах волн – TE_{0n} . При этом, конечно, уже нельзя будет достичь той же выходной мощности, как в гиротронах на модах шепчущей галереи.

Для расчета гиротронов была использована программа Гуго-К из комплекса CEDR [2, 3]. В основу математической модели подсистемы Гуго-К положен метод преобразования координат, которая заменяет задачу возбуждения нерегулярного волновода задачей возбуждения регулярного волновода с изменяющейся метрикой пространства [4]. Этот метод позволяет свести трехмерную задачу к одномерной, что значительно сокращает время вычислений.

В расчетах учитывались восемь волновых мод $TE_{01} - TE_{08}$ со следующими параметрами электронного пучка: нормированная скорость электронов – $\beta_0 = v/c = 0.2719$, нормированный ток пучка электронов – $\sigma = I_0 \eta_0 \mu_0 / c = I_0 \cdot 0.737 \cdot 10^{-3} = 0.00383$, пинч фактор – $q = V_{\perp} / V_z = 1.3$.

$$\text{Магнитостатическое поле} - F(z) = \frac{\mu_0 e H_z^0(z)}{\omega_0} = \frac{1.748 \cdot 10^{11} \cdot B_0 [T]}{2\pi \cdot f_0 [Hz]} = 0.5125.$$

$$\text{Радиус ведущего центра электронных орбит} - r_{pvc} = \frac{2\pi R_{pvc}}{\lambda} = 2.953 [pad].$$

Длина прибора – $z = 2\pi L / \lambda = 203 [pad]$.

В качестве рабочей моды была выбрана мода TE_{06} . Профиль волновода и основные характеристики устройства, показанного на рис. 1.

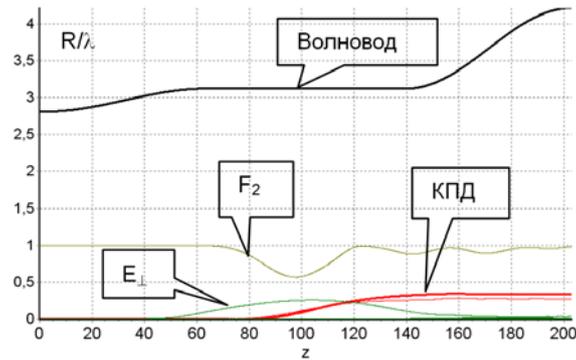


Рис. 1. Профиль волновода и основные интегральные характеристики гиротрона

Где –
$$F_2(z) = 1 - \left[\frac{\left(\frac{2}{N_e} \sum_{i=1}^{N_e} \cos(-\text{Arctg}(\beta_{xi}/\beta_{yi}) - t_i) \sin(-\text{Arctg}(\beta_{xi}/\beta_{yi}) - t_i) \right)^2}{\left(\frac{2}{N_e} \sum_{i=1}^{N_e} \cos^2(-\text{Arctg}(\beta_{xi}/\beta_{yi}) - t_i) - 1 \right)^2} \right]$$
 – функция поперечной груп-

пировки электронного потока на второй гармонике циклотронной частоты.

Гиротрон обладает электронным КПД – 32 % и волновым КПД – 27 %. Разница между КПД определяется омическими потерями в стенках волновода, которые составляют 5,2 кВт.

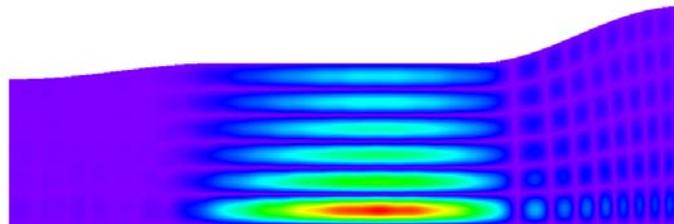


Рис.2. Продольное сечение электрической напряженности поля в волноводе гиротрона

Рис. 2 иллюстрирует, что максимальное значение напряженности электрического поля находится в ближайшей к оси пучности поля и его значение убывает при приближении к стенке волновода. Это позволяет существенно уменьшить омические потери в стенке волновода для моды TE_{06} по сравнению, например, с модой TE_{02} , а это особенно актуально для продвижения в миллиметровый и субмиллиметровый диапазон длин волн.

При увеличении рабочей частоты гиротрона добротность его резонатора уменьшается, что приводит к повышению пускового тока и увеличивает потери в стенках резонатора. Было рассчитано, что при частоте 900 ГГц, электронный КПД составит 30 %, а волновой КПД – 22 %. Потери в стенках волновода при этом составят 8 % от мощности электронного потока.

Список литературы

1. *Запелалов В.Е.* Методы повышения эффективности одномодовой генерации мощных гиротронов: Дис. докт. физ.-мат.наук, Нижний Новгород, 2008, с.194.
2. *Kolosov S.V., Kurayev A.A., Senko A.V.* // IVEC-2010, Monterey, USA, p.115-116.
3. Свидетельство о регистрации компьютерной программы №384. Компьютерный программный комплекс КЕДР / правообладатель БГУИР / Авторы: Колосов С.В., Кураев А.А., Сеницын А.К., Аксенчик А.В.; заявл.19.01.2012; внесена в реестр Национального центра интеллектуальной собственности БР – 07.02.2012.
4. *Колосов С.В., Кураев А.А., Сенько А.В.* // Техника и приборы СВЧ. – 2009. – №2. – 8-13с.

ОПТИМИЗАЦИЯ ДВУХАЗОРНОГО ВИРКАТОРА С ЭЛЕКТРОМАГНИТНОЙ ОБРАТНОЙ СВЯЗЬЮ В СРЕДЕ CST PARTICLE STUDIO

С.А. КУРКИН^{1,2}, А.О. РАК³, А.А. КУРАЕВ³, А.А. КОРОНОВСКИЙ^{1,2}, А.Е. ХРАМОВ^{1,2}

¹*Саратовский государственный университет имени Н.Г. Чернышевского
ул. Астраханская, 83, г. Саратов, 410012, Россия
kurkinsa@gmail.com, hramovae@gmail.com, alexey.koronovskii@gmail.com*

²*Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
ул. П. Бровки, 6, г. Минск, 220013, Республика Беларусь
rak@bsuir.by, kurayev@bsuir.by*

³*Саратовский государственный технический университет имени Ю.А. Гагарина
ул. Политехническая, 77, г. Саратов, 410054, Россия*

Работа посвящена численному исследованию и оптимизации двухазорного виркатора с электромагнитной обратной связью (виртода) в среде CST Particle Studio. Для различных рабочих частот определены оптимальные геометрические параметры данного прибора, при которых он демонстрирует максимальный КПД генерации. В области оптимальных значений изучены зависимости КПД двухазорного виркатора от его геометрических параметров. Исследованы физические процессы, происходящие в оптимизированном генераторе.

Ключевые слова: виркатор, обратная связь, виртод, оптимизация, CST Particle Studio, виртуальный катод.

Одним из важнейших направлений исследований в области сверхмощной вакуумной и плазменной электроники является изучение генераторов на виртуальном катоде (виркаторов). В последние десятилетия данные СВЧ устройства привлекают большое внимание научного сообщества [1-3], являясь перспективными источниками сверхмощных широкополосных СВЧ импульсов. Последнее обусловлено очевидными преимуществами виркаторов: высокой выходной мощностью СВЧ излучения, простотой конструкции (в частности, виркаторы могут функционировать без внешнего фокусирующего магнитного поля), возможностью простой перестройки частоты и режима генерации [1,2,4]. Несмотря на это, главным недостатком виркаторов является типично низкий КПД, поэтому исследования нелинейной динамики генераторов, основанных на использовании виртуального катода (ВК), а также их оптимизация имеют значительную фундаментальную и прикладную ценность.

Двухазорный виркатор с электромагнитной обратной связью (ЭОС), приводящей к предмодуляции электронного потока, в настоящий момент является перспективной виркаторной модификацией [5]. Положительное влияние внешней ЭОС также обнаружено в работе [6], где было получено, что введение ЭОС позволяет увеличить КПД и стабильность частоты виркатора. Важной задачей в данном направлении является оптимизация конструкции виртода для достижения дополнительного прироста КПД и для улучшения выходных характеристик СВЧ излучения [7]. В настоящей работе средствами CST Particle Studio (CST PS) проведена численная оптимизация двухазорного виркатора с ЭОС (виртода).

Принципиальная схема исследуемого виртода и скриншот модели, созданной в CST PS, представлены на рис. 1. Внешнее магнитное поле отсутствует, ускоряющее напряжение – 500 кВ, ток пучка – 12 кА, что соответствует слабому превышению током

критического значения [7]. Для вывода электромагнитной энергии используется выходной волноводный порт *11*. Электронный поток проходит через первый короткий зазор, и ВК формируется во втором, более длинном.

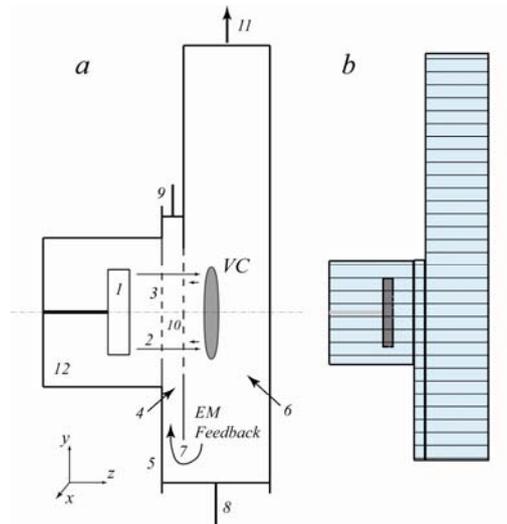


Рис. 1. Схема исследуемого виртода (*a*): *1* – катод электронной пушки, *2* – сплошной электронный поток, *3* – анодная сетка, *4* – первый зазор резонатора, *5* – прямоугольный резонатор, *6* – второй зазор резонатора, *7* – окно связи, *8* и *9* – подстроечные плунжера, *10* – вторая сетка, *11* – выводящий прямоугольный волновод, *12* – пушечная часть прибора, *VC* – схематическое обозначение области виртуального катода. Скриншот сечения модели виртода, созданной в CST PS (*б*)

Средствами оптимизатора CST PS была проведена оптимизация геометрических параметров виртода (расстояние катод-анод, радиус катода, размер окна связи, положения плунжеров и др.) с целью максимизации КПД прибора в одномодовом режиме. Был получен набор параметров виртода, при которых он демонстрирует максимальный КПД (4-6.3 %) для различных рабочих частот (1.8-13.5 ГГц). Исследованы физические процессы, происходящие в оптимизированных конструкциях виртода. Проведено также сравнение эффективностей продольного и поперечного выводов мощности прибора.

Выражаем благодарность проф. Я.Е. Красику, А.С. Шлапаковскому и Ю.П. Блюху за плодотворные обсуждения работы. Работа поддержана РФФИ (№ 12-02-00345, 12-02-33071, 13-02-90406) и Президентской программой поддержки молодых российских ученых (проекты МД-345.2013.2 и МК-818.2013.2).

Список литературы

1. Дубинов А.Е., Селемиров В.Д. // РЭ. 2002. Т. 47, № 6. С. 575.
2. Benford J., Swegle J.A., Schamiloglu E. High Power Microwaves. CRC Press, Taylor and Francis, 2007.
3. Hramov A.E., Kurkin S.A., Koronovskii A.A. et al. // Physics of Plasmas. 2012. Vol. 19, № 11. P. 112101.
4. Kurkin S.A., Hramov A.E., Koronovskii A.A. // APL. 2013. Vol. 103. P. 043507.
5. Kitsanov S.A., Klimov A.I., Korovin S.D. et al. // IEEE Trans. Plasma Sci. 2002. Vol. 30, № 1. P. 274-285.
6. Гадецкий Н.Н., Магда И.И., Найстетер С.И. и др. // Физика плазмы. 1993. Т. 19, № 4. С. 530.
7. Shlapakovski A. S., Queller T., Bliokh Yu.P. et al. // IEEE Trans. Plasma Sci. 2012. Vol. 40, № 6. P. 1607-1617.

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ ВНЕШНЕГО РЕЗОНАТОРА ДЛЯ УСИЛЕНИЯ ВЫСОКОЧАСТОТНОГО СИГНАЛА ПОЛУПРОВОДНИКОВОЙ СВЕРХРЕШЕТКОЙ

В.В. МАКАРОВ¹, А.Е. ХРАМОВ¹, А.А. КОРОНОВСКИЙ¹, О.И. МОСКАЛЕНКО¹,
С.А. КУРКИН¹, К.Н. АЛЕКСЕЕВ², А.Г. БАЛАНОВ^{1,2}

¹*Саратовский государственный университет
ул. Астрахарская, 83, г. Саратов, 410012, Российская Федерация*

*Саратовский государственный технический университет имени Ю.А. Гагарина
ул. Политехническая, 77, г. Саратов, 410054, Россия
vladmak404@gmail.com*

²*Университет города Лафборо
Loughborough LE11 3TU, United Kingdom*

В данной работе исследовано усиление внешнего сигнала автономной сверхрешеткой и сверхрешеткой, помещенной во внешнюю резонансную систему. Показано, что автономная сверхрешетка может усиливать внешний сигнал только на низких частотах до 30 ГГц. Обнаружено, что при подключении внешней резонансной системы области усиления существенно расширяются и смещаются в высокочастотную область (суб-терагерцовый диапазон).

Ключевые слова: полупроводниковая сверхрешетка, суб-терагерцовый диапазон, внешняя резонансная система.

Полупроводниковые сверхрешетки представляют собой наноструктуру, состоящую из нескольких слоев различных (двух и более) полупроводниковых материалов с различной шириной запрещенной зоны, что приводит к периодической модуляции зоны проводимости[1]. В такой структуре реализуются такие интересные квантово-механические эффекты как Брегговские отражения, лестница Ваннье-Штарка, последовательное и резонансное туннелирование, Блоховские колебания[2]. Также, при превышении определенного порогового напряжения в данной структуре может возникать неустойчивость, приводящая к возникновению электронных сгустков (доменов), распространяющихся в продольном направлении. Частота следования этих доменов может достигать сотен гигагерц, что делает сверхрешетку перспективным элементом усилителей терагерцового и суб-терагерцового диапазона.

Использование внешних резонансных систем является широко известным методом для повышения характеристик различных устройств в оптике и радиоэлектронике. В том числе внешний резонатор может быть использован для повышения частоты генерации или усиления внешнего сигнала. В данной работе рассматривается возможность использования внешней резонансной системы для усиления высокочастотного сигнала полупроводниковой сверхрешеткой.

Было исследовано усиление [3] внешнего сигнала в автономной сверхрешетке при изменении его частоты, проведено двухпараметрическое исследование величины усиления от напряжения питания сверхрешетки и частоты внешнего сигнала при различных амплитудах внешнего сигнала. Показано, что в автономной сверхрешетке возможно усиление только на низких частотах внешнего сигнала. Определено характерное поведение системы в клювах синхронизации и в асинхронном режиме.

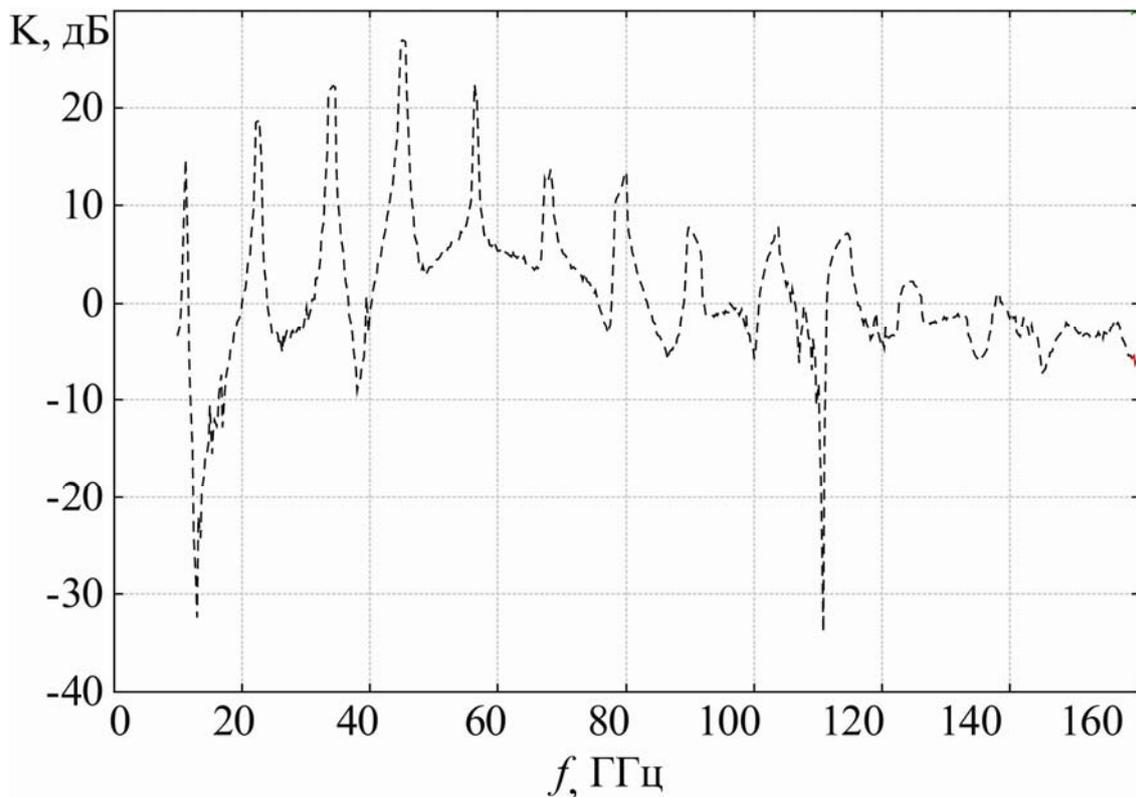


Рис. 1. Усиление внешнего сигнала изменении частоты внешнего воздействия в сверхрешетке, помещенной во внешний резонатор. Амплитуда внешнего сигнала 20 мВ, напряжение питания 510 мВ

Далее было проведено исследование усиления внешнего сигнала в сверхрешетке, помещенной во внешнюю резонансную систему при различных частотах внешнего резонатора. Обнаружено, что в данной системе существует возможность усиления внешнего сигнала на частоте, существенно превышающей частоту доменного транспорта сверхрешетки (рис. 1), которая в автономном режиме составляет 13.07 ГГц. Причем, в случае малой расстройки частоты резонатора и частоты следования доменов, наблюдаются достаточно узкие области усиления.

При увеличении частоты резонатора области усиления расширяются и смещаются на более высокие частоты, что говорит о том, что внешний линейный резонатор позволяет эффективно управлять динамикой системы и параметрами усиления. При существенном удалении частоты резонатора от частоты собственных колебаний сверхрешетки области усиления сужаются и исчезают.

Работа выполнена при поддержке Российского фонда фундаментальных исследований (проект № 12-02-33071) и Совета по грантам Президента Российской Федерации для государственной поддержки молодых российских ученых - докторов наук (МД-345.2013.2).

Список литературы

1. *L. Esaki and R. Tsu* // IBM J. Res. Develop. 1970. V. 14 № 1. P. 61.
2. *R. Tsu*, Superlattices to nanoelectronics, Elsevier, 2005.
3. *Timo Hyart Kirill, N. Alekseev and Erkki V. Thuneberg* // Phys. Rev. B. 2008. V. 77 P. 165330.

КЛИНООРБИКТРОН – УСИЛИТЕЛЬ: МОДЕЛЬ И ОПТИМИЗИРОВАННЫЕ ВАРИАНТЫ В ДИАПАЗОНЕ 180 ГГц

В.Д. ЕРЕМКА¹, А.А. КУРАЕВ², А.К. СИНИЦЫН²

¹Институт радиофизики и электроники им. А.Я. Усикова НАН Украины
12, ул. Академика Проскуры, г. Харьков, 61085, Украина

²Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
ул. П. Бровки, 6, г. Минск, 220013, Республика Беларусь
v.yeryomka@gmail.com, kurayev@bsuir.by, sinitsyn@cosmostv.by

С использованием разработанной математической модели проведен оптимизационный поиск перспективных вариантов клиноорбитрона-усилителя в диапазоне 180 ГГц. Найлены варианты, в которых при напряжении 3.5 кВ и токе 0,07–0,18 А электронного пучка реализуется КПД 10–14 %, коэффициент усиления 18–38 дБ, выходная мощность 10–46 Вт при мощности сигнала 0,01–0,5 Вт.

Ключевые слова: оротрон, орбитрон, усилитель, миллиметровый диапазон.

Источники субмиллиметрового диапазона на низковольтных электронных пучках востребованы во многих технических приложениях: сканирование багажа, фотографии опухолей, радиолокация. Одним из перспективных приборов в этом диапазоне является орбитрон [1, 2]. В докладе представлены результаты исследования клиноорбитрона, схема которого представлена на рис. 1.

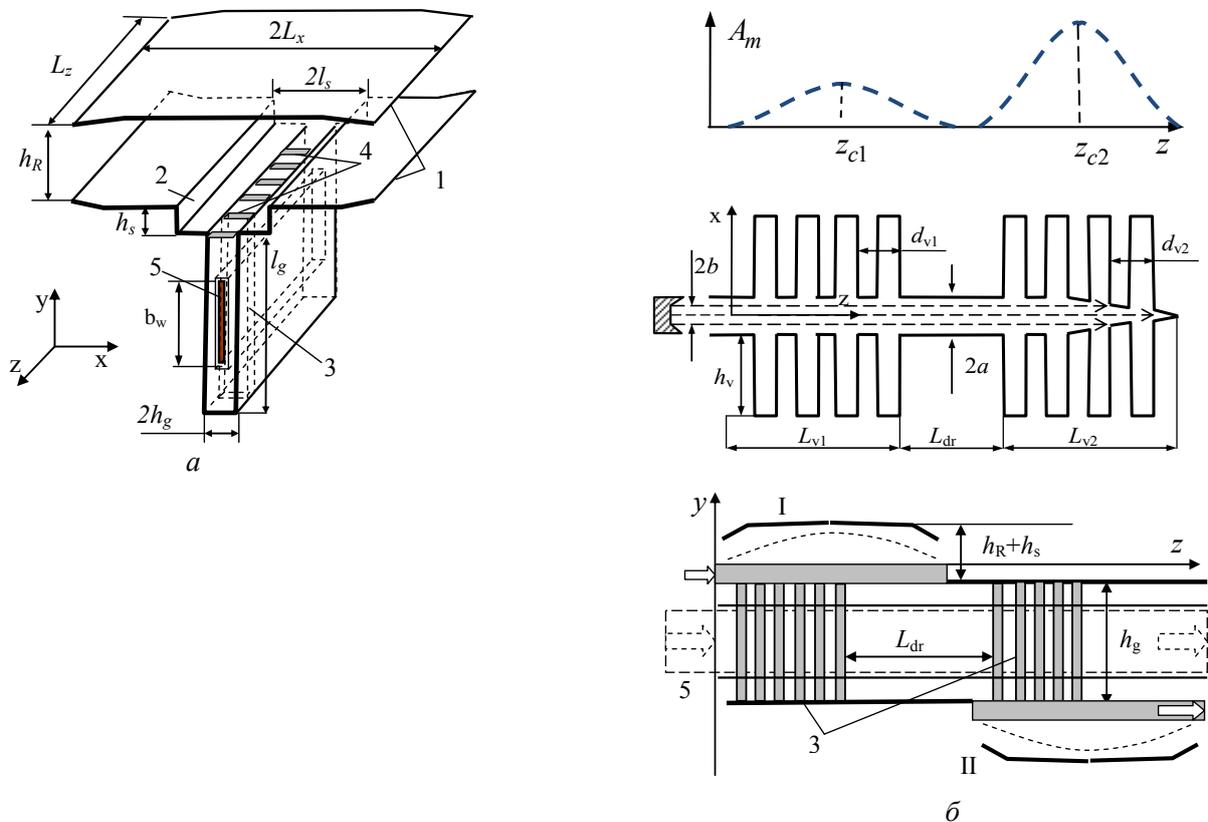


Рис. 1. Схема клиноорбитрона: а – открытый резонатор, нагруженный гребенкой; б – расположение резонаторов в усилительной схеме

Его отличительная особенность в том, что ленточный электронный пучок в отбирателе осаждается на сходящиеся клином гребенки. Работает усилитель следующим образом. Электронный пучок 5, пролетая в зазоре гребенки первого резонатора-модулятора I, возбуждаемого сигналом, получает начальную модуляцию. Затем, после пролета области дрейфа длиной L_{dr} , на которой происходит группировка электронов, попадает в зазор гребенки 3 второго резонатора-отбирателя II. Здесь происходит отбор энергии электронов и вывод ее в нагрузку. Прямоугольные резонаторы 3, соединены с открытым резонатором 1 через щели 4. Распределение амплитуд электрических полей в ячейках гребенок пропорционально амплитудам полей вдоль соответствующих открытым резонаторов $A_m(z)$.

Работы по созданию экспериментальных макетов орбиктронов и клиноорбиктронов субмиллиметрового диапазона ведутся в Харьковском ИРЭ. В БГУИР созданы математические модели, пакеты программ и выполняются расчеты с целью поиска наиболее оптимальной по различным критериям качества конструкций орбиктронов. В работах [1, 2] представлены результаты моделирования орбиктронов.

Последние выполненные расчеты показали, что если в выходном резонаторе орбиктрона-усилителя [2] использовать клинообразный зазор гребенки, то эффективность можно повысить примерно в полтора раза. При этом уменьшается необходимое значение нагруженной добротности выходного резонатора. На рис. 2 представлены основные характеристики одного из вариантов такого клиноорбиктрона-усилителя для электронного пучка с напряжением 3.5 Кв. Приведены значения параметров, описанных в [1]. Как видно из рис. 2, б, несмотря на неравномерную группировку в области дрейфа [2], в клиноорбиктроне-усилителе удастся добиться практически однородного отбора энергии у всех слоев пучка, чего не удастся достичь в орбиктроне. При этом оптимальное распределение поля A_m вдоль отбирателя должно быть приблизительно равномерным, в отличие от орбиктрона, где для обеспечения максимального КПД оно должно монотонно возрастать.

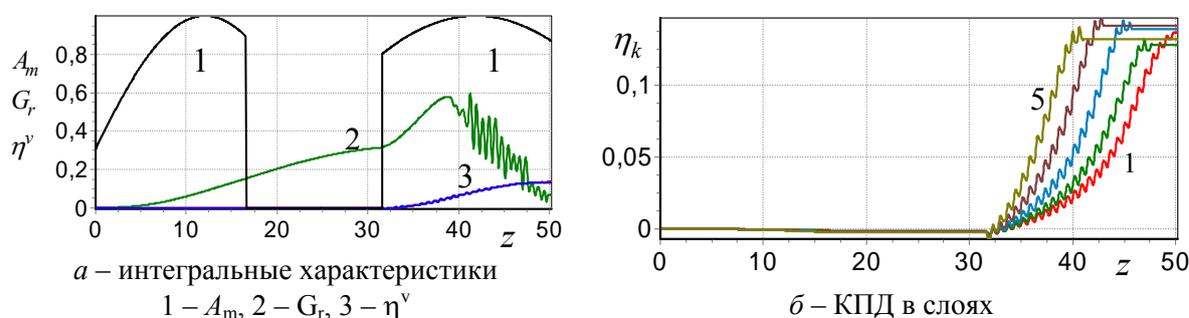


Рис. 2. Характеристики клиноорбиктрона-усилителя при значениях параметров:

$$a=0.21, b=0.189, n_{v1}=22, L_{z1}=30, \Delta L_1=1, L_{v1}=16.5, d_{v1}=0.75, L_{dr}=15$$

$$n_{v2}=27, L_{z2}=50.5, \Delta L_2=15, L_{v2}=18.7, L_{v2}=5.8, d_{v2}=0.703$$

$$A_1=6e-5, P_s=0.34\text{Вт}, A_2=1.0e-3, \eta_2=0.134, P_{out}=46.7\text{Вт}, B_0=0.77\text{Т}, Q=405$$

Список литературы

1. Ерёмка В.Д., Кураев А.А., Синуцын А.К. // Радиопизика и электроника, 2013, т.4 (18), №4. –С.63-72.
2. Eryomka V.D., Kurayev A.A., Sinitsyn A.K. // Proceedings The Eighth International Kharkov Symposium On Physics And Engineering Of Microwaves, Millimeter And Submillimeter Waves (Msmw'2013), Kharkov, Ukraine, June 23-28. P.147-148.

ИССЛЕДОВАНИЕ ВЛИЯНИЯ НЕКОТОРЫХ ФАКТОРОВ НА ЭФФЕКТИВНОСТЬ ПЕНИОТРОНА

А.А. КУРАЕВ, В.В. МАТВЕЕНКО, А.К. СИНИЦЫН

*Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
ул. П. Бровки, 6, г. Минск, 220013, Республика Беларусь
kurayev@bsuir.by, sinitsyn@cosmostv.by*

С использованием разработанной математической модели проведено исследование влияния величины фазовой скорости рабочей СВЧ волны и увеличения скорости электронного пучка на предельные значения эффективности пениотрона. Показано, что при нерелятивистских скоростях электронов предельный КПД пениотрона превосходит 80% при изменении фазовой скорости в диапазоне $1 \leq v_p/c \leq 2$.

Ключевые слова: пениотрон, гирорезонанс, СВЧ, КПД.

В пениотроне, реализуется практически идеальный механизм, при котором независимо от момента влета в пространство взаимодействия все электроны тонкостенного, трубчатого, моновинтового пучка движутся в направляемом магнитном поле примерно в одинаковых условиях и без предварительного группирования в сгусток, отдают полю практически всю свою энергию движения [1]. Наиболее эффективно пениотронный механизм реализуется при взаимодействии такого пучка с циркулярно поляризованной модой шепчущей галереи H_{n1l} (поле описывается фактором $e^{j(\omega t - n\phi)}$) в условиях дрейфового резонанса $\omega(1 - \beta_z/\beta_p) \approx p\Omega$, когда номер гармоники p на единицу меньше количества азимутальных вариаций поля n , т.е. при $p=n-1$. Здесь $\Omega = eB_0/(m_0\gamma)$ – лармовская частота вращения электрона в продольном магнитном поле B_0 ; e , m_0 – соответственно заряд, масса покоя электрона, γ – релятивистский фактор, $\beta_z = v_z/c$, v_z – скорость электрона в направлении распространения волны, $\beta_p = v_p/c$, v_p – фазовая скорость волны, c – скорость света.

В этом случае за один оборот электрон опережает вращающееся поле ровно на одну вариацию. Эту ситуацию иллюстрируют рис. 1 для моды H_{21l} .

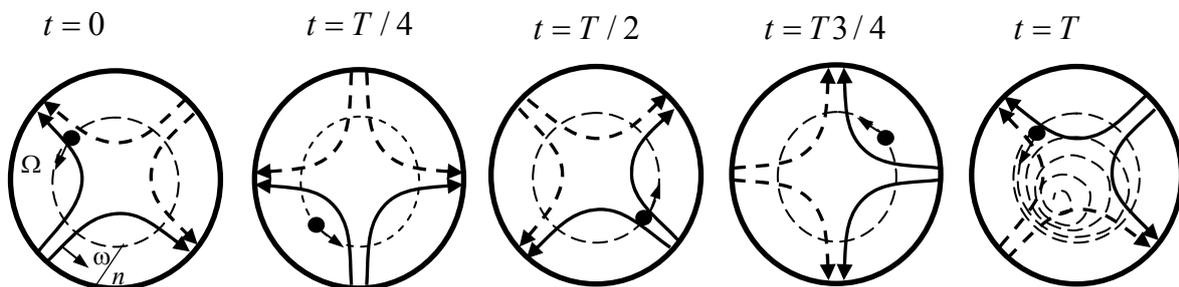


Рис. 1. Положение электрона, вращающегося с частотой $\Omega=\omega/(n-1)$ по отношению к картине силовых линий моды H_{21l} за один период колебания T

Здесь при условии $p=n-1$ ($n=2$) электрон совершает вращение с угловой скоростью $\Omega = \omega/(n-1) = \omega$, в то время как электрическое поле, представленное силовыми линиями, вращается с угловой скоростью $\omega/n = \omega/2$. Поэтому электрон начавший свое вращение

при $t=0$ в начале вариации электрического поля (силовая линия нарисована сплошной линией), одну половину оборота $[t=0, t=T/2]$ совершит в ускоряющем его движение поле, вторую половину оборота $[t=T/2, t=T]$ в тормозящем. Благодаря совместному действию скрещенных полей (убывающего к центру электрического и направляющего магнитного) происходит постепенное смещение ведущих центров электронных орбит, что приводит к одинаковой потере энергии всех электронов за счет того, что электрон на каждом обороте движется в большем чем ускоряющее тормозящем поле.

В работе [2] на основе анализа полученного усредненного интеграла движения электронов, соответствующего рассматриваемому случаю, показано, что достаточным условием такого идеального механизма является нерелятивистский характер движения ($\gamma=1$) и приближение фазовой скорости волны к единице. Настоящий доклад посвящен исследованию влияния отклонения от этих условий на эффективность пениотрона.

На рис.2 представлены результаты расчетов максимального КПД резонансного пениотрона без учета встречной волны на первой и третьей гармонике при начальных скоростях электронного пучка $0.2 < \beta_0 < 0.9$ и значении питч-фактора $q=2$ для значений фазовой скорости $1 < \beta_p < 2$. Длина области взаимодействия и амплитуда поля подбирались так, чтобы электрон совершал примерно 20 оборотов.

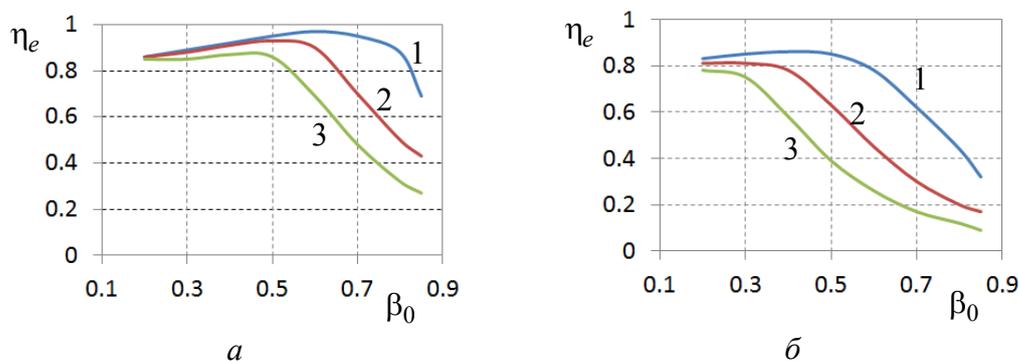


Рис. 2. Максимально достижимый электронный КПД (η_e) пениотрона.
Кривые 1 – $\beta_p=1.1$, 2 – $\beta_p=1.3$, 3 – $\beta_p=2$; а) $n=2$, $p=1$; б) $n=4$, $p=3$

Как следует из этих рисунков, при нерелятивистских скоростях электронов эффективность взаимодействия остается высокой (КПД $> 80\%$) и слабо зависит от величины фазовой скорости. Однако с ростом β_0 , начиная с некоторого его значения наблюдается спад КПД тем раньше, чем больше величина фазовой скорости и номер гармоники p . В тоже время при $\beta_p \sim 1$ на первой гармонике величина КПД превосходит 80% даже при релятивистских скоростях вплоть до $\beta_0=0.8$.

Рассмотрим роль еще одного фактора, приводящего к снижению эффективности резонансного пениотрона при приближении к условию гирорезонанса со встречной волной стоячей моды резонатора на $p+1$ гармонике, который выполняется когда $\beta_z \approx \beta_p / (2p + 1)$. Как следует из этой формулы и вышеприведенных результатов, увеличивая β_p можно значительно отстроиться от условия гирорезонанса со встречной волной и обеспечить высокий КПД в резонансном пениотроне для технологических применений ($f \sim 2.4$ ГГц) на гармониках $p < 4$ при нерелятивистских скоростях электронов пучка.

Список литературы

1. *Голеницкий И.И., Ерёмка В.Д., Сазонов В.П.* // Обзоры по электронной технике. Сер.1. Электроника СВЧ. Москва. ЦНИИ «Электроника» 1988. 85с.
2. *Кураев А.А.* //Радиотехника и электроника. 1982. Т.27. №45. С.794-799.

ЛБВ О-ТИПА НА ВОЛНООБРАЗНО ИЗОГНУТЫХ ПРЯМОУГОЛЬНЫХ ВОЛНОВОДАХ В ДИАПАЗНЕ ЧАСТОТ 0,6-3 ТГц

А.В. АКСЕНЧИК¹, И.Ф. КИРИНОВИЧ²

¹Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
ул. П. Бровки, 6, г. Минск, 220013, Республика Беларусь
aksenchik@bsuir.by

²Минский государственный высший радиотехнический колледж
пр-т Независимости, 62, г. Минск, 220013, Республика Беларусь
kirinovich.irina@yandex.ru

На основе сформулированной математической модели ЛБВ на волнообразно изогнутом прямоугольном волноводе проведены расчеты ЛБВ в диапазоне частот 0,6–3 ТГц и исследованы их предельные возможности. Приведены параметры ЛБВ с полосой усиления 10–20 %, коэффициентом усиления 45–65 дБ, выходной мощностью 4–18 Вт.

Ключевые слова: лампа бегущей волны (ЛБВ), терагерцовый диапазон, волнообразно изогнутый, волновод, оптимизация, цепочка четырехполюсников.

В последние два десятилетия наблюдается интенсивное развитие таких направлений как: электроника, радиоастрономия, радиолокация, радионавигация, широкополосная радиосвязь в области терагерцового диапазона частот (100 – 10000 ГГц).

Для освоения и разработки этих направлений требуются генераторы и усилители терагерцового диапазона малой мощности. Одними из перспективных приборов для создания усилителей и генераторов терагерцового диапазона являются ЛБВ, ЛОВ на волнообразно изогнутых прямоугольных волноводах (ВИПВ). На рис. 1 приведена схема двухсекционной ЛБВ на ВИПВ.

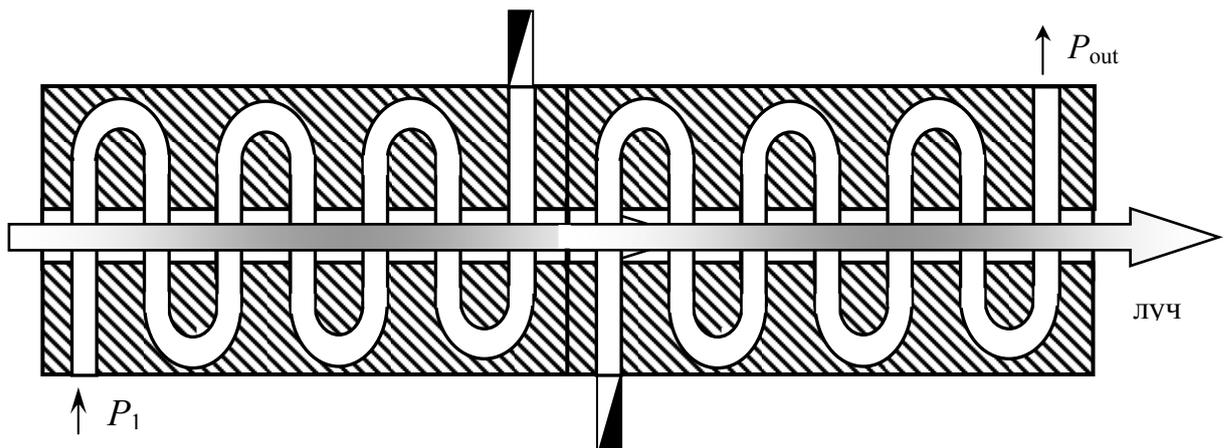


Рис. 1. Схемы двухсекционной ЛБВ на ВИПВ

Рассматриваемая ЛБВ (рис. 1) моделируется цепочкой эквивалентных четырехполюсников [1]. Каждый четырехполюсник моделирует одно звено волнообразно изогнутого прямоугольного волновода. Как видно из рисунка, секции связаны только по электронному лучу, по электромагнитной (ЭМ) волне связи нет. В работах [1, 2] сфор-

мулирована математическая модель ЛБВ на ВИПВ и приведены результаты исследований влияния на частотные характеристики ЛБВ изменения различных параметров. Настоящая работа посвящена исследованию предельных возможностей (максимальный коэффициент усиления, выходная мощность, полоса частот усиления) этих приборов.

На рис. 2 приведены зависимости коэффициента усиления по мощности K_p от относительной частоты $w = f / f_0$ двухсекционной ЛБВ: ускоряющее напряжение $U_0=12$ кВ, ток электронного луча $I_0=0,15$ А, число зазоров в секциях одинаково, по $N=42$. Для первой секции выбран коэффициент фазы четырехполюсника $K_j = 2,615$ рад., для второй и третьей секций коэффициенты фаз $K_j = 1,3$ рад.

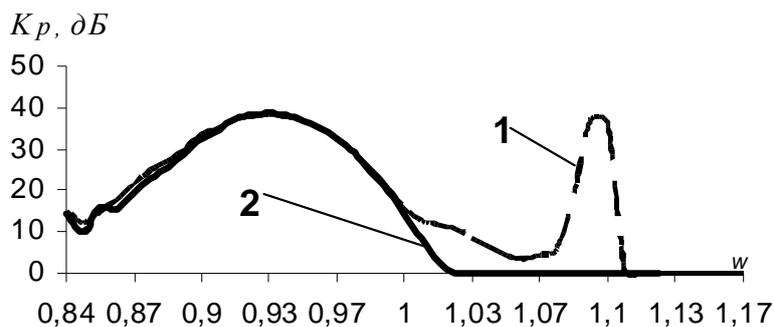


Рис. 2. Зависимость коэффициента усиления по мощности K_p от относительной частоты $w = f / f_0$, двухсекционная ЛБВ, частота $f_0=3$ ТГц: входная мощность $P_{in}=0,0027$ Вт – кривая 1, входная мощность $P_{in}=0,0027 \cdot 10^{-5}$ Вт – кривая 2.

На относительной частоте $w=0,934$ коэффициент усиления по мощности K_p этого варианта двухсекционной ЛБВ равен 38,2 дБ, электронный КПД $\eta_e=0,0134$, выходная мощность ЛБВ $P_{out}= 17,6$ Вт при входной мощности $P_{in}=0,0027$ Вт.

Проведенные расчеты показали, что усилители на волнообразно изогнутых прямоугольных волноводах склонны к самовозбуждению, которое можно устранить изменением некоторых параметров прибора [2]. Двухсекционные ЛБВ на ВИПВ на частоте 0,6 ТГц имеют расчетный коэффициент усиления 40-50 дБ, расчетную выходную мощность 4-10 Вт, полоса частот усиления составляет примерно 15-20%. Двухсекционные ЛБВ на ВИПВ на частоте 3 ТГц имеют расчетный коэффициент усиления 35-38 дБ, расчетную выходную мощность 15-18 Вт, полоса частот усиления составляет примерно 10-15%. Трехсекционные ЛБВ на ВИПВ частоте 3 ТГц имеют расчетный коэффициент усиления 60-65 дБ, расчетную выходную мощность 3-4 Вт, полоса частот усиления составляет примерно 15-20%. Исследования 2-3-секционных ЛБВ показали, что для получения максимальной полосы частот усиления необходимо выбирать варианты ЛБВ с короткими трубками дрейфа (угол пролета электронов менее 6 радиан) и для уменьшения склонности к самовозбуждению в секциях должны быть разные коэффициенты фаз.

Список литературы

1. Аксенчик А.В., Кураев А.А. Киринович И.Ф. // Весці НАН Беларусі. 2009. сер. фіз.-тэхн. навук. №3. С.113-124.
2. Аксенчик А.В., Кураев А.А. Киринович И.Ф. // Весці НАН Беларусі. 2009. сер. фіз.-тэхн. навук. №4. С.102-110.

ИССЛЕДОВАНИЕ ХАОТИЧЕСКОЙ ДИНАМИКИ ОБЪЕМНЫХ ЛАЗЕРОВ НА СВОБОДНЫХ ЭЛЕКТРОНАХ (ОЛСЭ) ПОД ВЛИЯНИЕМ ВНЕШНИХ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ВОЛН

С.Н. СЫТОВА

*Институт ядерных проблем Белорусского государственного университета
ул. Бобруйская, 11, г. Минск, 220030, Республика Беларусь
sytova@inp.bsu.by*

Проведено исследование хаотической динамики в объемном лазере на свободных электронах (ОЛСЭ) под влиянием внешних падающих на сеточный резонатор ОЛСЭ электромагнитных волн. Показана возможность изменения типа и величины амплитуды динамического решения, а также подавления паразитных мод в ОЛСЭ.

Ключевые слова: объемный лазер на свободных электронах, хаос, нелинейная динамика.

ОЛСЭ – электронный прибор, работающий на излучении релятивистских электронов, движущихся в двумерных (трехмерных) пространственно-периодических средах (резонаторах, естественных или искусственных электромагнитных (фотонных) кристаллах) в синхронизме с одной или несколькими электромагнитными волнами, для которых выполняются условия дифракции Брэгга в резонаторе вблизи области вырождения корней дисперсионного уравнения. Принципы функционирования ОЛСЭ, разработанные и экспериментально подтвержденные в [1–2], справедливы для всех частотных диапазонов и различных механизмов спонтанного излучения. Моделированию нелинейной стадии работы различных типов ОЛСЭ посвящены работы [3–4] (см. ссылки).

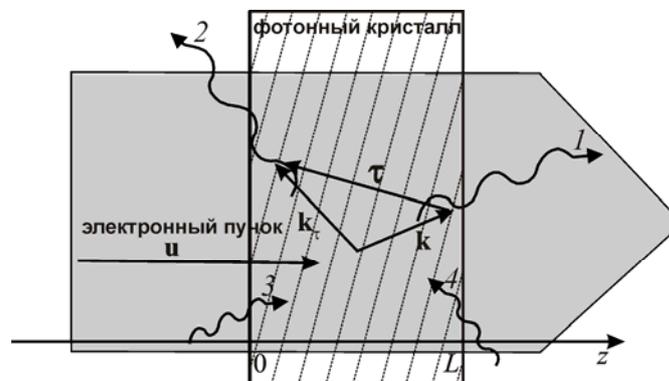


Рис. 1. Схема двухволнового ОЛСЭ в геометрии Брэгга

В [3–4] было впервые продемонстрировано, что при прохождении пучков заряженных частиц через двумерные (трехмерные) пространственно-периодические среды генерируемое квазичеренковское параметрическое излучение является хаотическим. То есть, ОЛСЭ является динамической хаотической системой, характеризующейся различными динамическими режимами работы. Источником хаоса в ОЛСЭ является сложная природа взаимодействия пучка электронов с электромагнитным полем в условиях объемной распределенной обратной связи, реализующейся в резонаторе при выполнении условий динамической дифракции, что приводит к неоднородному распределению ин-

тенсивности электромагнитного поля и ведет к значительным возмущениям в движении электронов и соответственно к многообразию динамики генерации в ОЛСЭ.

Рассмотрим теоретическую модель ОЛСЭ, лежащую в основе его моделирования (см. рис. 1). Электронный пучок со скоростью \mathbf{u} «падает» на полубесконечную пространственно-периодическую мишень (резонатор, фотонный кристалл) толщиной L . Электроны пучка начинают испускать спонтанное излучение, которое при одновременном выполнении условий дифракции и условий синхронизма преобразуется в коллективное квазичеренковское излучение с частотой ω и волновыми векторами \mathbf{k} и $\mathbf{k}_\tau = \mathbf{k} + \boldsymbol{\tau}$, где $\boldsymbol{\tau}$ – вектор обратной решетки мишени (волны 1 и 2). Система (рис.1) имеет вид:

$$\begin{aligned} \frac{\partial E}{\partial t} + \gamma_0 c \frac{\partial E}{\partial z} + 0.5i \omega l E - 0.5i \omega \chi_\tau E_\tau &= j\Phi \int_0^{2\pi} \frac{2\pi - p}{4\pi} \left(e^{-i\theta(t,z,p)} + e^{-i\theta(t,z,-p)} \right) dp, \\ \frac{\partial E_\tau}{\partial t} + \gamma_1 c \frac{\partial E_\tau}{\partial z} + 0.5i \omega \chi_{-\tau} E - 0.5i \omega l_1 E_\tau &= 0, \\ \frac{\partial^2 \theta(t,z,p)}{\partial z^2} &= \frac{e\Phi}{m\gamma^3 \omega^2} \left(k_{0z} - \frac{\partial \theta(t,z,p)}{\partial z} \right)^3 \operatorname{Re} \left(E e^{i\theta(t,z,p)} \right), \end{aligned} \quad (1)$$

$$\frac{\partial \theta(t,0,p)}{\partial z} = k_{0z} - \omega/u, \quad \theta(t,0,p) = p, \quad E(0,t) = E_0(t), \quad E_\tau(L,t) = E_1(t),$$

где $t > 0$, $z \in [0, L]$, $p \in [-2\pi, 2\pi]$. $E(z,t)$ и $E_\tau(z,t)$ – амплитуды проходящей и дифрагированной волн (волны 1 и 2 рис.1). $\theta(t,z,p)$ – фаза электронов относительно электромагнитной волны. $\gamma_{0,1}$ – направляющие косинусы векторов \mathbf{k} и \mathbf{k}_τ . Φ , l_0 , l_1 , l – системные параметры. γ – Лоренц-фактор электронного пучка. δ – отклонение от точного выполнения условия синхронизма. $\varepsilon_0 = 1 + \chi_0$ – диэлектрическая проницаемость среды, χ_0 , $\chi_{\pm\tau}$ – коэффициенты ее разложения в ряд по векторам обратной решетки.

$E_0(t)$ и $E_1(t)$ в (1) определяют граничные условия для волн $E(z,t)$ и $E_\tau(z,t)$ и представляют собой внешние падающие на резонатор волны (волны 3 и 4 рис.1). Они обе могут быть равны 0 и тогда при превышении пороговых условий система работает в режиме генерации, либо быть отличными от нуля. Анализ результатов моделирования для различных случаев $E_0(t)$ по сравнению со случаем $E_0 \equiv 0$ является целью данной работы. По результатам численного моделирования построены параметрические карты перехода к хаосу для случаев $E_0 \equiv 0$; $E_0 \equiv 100$; $E_0(t) = 100 + 20 \sin(3t) + 20a$, где a – случайное число в интервале $[0, 1]$, генерируемое в каждый момент времени. На данных картах демонстрируется изменение типов динамических решений для различных E_0 , в том числе вместо высокоамплитудных хаотических режимов местами получены низкоамплитудные режимы и наоборот, а также существенное увеличение по амплитуде электромагнитных волн на выходе из резонатора по сравнению со случаем $E_0 \equiv 0$. Показано, как для режима хаотической перемежаемости, представляющего собой случайные переключения между несколькими аттракторами, отвечающими разным модам в системе, внешний сигнал возбуждает сильнее одну из таких мод и решение кардинально меняет свой вид. Продемонстрировано проявление одного из свойств ОЛСЭ – подавления паразитных мод в системе, выражающееся в подавлении хаотической составляющей, вносимой генератором случайных чисел.

Список литературы

1. *Baryshevsky V.G., Feranchuk I.D.* // Physics Let. A. 1984. Vol.102. P. 141–144.
2. *Baryshevsky V.G.* High-energy nuclear optics of polarized particles. World Press. 2012.
3. *Батраков К.Г., Сытова С.Н.* // ЖВМ и МФ. 2005. Т. 45, № 4. С. 690–700.
4. *Сытова С. Н.* // Известия вузов. ПНД. 2012. Т. 20, № 6. С.124–135.

ТЕОРЕТИЧЕСКИЕ И ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫЕ ИССЛЕДОВАНИЯ АКСИАЛЬНОГО ВИРКАТОРА

С.В. АНИЩЕНКО, В.Г. БАРЫШЕВСКИЙ, А.А. ГУРИНОВИЧ, Е.А. ГУРНЕВИЧ,
П.В. МОЛЧАНОВ, С.Э. СЯГЛО, В.В. ТИХОМИРОВ

*Институт ядерных проблем Белорусского государственного университета
ул. Бобруйская 11, г. Минск, 220030, Республика Беларусь
vvtikh@mail.ru*

Приведены параметры и описана математическая модель аксиального виркатора, разработанного в НИИ ЯП БГУ. Как численные, так и экспериментальные результаты свидетельствуют о высокой мощности и монохроматичности излучения разработанной конструкции.

Ключевые слова: виртуальный катод, СВЧ-излучение, метод частица-сетка (PIC-метод).

Одним из наиболее перспективных источников СВЧ импульсов гигаваттных мощностей признан виркатор, в котором для генерации излучения используются колебания виртуального катода (ВК). Сильная нелинейность, нестационарность и многопоточность движения электронов в виркаторах позволяют проводить их разработку только при совместном использовании экспериментальных данных и исходя из первых принципов электродинамики и кинетики, реализованных в методе частица-сетка (particle in cell или PIC-метод) [1–4].

Экспериментальные исследования аксиального виркатора проводились на разработанном и созданном в НИИ ЯП экспериментальном стенде, обеспечивающем следующие параметры: энергия электронного пучка 400–450 кэВ; катоды из пористого графита диаметром 50–70 мм; анодная сетка из нержавеющей стали с геометрической прозрачностью 77 %; катод-анодный зазор 13–16 мм, возможность установки резонаторов разной конфигурации.

Также в НИИ ЯП был реализован и протестирован собственный алгоритм моделирования PIC-методом [5], позволяющий вести практическую разработку виркаторов, работающих на аксиально симметричных модах. Использование PIC-метода на практике требует регулярного проведения корректирования и цифровой фильтрации численных решений для полей, плотностей заряда и тока. Как способы, так и методики проведения этих процедур весьма разнообразны и зачастую не имеют строгого математического обоснования. При этом владение полной информацией о процедурах корректирования и сглаживания открывает перед разработчиком широкие возможности оптимизации их проведения и тонкой настройки на конкретную задачу, в том числе и с использованием экспериментальных данных.

Разработанный нами код основывается на решении полных уравнений Максвелла методом перешагивания на сдвинутых на полшага в пространстве и времени прямоугольных сетках в приближении идеальной проводимости ограничивающих поверхностей. При переходах между сеточными и непрерывными значениями полей, плотностей тока и заряда использовалась процедура взвешивания первого порядка. Релятивистское уравнение движения частиц (уравнение Ньютона-Лоренца) решалось методом Бóриса [1]. Возникающее при численном счете нарушение уравнения Гаусса, эквивалентное нарушению уравнения сохранения заряда, корректировалось методом, также предложенным Бóрисом [1]. При этом оказалось, что для решения уравнения Пуассона для корректирующего потенциала достаточно лишь одной итерации методом Якоби на ка-

ждом временном шаге. Для подавления численных коротковолновых шумов от поперечных составляющих полей использовалась нецентральная по времени процедура фильтрации Годфри [6]. Инжекция заряда проводилась в плоскости, отстоящей на четверть шага сетки от эмитирующей поверхности. Величина инжектируемого заряда диктовалась теоремой Гаусса для ячеек, примыкающих к поверхности, и обращением в ноль электрического поля на последней.

Рис. 1 иллюстрирует применение разработанного численного кода к моделированию работы аксиального виркатора, состоящего из плоского диода и резонатора, содержащего три диафрагмы: внутренний диаметр и длина полостей резонатора для первой – 100 и 60 мм, для второй – 100 и 20 мм, для третьей – 130 и 12 мм и для четвертой – 140 и 65 мм, соответственно; мембраны толщиной 5 мм расположены на стыках полостей резонатора и имеют диаметры отверстий 50, 80 и 120 мм, соответственно. Приведенные на рис. 1, *а* теоретические распределения частиц в конфигурационном и фазовом пространствах наглядно демонстрируют пространственно-временные осцилляции плотностей заряда и тока, порождаемые колебаниями виртуального катода. Рис. 1, *б* иллюстрирует высокую монохроматичность и мощность излучения. Расчет проводился для напряжения 450 кВ на диоде, средний ток которого был близок к 17 кА. Проведенные эксперименты продемонстрировали удовлетворительное согласие с результатами расчетов.

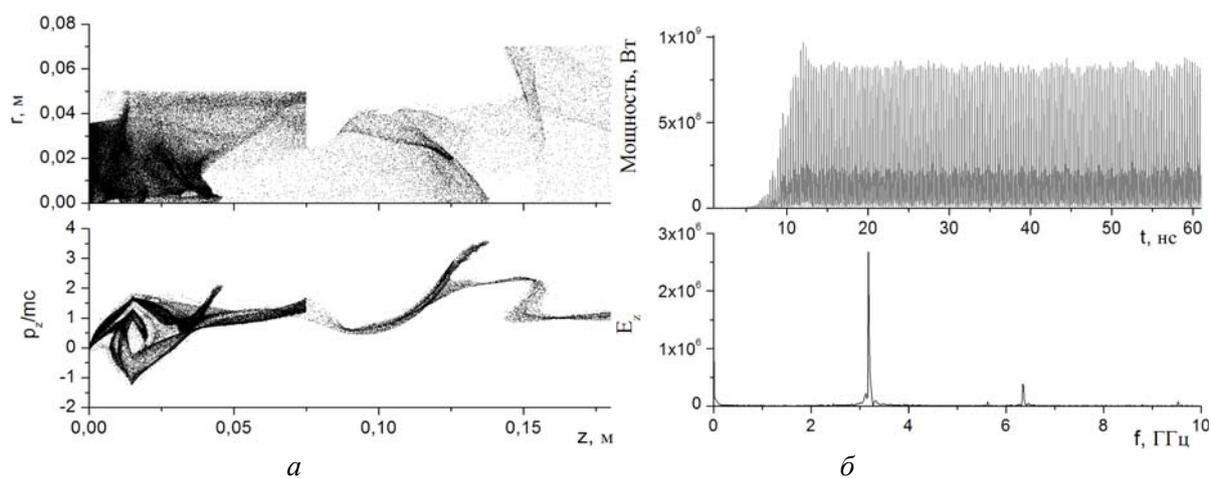


Рис. 1. Конфигурационный (вверху) и продольный фазовый портрет пучка аксиального виркатора (*а*). Временная зависимость мощности (вверху) и спектр излучения (внизу) виркатора (*б*)

Список литературы

1. Бэдсел Ч., Ленгдон А. Физика плазмы и численное моделирование. М., Энергоатомиздат, 1989.
2. Goplen B., Ludeking L., Smith D., Warren G. // *Comp. Phys. Comm.* 1995. Vol. 87, P. 54–86.
3. Tarakanov V.P. 'User's Manual for Code KARAT'. BRA Inc., Va, USA. 1992.
4. Кураев С.А., Рак А.О., Колосов С.В., и др. // *ЖТФ*. 2014. Т. 84, № 3. С. 8–13.
5. Тихомиров В.В., Сягло С.Э. Моделирование аксиального виркатора. // Известия НАН Беларуси. Серия физико-технических наук. В печати. // *Tikhomirov V.V., Siahlo S.E. Simulation of an axial vircator.* acc-ph/1309.6486.
6. Godfrey B.B., Goplen B. // 22 Annual meeting of APS, Division of plasma physics, 10-14 November, 1980 Mission Res. Corp., Lancaster, PA, AMRC-N-146, Nov. 1980.

ИССЛЕДОВАНИЕ ПРОЦЕССОВ ВЗАИМОДЕЙСТВИЯ ЭЛЕКТРОННОГО ПОТОКА В СЖАТОМ СОСТОЯНИИ С ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫМ ПОЛЕМ

Е.Н. ЕГОРОВ¹, А.А. КУРАЕВ², С.В. КОЛОСОВ²,
А.А. КОРОНОВСКИЙ^{1,3}, А.Е. ХРАМОВ^{1,3}

¹*Саратовский государственный университет имени Н.Г. Чернышевского
ул. Астраханская, 83, г. Саратов, 410012, Россия
evgeniy.n.egorov@gmail.com*

²*Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
ул. П. Бровки, 6, г. Минск, 220013, Республика Беларусь
rak@bsuir.by, kurayev@bsuir.by*

³*Саратовский государственный технический университет имени Гагарина Ю.А.
ул. Политехническая, 77, г. Саратов, 410054, Россия
hramovae@gmail.com*

Приведены результаты численного исследования взаимодействия трубчатого электронного потока с электромагнитным полем в низковольтной виркаторной системе. Показана возможность формирования сжатого состояния в нерелятивистском потоке. Обсуждается влияние управляющих параметров системы на динамику потока в сжатом состоянии.

Ключевые слова: виртуальный катод, трубчатый пучок, сжатое состояние.

Устройства СВЧ электроники, демонстрирующие сложную хаотическую динамику, известны с 70х годов и могут использоваться в современных информационно-телекоммуникационных системах, основанных на использовании широкополосных хаотических сигналов для передачи и хранения информации [1], а также для целей СВЧ-нагрева плазмы, радиолокации, радиопротиводействия, электромагнитной совместимости и т.д.. К числу перспективных приборов в этом отношении относятся приборы со сверхкритическим током – так называемые генераторы на виртуальном катоде – виркаторы, виртоды, отражательные триоды и т.п. [2], в том числе и их низковольтные модификации [3].

Исследование процессов взаимодействия электронного пучка с виртуальным катодом и электромагнитного поля проводилось на примере виркатора с источником электронов в виде магнетронно-инжекторной пушки (МИП). Удобство использования МИП в виркаторах связано с высоким первенсом электронного пучка МИП [3], а также в МИП принципиально использование ведущего магнитного поля. Кроме того, трубчатый винтовой электронный поток, формируемый в МИП, обладает собственным высоким уровнем шума, а также принципиальным значительным разбросом электронного потока по скоростям и энергиям [4].

В работе рассматривалась схема в которой анод пушки соединён с пространством дрейфа виркатора в единое цилиндрическое пространство дрейфа. При этом камера дрейфа разделяется на две части, и на правую часть камеры подаётся тормозящий потенциал, меньший потенциала анода $V_r < V_a$. Численное исследование процессов в МИП проводилось с помощью 2.5D-мерной математической модели, основанной на самосогласованной системе уравнений движения и уравнения Пуассона (квазистатистический подход) для нахождения самосогласованного поля пространственного заряда. Мо-

делирование динамики электронного потока проводилось методом крупных частиц (PIC-метод). Магнитное поле в МИП имеет конфигурацию магнитной ловушки (в области катода продольная величина B_z магнитного поля меньше, чем в области трубы дрейфа). Моделирование системы проводилось в безразмерном виде, что позволяло обобщить полученные результаты, как на нерелятивистский случай, так и на случай слабого релятивизма.

В области отражающего электрода при превышении тормозящей разности потенциалов некоторого критического значения в трубе дрейфа образуется виртуальный катод (ВК). Как показали исследования, образование ВК в трубчатом винтовом пучке происходит под действием двух факторов, а именно магнитного поля, вследствие происходящей в магнитной ловушке перекачки энергии продольного движения в энергию поперечного, а также под действием собственных полей пространственного заряда пучка. При этом влияние пространственного заряда приводит к значительному усложнению динамики винтового электронного потока с виртуальным катодом, формируемого МИП. В данном случае наличие самосогласованного влияния пространственного заряда может приводить к разнообразной, сложной, вплоть до хаотической, нелинейной динамике электронного потока.

Интересным является случай, когда область магнитной ловушки и область, где вводится дополнительное торможение пучка, разделены пространственно, т.е. тормозящий электрод находится в области постоянной величины (полочки) магнитного поля пространства дрейфа. В этом случае в системе в области между магнитной ловушкой и тормозящим электродом устанавливается так называемое сжатое состояние пучка (ССП). Необходимо пояснить, что СПП характеризуется высокой плотностью и малой скоростью электронов потока в некоторой области пространства взаимодействия и наблюдается обычно в релятивистских системах с ВК. Однако формирования СПП можно добиться, как показали данные исследования, и в низковольтной виркаторной системе. Была построена карта режимов на плоскости управляющих параметров (ток, торможение). Показано, что при увеличении безразмерного тока пучка или тормозящей разности потенциалов в системе наблюдается режим нестационарного виртуального катода, а затем и режим СПП.

Также было показано, что для системы с дополнительным торможением пучка характерно возникновение продольных колебаний пространственного заряда в сжатом состоянии потока. Показано, что в пучке чётко прослеживаются колебания пространственного заряда в области около катода, а также в области СПП. Колебания плотности пучка сопровождаются колебаниями потенциала пространства. Возникновение этих колебаний определяется колебаниями плотности в области магнитной ловушки, которые движутся вдоль пространства со скоростью волн пространственного заряда.

Работа выполнена при поддержке гранта РФФИ №№ 14-02-31149 мол_а, 12-02-00345, 12-02-33071, 13-02-90406) и Президентской программой поддержки молодых российских ученых (проекты МД-345.2013.2 и МК-818.2013.2).

Список литературы

1. *Дмитриев А.С., Панас А.И.* Динамический хаос. Новые носители информации для систем связи. М.: Физматлит, 2002.
2. *Дубинов А.Е., Селемир В.Д.* // Радиотехника и электроника. 2002. Т. 47. № 6. С. 575.
3. *Калинин Ю.А.* и др. // Физика плазмы. 2005. Т. 31. С. 1009.
4. *Tsimring S.E.* Electron beams and microwave vacuum electronics. John Wiley and Sons, Inc., Hoboken, New Jersey, 2007.

МЕТОД АНАЛИЗА УСТОЙЧИВОСТИ СИЛЬНОСВЯЗАННЫХ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ НАНОСТРУКТУР

В.А. МАКСИМЕНКО^{1,2}, А.А. КОРОНОВСКИЙ^{1,2}, О.И. МОСКАЛЕНКО^{1,2},
А.Е. ХРАМОВ^{1,2}, К.Н. АЛЕКСЕЕВ³, А.Г. БАЛАНОВ³.

¹*Саратовский государственный университет им. Н.Г. Чернышевского
ул. Астраханская, 83, г. Саратов, 410012, Россия
maximenkov1@gmail.com*

²*Саратовский государственный технический университет имени Гагарина Ю.А.
ул. Политехническая, 77, г. Саратов, 410054, Россия*

³*Университет города Лафборо
LE11 3TU, Лафборо, Великобритания*

В работе предложен метод анализа устойчивости стационарного состояния сильносвязанной полупроводниковой сверхрешетки, позволяющий рассчитывать значение напряжения, необходимого для возникновения неустойчивости и находить частоту возникающих колебаний.

Ключевые слова: полупроводниковая сверхрешетка, пространственно-временная неустойчивость, домены, сверхвысокочастотная генерация.

В настоящее время большое внимание уделяется научным исследованиям, связанным с использованием полупроводниковых структур с периодическим потенциалом (сверхрешеток) для генерации [1] и усиления [2] сигналов сверхвысоких частот. В данном контексте особый интерес представляют сильносвязанные полупроводниковые сверхрешетки, транспорт заряда в которых осуществляется, в основном, за счет туннелирования электронов через потенциальные барьеры в пределах одной энергетической минизоны. Известно, что в подобных системах при приложении электрического поля электроны могут совершать Блоховские колебания с частотой до нескольких ТГц [3]. Необходимым условием реализации такого излучения является наличие пространственно однородного распределения электрического поля. На практике реализация такого распределения проблематична в силу того, что приложенное электрическое поле приводит к развитию пространственно-временной неустойчивости и образованию областей повышенной концентрации носителей заряда (доменов), дрейфующих вдоль полупроводниковой структуры [4]. Данный эффект не позволяет получить когерентное Блоховское излучение, однако, частота следования доменов заряда может достигать нескольких сотен гигагерц [5], и это явление можно также использовать для создания приборов СВЧ электроники. Очевидно, что анализ устойчивости стационарного распределения электрического поля в сверхрешетке наряду с фундаментальным интересом имеет большое значение для практических задач, связанных как с реализацией Блоховского осциллятора, так и с созданием генераторов на основе доменного транспорта.

В настоящей работе проводится анализ устойчивости сильносвязанной полупроводниковой сверхрешетки, моделируемой в рамках полуклассического подхода. Коллективная динамика носителей заряда в данном случае описывается с помощью самосогласованной системы дифференциальных уравнений, включающей уравнение непрерывности (1) и уравнение Пуассона (2)

$$\frac{\partial n}{\partial t} = -\beta \frac{\partial}{\partial x} [\partial(n \times \mathfrak{G}_d(F))] \quad (1)$$

$$\frac{\partial F}{\partial x} = v(n-1), \quad (2)$$

где $n(x, t)$ и $F(x, t)$ – безразмерная объемная плотность носителей заряда и напряженность электрического поля, x и t – безразмерные координата и время, v и β играют роль управляющих параметров. Зависимость $\mathfrak{G}_d(F)$ определяет дрейфовую скорость электронов в первой энергетической минизоне с учетом рассеяния носителей заряда

$$\mathfrak{G}_d(F) = \frac{F}{1+F^2}. \quad (3)$$

Уравнения (1) – (3) дополняются граничными условиями, характеризующими постоянное падение напряжения на образце и свойства эмитирующей области (в данном случае рассматривается омический закон)

$$U_{SL} = \int_0^1 F(x) dx, \quad J(0, t) = sF(0, t). \quad (4)$$

Для анализа устойчивости вводится в рассмотрение возмущенное состояние системы $\tilde{n}(x, t) = n_0(x) + \tilde{n}(x) \times e^{\sigma t}$, $\tilde{F}(x, t) = F_0(x) + \tilde{F}(x) \times e^{\sigma t}$, где $\sigma = \lambda + i\omega$. При этом поведение малых возмущений относительно стационарного состояния системы описывается при помощи уравнений (1) – (4), линеаризованных в его окрестности. Данный подход позволяет при заданном напряжении U_{SL} находить пространственные распределения $\tilde{n}(x)$ всех возмущений, реализующихся в системе, и соответствующие им коэффициенты распространения σ .

В настоящей работе описанный выше подход был применен для полупроводниковой сверхрешетки GaAs-AlGaAs с периодом $d'=8.3$ нм и длиной $L'=115.2$ нм. Значения управляющих параметров были выбраны $v=15.769$ и $\beta=0.03$ согласно экспериментальной работе [6]. Было показано, что потеря устойчивости связана с появлением в системе возмущения, характеризующегося положительным значением коэффициента нарастания λ . Кроме того, была обнаружена связь между частотой возникающих колебаний тока, текущего через сверхрешетку, и частотой ω колебаний данного возмущения.

Работа выполнена при поддержке Российского фонда фундаментальных исследований (проект № 12-02-33071) и Совета по грантам Президента Российской Федерации для государственной поддержки молодых российских ученых - докторов наук (МД-345.2013.2).

Список литературы

1. Greenaway M.T. // Phys. Rev. B. 2009. Vol. 80. P. 205318.
2. Timo Hyart et. al. // Phys. Rev. Lett. 2010. Vol. 103. P. 117401.
3. Esaki L. and Tsu R. // IBM J. Res. Develop. 1970. Vol. 14. No. 1. P. 61.
4. Büttiker M. and Thomas H. // Phys. Rev. Lett. 1977. Vol. 38. No. 2. P. 78-80.
5. Schomburg E. et. al. // Appl. Phys. Lett. 1999. Vol. 74. No. 15. P. 2179-2181.
6. Fromhold T.M. et. al. // Nature. 2004. Vol. 428. P. 726.

ОПТИМИЗАЦИЯ ПАРАМЕТРОВ ВЗАИМОДЕЙСТВИЯ В СЕТИ ГЕНЕРАТОРОВ НА ВИРТУАЛЬНОМ КАТОДЕ

Н.С. ФРОЛОВ¹, О.И. МОСКАЛЕНКО^{1,2}, А.А. КОРОНОВСКИЙ^{1,2},
А.Е. ХРАМОВ^{1,2}, А.А. КУРАЕВ³

¹*Саратовский государственный университет им. Н.Г. Чернышевского
ул. Астраханская, 83, г. Саратов, 410012, Россия
phrolovns@gmail.com*

²*Саратовский государственный технический университет им. Гагарина Ю.А.
ул. Политехническая, 77, г. Саратов, 410054, Россия
hramovae@gmail.com*

³*Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
ул. П. Бровки, 6, г. Минск, 220013, Республика Беларусь
kurayev@bsuir.by*

Проведена численная оптимизация параметров связи в сети генераторов на виртуальном катоде с помощью подходов, применяемых для диагностики синхронизации временных масштабов. Рассмотрены разные типы топологии связи в сети. В качестве элемента сети использовалась одномерная модель низковольтного виркатора. Показана возможность установления в такой сети эффекта под названием кластерная синхронизация. Изучено влияние степени связи генераторов на спектральные характеристики выходного СВЧ излучения.

Ключевые слова: виркатор, сложные сети, синхронизация, шумоподобный сигнал.

С развитием теории нелинейных антенн и созданием фазированных антенных решеток изучение нелинейной динамики сложных сетей связанных генераторов СВЧ диапазона приобретает особую значимость [1]. При создании и проектировании таких сложных структур как нелинейные антенны и фазированные антенные решетки необходимо учитывать, что подобные системы связанных элементов способны демонстрировать разнообразные нелинейные эффекты, в том числе в таких системах возможно установление синхронной динамики между взаимодействующими элементами [2]. Для большинства исследователей явление синхронизации имеет помимо чисто теоретической еще и колоссальную практическую значимость - она может быть использована для передачи информации, управления хаотическими системами, а также возможность генерации и приема сложных сигналов в гига- и терагерцовом диапазонах при создании нелинейных антенн. Поэтому понимание механизмов, ответственных за установление синхронизации, позволяет проводить оптимизацию параметров связи сети для достижения необходимых характеристик выходного СВЧ излучения.

В данном докладе проводится анализ сложной сети, составленной из связанных низковольтных генераторов на виртуальном катоде, с помощью методов диагностики синхронного поведения элементов. Такой анализ позволил выявить закономерности взаимодействия сети связанных виркаторов, выбрать оптимальные параметры связи и изучить влияние степени связи на спектральный состав выходного СВЧ сигнала.

Низковольтный виркатор, выбранный в качестве модуля для сложной сети, является перспективным источником широкополосного излучения среднего уровня мощности и представляет собой диодный промежуток, пронизываемый электронным потоком со сверхкритическим первеансом для образования в промежутке колеблющегося виртуального катода (ВК) [3]. Сверхкритический первеанс в данном случае достигается

за счет создания тормозящего поля между сеточными электродами диодного промежутка. Для численного моделирования нелинейной нестационарной динамики пучка в пространстве дрейфа использовалась квазиэлектростатическая одномерная PIC-модель неавтономного электронного потока, основанная на самосогласованном решении уравнений движения крупных частиц и уравнения Пуассона [4,5].

Оптимизация параметров связи была проведена на примере сети со случайно топологией связи, состоящей из 20 элементов [6]. Для оценки эффективности и других характеристик связи в рассмотренных сетях была проведена диагностика синхронизации временных масштабов между элементами сети. Такой подход позволил выявить механизмы изменения спектрального состава выходных колебаний элементов сети и характерные спектральные компоненты, возникающие при подобном взаимодействии связанных СВЧ генераторов

В данном случае, рост связи также приводит к хаотизации выходных колебаний низковольтных виркаторов, однако эти колебания характеризуются другим спектральным составом. При малом коэффициенте связи устанавливаются зашумленные колебания с единственной ярко выраженной частотой $f=0.752$ ГГц. Дальнейший рост приводит к исчезновению этой частоты в спектрах колебаний и появлению двух высокочастотных спектральных компонент ($f=2.67$ ГГц и $f=6.586$ ГГц) на фоне высокого уровня шума. Эти компоненты сохраняются с увеличением коэффициента связи в сети.

Исследования показали, что в сети со случайной топологией связи при различных матрицах связи всегда наблюдается синхронизация сети низковольтных виркаторов на двух характерных спектральных компонентах: низкочастотной $f=2.67$ ГГц и высокочастотной $f=6.586$ ГГц, проявившихся в ходе взаимодействия в сети. При оптимальных параметрах топологии сети генераторов при коэффициенте связи $\epsilon=0.25$ появляется первый синхронный кластер генераторов на частоте $f=2.67$ ГГц, а при $\epsilon=0.4$ наблюдается синхронизация временных масштабов на второй высокой частоте $f=6.586$ ГГц. Последующий рост параметра связи не изменяет характера синхронного поведения сети низковольтных виркаторов.

Использованные в данной работе параметры сетей являются типичными для построения фазированных антенных решеток и нелинейных антенн, поэтому можно утверждать, что с использованием описанного подхода возможно эффективное решение задач повышения частоты и расширения спектра у определенной группы генераторов с помощью подбора оптимальных параметров.

Работа выполнена при поддержке РФФИ (№14-02-31204, № 12-02-33071) и Совета по грантам Президента РФ (МД-345.2013.2).

Список литературы

1. *Benford J., Swegle J.A., Schamiloglu E.* High Power Microwaves. CRC Press, Taylor and Francis, 2007.
2. *Pikovsky A.S., Rosenblum M.G., Kurths J.* Synchronization: a universal concept in nonlinear sciences. Cambridge University Press, 2001.
3. *Калинин Ю.А., Короновский А.А., Храмов А.Е. и др.* // Физика плазмы. 2005. №31. С. 938.
4. *Birdsall C.K., Langdon A.B.* Plasma physics, via computer simulation. NY: McGraw-Hill, 1985.
5. *Фролов Н.С., Короновский А.А., Храмов А.Е. и др.* // Изв. РАН. Сер. физическая. 2012. Т. 76, №12. СС. 1485-1488.
6. *Moskalenko O.I., Phrolov N.S., Koronovskii A.A., Hramov A.E.* // Eur. Phys. J. Special Topics.2013. Vol. 222, PP. 2571-2582.

ИССЛЕДОВАНИЕ СПЕКТРАЛЬНЫХ И ЭНЕРГЕТИЧЕСКИХ ХАРАКТЕРИСТИК СГУСТКОВ ПРОСТРАНСТВЕННОГО ЗАРЯДА В ТУРБУЛЕНТНЫХ ЭЛЕКТРОННЫХ ПУЧКАХ

Ю.А. КАЛИНИН, А.В. СТАРОДУБОВ, Н.Н. КУЗНЕЦОВ

*ФГБОУ ВПО «Саратовский государственный университет имени Н.Г. Чернышевского»
ул. Астраханская, 83, г. Саратов, 441012, Россия
StarodubovAV@gmail.com*

Проведено теоретическое и экспериментальное исследование структуры, энергетических и спектральных характеристик сгустков пространственного заряда в турбулентных электронных пучках. Установлено, что наличие разброса электронов по скоростям в пространстве дрейфа является причиной формирования внутренней распределенной электронной обратной связи, что в свою очередь собой необходимое условие для существования генерации. Воздействие неоднородного магнитного поля, тормозящего электрического поля на многоскоростные электронные пучки приводит к усилению неламинарности (турбулентности) в многоскоростных электронных пучках.

Ключевые слова: вакуумная СВЧ электроника, электронный пучок, турбулентность, разброс электронов по скоростям, физический эксперимент.

В приборах сверхвысокочастотной (СВЧ) электроники в основном используются ламинарные (или близкие к ним) интенсивные электронные пучки [1].

Однако в последнее время в связи с разработкой и созданием СВЧ генераторов широкополосных шумоподобных колебаний (включая хаотические[2]) определенный интерес представляют неламинарные (турбулентные) электронные пучки и исследование их структуры и свойств [3]. Такие пучки являются, как правило, многоскоростными и позволяют формировать сгустки пространственно заряда в различных поперечных плоскостях. Сгустки пространственного заряда, плотность тока в которых в несколько сотен раз превышает величину плотности тока на входе в пространство взаимодействия, сильно неустойчивы и совершают интенсивные пространственно-временные колебания. Данные пространственно-временные колебания являются источниками широкополосного шумоподобного СВЧ излучения малой и средней мощности [4]. В данной работе рассмотрены результаты теоретических, на основе проведения численного моделирования физических процессов на ЭВМ, и экспериментальных исследований спектральных и энергетических характеристик сгустков пространственного заряда в интенсивных неламинарных (турбулентных) электронных пучках.

Анализ результатов численного моделирования показывает, что изменением параметров неоднородного магнитного поля и величины тормозящего потенциала на коллекторе можно управлять как величиной плотности тока в формирующихся сгустках пространственного заряда, так и их шириной. Необходимым условием формирования сгустков пространственного заряда является наличие разброса электронов по продольным скоростям, который достигается в катодно-сеточной области при определенных значениях амплитуды и видах неоднородности распределения магнитного поля.

Экспериментальные исследования проводились методами физического эксперимента с использованием разборной вакуумной установки [5]. Питание лабораторного макета осуществлялось в импульсном режиме при ускоряющем напряжении $U_0 = 700 \text{ V}$ и токе пучка $I = 150 \text{ mA}$. Катодно-сеточный узел состоял из термокатода и двух сеток. Первая сетка являлась управляющей, и на нее подавалось ускоряющее напряжение U_0 .

Вторая сетка находилась под потенциалом $U_1 < U_0$, что обеспечило торможение электронного пучка. Ячейки второй сетки расположены таким образом, что перекрывают только периферийную часть электронного пучка. Таким образом, вторая сетка оказывает тормозящее воздействие только на периферийные электроны в пучке, в то время как приосевые электроны практически не изменяют своей скорости. Последнее способствует активному росту разброса электронов по скоростям и ведет к формированию многоскоростного электронного пучка.

Используя метод тормозящего поля и соответствующие исследовательские зондовые устройства [5], была исследована функция распределения электронов по продольным скоростям. Проведено экспериментальное исследование огибающей многоскоростного электронного пучка. С помощью подвижного вывода энергии представляющего собой несколько витков спирали, соединенных с коаксиальным выводом энергии, были измерены интегральные значения мощности шумоподобных колебаний при перемещении устройства вдоль пространства взаимодействия. Установлено, что изменение интегральной мощности хорошо коррелируется с огибающей контура электронного пучка, а также с местом образования сгустков пространственного заряда.

По результатам проведенных теоретических и экспериментальных исследований установлено, что для создания электронного пучка с выраженной многоскоростной структурой необходимо обеспечить формирование начального разброса электронов по скоростям в области электронной пушки, в частности, с использованием сеточных структур. Наличие разброса электронов по скоростям в пространстве дрейфа является причиной формирования внутренней распределенной электронной обратной связи, что в свою очередь собой необходимо условие для существования генерации. Воздействие неоднородного магнитного поля, тормозящего электрического поля на многоскоростные электронные пучки приводит к усилению неламинарности (турбулентности) в многоскоростных электронных пучках. В турбулентных электронных пучках с выраженной многоскоростной структурой происходит интенсивное формирование плотных сгустков пространственного заряда, пространственно-временные колебания которых являются источниками широкополосных шумоподобных колебаний.

Работа выполнена при поддержке грантов РФФИ № 13-02-01209, № 14-02-00329, № 14-02-90006, а также Президентской программы поддержки ведущих научных школ Российской Федерации (проект НШ-828.2014.2) и молодых ученых – кандидатов наук (проект МК-1373.2014.2).

Список литературы

1. Трубецков Д.И., Храмов А.Е. Лекции по сверхвысокочастотной электроники для физиков. Т. 1,2. М.: Физматлит, 2003, 2004.
2. Залогин Н.Н., Кислов В.В. Широкополосные хаотические сигналы в радиотехнических и информационных системах. М.: Радиотехника, 2006.
3. Kalinin Ju.A., Starodubov A.V. // Physics of wave phenomena. 2011.19, No. 1 (19), P. 18–23.
4. Kalinin Ju.A., Starodubov A.V., Fokin A.S. // Physics of wave phenomena. 2012. No 3 (20), pp. 193-198.
5. Ю.А. Калинин, А.Д. Есин. Методы и средства физического эксперимента в вакуумной СВЧ-электронике. Саратов: Изд-во СГУ, 1991.

ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ ПРОЗРАЧНЫХ ЛБВ С МОДУЛЯЦИЕЙ ЭЛЕКТРОННОГО ПУЧКА ВБЛИЗИ КАТОДА

Ю.А. КАЛИНИН, А.В. СТАРОДУБОВ, А.С. ФОКИН, Н.Н. КУЗНЕЦОВ

*ФГБОУ ВПО «Саратовский государственный университет имени Н.Г. Чернышевского»
ул. Астраханская, 83, г. Саратов, 441012, Россия
StarodubovAV@gmail.com*

Рассмотрены результаты экспериментального исследования лабораторного макета усилителя на основе лампы бегущей волны с различной схемой подачи входного сигнала. Проведено исследование зависимости коэффициента усиления и КПД для различных рассмотренных схем подачи входного сигнала от уровня входной мощности.

Ключевые слова: вакуумная СВЧ электроника, электронный пучок, модуляция электронного пучка, разброс электронов по скоростям, физический эксперимент.

В настоящее время исследования и разработки различных СВЧ-приборов и устройств, содержащих электронные потоки, взаимодействующие с электромагнитными полями, остаются одной из важных и актуальных задач электроники и радиофизики сверхвысоких частот. Одной из центральных здесь является задача улучшения выходных характеристик источников СВЧ излучения: выходной мощности, коэффициента полезного действия, повышения частоты, расширения полосы генерируемых частот (или наоборот, получения одночастотной генерации) и т.д. [1]. В частности, низкий коэффициент полезного действия (КПД) классических усилителей на основе лампы бегущей волны (ЛБВ) с большим (30-40 дБ) усилением связан как с длительным процессом группировки, так и потерями, вызванными наличием поглотителя. Известны сравнительно короткие прозрачные ЛБВ, работающие без внутреннего поглотителя, в которых процесс группировки и отбора энергии идет на сравнительно небольшой длине [2]. Эффект нелинейного захвата электронов волной большой амплитуды лежит в основе мощных прозрачных ЛБВ, используемых в передатчиках СВЧ диапазона. Прозрачные ЛБВ имеют электронный КПД примерно в 2-2,5 раза выше, чем КПД ламп традиционной конструкции. ЛБВ со спиральной замедляющей системой (ЗС) являются широкополосными усилителями мощности, применяемыми в СВЧ технике. Широкополосность определяется электродинамическими характеристиками ЗС, линейным характером дисперсии в значительной области частот [2]. Преимуществом таких приборов является большая широкополосность, небольшие прямые потери, большая выходная мощность и КПД, при этом они характеризуются малыми значениями коэффициента усиления – 7-9 дБ, что делается во избежание возбуждения лампы, вследствие отражения от вводов-выводов энергии.

ЛБВ является системой с нарастающей волной, в которой сигнал вдоль высокочастотной структуры (ВЧ) структуры нарастает вначале экспоненциально, а затем, после достижения нелинейной области, нарастание замедляется. Возможно возникновение другого режима усиления, связанного с биениями волн постоянной амплитуды. Работа в этом режиме является достаточно эффективной, а сам режим получил название крестатронного режима. В этой связи представляет интерес исследование влияния величины входного сигнала, подаваемого в прикатодную область электронной пушки на КПД прибора в крестатронном режиме.

Экспериментальные исследования проводились на прозрачной ЛБВ со спиральной ЗС. Отличие используемой в эксперименте лампы от стандартной состоит в том, что входной сигнал подается не на ЗС через коаксиальный ввод энергии, а на модулирующую сетку, расположенную вблизи катода. Был исследован импульсный режим работы усилителя, при котором длительность импульсов составляла 50 мкс, а скважность 1000. Ускоряющее напряжение изменялось в диапазоне 8–9 кВ, ток пучка составлял 300–400 мА, мощность входного сигнала изменялась в диапазоне от 20 до 100 Вт, что соответствует величине $P_{вх}/P_0 \sim 7 \cdot 10^{-3} \div 3 \cdot 10^{-2}$. Для классических приборов с большим усилением отношение мощности входного сигнала к мощности пучка равно величине порядка $10^{-5} \div 10^{-6}$. Все измерения проводились в диапазоне частот 1–4 ГГц.

Проведенные экспериментальные исследования показывают, что схема с вводом СВЧ сигнала посредством его подачи на модулирующую сетку, расположенную вблизи катода, обладает существенным преимуществом, который заключается в высоком значении коэффициента усиления и КПД усилительной ЛБВ, работающей в крестатронном режиме при больших значениях мощности входного сигнала, а также расширение полосы рабочих частот. Установлено, что максимальная величина электронного КПД для варианта с вводом сигнала на модулирующую сетку, расположенную вблизи катода, составляет 56 % по сравнению с 43 % для варианта, в котором сигнал подается на ЗС. При этом удается небольшая рекуперация одноступенчатым коллектором. Технический КПД равен 73–75 %. Выявлено увеличение полосы рабочих частот до величины $\Delta f/f \sim 1,5-1,7$.

Работа выполнена при поддержке грантов РФФИ № 14-02-90006, № 14-02-00329, а также Президентской программы поддержки ведущих научных школ Российской Федерации (проект НШ-828.2014.2) и молодых ученых – кандидатов наук (проект МК-1373.2014.2).

Список литературы

1. Benford J., Swegle J. A., Schamiloglu E. High Power Microwaves. CRC Press, Taylor and Francis. 2007/
2. Калинин Ю.А., Кац А.М. // Изв. ВУЗов. Радиоэлектроника. 1980. №10 (23), С. 36–39.

ВЛИЯНИЕ ТЕМПЕРАТУРЫ НА ЭВОЛЮЦИЮ РАСПРЕДЕЛЕНИЯ НАПРЯЖЕННОСТИ ЭЛЕКТРИЧЕСКОГО ПОЛЯ В ПОЛУПРОВОДНИКОВОЙ СВЕРХРЕШЕТКЕ В ПРИСУТСТВИИ НАКЛОННОГО МАГНИТНОГО ПОЛЯ

А.Г. БАЛАНОВ^{1,2}, А.А. КОРОНОВСКИЙ^{2,3}, О.И. МОСКАЛЕНКО^{2,3},
А.О. СЕЛЬСКИЙ^{2,3}, А.Е. ХРАМОВ^{2,3}

¹Loughborough University
Loughborough LE11 3 TU, United Kingdom
a.g.balanov@gmail.com

²Саратовский государственный университет им. Н.Г. Чернышевского
ул. Астраханская, 83, г. Саратов, 410012, Россия
hramovae@gmail.com

³Саратовский государственный технический университет им. Ю.А. Гагарина
ул. Политехническая 77, г. Саратов, 410054, Россия
feanorberserk@gmail.com

В присутствии наклонного магнитного поля и при высоких температурах групповая динамика электронов в полупроводниковых сверхрешетках может быть довольно сложной, и исследование эволюции распределения напряженности электрического поля может помочь в понимании многих процессов. В настоящей работе показана связь между групповой динамикой электронов и эволюцией распределения напряженности электрического поля при изменении температуры в присутствии наклонного магнитного поля.

Ключевые слова: полупроводниковые сверхрешетки, домены Ганна, нелинейная динамика.

В полупроводниковой сверхрешетке в присутствии продольного электрического поля можно наблюдать колебания тока, протекающего через сверхрешетку, что обусловлено прохождением через нее электронных доменов [1]. Появление колебаний обусловлено наличием отрицательной дифференциальной проводимости, что можно наблюдать по наличию падающего участка на зависимости дрейфовой скорости от напряженности электрического поля. Данный участок появляется за пиком Эсаки-Тсу, связанным с блоховскими колебаниями электронов в сверхрешетке [2]. В присутствии наклонного магнитного поля помимо пика Эсаки-Тсу появляются пики, отвечающие резонансам блоховской и циклотронной частот, что сильно усложняет вид колебаний тока и форму электронных доменов [1]. На рис. 1,а изображены зависимости дрейфовой скорости электронов от напряженности электрического поля для различных температур, с ростом температуры пики уменьшаются, особенно пик Эсаки-Тсу.

На рис. 1, б, в, г показаны пространственно-временные диаграммы концентрации электронов, значения концентрации показаны градиациями серого, видно как электронный домен проходит через сверхрешетку. Данные зависимости были получены численно решением уравнения непрерывности и Пуассона, с учетом дрейфового приближения, как описано в [3]. Сразу следует отметить, что линии уровня, соответствующим характерным особенностям на профиле дрейфовой скорости, вытягиваются вдоль линии следования электронных доменов. С ростом температуры ширина доменов возрастает, а их величина и частота следования уменьшаются [3].

Из рис. 1, б, в, г видно, что при низких температурах все линии уровня вытягиваются вдоль линии следования домена, при этом взаимодействие осуществляется по-

следовательно, сначала с линией, соответствующей пику Эсаки-Тсу, затем с линиями, соответствующими блох-циклотронным резонансам.

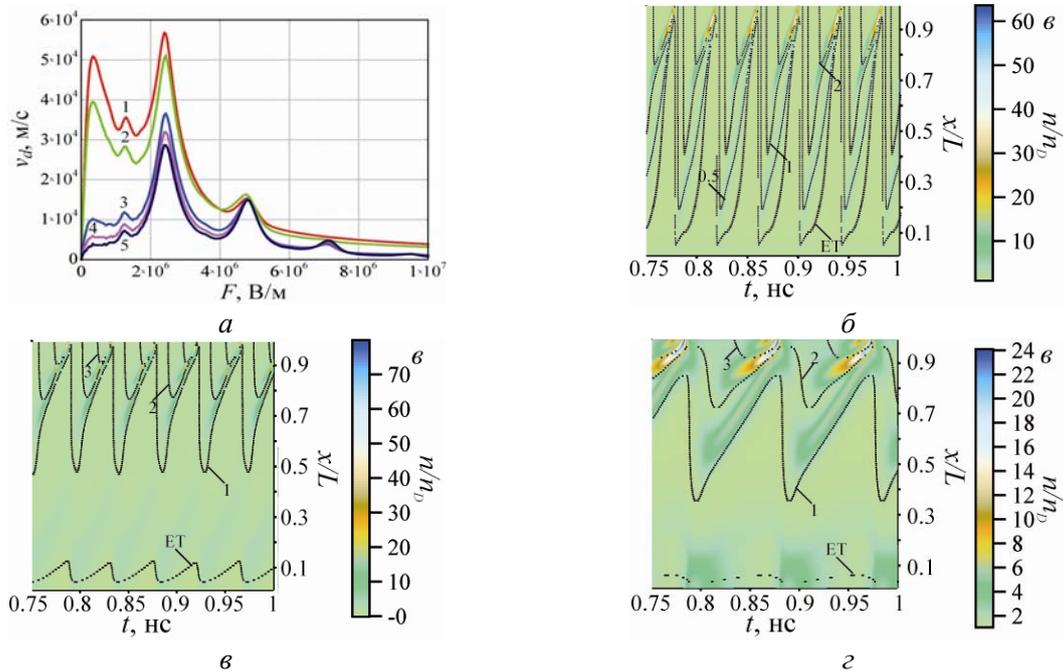


Рис. 1. Зависимости дрейфовой скорости электронов от напряженности электрического поля для различных температур (а): 1 - $T \rightarrow 0$; 2 - $T = 50$ K; 3 - $T = 200$ K; 4 - $T = 300$ K; 5 - $T = 400$ K; б, в, г - пространственно-временная диаграмма концентрации электронов с нанесенными линиями уровней для напряженностей электрического поля, соответствующим характерным особенностям на профиле дрейфовой скорости для напряжения приложенного к сверхрешетке, $V = 0.6$ В, при температуре $T \rightarrow 0$ (б); $T = 100$ K (в); $T = 300$ K (г)

С ростом температуры, $T = 100$ K, картина немного меняется, расположение линий резонансных пиков в целом сохраняется, однако, линия, соответствующая пику Эсаки-Тсу, остается вблизи начала сверхрешетки, и область взаимодействия, соответствующей напряженности электрического поля с доменом, уменьшается. Из данного наблюдения можно сделать вывод, что с ростом температуры роль пика Эсаки-Тсу уменьшается, на резонансные пики температура влияет не столь пагубно (что следует и из зависимости дрейфовой скорости от напряженности электрического поля). С дальнейшим увеличением температуры данный эффект становится более явным. Сами линии уровня при этом меняют свою форму, вслед за доменами становясь шире. Полученные результаты подчеркивают связь пиков на зависимости дрейфовой скорости электронов от напряженности электрического поля с сложной групповой динамикой электронов и демонстрируют как распределение напряженности поля изменяется с ростом температуры.

Работа выполнена при поддержке Президентской программы поддержки молодых российских ученых – докторов наук (проекты МД-345.2013.2), а также фонда некоммерческих программ «Династия».

Список литературы

1. Greenaway M. T., Balanov A. G., Scholl E. et. al. // Phys. Rev. B. 2009. Vol. 80. 205318.
2. Esaki L., Tsu R. // IBM Journal of Research and Development. 1970. Vol. 14. №1. P. 61-65.
3. Баланов А. Г., Гринавей М. Т., Короновский А. А. и др. // ЖЭТФ. 2012. Т. 141. № 5. С. 960-965.

НЕОДНОРОДНЫЙ РАЗОГРЕВ МОДУЛЕЙ СВЧ НЕРЕГУЛЯРНОЙ СТРУКТУРЫ

В.И. ЖУРАВЛЁВ, В.С. КОЛБУН, Е.Н. НАУМОВИЧ

*Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
ул. П. Бровки, 6, г. Минск, 220013, Республика Беларусь
vadzh@bsuir.by*

Современные модули СВЧ могут иметь в своём составе мощные источники рассеиваемого тепла. Оценка влияния таких импульсных источников показывает, что они могут стать причиной неоднородного разогрева внутренних структур модулей вследствие нерегулярности их теплофизических параметров. Это может стать причиной нарушения работоспособности всего модуля СВЧ.

Ключевые слова: СВЧ модуль, импульсный источник, разогрев, нерегулярная структура.

Увеличение степени интеграции микросхем, мощности выходных каскадов усилителей и переключающих приборов при одновременном уменьшении их габаритов приводят к росту числа источников тепла внутри корпусов современных устройств СВЧ. Тепловой анализ модулей СВЧ является одним из важнейших этапов процесса их разработки, позволяющий подтвердить правильность выбора и применения электронных компонентов, способа крепления и используемых материалов, что во многом определяет в дальнейшем надёжность работы устройства. Несмотря на актуальность данного вопроса, методики анализа тепловых режимов модулей СВЧ развиты недостаточно или затруднены для широкого использования в инженерной практике. Это связано с необходимостью учёта нерегулярности форм СВЧ компонентов при наличии импульсных источников тепла.

Кристалл усилителя мощности СВЧ модуля можно представить как плоский источник рассеиваемой мощности, находящийся на поверхности полуограниченного тела. Основным механизмом передачи тепла в данном случае является теплопроводность. В общем случае для мгновенной оценки значения температуры T в произвольной точке однородной структуры при точечном источнике можно описать выражением [1]:

$$T = \frac{P_0}{8(\pi\chi t)^{\frac{3}{2}}} \exp\left(-\frac{(x-x')^2 + (y-y')^2 + (z-z')^2}{4\chi t}\right), \quad (1)$$

где P_0 – мощность источника; t – время действия источника; x, y, z – координаты точки действия источника; x', y', z' – координаты точки рассматриваемой области; χ – коэффициент теплоотдачи.

Из (1) и видно, что распространение тепла описывается эллипсом с источником в центре. Однако такой расчёт носит лишь оценочный характер, так как при этом не учитывается неравномерность распространения тепла вследствие нерегулярности структуры, а также временные параметры импульсного источника.

Если дополнительно представить импульсный источник как прямоугольный параллелепипед с длинами сторон a, b, c как наиболее встречающийся случай, то частное решение уравнения теплопроводности посредством функции Грина для мгновенного значения температуры в момент времени t выглядит следующим образом [2]:

$$T(t) = T_0 + \frac{P_0}{\rho C_p K} \int_0^t \operatorname{erf}\left(\frac{a}{4\sqrt{\chi\tau}}\right) \operatorname{erf}\left(\frac{b}{4\sqrt{\chi\tau}}\right) \operatorname{erf}\left(\frac{c}{4\sqrt{\chi\tau}}\right) dt. \quad (2)$$

где K , ρ , C_p – соответственно коэффициент теплопроводности, плотность материала и теплоёмкость полуограниченного тела; T_0 – температура окружающей среды.

Решение (2) численными методами позволяет более точно в сравнении с (1) оценить разогрев как источника, так и близлежащей области структуры. Далее эта область представляется как самостоятельный источник тепла в сеточной модели и, используя методы CFD-моделирования [3], можно получить распределение тепловых полей для неоднородной структуры рис. 1.

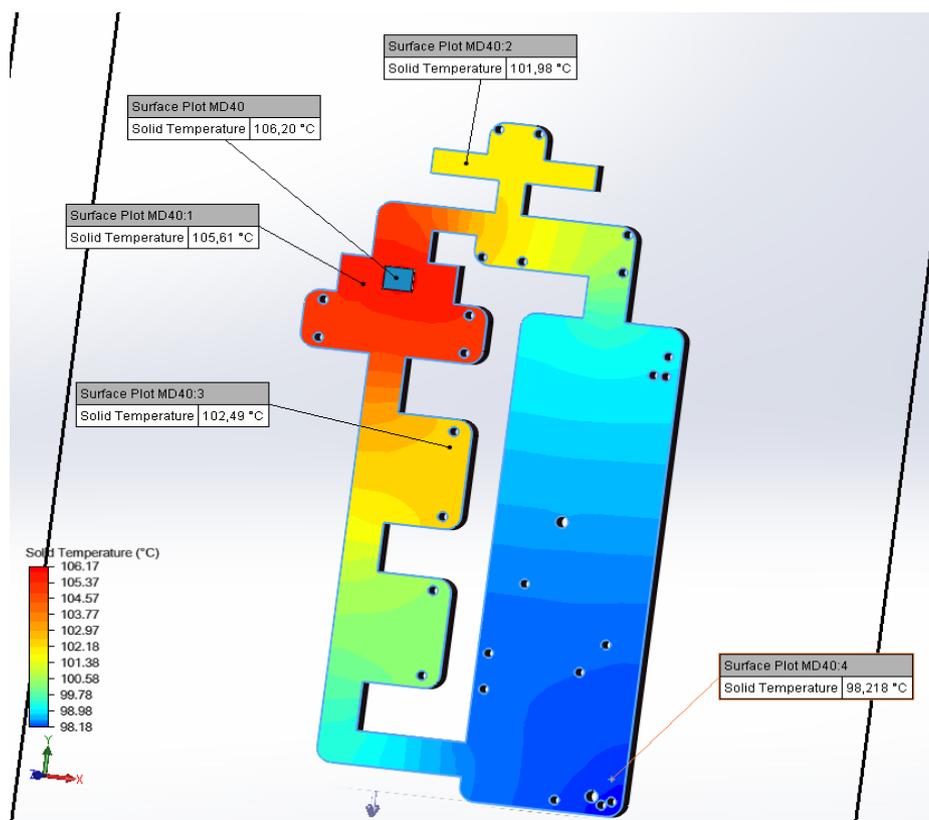


Рис. 1. Разогрев платы СВЧ длиной 80 мм при действии импульсного усилителя мощностью 6 Вт при скважности равной 5

Как видно из приведённого примера, даже на сравнительно небольших по размеру структурах градиент температуры может достигать значительных величин. Это может стать причиной отклонений выходных параметров или даже отказа всего модуля. Предварительная оценка рассмотренным способом на этапе проектирования позволяет вовремя спрогнозировать возникновение неоднородного разогрева структуры и принять меры по её оптимизации.

Список литературы

1. *Curatelli F., Bisio G.M.* // Solid-St. Electr., 1991. Vol. 34. P. 751–760.
2. *Dwyer V.M., Franklin A.J., Campbell D.S.* // Solid-St. Electr. 1990. Vol. 33. P. 553–560.
3. *Журавлёв В.И., Наумович Н.М., Колбун В.С.* // Тез. докл. Междунар. НТК «Информационные системы и технологии «ИСТ-2012». Нижний Новгород, 2012. С. 68–69.

ДИФРАКЦИЯ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ВОЛН НА СЛОИСТЫХ КИРАЛЬНЫХ СТРУКТУРАХ

В.И. ДЕМИДЧИК

*Белорусский государственный университет
ул. Курчатова, 5, г. Минск, 220064, Республика Беларусь
demidvi@bsu.by*

Предложена методика исследования композитных структур на основе проводящих включений в виде тонких проводников произвольной геометрии. Рассмотрено влияние геометрии включений и материальных параметров, характеризующих диэлектрическую матрицу и включения, на отражающие и преломляющие свойства слоя кирального композита. Показана возможность расширения полосы резонанса композита за счет применения разномасштабных включений одинаковой геометрии.

Ключевые слова: композиционные материалы, диэлектрическая матрица, тонкие проводники, проводящие включения.

Композитные материалы, обладающие, в том числе и киральными свойствами находят все большее применение в различных областях, к примеру, в частотных и поляризационных СВЧ-фильтрах, преобразователях поляризации, в антенной и радарной технике. В большинстве работ получены результаты, демонстрирующие несомненную пользу от применения таких материалов, однако, анализ проводится, как правило, для произвольных электродинамических параметров композита, таких как диэлектрическая и магнитная проницаемости, параметр киральности. Композиты же, содержащие киральные включения (маловитковые спирали, омега-частицы, комбинации витка спирали с присоединенными прямолинейными проводниками и др.) обладают резонансными свойствами в частотном диапазоне. В связи с этим важно проектируя те или иные устройства на основе киральных композитов достоверно оценивать их электродинамические параметры.

В работе используется самосогласованный подход к анализу композитных материалов и устройств на их основе, который базируется на изучении взаимодействия электромагнитного поля с отдельными включениями без ограничений на их геометрию, с учетом возможной диэлектрической оболочки включений либо импедансных свойств проводника, из которого они выполнены.

В основу расчета электродинамических характеристик проводящих включений положен метод интегральных уравнений (ИУ) в тонкопроволочном приближении. Для расчета токораспределения на отдельном идеально проводящем включении с учетом возможной магнитодиэлектрической оболочки предлагается использовать модифицированное ИУ Поклингтона [1].

По известному токораспределению рассчитываются значения дипольных электрического \vec{p} и магнитного \vec{m} моментов проволочного элемента. Информация о дипольных моментах включений дает возможность рассчитать их коэффициенты поляризуемости (КП):

$$\begin{bmatrix} \vec{p} \\ \vec{m} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_{ee} & a_{eh} \\ a_{he} & a_{hh} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \vec{E}_0 \\ \vec{H}_0 \end{bmatrix},$$

где \vec{E}_0, \vec{H}_0 – амплитуды напряжённостей падающего электромагнитного поля, $a_{ee}, a_{eh}, a_{he}, a_{hh}$ – КП частиц.

В предположении, что композитная среда описывается материальными уравнениями вида:

$$\vec{D} = \epsilon_e \vec{E} - i\kappa_e \sqrt{\epsilon_0 \mu_0} \vec{H}, \vec{B} = \mu_e \vec{H} + i\kappa_e \sqrt{\epsilon_0 \mu_0} \vec{E},$$

методом Максвелла-Гарнетта по известным КП одиночного рассеивателя определяются эффективные электродинамические параметры: диэлектрическая ϵ_e и магнитная μ_e проницаемости и параметр киральности κ_e композита [2-3].

Затем, считая, что в пределах кирального слоя распространяются волны правой и левой круговой поляризации [4-5] проводилось изучение взаимодействия волн E- и H-поляризации с плоским слоем композита.

По предложенной методике проведено исследование свойств композиционных материалов в зависимости от различных параметров, характеризующих включения и матрицу. Оценено влияние вида частиц, материальных параметров их оболочки, концентрации частиц, материальных параметров матрицы на эффективные диэлектрическую и магнитную проницаемости и параметр киральности в частотном диапазоне, соответствующем наиболее ярко выраженному первому резонансу, когда длина проводника частицы приблизительно равна половине длины волны электромагнитного поля.

Установлено, что характеристики искусственного композита существенно зависят от свойств наполняющих его частиц. Это позволяет, варьируя геометрические размеры отдельных частиц, их проводимость и концентрацию изменять в широких пределах эффективные электродинамические параметры материала. Установлено, при каких соотношениях продольных и поперечных размеров одиночной частицы можно добиться значительного увеличения параметра киральности композита. Рассмотрены включения, наиболее широко применяемые для проектирования подобных материалов, и дана оценка эффективности использования тех или иных включений в рамках предложенной численной методики.

Проанализировано взаимодействие электромагнитных волн с плоским слоем композита, расположенного между слоев изотропного диэлектрика и на металлической подложке. Исследованы частотные зависимости коэффициентов отражения и прохождения основной и кросс-поляризованной волн для слоев композитов, содержащих резистивные включения, обладающие киральными свойствами. Исследована возможность уменьшения коэффициента отражения и расширения полосы частот с минимальным значением коэффициента отражения путем варьирования геометрии волокон, их концентрации, применением диэлектрической оболочки, использованием разномасштабных составных частиц одинаковой геометрии.

Полученные результаты могут служить основой для построения многослойных плоских поглотителей электромагнитных волн и оптимизации их параметров.

Список литературы

1. Демидчик В.И. // Вестн. Белорус. Ун-та. Сер. 1. 2000. № 3. С. 29–31.
2. Шатров А.Д. // Радиотехника и электроника. 2000. Т.45. Вып. 10. С. 1168–1170.
3. Демидчик В.И., Корнев Р.В., Кухарчик П.Д. // Доклады НАН Беларуси. 2005. Т.49. №2. С. 38 – 41.
4. Неганов В.А. Осипов О.В. // Изв. ВУЗов. Радиофизика. 1999. Т. 42. № 9. С. 870–878.
5. Иванов О.В., Семенов Д.И. // Кристаллография. 2000. Т. 45. № 3. С. 534–540.

АНАЛИЗ РАССЕЯННОГО ПОЛЯ ДИПОЛЯ В ПРОСТРАНСТВЕННО-ВРЕМЕННОЙ ОБЛАСТИ

О.А. ЮРЦЕВ, П.В. СУХАЧЕВСКИЙ, В.В. КЕДА

*Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
П. Бровка, 6, Минск, 220013, Республика Беларусь
Yurtsev_o@mail.ru*

Описывается алгоритм и результаты решения задачи о рассеянии импульсной электромагнитной волны в пространственно-частотной и пространственно-временной области.

Ключевые слова: Импульсная волна, рассеяние, диполь, пространственно-временная область.

Введение

Дипольные отражатели используются для создания пассивных помех радиолокационным станциям (РЛС). Они применяются и для маскировки радиолокационного объекта, движущегося по баллистической траектории. В этом случае они движутся с одной с той же скоростью, что и объект радиолокации. В такой ситуации возникает задача идентификации сигналов, отраженных от объекта и дипольных отражателей, и поиска признаков идентификации. Определенные признаки могут быть получены путем облучения диполей и объекта сверхкоротким радиоимпульсом и анализа рассеянного диполем импульса. Далее рассматривается задача рассеяния диполем сверхкороткого радиоимпульса различной формы.

Алгоритм решения задачи

Задача решается в несколько этапов:

1. Задается форма зондирующего радиоимпульса, его длительность и заполняющая частота f_0 .
2. С помощью дискретного преобразования Фурье определяется комплексный спектр импульса $\dot{S}(f)$ заданном диапазоне частот $\Delta f = f_{\min} - f_{\max}$.
3. В диапазоне частот Δf определяется однопозиционная эффективная площадь рассеяния диполя $\sigma(f)$ и фаза поля рассеяния в точке приема как функции частоты $\Psi(f)$ – амплитудно-фазовая частотная характеристика диполя (АЧХ).
4. Определяется комплексный спектр рассеянного радиоимпульса $\dot{S}_s = \sqrt{\sigma(f)} \cdot e^{i\Psi(f)} \cdot \dot{S}(f)$.
5. По спектру рассеянного импульса путем обратного дискретного преобразования Фурье определяется рассеянный радиоимпульс.

Этот алгоритм реализован в программе численного моделирования Dipol_T. Для определения однопозиционной эффективной площади рассеяния тонкого металлического диполя используется интегральное уравнение для тока в тонком проводнике По-клингтона [1].

Подобную задачу можно решить в известных коммерческих программах электродинамического моделирования CST FEKO. Но в них облучающим импульсом является видеоимпульс, у которого спектр начинается с нулевой частоты. В реальных условиях диполь облучается радиоимпульсом. Судить о параметрах рассеянного радиоимпульса, облучая объект видеоимпульсом, не корректно, так как АЧХ диполя сильно зависит от частоты.

Результаты анализа

Численные результаты анализа получены при облучении диполя радиоимпульсом с различной формой огибающей (прямоугольный, трапециидальный, гауссов импульсы) и различной длительностью. Использовалась для восстановления рассеянного импульса различная часть спектра – Δf .

Для иллюстрации на рис. 1 показан облучающий прямоугольный импульс длительностью 10нс (рис. 1, *а*) и рассеянный импульс (рис. 1, *б*). Спектр импульса определен в диапазоне частот 500–1500 МГц. Длина диполя $L = 150$ мм – резонансная на частоте 1000 МГц.

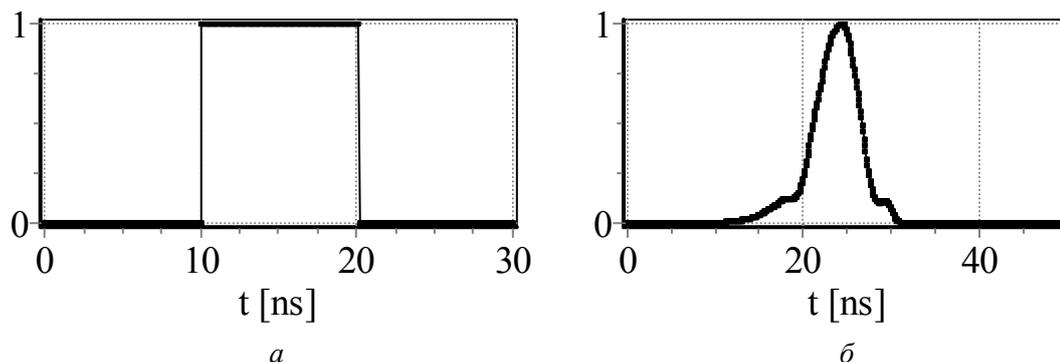


Рис. 1. Облучающий и рассеянный импульсы

На рис. 2 показаны рассеянный импульс при том же облучающем, но при учете спектра в диапазоне 950-1050 МГц (рис. 2, *а*) и 200 -1800 МГц (рис. 2, *б*).

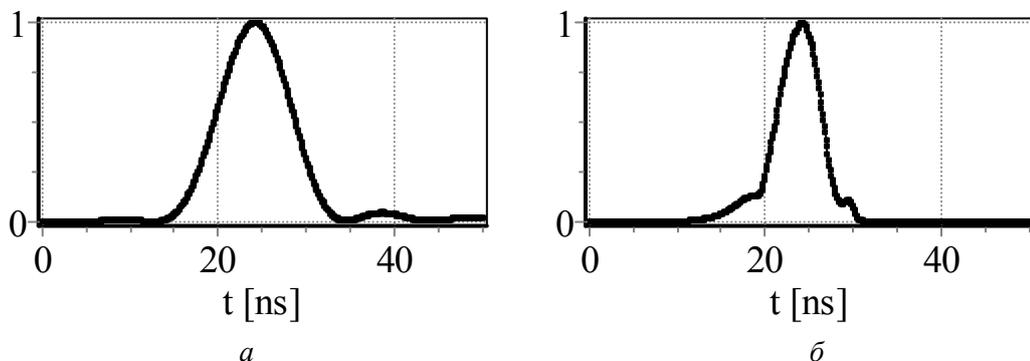


Рис. 2. Рассеянный импульс

Численное моделирование показало, что наибольшие изменения формы огибающей наблюдаются для прямоугольного импульса.

Список литературы

1. Вычислительные методы в электродинамике.//Под ред. Р Митры. Перевод с англ. М.: Мир, 1977. 484 с.

ПРОСТРАНСТВЕННАЯ RFID-ЛОКАЛИЗАЦИЯ НА БАЗЕ КОМБИНАЦИИ ТОЧЕЧНЫХ И ЗОННЫХ АЛГОРИТМОВ

Д.А. САВОЧКИН, Ю.Б. ГИМПЛЕВИЧ

*Севастопольский национальный технический университет
ул. Университетская, 33, г. Севастополь, 99053, Украина
sllord@mail.ru*

Разработан комбинированный алгоритм пространственной локализации объектов для использования в RFID-системах, позволяющий выполнять обработку различной измерительной информации несколькими точечными и зонными алгоритмами. При его реализации экспериментально отмечено уменьшение средней ошибки локализации на 9% по сравнению с наилучшим базовым алгоритмом.

Ключевые слова: радиочастотная идентификация, RFID, локализация, позиционирование, измерительная информация, объединение оценок.

Эффективным решением задачи бесконтактной двумерной локализации объектов в закрытых пространствах является применение технологии радиочастотной идентификации (RFID). При ее использовании на локализуемые объекты помещаются RFID-метки, местоположение которых определяется RFID-системой. Местоопределение меток выполняется путем реализации алгоритма локализации, в ходе которой обрабатывается измерительная информация (ИИ), получаемая от меток. Для повышения точности локализации мы предлагаем выполнять объединение результатов, сформированных несколькими различными алгоритмами локализации путем обработки ИИ различных видов, полученной при различных условиях мощности запросных сигналов антенн.

Будем использовать в работе ИИ следующих видов [1]: факт наличия ответа метки (proximity); уровень сигнала от метки (received signal strength, RSS); отношение числа принятых ответов метки к общему числу запросов (read rate, RR). В качестве базовых алгоритмов локализации воспользуемся рядом точечных (выдающих оценку координат местоположения метки) и зонных (выдающих вероятность нахождения метки в каждой из зон локализации) алгоритмов. В качестве точечных алгоритмов будем использовать алгоритм k ближайших соседей (k БС) [1], трилатерацию [1] и алгоритм пересечений [2], а в качестве зонных алгоритмов – машину опорных векторов [3], многослойный персептрон [3] и наивный байесовский классификатор [3].

Обозначим в виде $l_{i,j,m}$ оценку местоположения некоторой RFID-метки, сформированную m -м точечным алгоритмом путем обработки ИИ i -го вида, полученной при излучении запросных сигналов j -й мощности. Также обозначим в виде $p_{i,j,n,z}$ вероятность нахождения метки в z -й зоне, вычисленную n -м зонным алгоритмом путем обработки ИИ i -го вида, полученной при излучении запросных сигналов j -й мощности. Результирующую вероятность нахождения метки в z -й зоне можно вычислить, перемножив вероятности, полученные различными алгоритмами при обработке различной ИИ:

$$p_z = \prod_{i=1}^I \prod_{j=1}^J \prod_{n=1}^N p_{i,j,n,z}, \quad (1)$$

где I – число используемых видов ИИ; J – число мощностей, на которых выполнялось излучение запросных сигналов; N – число используемых зонных алгоритмов.

После этого можно вычислить комбинированную оценку l местоположения метки путем нахождения среднего всех точечных оценок $l_{i,j,m}$ с учетом вероятностей p_z :

$$l = \frac{1}{\sum_{i=1}^I \sum_{j=1}^J \sum_{m=1}^M p(l_{i,j,m})} \sum_{i=1}^I \sum_{j=1}^J \sum_{m=1}^M p(l_{i,j,m}) l_{i,j,m}, \quad (2)$$

где M – число точечных алгоритмов; $p(l_{i,j,m})$ – вероятность нахождения метки в точке $l_{i,j,m}$, рассчитываемая путем интерполяции значений p_z , вычисленных по формуле (1).

Для экспериментального исследования предложенной методики мы использовали RFID-систему из 16 антенн, которые размещались в 4 ряда по 4 на потолке помещения на высоте 2,6 м, и 144 пассивных RFID-меток, которые размещались в 12 рядов по 12 над полом помещения. Измерения проводились в области локализации размером 5 м × 5 м при использовании полосы частот 902...928 МГц. Мощность запросных сигналов, излучаемых антеннами, изменялась от 20 дБм до 22 дБм с шагом в 1 дБм.

В ходе эксперимента для каждой метки проводилась процедура ее локализации различными алгоритмами с использованием различной ИИ, полученной при излучении запросных сигналов различной мощности. В результате этого формировались оценки местоположения меток, которые затем использовались для расчета комбинированных оценок по формуле (2). Для каждой оценки местоположения определялось значение ошибки локализации в виде расстояния между полученной оценкой и точкой реального положения метки. После этого рассчитывались среднее и максимальное значения ошибки локализации для различных вариантов процедуры локализации (табл. 1).

Табл. 1. Экспериментальные результаты пространственной локализации RFID-меток

Алгоритм локализации	Вид ИИ	Ошибка локализации, см	
		средняя	максимальная
кБС	RSS	40,2	139,1
	RR	45,5	218,0
трилатерация	RSS	49,0	157,7
	RR	49,4	150,8
пересечений	proximity	49,1	145,9
комбинированный (без учета вероятностей p)	RSS, RR, proximity	37,7	110,8
комбинированный (с учетом вероятностей p)	RSS, RR, proximity	36,6	97,2

По результатам табл. 1 видно, что наименьшие значения ошибки получены для комбинированного алгоритма, выполняющего обработку всей ИИ как точечными, так и зонными алгоритмами. По сравнению с наилучшим базовым алгоритмом (кБС при использовании RSS ИИ) средняя ошибка уменьшилась на 9%, а максимальная – на 30 %.

Список литературы

1. Гимпилевич Ю.Б., Левин Э.А., Савочкин Д.А. // Радиотехника. 2013. № 173. С. 69–80.
2. Валеев М.А. Городская система позиционирования, мониторинга и диспетчеризации подвижных объектов на основе метода перекрывающихся зон: Дис. ... канд. техн. наук. Казань, 2002.
3. Савочкин Д.А. // Радиоэлектронные и компьютерные системы. 2013. № 63. С. 89–97.

ДОПЛЕРОВСКИЕ СИГНАТУРЫ ВРАЩАЮЩИХСЯ ЛОПАСТЕЙ ВОЗДУШНЫХ ВИНТОВ ВЕРТОЛЕТОВ И ВЕТРОЭНЕРГЕТИЧЕСКИХ УСТАНОВОК

Н.М. СЛЮСАРЬ

*Учреждение образования «Военная академия Республики Беларусь»
пр-т Независимости, 220, г. Минск, 220057, Республика Беларусь
sedgor@yandex.ru*

Рассматриваются основные особенности ветроэнергетических установок (ВЭУ), их влияние на работу РТС, проблемы моделирования и исследования радиолокационных характеристик (РЛХ) ВЭУ и их элементов. Основная часть доклада имеет двойную информационную нагрузку: как обстоятельное, всестороннее рассмотрение динамических РЛХ вертолетов, и как база для математического и физического моделирования рассеяния волн вращающимися лопастями турбин ВЭУ, оценки их РЛХ, рассматривая несущий винт вертолета в качестве модели турбины ВЭУ.

Ключевые слова: динамические радиолокационные характеристики, вторичная модуляция, спектрально-временная структура сигнала, вертолет, ветроэнергетическая установка.

Доплеровские сигнатуры и в целом динамические радиолокационные характеристики (ДРЛХ) воздушных винтов представляют интерес для теории и практики радиолокации с точки зрения решения задач обнаружения, сопровождения, распознавания целей, наведения управляемого оружия, а также снижения их радиолокационной заметности. Возросший интерес к данной проблеме вызван также интенсивным развитием ветроэнергетики. Ветроэнергетические установки (ВЭУ), вращающиеся лопасти их турбин могут оказывать существенное негативное влияние на работу РЛС, вплоть до снижения безопасности полетов авиации, эффективности вооружения системы ПВО, военной составляющей национальной безопасности государства. В той или иной мере снижается эффективность практически всех радиотехнических систем (РТС), в радиоканалах которых находятся ВЭУ большой мощности.

С конца семидесятых годов прошлого столетия за рубежом выполняются обширные программы исследований по оценке влияния помех, создаваемых ВЭУ, на работу РТС различного назначения, а также по поиску путей снижения их негативного влияния, разрешения возникших противоречий между РТС и ВЭУ большой мощности.

Цель доклада: анализ ДРЛХ вертолетов и ВЭУ как элементов пространства радиолокационного наблюдения. При этом проблема ДРЛХ несущих винтов (НВ) вертолетов рассматриваются в двух аспектах – как самостоятельная актуальная проблема, а также как составная часть проблемы математического, физического моделирования и оценки ДРЛХ ВЭУ.

ВЭУ, как элементы радиоканалов, существенно отличаются от уже изученных, как целей, так и «местных предметов» (МП). Они одновременно обладают свойствами, присущими как целям, так и МП. Как и МП, они стационарно находятся на местности, но имеют динамические (вращающиеся) элементы, причем на достаточно больших высотах, превышающих минимальные высоты полетов авиации и средств воздушного нападения. По особенностям кинематики элементов отражающей поверхности ВЭУ и спектрально-временной структуре отраженных сигналов они подобны зависающим вертолетам.

Принципиально отличают ВЭУ от тех и от других большие геометрические размеры ВЭУ и их ЭПР, достигающие нескольких сотен тысяч м², относительно большие (порядка 100 м/с) скорости движения элементов турбин, а также их

расположение на местности и большое количество установок в фермах ВЭУ. Это приводит к существенно более выраженному влиянию на распространение радиоволн и проявлению соответствующих эффектов в радиоканалах, в радиотехнических устройствах и системах.

Большие геометрические размеры и вращение лопастей создают проблемы исследования РЛХ ВЭУ, необходимость разработки новых или совершенствования традиционных методов расчета и анализа РЛХ объектов. Это связано, прежде всего, с нарушением условий дальней зоны (РЛХ функции не только угловых координат источника и приемника, но и расстояний каждого из них до объекта) и с необходимостью рассмотрения динамических РЛХ, а не статических РЛХ, т. е. учета эффекта вторичной модуляции. РЛХ ВЭУ зависят от погодных условий, направления и скорости ветра.

Ближайшими аналогами вращающихся турбин ВЭУ по ДРЛХ, физическим основам формирования отраженных сигналов, их спектрально-временной структуре являются вращающиеся НВ вертолетов. Это позволяет использовать для решения вновь возникшей проблемы конфликта «РТС-ВЭУ» весь накопленный к настоящему времени арсенал методов, средств и результатов исследований ДРЛХ вертолетов.

Рассматриваются вопросы моделирования отраженных от НВ вертолетов сигналов, спектрально-временные структуры, закономерности вторичной модуляции эхосигналов несущими и рулевыми винтами, компрессорами, вентиляторами систем охлаждения. Анализируются: взаимосвязь технических и конструктивных характеристик вертолетов с их РЛХ, особенности спектрально-временных радиолокационных портретов, виды экранов индикаторов доплеровских РЛС при наблюдении вертолетов. Представлены экспериментальные данные, полученных в натуральных условиях в различных диапазонах длин волн, дается аргументированная интерпретация наблюдающихся эффектов. Показаны возможности решения обратных задач: оценки характеристик, а также ориентации зависящих вертолетов.

В связи с проблемами радиолокационного наблюдения малозаметных низколетящих объектов все больший практический и теоретический интерес представляют РЛХ целей при больших бистатических углах, в том числе близких к 180° . В докладе представлены экспериментальные данные спектрально-временных структур отраженных сигналов при пролетах вертолетов через радиоканалы систем связи, зоны действия РЛС прямого рассеяния. Рассмотрены принципы отображения информации о технических характеристиках вертолетов в этих сигналах.

Спектрально-временные структуры и закономерности вторичной модуляции отраженных от лопастей турбин ВЭУ сигналов даются в контексте преломления результатов исследований ДРЛХ вертолетов, как аналогов масштабных физических моделей ВЭУ, с учетом количественных и качественных (конструктивных) особенностей и различий лопастей турбин ВЭУ и НВ вертолетов.

Существенное расширение фронта теоретических и экспериментальных исследований ДРЛХ вращающихся лопастей турбин, поиск путей и технологий снижения их радиолокационной заметности, совершенствование теории, методического аппарата и техники таких исследований, более открытый характер исследований и публикаций по данной проблеме в сравнении с таковой для вертолетов безусловно окажут влияние на прогресс в проблемах ДРЛХ вертолетов. Это касается как снижения заметности вертолетов, так и повышения эффективности их радиолокационного наблюдения, выявления основных закономерностей и связей ДРЛХ вертолетов с их с техническими и конструктивными характеристиками.

ЭФФЕКТ ВТОРИЧНОЙ МОДУЛЯЦИИ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ СИГНАЛОВ: ТЕОРИЯ И ПРАКТИКА

Н.М. СЛЮСАРЬ

Учреждение образования «Военная академия Республики Беларусь»
пр-т Независимости, 220, г. Минск, 220057, Республика Беларусь
Slusar-47@tut.by

Обзорный доклад по проблеме вторичной модуляции (ВМ) радиолокационных сигналов динамическими объектами. Рассматриваются теория, экспериментальные данные, направления практического использования эффекта ВМ радиосигналов с иллюстрацией высокой информативности и эффективности решения задач распознавания, контроля действий и состояний целей. Обсуждаются заблуждения и мифы относительно эффекта ВМ.

Ключевые слова: эффект вторичной модуляции, спектрально-временная структура, распознавание целей, контроль состояний и действий целей.

Под *вторичной модуляцией* понимают дополнительную (по отношению к передающему устройству) модуляцию сигнала, возникающую в радиоканале в процессе вторичного излучения объектов радиолокационного наблюдения – целей. ВМ отраженных от аэродинамических целей (АДЦ) сигналов обусловлена в основном тремя факторами: относительным движением и деформацией элементов отражающей поверхности; изменением электромагнитных свойств этих элементов; изменением электромагнитных свойств среды распространения волн. Наиболее существенный – первый. В сантиметровом и более длинноволновых диапазонах в качестве основного механизма ВМ отраженных от АДЦ сигналов выступают пространственно-временные вариации граничных условий на поверхности, разделяющей объект наблюдения и среду. Через поверхностные граничные условия информация о геометрических и кинематических характеристиках объекта и его элементов трансформируется и отображается в соответствии с законами электродинамики в параметрах и характеристиках отраженных сигналов.

ВМ оказывает негативное, помеховое воздействие на работу РТС, в основу принципов обработки сигналов которых положена традиционная модель отраженного сигнала. В тоже время одновременно он служит физической основой для создания нетрадиционных методов извлечения информации о динамических объектах, а также повышения информативности и помехоустойчивости РТС, качественного совершенствования вооружения и военной техники.

Основные закономерности спектральной структуры отраженного от самолета с одним ГТД сигнала при наблюдении в переднюю полусферу и монохроматическом зондирующем сигнале сантиметрового диапазона длин волн поясняются рис. 1.

Высокая информативность параметров и характеристик законов ВМ, спектрально-временной структуры (см. рис. 2-11), возможность преобразования и воспроизведения законов ВМ сигналов в акустическом диапазоне частот позволяют эффективно решать многие задачи радиолокационного наблюдения с помощью систем автоматического распознавания и уникальных возможностей человека-оператора, его зрительной и слуховой систем по распознаванию и интерпретации визуальных и акустических образов.

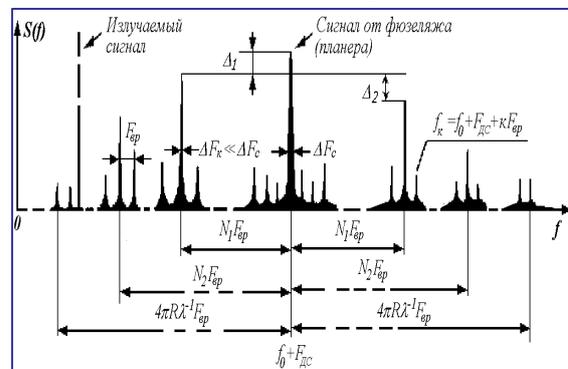


Рис. 1

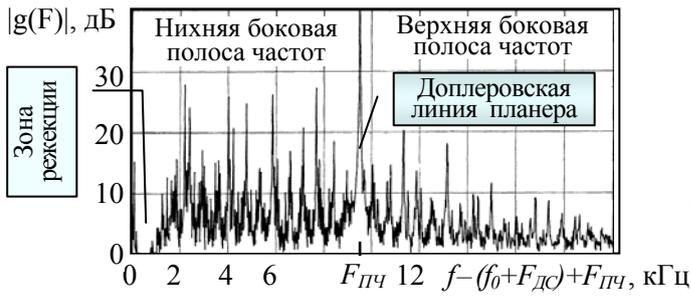


Рис. 2

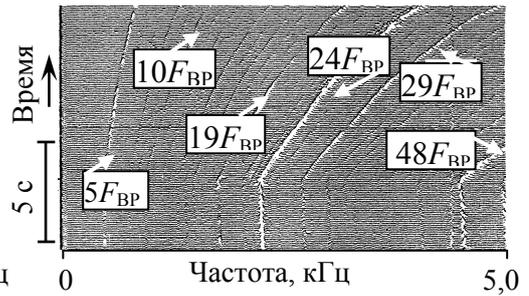
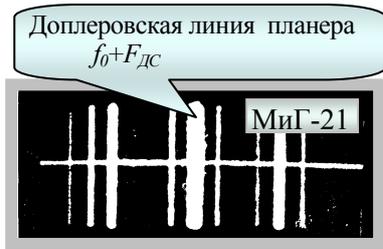
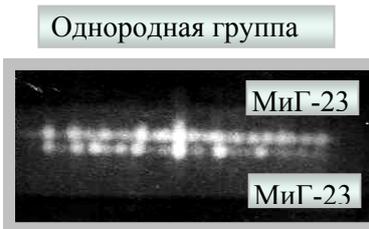


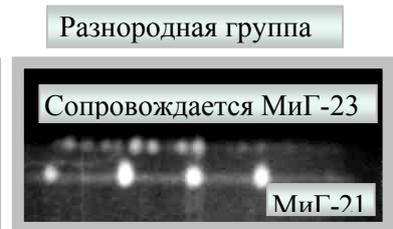
Рис. 3



Частота →
Рис. 4



Частота →
Рис. 5



Частота →
Рис. 6

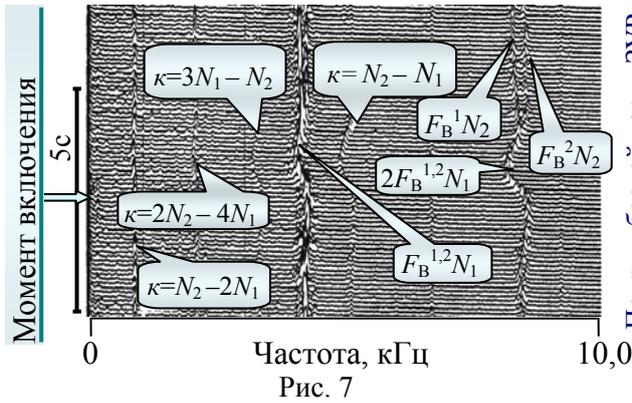


Рис. 7

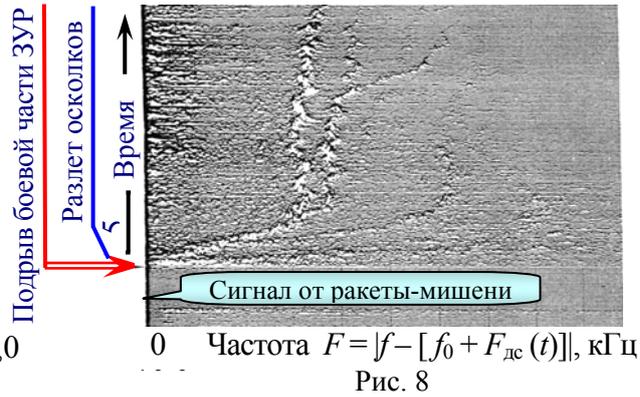


Рис. 8

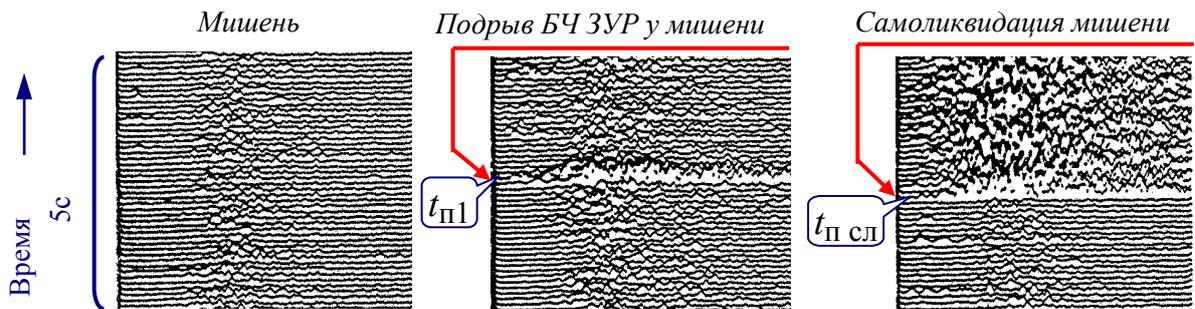


Рис. 9

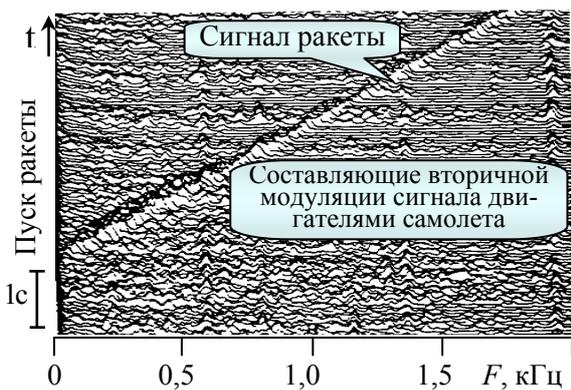


Рис. 10

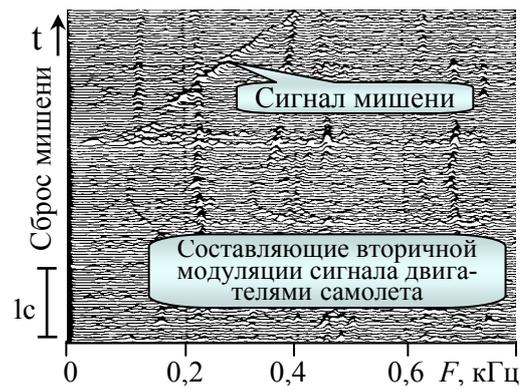


Рис. 11

РАДИОИЗОБРАЖЕНИЯ ВРАЩАЮЩИХСЯ ЛОПАСТЕЙ И НЕСУЩИХ ВИНТОВ ВЕРТОЛЕТОВ

Н.М. СЛЮСАРЬ

Учреждение образования «Военная академия Республики Беларусь»
пр-т Независимости, 220, г. Минск, 220057, Республика Беларусь
Slusar-47@tut.by

Рассматриваются спектрально-временные структуры сигналов, отраженных от вращающихся лопастей несущих винтов (НВ) вертолетов, их связь с техническими и конструктивными характеристиками вертолетов. Приведены результаты моделирования радиоизображений вращающихся НВ с различным числом лопастей, а также радиоизображений вертолетов с учетом влияния компрессоров и вентилятора охлаждения двигателей.

Ключевые слова: эффект вторичной модуляции, спектрально-временная структура, вертолет, лопасть, несущий винт, радиоизображение, динамические радиолокационные характеристики.

Большие волновые размеры несущих винтов (НВ) вертолетов и их пространственная ориентация приводят к эффективной вторичной модуляции отраженных от вращающихся НВ радиолокационных сигналов практически во всех ракурсах наблюдения и всех диапазонах длин волн, используемых в РЛС систем ПВО. Поэтому динамические радиолокационные характеристики (ДРЛХ) вращающихся НВ представляют интерес для теории и практики радиолокации с точки зрения решения задач обнаружения, сопровождения, распознавания вертолетов, наведения управляемого оружия, а также снижения их радиолокационной заметности.

Цель доклада: анализ взаимосвязи технических, конструктивных характеристик НВ и спектрально-временных характеристик отраженных от них сигналов.

Рассматриваются вопросы теории и основные особенности рассеяния волн вращающимися лопастями НВ вертолетов, взаимосвязь спектрально-временных характеристик отраженных от них сигналов (ДРЛХ) с техническими и конструктивными характеристиками НВ, принципы формирования и интерпретации радиоизображений вращающихся НВ вертолетов с различными числами лопастей.

Спектрально-временная структура отраженного от вращающейся лопасти НВ с учетом различий ЭПР передней и задней кромок лопасти поясняется рис. 1 (линейный масштаб по оси амплитуд). Рис. 2–5 иллюстрируют особенности спектрально-временных структур отраженных от вращающихся лопастей НВ сигналов в линейном (слева) и логарифмическом (справа) масштабах для различного числа лопастей $N = 1, 2, 3$ и 5 в различных проекциях. Для упрощения понимания принципа формирования радиоизображений здесь ЭПР передней и задней кромок лопастей приняты одинаковыми. При учете различий ЭПР кромок амплитуды составляющих для области отрицательных доплеровских частот следует считать (согласно рис. 1) меньшими, чем для области положительных частот.

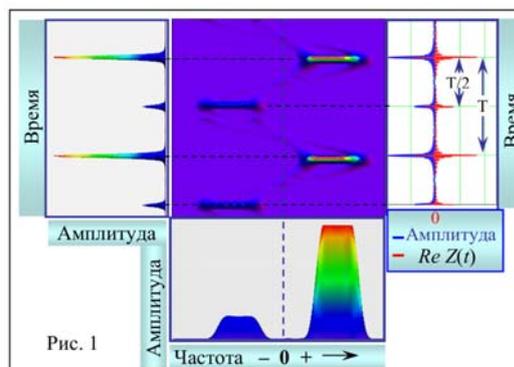


Рис. 1

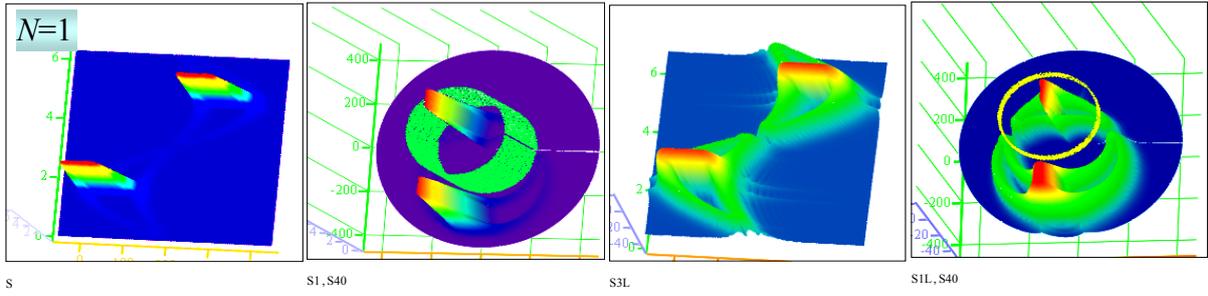


Рис. 2

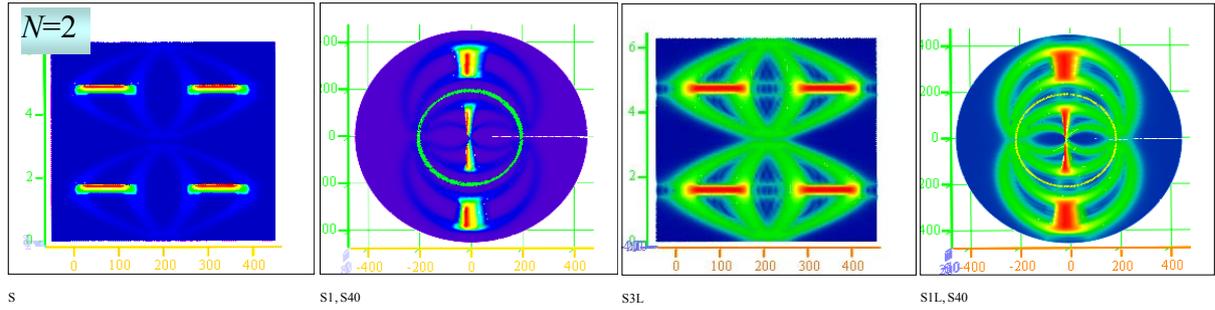


Рис. 3

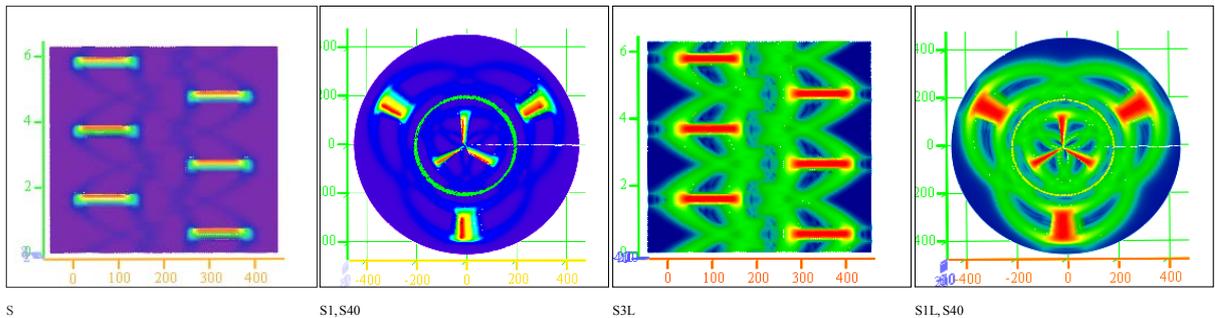
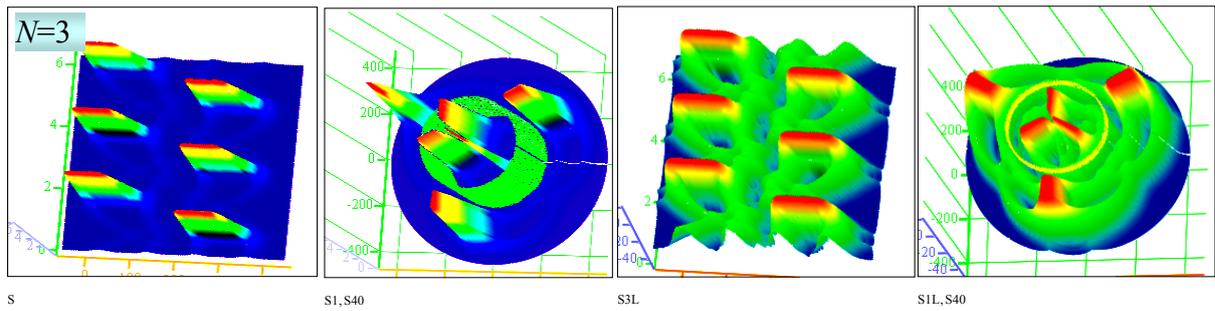


Рис. 4

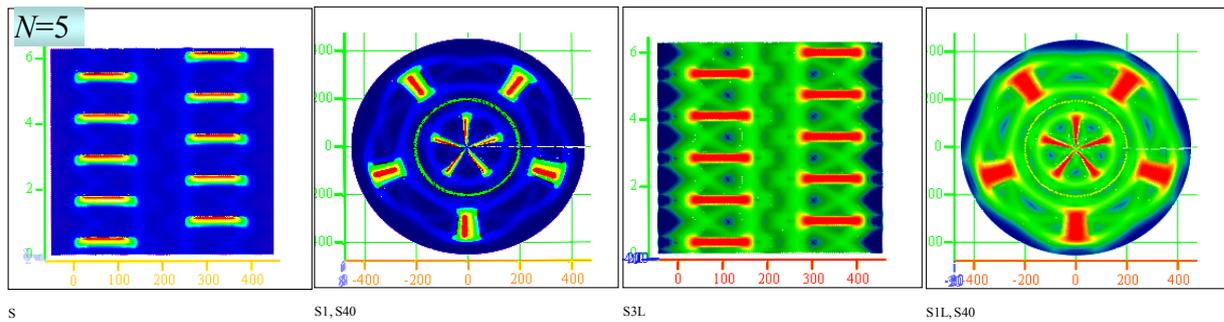


Рис. 5

АНТЕННО-ФИДЕРНЫЙ ТРАКТ ДЛЯ БЕСПИЛОТНЫХ ЛЕТАТЕЛЬНЫХ АППАРАТОВ С УПРАВЛЯЕМОЙ ДИАГРАММОЙ НАПРАВЛЕННОСТИ

С.М. КОСТЬЯН, Т.Н. ПАРФЕНОВИЧ, В.Б. КИРИЛЬЧУК

*Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
ул. П. Бровки, 6, г. Минск, 220013, Республика Беларусь
seregka-msk@yandex.by*

При разработке систем связи с беспилотными летательными аппаратами (БЛА) в настоящее время остро стоит вопрос по снижению массы и габаритов бортового оборудования, а также повышение энергетического потенциала линии связи между БЛА и НПУ.

Ключевые слова: беспилотный летательный аппарат, энергетический потенциал, линия связи.

Повышение энергетического потенциала линии связи БЛА-НПУ может обеспечиваться за счет повышения КНД бортовых и наземных антенных систем, при этом, как НПУ, так и бортовая антенная система должны обладать возможностью сканирования диаграммы направленности, как в вертикальной, так и горизонтальной плоскости, обеспечивающего слежение за наземным пунктом управления в секторе углов $0-360^\circ$.

Для АФТ, размещенного на боту БЛА и обеспечивающего механическое сканирование в горизонтальной плоскости в секторе $0-360^\circ$, предъявляются следующие технические требования, минимальные: весогабаритные параметры; нарушения аэродинамических характеристик БЛА; ширина диаграммы направленности в горизонтальной плоскости $\varphi(5-40^\circ)$; ширина диаграммы направленности в вертикальной плоскости θ с учетом возможных положений БЛА необходимо обеспечить достаточно широким: $\theta = 90-120^\circ$.

Для обеспечения выполнения этих требований разработана и промоделирована в пакете CST следующая конструкция АФТ, представленная на рис. 1 а, б.

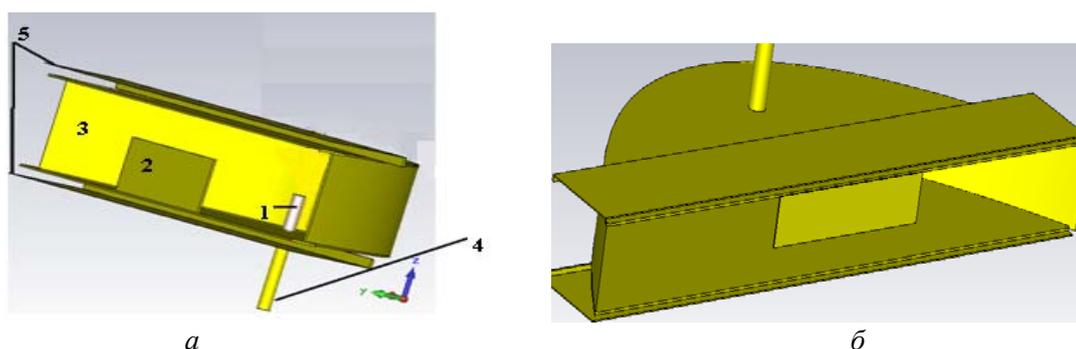


Рис. 1. Компьютерная модель АФТ

На рис. 1, а цифрами обозначены следующие элементы: 1 – возбуждающий штырь, покрытый диэлектриком; 2 – вспомогательный рефлектор; 3 – параболический рефлектор; 4 – отрезок коаксиального кабеля, соединяющий возбуждающий штырь с источником сигнала; 5 – четвертьволновой короткозамкнутый отрезок пластины, предотвращающий затекание поверхностных токов на внешнюю сторону антенны.

Конструктивно АФТ представляет рупорную антенну с параболическим профилем образующей. Штырь помещен в зоне фокуса параболоида. Таким образом, антенна может вращаться на оси, проходящей через центр штыря, обеспечивая сканирование в одной плоскости в секторе углов $0-360^\circ$. Максимальные габариты антенны составляют $300 \times 50 \times 145$ мм.

В результате моделирования получены следующие основные характеристики в виде графиков: диаграммы направленности в двух сечениях Е и Н для $f = 2.8$ ГГц (рис. 2, а, б) и график зависимости коэффициента стоячей волны по напряжению (КСВН) от частоты, с полосой по уровню КСВН = 1,5 до 100 МГц (рис. 3).

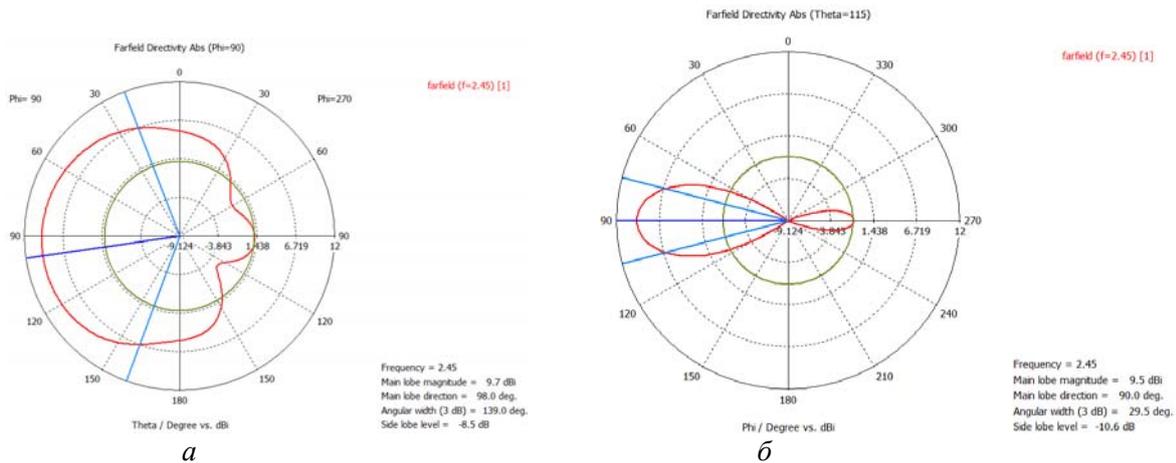


Рис. 2. Диаграмма направленности: Н-плоскость (а); Е-плоскость (б)

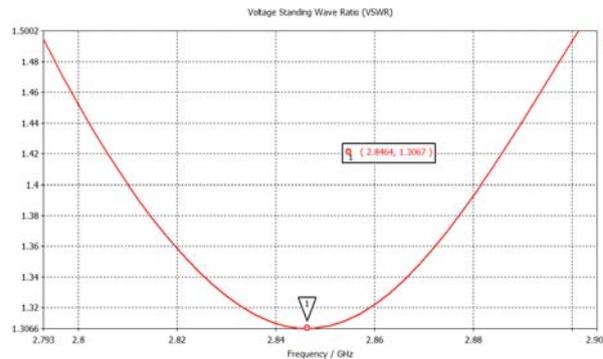


Рис. 3. График зависимости КСВН от частоты

В заключение можно подытожить: полученная физическая модель АФТ соответствует предъявленным техническим и конструкторским требованиям, обладает необходимыми параметрами, характеристиками и возможностью сканирования ДН в секторе $0-360^\circ$.

Список литературы

1. Марков К.Т., Сазонов Д.М. Антенны, М., Энергия, 1975 г., С. 342.
2. Ротхаммель К. Антенны, т.2, Минск, 2001 г., С. 103.
3. Mitsuno Taguchi and other. Sleeve antenna with ground wires. IEEE Trans on Antennas and Propagat., v. 39, № 1, January 1991, P. 5.

ОСОБЕННОСТИ ПРИМЕНЕНИЯ НЕКОТОРЫХ МЕТОДОВ ФИЛЬТРАЦИИ ДЛЯ ЗАДАЧ СОПРОВОЖДЕНИЯ БАЛЛИСТИЧЕСКИХ ОБЪЕКТОВ, СОВЕРШАЮЩИХ СПИРАЛЬНЫЙ МАНЕВР

А.С. СОЛОНАР, П.А. ХМАРСКИЙ

*Военная академия Республики Беларусь
пр-т Независимости, 220, г. Минск, 220057, Республика Беларусь
andsnew@yandex.ru, pierre2009@mail.ru*

Представлены результаты сопоставительного моделирования работы алгоритмов дискретной фильтрации при сопровождении баллистического объекта, совершающего спиральный манёвр при возвращении в атмосферу.

Ключевые слова: сопровождение баллистических объектов, фильтр Калмана при косвенных измерениях, ансцентный фильтр Калмана, возвращение в атмосферу, спиральный маневр.

Баллистические объекты (БО) труднее сопровождают, чем аэродинамические летательные аппараты [1, 2]. Если сопровождение ведётся за пределами атмосферы и БО не может маневрировать, то его движение хорошо предсказуемо, поскольку единственной силой, действующей на неё, оказывается гравитация. Наиболее сложным участком сопровождения является атмосферный, где поведение БО становится менее предсказуемым из-за асимметрии в конструкции БО, которая может вызвать движение по спирали [1]. Кроме того, возникающие замедления могут восприниматься как манёвр [1]. В этом случае потребуются более совершенные стратегии сопровождения для уверенности в том, что будет обеспечиваться высокая точность определения местоположения БО и его параметров движения. Из открытых публикаций зарубежных авторов [1, 2] известно, что наиболее распространённым методом решения данной проблемы является использование модификаций фильтра Калмана при косвенных измерениях (ФК). Такие методы фильтрации успешно применяются как для сопровождения аэродинамических летательных аппаратов [3, 4], так и БО. Однако эти методы фильтрации могут не показать состоятельную и надёжную работу при оценивании состояния БО, совершающих сложный или непредсказуемый манёвр [1, 2]. Учет нелинейной динамики БО возможен при использовании методов нелинейной дискретной фильтрации, к которым относят ансцентный фильтр Калмана (АФК) [5, 6].

Цели доклада: рассмотреть модель движения БО, совершающего спиральный манёвр при возвращении в атмосферу, продемонстрировать особенности построения модификаций ФК и АФК при сопровождении БО, привести сопоставительный анализ результатов фильтрации АФК и модификаций ФК.

Сопоставительное моделирование проводилось при помощи комплекса моделирования и экспериментальных исследований, схема которого изображена на рис. 1. Рассматривались следующие алгоритмы дискретной фильтрации [3, 5, 6]: 1) дискретный ФК при наблюдении независимых прямоугольных координат; 2) дискретный ФК при наблюдении коррелированных прямоугольных координат; 3) дискретный АФК. Задающее воздействие представляло собой атмосферный участок траектории БО, совершающего спиральный манёвр (см. рис. 2, а). Условия проведения моделирования соответствуют работе [1] для случая с постоянной спиральной частотой вращения.

Было принято, что в вектор наблюдаемых параметров θ входят оценки радиальной дальности, азимута β и угла места ε , интервал обновления данных равен T . Данные наблюдения соответствуют выходу устройства разовых оценок трехкоординатной РЛС кругового обзора.

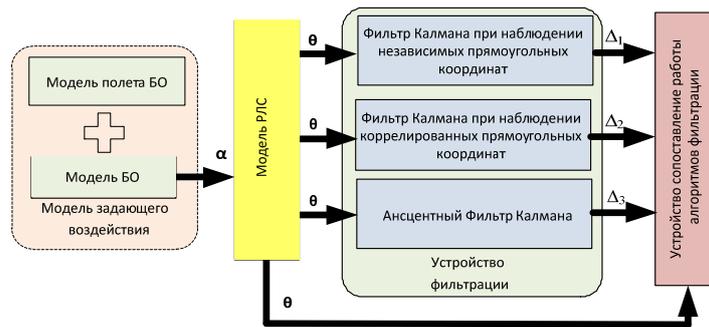


Рис. 1. Комплекс моделирования и экспериментальных исследований

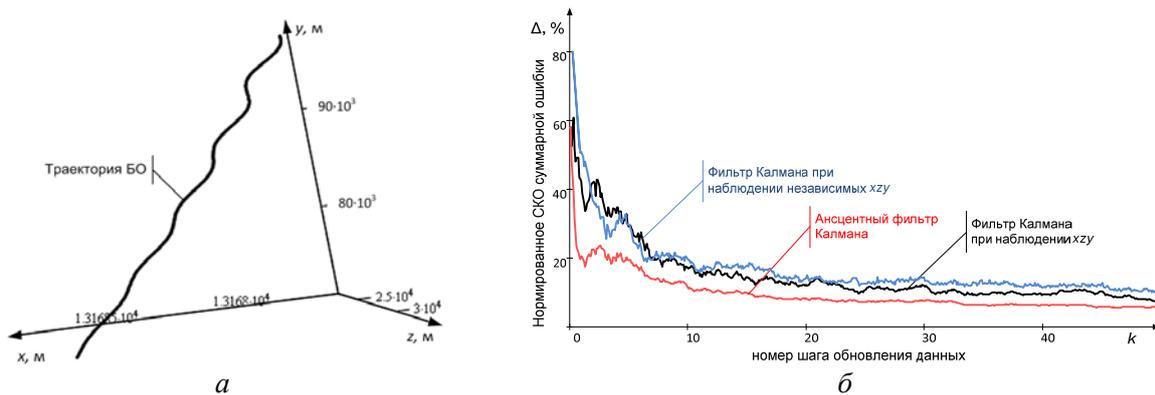


Рис. 2. Результаты моделирования: *a* – траектория БО; *б* – нормированная суммарная ошибка измерения местоположения для различных алгоритмов дискретной фильтрации

В результате фильтрации вектора θ в различных модификациях дискретных фильтров необходимо получить оценку вектора состояния α , в который входят прямоугольные координаты, скорости их изменения, а также (для варианта АФК) гармонические параметры состояния и спиральная частота вращения БО [1]. В процессе моделирования получены СКО суммарной ошибки измерения местоположения цели, которые усреднялись по 1000 опытным реализациям, а затем нормировались относительно входного воздействия. Анализ рисунка 2, б показывает, что все предложенные алгоритмы фильтрации позволяют уменьшить разовую ошибку измерения, однако АФК имеет лучшие показатели качества, чем модификации ФК (до 15% относительно ФК при наблюдении независимых xzy , и до 10% относительно ФК при наблюдении коррелированных xzy). Это объясняется использованием в АФК алгоритма экстраполяции, учитывающего спиральное вращение БО [1].

Список литературы

1. Kim J., Vaddi S., Menon P., Ohlmeyer E. // IEEE transaction on A&E systems. 2012. Vol.48. №1. P.313-328. Conference on Signal and Data Processing of Small Targets, San Diego. CA. USA. 2001. 23p.
2. Farina A., Ristic B., Benvenuti D. // IEEE transaction on A&E systems. 2002. Vol.38. №3. P.854-867.
3. Хмарский П.А., Солонар А.С. // Доклады БУГИР. 2012. №7. С 47-53.
4. Бар-Шалом Я., Ли Х.Р. // Траекторная обработка. Принципы, способы и алгоритмы: в 2 ч. Пер. с англ. М.: МГТУ им. Н.Э. Баумана. 2011.
5. Julier S., Uhlmann J. // IEEE Trans. on Automatic Control. 2000. Vol.45. №3. P.477-482.
6. Хмарский П.А., Солонар А.С. // Доклады БУГИР. 2013. №2. С 79-86.

ПСЕВДООБЗОР ПО АЗИМУТУ В КОРРЕЛЯЦИОННО-БАЗОВЫХ КОМПЛЕКСАХ ПАССИВНОЙ ЛОКАЦИИ

А.А. ДМИТРЕНКО, С.Ю. СЕДЫШЕВ

*Учреждение образования «Военная академия Республики Беларусь
пр-т Независимости, 220, г. Минск, 220057, Республика Беларусь
ales.dmitrenko@mail.ru*

Применение в комплексах пассивной локации с угломерно-разностно-дальномерным способом определения пространственных координат приемного пункта с узкой диаграммой направленности в азимутальной плоскости позволяет использовать информацию об угловом положении источника радиоизлучения для уменьшения интервала обзора по разности времен запаздывания. Реализация псевдообзора по азимуту в подобной системе позволяет применять сравнительно недорогие ненаправленные антенные системы с сохранением преимуществ использования угловой информации о цели наблюдения.

Ключевые слова: комплекс пассивной локации, корреляционно-базовая обработка, разность времен запаздывания, псевдообзор по азимуту.

Измерение азимута (при известных значениях расстояний между приемными пунктами (ПП)) позволяет оценить значение разности времен запаздывания:

$$\Delta\tau_k(r, \beta) = \frac{1}{c} \left[r - \sqrt{r^2 - 2r \cdot d_k \cos(\beta - \beta_{d_k})} + d_k^2 \right], \quad (1)$$

где β – текущее положение диаграммы направленности антенны, β_{d_k} – азимут k – го ПП, d_k – расстояние от центрального ПП до k –го ПП, r – текущая дальность, c – скорость света, $\Delta\tau_k(r, \beta)$ – разность времен запаздывания комплексных огибающих сигнала источника радиоизлучения (ИРИ) между центральным ПП и k –м ПП. Получив данную оценку разности времени запаздывания, можно значительно уменьшить интервал обзора по разности времени запаздывания на выходе устройства вычисления аргументов максимума взаимокорреляционной функции.

На рис. 1 показана зависимость разности времени запаздывания от азимута и дальности местонахождения ИРИ для трех пар приемных позиций.

При дальностях обнаружения, превышающих расстояние между приемными пунктами комплекса зависимость величины разности времен запаздывания от азимута ИРИ становится практически линейной. Применение на одном из ПП узконаправленной антенной системы со сканированием пространства в азимутальной плоскости позволяет определять угловое положение ИРИ [1,2] (классическая пеленгация) и использовать эту информацию для уменьшения интервала обзора по разности времен запаздывания сигнала ИРИ относительно совокупности пар приемных позиций (разностно-дальномерный способ) [3].

Однако реализация и применение высокопотенциальных пеленгаторов с узкой диаграммой направленности и высокой чувствительностью сложна и требует значительных материальных затрат.

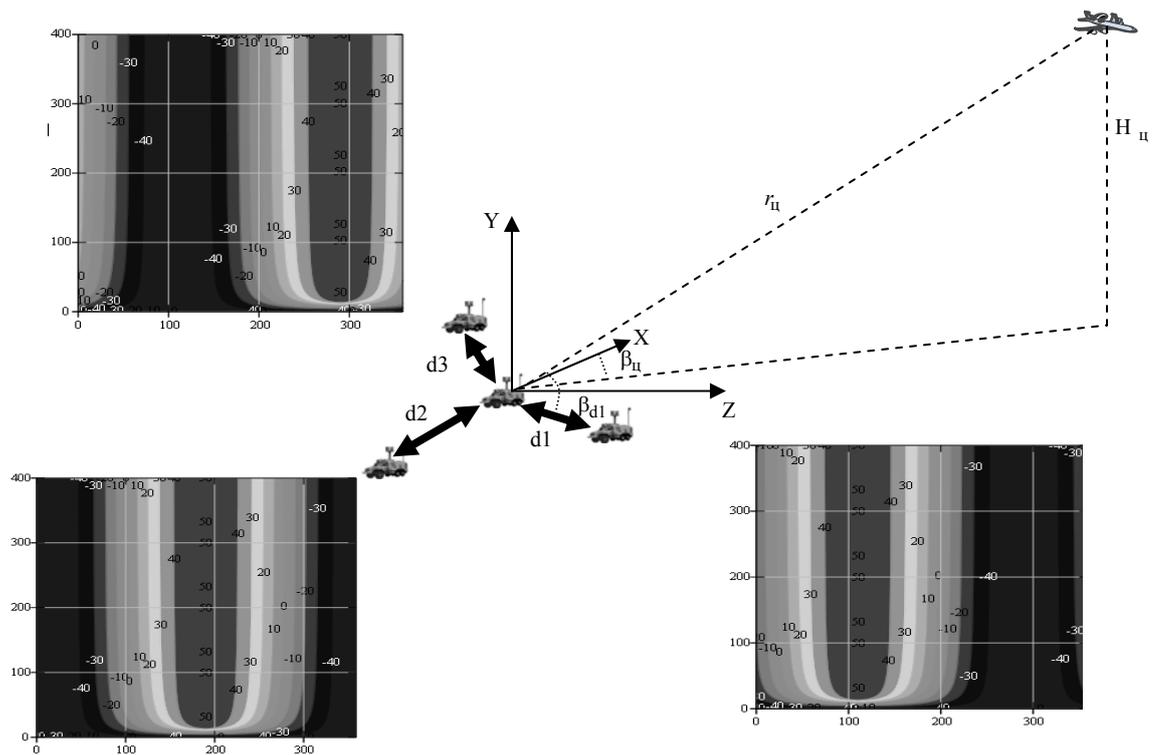


Рис. 1. Зависимость величины разности времен запаздывания от углового положения источника радиоизлучения

Определив значение величины окна обзора (определяется требованиями скорости обзора) и перемещая данное окно по всему интервалу возможных значений разности времен запаздывания (определяется расстоянием между ПП) возможна реализация псевдообзора по азимуту, используя на центральном ПП обычную ненаправленную антенну. Таким образом, отпадает необходимость в применении сравнительно сложного, дорогостоящего и обладающего значительными демаскирующими признаками вследствие наличия вращающихся элементов пеленгатора, сохраняется преимущество в вычислительных затратах (определяется отношением величины окна к величине всего интервала возможных значений по разности времен запаздывания) по сравнению с разностно-дальномерным способом, сохраняется возможность определения углового положения ИРИ по положению окна обзора на всем интервале обзора.

Недостатком реализации псевдообзора по азимуту в комплексах пассивной локации является уменьшение зоны действия (т.к. используется ненаправленная антенна). Сравнения точности измерения угловых координат пеленгатора и устройства псевдообзора по азимуту не проводились.

Список литературы

1. Радиоэлектронные системы: Основы построения и теория: Справочник. Под ред. Я.Д. Ширмана. М.: АО «МАКВИС», АО «РЕАМ - Билдинг», 1998. – 800 с.
2. Охрименко А.Е. Основы радиолокации и радиоэлектронная борьба. Ч.1. Основы радиолокации: Учеб.для высших училищ ПВО. - М.: Воен. издат., 1983. – 456 с.
3. Гориков С.А., Насибяц И.Э., Седьшев С.Ю. О возможности создания комплексов пассивной локации в интересах ПВО республики Беларусь. – Минск, 2007.– 4 с.

КЕПСТРАЛЬНЫЙ МЕТОД ОЦЕНИВАНИЯ ИМПУЛЬСНОЙ ХАРАКТЕРИСТИКИ РАДИОЛОКАЦИОННОГО ОБЪЕКТА

С.Н. ЯРМОЛИК, А.С. ХРАМЕНКОВ, М.В. СВИНАРСКИЙ

*Военная академия Республики Беларусь
пр-т Независимости, 220, г. Минск, 220057, Республика Беларусь
xras.tech@mail.ru*

Для формирования оценки импульсной характеристики наблюдаемого радиолокационного объекта предлагается использовать метод кепстрального анализа сигналов. Основу предложенного метода составляет переход от кепстра принятого сигнала к кепстру импульсной характеристики объекта, с последующим выделением отсчетов импульсной характеристики цели. Рассмотрены особенности предложенного метода оценивания, приведены результаты математического моделирования.

Ключевые слова: импульсная характеристика радиолокационного объекта, кепстральный метод, радиолокационное распознавание.

При решении задачи радиолокационного распознавания наблюдаемых объектов весьма информативным признаком является импульсная характеристика цели ($h(t, \bar{\theta})$), где $\bar{\theta}$ – вектор малоинформативных параметров, характеризующих условие наблюдения цели). Под импульсной характеристикой (ИХ) радиолокационного объекта понимают его отклик на короткое импульсное воздействие (импульсы наносекундной длительности). ИХ характеризует распределение отражающих свойств радиолокационного объекта вдоль его радиальной протяженности (аналог дальномерного радиолокационного портрета цели) и содержит информацию о классе или типе объекта.

Отраженный от цели сигнал ($m(t)$) в общем случае представляет собой результат линейной свертки ИХ цели и зондирующего радиоимпульса ($u_0(t)$):

$$m(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} u_0(t) h(t - \tau) d\tau. \quad (1)$$

В частотной области рассматриваемая свертка эквивалентна произведению комплексных спектров рассматриваемых функций:

$$G_m(\omega) = G_{u_0}(\omega) G_h(\omega), \quad (2)$$

где $G_m(\omega)$, $G_{u_0}(\omega)$ – спектры отраженного и зондирующего сигналов;

$G_h(\omega) = \int_{-\infty}^{+\infty} h(t) e^{-j\omega t} dt$ – комплексная частотная характеристика радиолокационного объекта.

При обработке сигналов (в том числе и радиолокационных) определенный интерес представляет использование кепстрального анализа. Под кепстром функции, как правило, понимают обратное преобразование Фурье (ОПФ) от логарифма анализируемой функции: $C_f(q) = \text{iff}t [\ln G_f(\omega)]$.

В качестве анализируемой функции будем рассматривать реализацию принятого радиолокационного сигнала: $f(t) = m(t) + n(t)$, $n(t)$ – случайная реализация радиолокационного фона, сопутствующего наблюдению отраженного от цели сигнала.

Для формирования оценки импульсной характеристики наблюдаемого радиолокационного объекта предлагается следующая методика:

1) рассчитываются спектры зондирующего $G_{u_0}(\omega) = \text{fft}[u_0(t)]$ и принятого $G_f(\omega) = \text{fft}[f(t)]$ сигналов;

2) рассчитывается кепстр принятого сигнала:

$$C_f(q) = \text{iff}[\ln G_f(\omega)] \cong \text{iff}[\ln G_{u_0}(\omega)] + \text{iff}[\ln G_h(\omega)] = C_{u_0}(q) + C_h(q)$$

Следует отметить, что при больших значениях отношения сигнал-шум кепстр принятого сигнала представляет собой сумму кепстров зондирующего сигнала и ИХ наблюдаемого объекта.

3) рассчитывается кепстр импульсной характеристики наблюдаемого объекта $C_h(q) = C_f(q) - C_{u_0}(q)$;

4) исходя из обратного кепстрального преобразования рассчитывается спектр ИХ цели: $G_h(\omega) = e^{\ln G_f(\omega) - \ln G_{u_0}(\omega)}$;

5) с помощью ОПФ определяется импульсная характеристика наблюдаемого радиолокационного объекта $h(t) = \text{iff}[G_h(\omega)]$.

Для оценки точности оценивания ИХ наблюдаемого радиолокационного объекта использовался метод математического моделирования. При этом моделировалась случайная реализация принятого сигнала $f(t)$ с учетом анализируемого значения отношения сигнал-шум. На рис. 1 представлены результаты моделирования импульсной характеристики цели типа стратегический бомбардировщик.

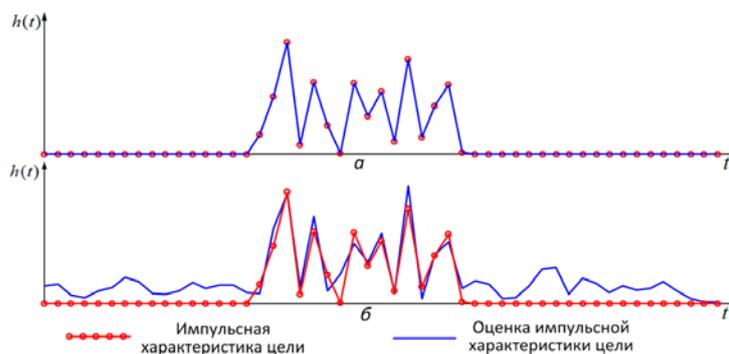


Рис. 1. Результаты моделирования оценки импульсной характеристики цели:
а – при отсутствии шума; б – при отношении сигнал–шум 25 дБ

Результаты моделирования свидетельствуют о том, что точность оценивания импульсной характеристики зависит от условий наблюдения радиолокационного объекта. Для правдоподобной оценки ИХ требуется достаточно высокое значение отношения сигнал-шум (>25 дБ).

Следует отметить, что в ряде практических случаев при решении задачи классификации радиолокационных объектов известны координаты и параметры движения целей. В этом случае оценку ИХ цели целесообразно производить в строге дальности, протяженность которого определяется радиальными размерами цели. Отмеченный подход позволяет уменьшить паразитное влияние радиолокационного фона на точность оценивания импульсной характеристики наблюдаемого объекта.

ОСОБЕННОСТИ ПРИМЕНЕНИЯ НЕБАЙЕСОВСКИХ МЕТОДОВ РЕШЕНИЯ ЗАДАЧИ РАСПРЕДЕЛЕНИЯ РЕСУРСОВ ДЛЯ ЭТАПА ОТОЖДЕСТВЛЕНИЯ ВТОРИЧНОЙ ОБРАБОТКИ РАДИОЛОКАЦИОННОЙ ИНФОРМАЦИИ

А.С. СОЛОНАР, А.А. МИХАЛКОВСКИЙ

*Учреждение образования «Военная академия Республики Беларусь»
пр-т Независимости, 220, г. Минск, 220057, Республика Беларусь
mikh.tech@mail.ru*

Одним из главных требований, предъявляемых к современным радиолокационным станциям (РЛС) в нынешнее время, является автоматизация процесса обнаружения и сопровождения траекторий летательного аппарата (ЛА). За это отвечает вторичная обработка радиолокационной информации (ВОИ). Она включает следующие этапы: отождествление принятых отметок с уже сопровождаемыми траекториями; обнаружение новых траекторий; фильтрация координат и параметров траекторий; сброс траекторий.

Ключевые слова: вторичная обработка радиолокационной информации, задача отождествления, задача распределения ресурсов.

Обработку радиолокационной информации (РЛИ) делят на два этапа: первичную (сигнальную) и вторичную (траекторную). Задачей первого этапа является получение оценок координат летательного аппарата (ЛА) в текущий момент времени. Второго – является автоматизация обработки РЛИ, путем объединения оценок координат в разные моменты времени, и получение оценок параметров движения ЛА [1, 2].

При сопровождении летательного аппарата в сложной помеховой обстановке, когда большая вероятность пропуска траектории или завязки ложных траекторий наиболее сложным этапом вторичной обработки в плане математического описания и вычислительных затрат является отождествление принятых отметок с уже сопровождаемыми траекториями. На этом этапе проверяются гипотезы о попадании обнаруженных отметок в стробы траекторий и распределение этих отметок по траекториям [3].

Алгоритмы решения задачи отождествления делятся на байесовские и небайесовские. Байесовский метод подразумевает под собой учет априорной информации о вероятности гипотез отождествления [4]. Небайесовские методы применяются для принятия решения об отождествлении на текущем шаге наблюдения, а байесовские – за несколько шагов.

Задачу отождествления можно сравнить с задачей распределения ресурсов из класса задач линейного программирования. Основными методами решения этих задач являются: метод прямого перебора; венгерский метод; метод аукциона; метод Мака; метод JV, метод Jonker-Volgenant-Castanon (JVC) [5].

Согласно публикациям в зарубежной и отечественной литературе при решении задач распределения ресурсов широкое распространение получил венгерский метод [5, 6]. Разработанный Куном в 1955 году, но он применим только к матрицам стоимости, где равное количество потребителей и ресурсов. Венгерский метод основан на последовательности нетривиальных комбинаторных свойствах матриц. Его довольно трудно программировать [7]. Метод является относительно точным, но требует много времени на решение, так как необходимо предварительно преобразовывать исходную матрицу стоимости. Более быстрым по времени является метод Мака. Его предложил К. Мак в

1969 году. Он имеет преимущества, так как это логический процесс и может применяться к матрицам стоимости, где не равное количество потребителей и ресурсов [5, 7]. Данный метод сопоставим по точности с венгерским методом, но не требует начальных преобразований над матрицей стоимости, за счет чего выигрывает время. В 1987 году алгоритм Мака был доработан Джонкером и Вольгенатом, что увеличило его быстродействие, данный алгоритм получил имя JV [5]. В это же время Бертсекас предлагает алгоритм аукциона [5], как альтернативу существующих методов. Этот метод является интуитивным. Как показала практика, он не очень точен, но время, затраченное на решение очень мало по сравнению с другими методами [5]. Так же данный метод, возможно, распараллелить [5, 8]. В его основе лежит правило реального аукциона, только в нашем случае вместо покупателей – траектории, вместо товара – отметки. Так как аукцион не всегда работоспособен, из-за того, что может заикливаются в области локального максимума. Применяется комбинированный аукцион, который является объединением алгоритмов прямого и обратного аукционов [8]. В доступной литературе особенности реализации данного метода не освещены.

Для оценки эффективности работы алгоритмов распределения ресурсов осуществлялось их сравнение. Для этого была разработана математическая модель, которая включала: блок формирования входного воздействия; блок отбора отметок и расчета логарифма отношения правдоподобия; блок алгоритмов отождествления; блок оценки показателей качества.

В докладе представлены результаты проведения математического моделирования для алгоритма комбинированного аукциона, венгерского метода, метода Мака и JV. Даны рекомендации по применению алгоритмов и особенности их реализации.

Список литературы

1. *Фарина А., Студер Ф.* Цифровая обработка радиолокационной информации. Сопровождение целей: Пер. с англ. М.: Радио и связь, 1993.
2. Радиоэлектронные системы: Основы построения и теория. Справочник / Под ред. Ширмана Я.Д. М. 2007.
3. *Кузьмин С.З.* Цифровая радиолокация. Введение в теорию. Киев: Издательство КвіЦ, 2000 с.
4. *Бочкарев А.М., Юрьев А.Н., Долгов М.Н., Щербинин А.В.* // Радиотехника. 1991. №3. С.3 – 22.
5. *Blackman S.* Design and analysis of modern tracking systems. Boston, London: Artech House. 1999.
6. *Юдин Д.Б.* Задачи и методы линейного программирования М.: Советское радио, 1961.
7. *Банди Б.* Основы линейного программирования. Пер. с англ. М.: Радио и связь, 1989.
8. *Bertsekas D. P.* // Computational Optimization and Applications. 1992. Vol. 1. P. 7-66.

ПРИМЕНЕНИЕ АДАПТИВНЫХ АЛГОРИТМОВ ОБРАБОТКИ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ СИГНАЛОВ ДЛЯ УЛУЧШЕНИЯ КАЧЕСТВЕННЫХ ПОКАЗАТЕЛЕЙ РАДИОЛОКАТОРА

С.А. ГАБЕЦ, С.Ю. СЕДЫШЕВ

Учреждение образования «Военная академия Республики Беларусь»
пр. Независимости, 220, г. Минск 220057, Республика Беларусь
s_a_box@mail.ru

Применение адаптивных алгоритмов обработки является одним из важнейших направлений в радиотехнике. С помощью адаптивных алгоритмов возможно значительно повысить качественные показатели радиотехнической системы. В связи с этим данное направление развития теории и использования уже имеющейся практики в различных радиотехнических системах является актуальным.

Ключевые слова: характеристики обнаружения, когерентное и некогерентное накопление, адаптивный фильтр, время корреляции, адаптивный линейный сумматор.

Достигнутый за последнее время прогресс в разработке и производстве микросхем привел к созданию компактных, экономичных и надежных цифровых устройств обработки сигналов. В результате появилась возможность широкого использования алгоритмов адаптации к быстро меняющейся сигнально-помеховой обстановки в интересах связи, радиолокации, гидролокации, навигации и т. д.

Применение адаптивной обработки сигналов во временной области позволит значительно повысить эффективность радиолокационных станций (РЛС). Повышение эффективности достигается оптимизацией устройств обработки путем оценки и учета апостериорных данных с помощью применения адаптивных алгоритмов. Для адаптивной междупериодной обработки такими данными являются время корреляции и частота Доплера сигнала, которые зависят от множества различных факторов [1]. Оценка и использование этих данных позволяет согласовать время когерентного накопления (КН) с временем корреляции сигнала, а оставшееся время наблюдения – с временем некогерентного накопления (НН). Характеристики обнаружения при оптимальном и фиксированном сочетании времени КН и НН показаны на рис. 1.

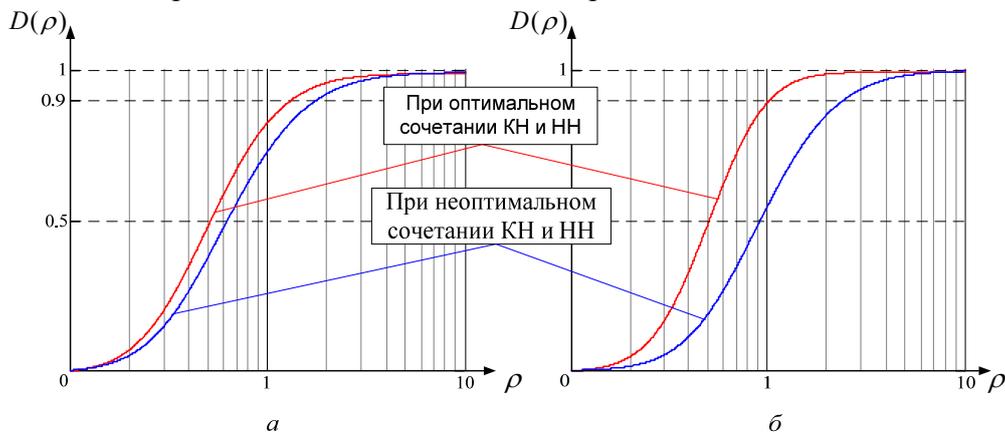


Рис. 1. Характеристики обнаружения вертолета АН-64:
а - в нормальных погодных условиях; б - в турбулентных погодных условиях

Из этих характеристик видно, что знание коэффициента между периодной корреляции ОС позволяет оптимизировать между периодную обработку и параметры устройства принятия решений об обнаружении сигнала, тем самым повысить дальность обнаружения радиолокатора на 8 - 24.5 %.

Основной задачей адаптивного устройства накопления является коррекция вектора весовых коэффициентов в зависимости от корреляционных свойств сигнала. Адаптивная система является устойчивой, если математическое ожидание вектора весовых коэффициентов $E[\mathbf{W}_{k+1}]$ сходится к винеровскому решению [2]:

$$\mathbf{W} = \mathbf{R}^{-1} \mathbf{P}^*, \quad (1)$$

где \mathbf{W} – оптимальный вектор весовых коэффициентов, при котором выходной сигнал ошибки ε_k имеет минимальное значение; \mathbf{R} – корреляционная матрица входного сигнала; \mathbf{P} – взаимокорреляционная функция вектора входного сигнала и полезного отклика.

Способы коррекции весовых коэффициентов возможно разделить на рекурсивные, с корреляционной обратной связью (КОС), и нерекурсивные, без КОС. Нерекурсивные способы основываются на непосредственном обращении корреляционной матрицы сигнала, благодаря чему имеют большую скорость сходимости. Недостатками таких способов являются сложность реализации и большие вычислительные затраты.

Рекурсивные способы коррекции заключаются в градиентном поиске весовых коэффициентов различными методами. Одним из таких методов является метод наименьших квадратов.

Результаты моделирования алгоритма работы адаптивного фильтра КН с градиентным поиском весовых коэффициентов методом наименьших квадратов и КН из 8-ми фильтров быстрого преобразования Фурье показывают преимущество адаптивной обработки над неадаптивной, рис. 2.

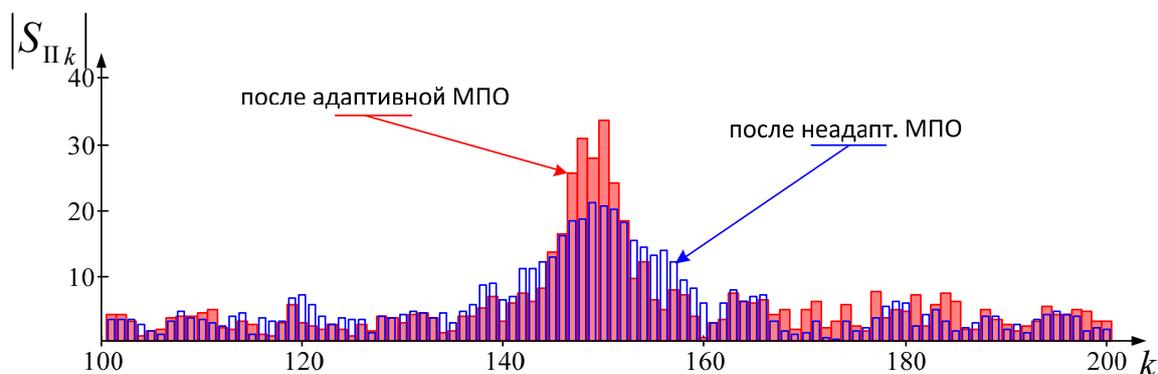


Рис. 2. Результаты адаптивного и неадаптивного КН сигнала

Список литературы

1. Радиоэлектронные системы. Справочник. Изд. 2-е переработанное и дополненное/ Коллектив авторов. Под ред. Я.Д. Ширмана. – М.: Радиотехника, 2007.
2. Видроу Б. Адаптивная обработка сигналов / Б. Видроу, С. Стирнз. Пер. с англ. – Москва: Радио и связь, 1989. – 440 с.
3. Монзинго Р.А., Миллер Т.У. Адаптивные антенные решетки. Перевод с англ. М.: Радио и связь, 1986. – 448с.

ФЛУКТУАЦИОННАЯ ОШИБКА ИЗМЕРЕНИЯ УГЛОВОЙ КООРДИНАТЫ ЦЕЛИ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ АДАПТИВНОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ

М.М. БУЛАШ

ОАО «АЛЕВКУРП»
ул. П. Бровки, 6-332, г. Минск, 220013, Республика Беларусь
max.302@rambler.ru

Работа посвящена сопоставлению оптимального и квазиоптимального методов амплитудно-мгновенного сравнения (АМС) при определении угловых координат цели с использованием адаптивной фазированной антенной решётки (ФАР) при наличии и отсутствии помехи по боковым лепесткам диаграммы направленности.

Ключевые слова: диаграмма направленности, адаптация, весовые коэффициенты, флуктуационная ошибка.

Применение цифровой ФАР позволяет реализовать оптимальный метод пеленгации как альтернативу широко используемому методу АМС [1, с. 554].

Выражение для оптимальной дискриминационной характеристики (ДХ) в дискретном виде запишется следующим образом [1, с. 553]:

$$D(n, \Delta) = 2 \cdot \operatorname{Re}[S'_c(n, \varphi_{\text{изм}}) \cdot S_c^*(n, \varphi_{\text{изм}})], \quad (1)$$

где n – дискретное время, $\Delta = \varphi_{\text{изм}} - \varphi_{\text{ц}}$ – рассогласование измеряемого угла ($\varphi_{\text{изм}}$) и реального положения цели ($\varphi_{\text{ц}}$); $S_c(n, \varphi_{\text{изм}})$ – комплексная амплитуда принятого сигнала (в случае внутрипериодной обработки – корреляционный интеграл), $S'_c(n, \varphi_{\text{изм}}) = \partial S_c(n, \varphi_{\text{изм}}) / \partial \varphi_{\text{изм}}$, $(\cdot)^*$ – комплексное сопряжение.

Для получения $S'_c(n, \varphi_{\text{изм}})$ и $S_c(n, \varphi_{\text{изм}})$ необходимо иметь весовые коэффициенты ФАР, удовлетворяющие выражениям, соответственно,

$$\omega_l = i \cdot k \cdot d \cdot l \cdot \cos(\varphi_{\text{изм}}) \cdot \exp[i \cdot k \cdot d \cdot l \cdot \sin(\varphi_{\text{изм}})] \quad \text{и} \quad \omega_l = \exp[i \cdot k \cdot d \cdot l \cdot \sin(\varphi_{\text{изм}})] \quad (2)$$

где i – мнимая единица, k – волновое число, d – расстояние между соседними элементами ФАР, l – номер элемента, N – количество элементов.

А для адаптации к помехам вектор весовых коэффициентов должен иметь вид

$$\omega_{\text{опт}} = \hat{\mathbf{R}}_{nn}^{-1} \cdot \omega, \quad (3)$$

где $\hat{\mathbf{R}}_{nn}$ – оценка корреляционной матрицы помех и шума [2, с.91-92]; ω – вектор-столбец, элементы которого соответствуют (2).

Исследования проводились с помощью имитационной модели, написанной в среде Matlab при следующих условиях: частота полезного сигнала – $f_0 = 10$ ГГц; ширина ДН антенны – $\Delta\varphi = 2$ град.; $N=32$; направление цели – 0 град.; $P_{\text{пом}} / P_c = 20$ дБ ($P_{\text{пом}}$ – мощность помехи, P_c – мощность сигнала), направление помехи

$\theta_{\text{пом}} = 10$ град. . В каждом опыте выполнялось 1000 реализаций. Для нахождения флуктуационной ошибки предполагалось, что известно точное положение цели, в качестве шума взят белый гауссовский шум.

Оптимальное значение рассогласования диаграмм направленности в квазиоптимальном алгоритме [1, с. 562], при котором достигается максимальная крутизна ДХ имеет значение $(\delta\varphi)_{\text{опт}} = 2\Delta\varphi / \sqrt{2\pi} = 2 \cdot 2 / \sqrt{2\pi} = 1,6$ град. .

Зависимость флуктуационной ошибки от отношения сигнал/шум (с/ш) при разном рассогласовании ДН в отсутствие помехи представлена на рис.1, а, б; при наличии и отсутствии помехи с и без адаптации к ней на рис. 2, а, б.

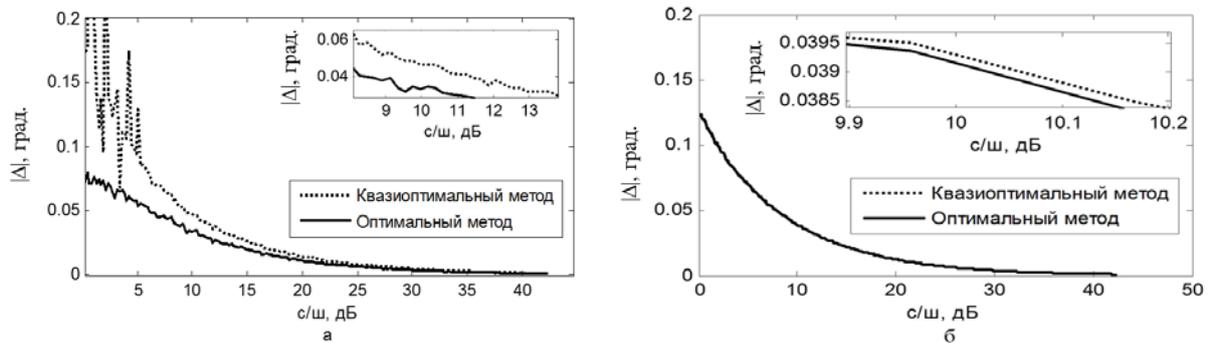


Рис. 1. Флуктуационная ошибка определения углового положения цели в зависимости от отношения сигнал/шум без помехи, рассогласование ДН: а – 4 град.; б – 1,6 град.

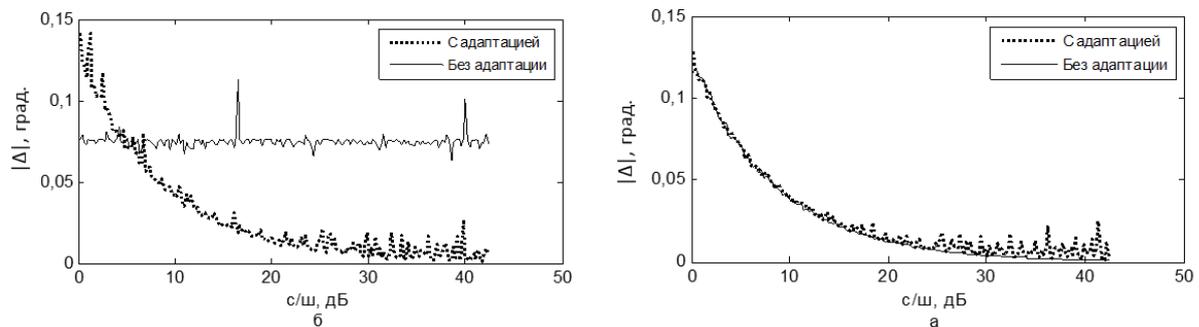


Рис. 2. Флуктуационная ошибка определения угла оптимальным методом при: а – наличии помехи; б – отсутствии помехи

Из полученных результатов можно сделать вывод, что при оптимальном рассогласовании диаграмм направленности, квазиоптимальный метод (АМС) практически не уступает оптимальному, дальнейшее уменьшение рассогласования не имеет большого смысла, а увеличение ведёт к ухудшению точности определения угловой координаты. Процесс адаптации в свою очередь вносит дополнительную ошибку определения угла, хотя при наличии помехи без адаптации не обойтись.

Список литературы

1. Охрименко А. Е. Олейников О. А. Теоретические основы радиолокации. МВИЗРУ, 1976.
2. Ратынский М. В. Адаптация и сверхразрешение в антенных решётках. М.: Радио и связь, 2003.

КОМПЛЕКСНАЯ ОЦЕНКА СООТВЕТСТВИЯ ЧАСТОТНО-ИЗБИРАТЕЛЬНЫХ ЦЕПЕЙ ИДЕАЛЬНОМУ ФИЛЬТРУ В ПОЛОСЕ ПРОПУСКАНИЯ

В.Н. ШАШОК

*Учреждение образования «Военная академия Республики Беларусь»
пр. Независимости, 220, г. Минск 220057, Республика Беларусь
shashokv@gmail.com*

Предложен критерий комплексной оценки соответствия частотно-избирательных цепей идеальному фильтру в полосе пропускания, основанный на применении математической модели идеального сигнала для совместной оценки равномерности амплитудно-частотной и линейности фазочастотной характеристик цепей, представленных их функциями передачи.

Ключевые слова: идеальный фильтр, идеальный сигнал, частотно-избирательные цепи.

С учетом комплексного характера частотных искажений сигналов, вносимых частотно-избирательными цепями, выбор аппроксимирующих функций на начальном этапе их аналитического синтеза требует применения комплексного критерия, обеспечивающего совместную оценку равномерности амплитудно-частотной и линейности фазочастотной характеристик синтезируемых цепей или иначе, их соответствия идеальному фильтру в полосе пропускания [1]. Для проведения такой оценки предлагается в качестве входного тест-сигнала использовать идеальный низкочастотный сигнал [2], имеющий равномерный амплитудно-частотный и линейный фазочастотный спектры и представленный выражением спектральной плотности

$$S(j\omega) = \begin{cases} 0, & \omega < -\omega_0, \\ S_0 e^{-j\omega t_0}, & -\omega_0 \leq \omega \leq \omega_0, \\ 0, & \omega > \omega_0, \end{cases} \quad (1)$$

где t_0 – задержка сигнала относительно момента начала отсчета времени, определяющая наклон фазочастотного спектра.

Примем условие, что по ширине спектра сигнал (1) согласован с полосой пропускания фильтра-прототипа ($\omega_0 = 1$). Данный сигнал во временной области определяется обратным преобразованием Фурье

$$u_{с. вх}(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S(j\omega) e^{-j\omega t_0} e^{j\omega t} d\omega = \frac{S_0}{\pi} \frac{\sin(t - t_0)}{t - t_0}. \quad (2)$$

Так как мнимая часть подынтегральной функции является нечетной, то выражение (2) содержит только реальную часть. Такой сигнал является бесконечным во времени и не имеет практической реализации. Вид сигнала во временной области совпадает с импульсной характеристикой идеального фильтра и приведен на рис. 1.

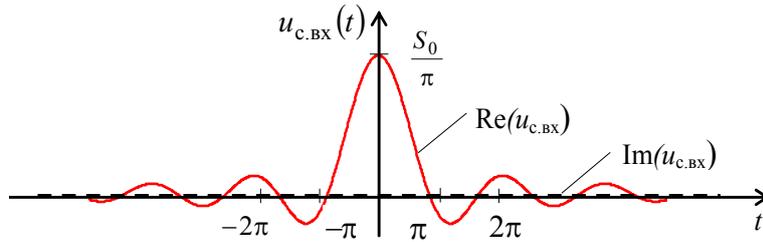


Рис. 1. Вид идеального сигнала (2), во временной области при $t_0 = 0$

Отклик фильтра-прототипа с нормированной функцией передачи $\frac{1}{k}K(j\omega)$ на тест-сигнал (2) описывается выражением

$$u_{c. \text{ вых}}(t) = \frac{S_0}{\pi} \int_{-1}^1 \frac{1}{k} K(j\omega) e^{j\omega t} d\omega, \quad (3)$$

где $-k \leq 1$ – максимальный коэффициент передачи ЭДС источника в нагрузку.

Использование степени совпадения формы выходного сигнала (3) входному (2) в качестве критерия оценки позволяет судить о соответствии функции передачи синтезируемого фильтра функции передачи идеального неискажающего фильтра в полосе пропускания. С увеличением искажений амплитудно-частотного и фазочастотного спектров идеального сигнала происходит снижение его главного лепестка, уровень которого примем за оценку соответствия. Для повышения различимости оценок при высокой степени приближения характеристик к идеальным выражение для коэффициента соответствия синтезируемого фильтра идеальному неискажающему запишем в виде

$$C = 10 \lg \frac{1}{1 - \left(\frac{\max u_{c. \text{ вых}}}{\max u_{c. \text{ вх}}} \right)^2} = 10 \lg \frac{1}{1 - \left[\max \left(\int_{-1}^1 \frac{1}{k} K(j\omega) e^{j\omega t} d\omega \right) \right]^2} \text{ дБ.}$$

Для неискажающих цепей, осуществляющих только масштабирование сигнала и его временную задержку, коэффициент $C = \infty$.

Таким образом, предложенный критерий комплексной оценки соответствия частотно-избирательных цепей идеальному фильтру в полосе пропускания, разработанный с учетом комплексного характера вносимых частотных искажений, позволяет совместно оценить отличия их амплитудно-частотных и фазочастотных характеристик от идеальных в пределах полосы пропускания. Данную оценку целесообразно проводить на первом этапе синтеза малоискажающих частотно-избирательных цепей при выборе их аппроксимирующей функции передачи.

Список литературы

1. Батура М. П. Теория электрических цепей: учеб. / М. П. Батура, А. П. Кузнецов, А. П. Курулев; под общ. ред. А. П. Курулева. – 2-е изд., испр. – Минск: Высш. шк., 2007. – 608 с.: ил.
2. Баскаков С. И. Радиотехнические цепи и сигналы: учеб. для вузов по спец. «Радиотехника» / С. И. Баскаков. – 4-е изд., перераб. и доп. – М.: Высш. шк., 2003. – 462 с.: ил.

ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЙ КОМПЛЕКС ДЛЯ ОПРЕДЕЛЕНИЯ ПАРАМЕТРОВ ИСТОЧНИКОВ СВЕТОВОГО ИЗЛУЧЕНИЯ

Н.В. МАШЕДО¹, А.П. БЕЛОШИЦКИЙ²

¹ОАО «Испытания и сертификация бытовой и промышленной продукции «БЕЛЛИС»
ул. Красная, 8, г. Минск, 220013, Республика Беларусь
n.mashedo@gmail.com

²Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
ул. П. Бровки, 6, г. Минск, 220013, Республика Беларусь
belashytski@bsuir.by

Проблема оценки и контроля фотобиологической безопасности ламп и ламповых систем связана с отсутствием в нашей стране средств измерений для определения необходимых параметров. Поэтому создание и метрологическое обеспечение измерительного комплекса для определения параметров источников светового излучения является важной и актуальной задачей.

Ключевые слова: фотобиологическая безопасность, световое излучение, источники света, облучение.

Лица, находящиеся вблизи ламп и ламповых систем, не должны подвергаться облучению, уровень которого превышает нормы, установленные в [1]. Предельные дозы облучения определяются из условий, при которых почти каждый человек может многократно подвергаться облучению без ущерба для здоровья. Они используются в качестве основания для контроля облучения от источников непрерывного излучения при длительности воздействия не менее 0,01 мс и не более 8 ч.

В общем случае для отнесения источника светового излучения к той или иной группе риска согласно [1] необходимо знать спектральную энергетическую яркость источника и общую энергетическую освещенность, измеренные при определенном положении глаз облучаемого человека. Такие спектральные данные источника света определяются, если яркость источника превышает 10^4 кд·м⁻². При яркости источника меньше этого значения, предполагаемая предельная доза облучения не будет превышена.

Окончательное решение об отнесении источника светового излучения к той или иной группе риска формируется не только на основании полученных спектральных данных, но и в зависимости от времени воздействия каждого конкретного вида опасности. Исходя из результатов многочисленных научных исследований, выделяют следующие виды опасностей для человека в зависимости от диапазона длин волн светового излучения:

- актиничная ультрафиолетовая опасность для кожи и глаз;
- опасность ближнего ультрафиолетового излучения для глаз;
- опасность излучения синего света для сетчатки;
- опасность термического воздействия на сетчатку;
- опасность инфракрасного излучения для глаз.

На рис. 1 приведена структурная схема измерительного комплекса для определения параметров источников светового излучения, метрологические характеристики которого удовлетворяют требованиям, сформулированным в [1].

Оптическое излучение от исследуемого источника с помощью входной оптики подается на монохроматор-спектрометр. Входная оптика представляет собой систему

из линз, рассеивателей и фильтров, которые в целом должны обеспечивать максимально приближенную к идеальной косинусную характеристику. С помощью монохроматора выделяется полоса длин волн светового излучения, в которой определяется энергетическая освещенность или энергетическая яркость. После детектирования, усиления и аналого-цифрового преобразования измерительный сигнал преобразуется в микропроцессорном устройстве к виду, необходимому для передачи в персональный компьютер. Полученная измерительная информация обрабатывается в персональном компьютере с использованием специальных алгоритмов, так как конечный результат определяется путем интегрирования по многим параметрам, что требует значительных вычислительных затрат.

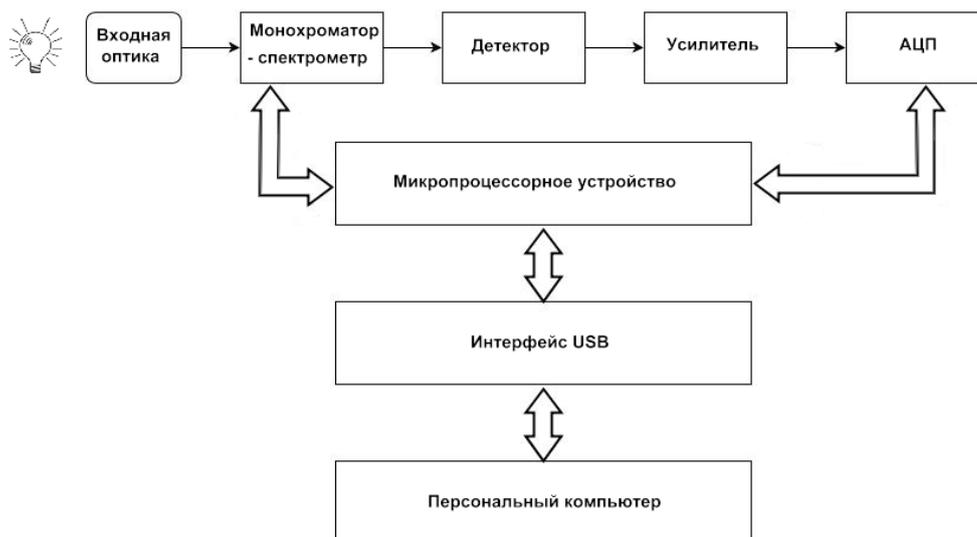


Рис. 1. Структурная схема измерительного комплекса для определения параметров источников светового излучения

При проведении измерений необходимо учитывать условия окружающей среды (температура, наличие сквозняков и т.п.), особенности процедуры измерений и подготовки образцов, влияние посторонних излучений, а также параметры электропитания ламповой системы. Перед проведением измерений необходимо проводить предварительную калибровку монохроматора-спектрометра с помощью эталонных источников излучения.

Разработанный измерительный комплекс имеет следующие метрологические характеристики:

- диапазон длин волн: 180 нм–3000 нм;
- шаг сканирования монохроматора: ± 5 нм;
- погрешность определения длины волны: $\pm 0,2$ нм (200 нм–300 нм); $\pm 0,1$ нм (300 нм – 325 нм); $\pm 0,2$ нм (325 нм–600 нм); $\pm 2,0$ нм (600 нм–1400 нм);
- подавление внеполосных излучений: 10^6 ;
- погрешность из-за отличия косинусной характеристики входной оптики от идеальной: < 1 %.

Список литературы

1. IEC 62471:2006 Photobiological safety of lamps and lamp systems.

ПРОГНОЗИРОВАНИЕ НАДЕЖНОСТИ ВЫБОРОК ИЭТ ПО ЧИСЛОВЫМ ХАРАКТЕРИСТИКАМ ФУНКЦИОНАЛЬНОГО ПАРАМЕТРА В НАЧАЛЬНЫЙ МОМЕНТ ВРЕМЕНИ

С.М. БОРОВИКОВ, Е.Н. ШНЕЙДЕРОВ, Р.П. ГРИШЕЛЬ

*Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
ул. П. Бровки, 6, г. Минск, 220013, Республика Беларусь
bsm@bsuir.by*

Постепенные отказы изделий электронной техники (ИЭТ) определяют такое понятие, как параметрическая надёжность – свойство ИЭТ, состоящее в отсутствии в изделии постепенного отказа по рассматриваемому функциональному параметру в течение заданной наработки при выбранных электрических режимах и условиях работы. Предлагается: параметрическую надёжность выборок ИЭТ для заданных будущих наработок прогнозировать по значениям основных числовых характеристик функционального параметра этой выборки в начальный момент времени.

Ключевые слова: постепенные отказы, изделия электронной техники, параметрическая надёжность, прогнозирование.

При работе ИЭТ его функциональный параметр (обозначим через y) изменяется, говорят, деградирует, и может рассматриваться как функция времени t . Параметрическая надёжность характеризует способность ИЭТ сохранять уровень $y(t)$ в пределах норм (от a до b), указанных в технической документации или установленных потребителем, в течение заданной наработки t_3 при выбранных режимах и условиях работы. В качестве количественной меры уровня параметрической надёжности используют вероятность $P_n(t_3)$, определяемую как [1, 2]

$$P_n(t_3) = P\{a \leq y(t) \leq b, t \leq t_3\}, \quad (1)$$

где $P\{\dots\}$ – вероятность выполнения условия, указанного в фигурных скобках.

Постепенные отказы и, следовательно, параметрическую надёжность ИЭТ можно прогнозировать [3]. Для получения достоверного прогноза о постепенном отказе надо располагать количественной моделью надёжности в виде зависимости деградации функционального параметра ИЭТ от наработки, температуры, электрической нагрузки и других эксплуатационных факторов [4]. Такая модель базируется на изучении поведения ИЭТ не только в момент отказа, но и в ходе изменения функционального параметра при наработке ИЭТ, то есть на исследовании кинетики отказов, и может быть получена путём обработки результатов физического моделирования наработки выборок ИЭТ с помощью вероятностно-статистических методов. Построенную таким способом модель деградации функционального параметра ИЭТ будем называть физико-статистической [5, 6].

В качестве физико-статистической модели функционального параметра $y(t)$ предложено использовать условный (для интересующей наработки t) закон его распределения. Значение вероятности $P_n(t_3)$, определяемой выражением (1), является результатом изменения статистического распределения параметра $y(t)$ за время работы t_3 , $t_3 = t_1, t_2, \dots, t_k$, например изменения условной плотности распределения $w(y/t)$ (рис. 1).

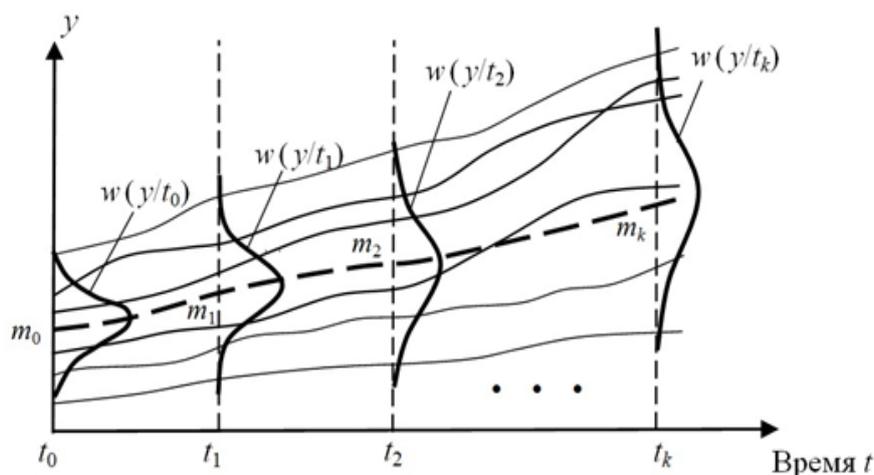


Рис. 1. Изменение плотности распределения параметра y при работе ИЭТ:
 t_0, t_1, \dots, t_k – моменты времени – временные сечения; m_0, m_1, \dots, m_k – средние значения y
 во временных сечениях (штриховая линия)

Показано, что эффект «переплетения» с течением времени функций $y_j(t)$ мало заметен, в первом приближении сохраняется вид начального распределения функционального параметра ИЭТ в любом временном сечении и имеет место тесная корреляция параметра $y(t)$ для различных временных сечений (рис. 1). Наличие тесной корреляции подтверждено экспериментальными исследованиями на примере биполярных транзисторов большой мощности типа КТ872А, КТ8272В и КТ8271В для таких функциональных параметров как напряжение насыщения коллектор–эмиттер ($U_{КЭнас}$) и статический коэффициент передачи тока базы в схеме с общим эмиттером ($h_{21э}$) [7].

На основе указанных закономерностей предложено: характеристики (параметры) условного закона распределения находить как функции наработки t и основных числовых характеристик функционального параметра прогнозируемой выборки, найденных для начального момента времени. Для получения этих функций (математических выражений) предложено использовать предварительные исследования определённой выборки ИЭТ. Эти исследования представляют собой обучающий эксперимент и проводятся один раз для ИЭТ рассматриваемого типа.

Полученная указанным способом физико-статистическая модель деградации в виде условного (для любой интересующей наработки t) закона распределения функционального параметра ИЭТ может использоваться для прогнозирования вероятности $P_n(t_3)$, определяемой выражением (1).

Список литературы

1. Прогнозирование надёжности изделий электронной техники / Под ред. С.М. Боровикова. Минск, 2010.
2. Боровиков С.М. Статистическое прогнозирование для отбраковки потенциально ненадёжных изделий электронной техники: монография. М., 2013.
3. European Organization of the Quality Control Glassary. Bern, 1988.
4. Физические основы надёжности интегральных схем / Под ред. Ю.Г. Миллера. М., 1976.
5. Боровиков С.М., Шалак А.В., Бересневич А.И. и др. // Докл. НАН Беларуси. 2007. Т. 51, № 6. С. 105–109.
6. Borovikov S.M., Shneiderov E.N. // Proceedings in The 1-th International Global Virtual Conference Workshop «GV-CONF 2013». Zilina, 8–12 April 2013. P. 267–270.
7. Боровиков С.М., Шнейдеров Е.Н. // Матер. XVI международ. НТК «Современные средства связи». Минск, 27–29 сентября 2011. С. 81.

ПРОГНОЗИРОВАНИЕ ПОСТЕПЕННЫХ ОТКАЗОВ ИЭТ ПО РЕАКЦИИ ФУНКЦИОНАЛЬНОГО ПАРАМЕТРА НА ИМИТАЦИОННОЕ ВОЗДЕЙСТВИЕ

С.М. БОРОВИКОВ¹, И.А. БУРАК¹, А.И. БЕРЕСНЕВИЧ¹, Ф.Д. ТРОЯН²

¹Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
ул. П. Бровки, 6, г. Минск, 220013, Республика Беларусь
bsm@bsuir.by

²Минский государственный высший радиотехнический колледж
пр-т Независимости, 62, г. Минск, 220013, Республика Беларусь

При отборе высоконадёжных экземпляров изделий электронной техники (ИЭТ) ответ на вопрос об их параметрической надёжности по интересующему функциональному параметру важно получить до монтажа ИЭТ в электронное устройство. Предлагается для прогнозирования возможного постепенного отказа и, следовательно, параметрической надёжности конкретного экземпляра для заданной наработки использовать реакцию его функционального параметра на имитационное воздействие в начальный момент времени.

Ключевые слова: постепенные отказы, параметрическая надёжность, изделия электронной техники, имитационное воздействие, прогнозирование.

Используемые в настоящее время подходы к прогнозированию постепенных отказов в большинстве случаев основаны на методе экстраполяции функционального параметра ИЭТ и имеют ряд существенных недостатков, не позволяют получить прогноз в начальный момент времени. На практике важно дать ответ на вопрос о возможном постепенном отказе и, следовательно, параметрической надёжности экземпляра по интересующему функциональному параметру в начальный момент времени, то есть до монтажа ИЭТ в электронное устройство.

Предлагается [1] для прогнозирования постепенных отказов ИЭТ использовать метод имитационных воздействий, применяемый ранее для оценки радиационной стойкости биполярных транзисторов (БТ) для специальной аппаратуры.

Основные задачи, которые необходимо решить при использовании метода имитационных воздействий: выбор удачного (эффективного) имитационного фактора F ; получение функции пересчёта, показывающей, как пересчитать заданную наработку t_3 на значение имитационного фактора $F_{им}$.

Для выбора эффективного имитационного воздействия необходимо, чтобы между обратимыми изменениями функционального параметра (обозначим через P), вызываемыми действием имитационного фактора в начальный момент времени, с одной стороны, и необратимыми изменениями (деградацией) этого параметра в течение заданной наработки, с другой стороны, имела место тесная корреляционная связь. Для полупроводниковых приборов, как разновидности ИЭТ, в качестве имитационного воздействия предложено использовать параметры электрического режима. Обоснованность этого подтверждается диаграммами разброса (корреляционными полями) функциональных параметров ИЭТ. В качестве примера на рис. 1 показано корреляционное поле для параметра $h_{21Э}$ – статического коэффициента передачи тока базы БТ типа КТ8272В. Запись $\Delta h_{21Э}(1,5 \text{ А}; 0,005 \text{ А})$ означает изменение $h_{21Э}$ при увеличении тока коллектора от значения 0,005 А до 1,5 А, а $\Delta h_{21Э}(22 \text{ 320 ч}, 0)$ – деградацию $h_{21Э}$ в течение наработки, равной 22 320 ч.

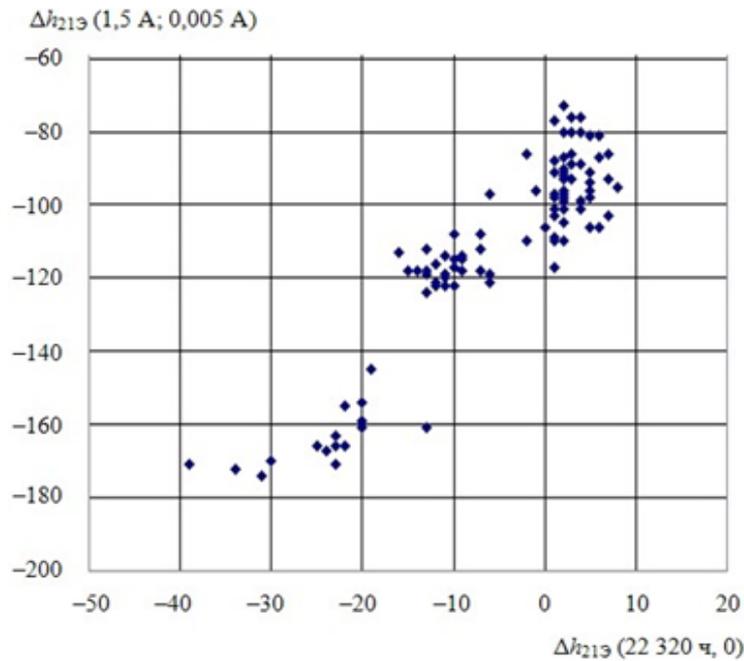


Рис. 1. Диаграмма разброса величин $\Delta h_{213}(1,5\ \text{А}; 0,005\ \text{А})$ и $\Delta h_{213}(22\ 320\ \text{ч}, 0)$, коэффициент корреляции $R = 0,90$

Отметим, что здесь надо различать понятия «рабочий ток коллектора» и «имитационный ток коллектора». Рабочий ток коллектора – это ток, который протекает в БТ при его работе в электронном устройстве. Этот ток должен быть принят во внимание при испытании БТ на длительную наработку на этапе получения функции пересчёта заданной наработки на значение имитационного тока коллектора. Имитационный ток используется только для получения информации о значении функционального параметра P для будущих моментов времени (для заданных наработок t_3).

Наличие тесной корреляции даёт возможность по параметру P , измеренному у конкретного экземпляра в начальный момент времени при имитационном токе коллектора $I_{\text{Ким}}$, сделать вывод о прогнозном значении P для заданной наработки t_3 при рабочем токе коллектора. Однако, для выполнения прогнозирования вначале необходимо получить функцию пересчёта. Её получают один раз с помощью предварительных исследований интересующего нас типа ИЭТ, принимая во внимание функциональный параметр, по значению которого судят о постепенном отказе ИЭТ.

Индивидуальное прогнозирование параметра P , соответствующее наработке t_3 , и принятие решения о параметрической надёжности конкретного (обозначим как j -й) экземпляра, не принимавшего участие в получении функции пересчёта, сводится к следующему. По функции пересчёта для заданной наработки t_3 рассчитывают значение $I_{\text{Ким}}$. В начальный момент времени измеряют параметр P j -го экземпляра при токе коллектора, равном значению $I_{\text{Ким}}$, и результат измерения считают прогнозом этого параметра на момент окончания наработки t_3 . Затем сравнивают прогнозное значение параметра P с нормой и делают вывод о параметрической надёжности j -го экземпляра для наработки t_3 .

Список литературы

1. Боровиков С.М. Статистическое прогнозирование для отбраковки потенциально ненадёжных изделий электронной техники: монография. М., 2013.

МОДЕЛИРОВАНИЕ ПРЕДЫСТОРИИ ПРИ ПРОГНОЗИРОВАНИИ ПОСТЕПЕННЫХ ОТКАЗОВ ИЗДЕЛИЙ ЭЛЕКТРОННОЙ ТЕХНИКИ МЕТОДОМ ЭКСТРАПОЛЯЦИИ ПАРАМЕТРА

И.А. БУРАК¹, С.М. БОРОВИКОВ¹, А.В. БУДНИК²

¹Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
ул. П. Бровки, 6, г. Минск, 220013, Республика Беларусь
bsm@bsuir.by

²Международный государственный экологический университет им А.Д. Сахарова
ул. Долгобродская, 23, г. Минск, 220070, Республика Беларусь
budnik@iseu.by

Применение методов прогнозирования постепенных отказов, основанных на экстраполяции параметра, возможно при наличии предыстории функционального параметра изделия электронной техники (ИЭТ), что влечёт расходование рабочего ресурса ИЭТ. Для полупроводниковых приборов, как группы ИЭТ, предлагается предысторию функционального параметра во времени моделировать обратимыми изменениями параметра, вызываемыми токами, протекающими через приборы, или напряжениями, прикладываемыми к $p-n$ -переходам.

Ключевые слова: постепенные отказы, полупроводниковые приборы, метод экстраполяции параметра, моделирование предыстории, моделирующий фактор.

Индивидуальное прогнозирование надёжности ИЭТ методом экстраполяции параметра используют для прогнозирования постепенных отказов, то есть отказов в виде постепенного во времени ухода одного или нескольких функциональных параметров ИЭТ за пределы норм, записанных в технической документации или указанных потребителем.

При использовании метода экстраполяции параметра в качестве информации о конкретном (обозначим как j -й) экземпляре рассматриваются значения основного функционального параметра ИЭТ (обозначим этот параметр через y), полученные в какие-то начальные моменты времени от t_1 до t_k (рис. 1).

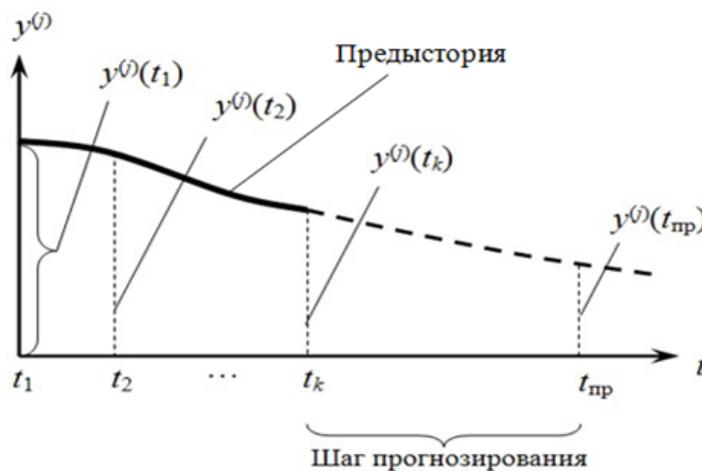


Рис. 1. Индивидуальное прогнозирование экстраполяцией параметра

На рис. 1 приняты следующие обозначения:

t_i – i -й момент времени, в который произведено наблюдение функционального параметра j -го экземпляра ИЭТ, $i = 1, \dots, k$; $y^{(j)}(t_i)$ – наблюдаемое значение функционального параметра j -го экземпляра, соответствующее моменту времени t_i ; k – количество дискретных отсчетов (наблюдений) функционального параметра j -го экземпляра; $t_{\text{пр}}$ – заданное время прогнозирования, то есть момент времени, для которого интересуются значением параметра $y^{(j)}$.

Значения функционального параметра $y^{(j)}$, полученные в моменты времени t_1, \dots, t_k , будем называть предысторией процесса, или предысторией функционального параметра j -го экземпляра.

Цель рассматриваемого прогнозирования состоит в том, чтобы по предыстории указать значение функционального параметра j -го экземпляра, которое будет соответствовать моменту времени $t_{\text{пр}}$, то есть указать значение $y^{(j)}(t_{\text{пр}})$. По значению $y^{(j)}(t_{\text{пр}})$ принимают решение о наличии или отсутствии постепенного отказа для времени $t_{\text{пр}}$.

Методы прогнозирования постепенных отказов, основанные на экстраполяции параметра, предполагают наличие предыстории функционального параметра ИЭТ. Применение этих методов влечет расходование рабочего ресурса ИЭТ, в связи с чем методы обычно реализовывают на этапе эксплуатации аппаратуры. При этом ИЭТ (экземпляр) периодически необходимо отключать от электрической схемы устройства, что в большинстве случаев проблематично. На практике важно получить ответ на вопрос о постепенном отказе ИЭТ по интересующему функциональному параметру в начальный момент времени, то есть до монтажа ИЭТ в электронное устройство.

Научная гипотеза, выдвинутая авторами, заключалась в том, чтобы предысторию функционального параметра во времени смоделировать (заменить) предысторией этого параметра, обусловленной действием какого-то моделирующего фактора, не приводящего к расходованию рабочего ресурса ИЭТ. Причём предыстория, обусловленная этим фактором, должна быть получена в начальный момент времени ($t \rightarrow 0$) и вызывать обратимые изменения функционального параметра, то есть после удаления моделирующего воздействия функциональный параметр должен принимать прежнее значение.

Для полупроводниковых приборов (ППП) предлагается предысторию функционального параметра во времени моделировать обратимыми изменениями этого параметра, вызываемыми токами, протекающими через приборы или напряжениями, прикладываемыми к p - n -переходам. Максимальная длительность предыстории должна определяться предельно-допустимыми электрическими нагрузками, приводимыми в технической документации на ППП конкретного типа. Для решения задачи прогнозирования постепенных отказов необходимо экспериментально с использованием предварительных исследований выборки ППП рассматриваемого типа (обучающего эксперимента) получить функцию пересчёта, показывающую, какой наработке соответствует тот или иной уровень моделирующего фактора.

Моделирование предыстории и прогнозирование возможных постепенных отказов ППП должно выполняться для однотипных экземпляров, не принимавших участия в обучающем эксперименте. Выполненные экспериментальные исследования [1] дают основания надеяться, что предлагаемый подход заметно повысит эффективность прогнозирования постепенных отказов ППП методом экстраполяции параметра.

Список литературы

1. *Боровиков С.М.* Статистическое прогнозирование для отбраковки потенциально ненадёжных изделий электронной техники: монография. М., 2013.

ФИЗИЧЕСКОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ ТЕРМОАКТИВАЦИОННОГО ПРОБОЯ В ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ ПРИБОРАХ

Б.С. КОЛОСНИЦЫН, И.А. МАНКЕВИЧ

*Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
ул. П. Бровки, 6, г. Минск, 220013, Республика Беларусь
kafme.bsuir.by*

В работе рассматривается новое направление связанное с механизмами пробоя полупроводниковых приборов. Применение ESD устройств позволяет моделировать физические процессы термоактивационного пробоя биполярных и МОП структур. При этом, благодаря размещению ESD устройства на чипе с изучаемым прибором, появляется возможность задавать максимальные величины напряжений испытания без эффектов образования токовых шнуров.

Ключевые слова: полупроводниковые приборы, испытание ESD устройств, токовые шнуры.

Различные сценарии проводимости тока при пробое и нестабильных условиях могут быть реализованы в устройстве с импульсом электростатического разряда (ESD) в зависимости от конструкции устройства и влияний параметров схемы[1,2].

Физический уровень понимания работы полупроводниковой структуры при ESD разряде имеет решающее значение для успешного проектирования. Таким образом, несмотря на различные устройства защиты от ESD разрядов и устройства подключения, возможен единый подход к физическим эффектам во время ESD тактов. Цель этой работы заключается в демонстрации того, что операция с высоким током при ESD разрядах не только подчиняется тем же принципам, но и имеет набор одних и тех же базовых изотермических механизмов проводимости, которые участвуют в физическом ограничении электрической области безопасной работы полупроводникового прибора (SOA) в стандартных устройствах.

ESD защита стала очень авторитетной областью знаний в связи с развитием интегральных схем.

Стратегической задачей развития ESD является реализация возможности интегральных схем выдерживать высокие импульсные.

На уровне проектирования схемы, ESD можно считать внедрением импульсной силовой цепи в цепь питания ИМС. В идеальном случае, внедрение ESD не должно мешать нормальной работе схемы.

Типичные ESD устройства по существу являются импульсными устройствами питания с некоторыми настраиваемыми компонентами, для работы во время пробоя.

Проблема проектирования ESD устройства заключена в нескольких задачах: обеспечение надлежащего баланса энергии внутри устройства, правильности выбора баланса тока на уровне устройства подключения, получении надлежащего общего уровня тока, и, наконец, предоставлении величин напряжения и импульса тока срабатывания для защиты контакта.

Граница токовой неустойчивости при использовании устройств ESD обычно соответствует импульсному ограничению SOA для стандартных устройств.

Практически в большинстве случаев новый полупроводниковый прибор должен быть разработан не только с реверсивным импульсом основного SOA, но и с конкрет-

ными импульсными параметрами границы неустойчивости. Кроме того, желательно, чтобы данная цель была достигнута путем применения топологических решений архитектуры устройства.

В правильно разработанных ESD устройствах реальные физические ограничения связаны с рассеянием энергии ESD импульса. В большинстве случаев, необратимая SOA ESD устройства сходятся в одну точку из-за низкого контроля объемной горизонтальной модуляции проводимости в условиях высокой инжекции на поверхности или высоким сопротивлением базовых электродов. Физическое ограничение для необратимого SOAESD устройства является довольно сложной задачей. В большинстве случаев эта задача может сводиться к модуляции проводимости контактных областей и достижения гораздо большей инжекции из металлических электродов, превышающей пределы внутренней металлизации, локализованным нагревом и плавлением за счет тока шнурования.

Внутренний контур ESD устройства конструируется в расчете на значительно более высокое напряжение, чем уровень перенапряжения пределов SOA для стандартных компонентов. Такое напряжение достигается путем реализации меньшего эффекта сцепления с управляющими электродами устройства, для того, чтобы внутренние блоки схемы работали при максимально возможном напряжении срабатывания в то время, когда управляющий электрод работает при низком потенциале.

В связи с быстрым временем нарастания, ESD импульс автоматически обеспечивает условия для чистого электрического включения. Электрический ток неустойчивости инициируется в квази-изотермических условиях и направлен на модуляцию проводимости высокого тока. В большинстве случаев, изменением температуры кристаллической решетки можно пренебречь до срабатывания за счет равномерного распределения тока и на короткое время до момента отключения.

После включения, наблюдается значительное тепловыделение. Тем не менее, характеристики тепловыделения значительно отличаются от характеристики при постоянном токе. В связи с тем, что импульс достаточно короткий, тепловыделение наблюдается в достаточно небольшой площади (несколько микрометров) в непосредственной близости от активной области устройства. Рассеяние тепла, а так же электромеханическая нагрузка, пробой диэлектрика, блокирование устойчивых связей и внутренних пределов обеспечивают физические ограничения работы ESD устройства.

В работе предложены ESD устройства для моделирования эффектов пробоя в p-p плоскостных и n-канальных МОП транзисторах.

Список литературы

1. Ker MD, Chang H // Solid-State Electron. 2000. № 44. С. 425–445.
2. Vashchenko VA, Hopper P // J. Reliab. 2005. № 3. С. 457–471.

ОСОБЕННОСТИ ПРИМЕНЕНИЯ ИНТЕРФЕЙСА RS-485 В СИСТЕМАХ ПОЖАРНОЙ АВТОМАТИКИ

Н.В. МИНОВ

*Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
ул. П. Бровки, 6, г. Минск, 220013, Республика Беларусь
minovnikita@yahoo.com*

В последнее время благодаря высокой помехоустойчивости, простоте и невысокой стоимости реализации интерфейс RS-485 получил широкое распространение в системах пожарной автоматики. В связи с этим особое внимание следует уделять особенностям проектирования и наладки RS-485 в контексте построения надежных и помехоустойчивых систем.

Ключевые слова: интерфейс, помехозащищенность, дифференциальная пара, нулевой уровень, изолятор-повторитель, скорость обмена.

Популярность интерфейсов RS-232, RS-485 и RS-422 определяется невысокой стоимостью портов и кабелей, а также стабильностью использования данных стандартов в различных областях техники, в течении длительного времени различными производителями. [1]

Интерфейс RS-485 обладает высокой помехозащищенностью максимальная протяженность линии при этом составляет 1200 метров на скорости 62,5 кбит/с.

Основная причина, почему RS-485 способен передавать данные на такие длинные расстояния состоит в использовании дифференциальной пары проводов. Каждый сигнал передается по двум проводам и напряжение на одном проводе эквивалентно инверсному, или комплементарному, напряжению на втором. Приемник регистрирует разницу между напряжениями на проводах. На рис. 1 показано отличие способа передачи по двум проводам (рис 1, б) от способа передачи по одному проводу (рис 1, а). [2]

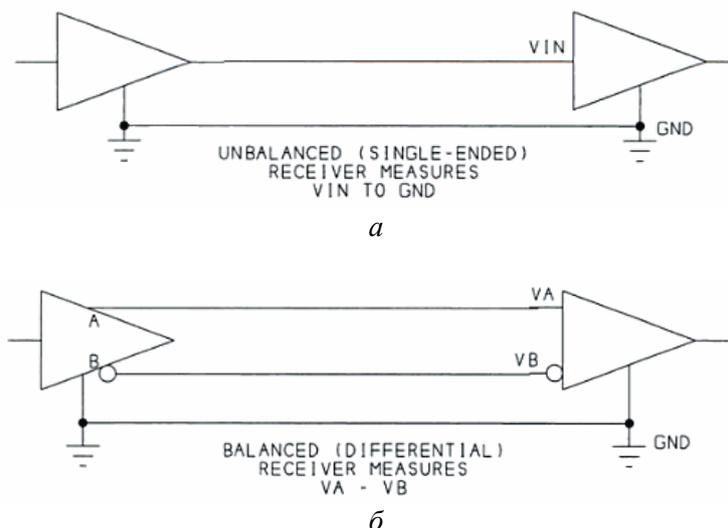


Рис. 1. Схематическое изображение способов передачи данных:
а – по одному проводу; б – по двум проводам

Интерфейс RS-485 обладает следующими основными техническими характеристиками:

- допустимое число приёмопередатчиков – 32;
- максимальная длина линии связи при скорости передачи 62,5 кбит/с – 1200 м;
- максимальная длина линии связи при скорости передачи 10 Мбит/с – 10 м;
- минимальный выходной сигнал драйвера – 1,5 В;
- максимальный выходной сигнал драйвера – 5 В;
- максимальный ток драйвера – 250 мА;
- минимальное сопротивление нагрузки – 60 Ом.

Проектирование линий связи предполагает выбор архитектуры системы, параметров проводов и топологию их прокладки. В системах пожарной автоматики, где связь между различными приборами осуществляется двухпроводным цифровым интерфейсом RS485 необходимо учитывать особенности его применения.[3]

Так как уровни цифровых информационных сигналов отсчитываются относительно общего нулевого уровня системы, в системах, питание которых осуществляется от нескольких источников питания, требуется, чтобы отрицательные выводы всех источников питания были объединены. Объединение может быть выполнено через отрицательные клеммы источников питания или через клеммы дренажного проводника между приборами.

Применение изоляторов-повторителей интерфейса RS-485, позволяют изолировать фрагменты системы с линиями связи и питания друг от друга и существенно повысить дальность связи. В общем случае каждый фрагмент выступает как самостоятельная система обмена информацией.

При низких скоростях обмена 9600 кбит/с и менее применение согласующих резисторов, как правило, не требуется. При больших скоростях, применение согласующих резисторов является обязательным. В этом случае резисторы номиналом 120 Ом устанавливаются в начале и конце линии интерфейса. Цель резистора уменьшить отражение сигнала от концов линии.

При небольших расстояниях между приборами в системе (до 200 м) информация может передаваться по одному проводу интерфейса. На практике это может проявляться в виде периодической потере связи.

Список литературы

1. *Лапин А.А.* Интерфейсы. Виды и реализация. М., 2005.
2. *Axelson J.* Serial port complete. Programming and circuits for RS-232 and RS-485 links and networks. Lakeview research, 2000.
3. Авангардспецмонтаж: разработка, производство технических средств противопожарной защиты, проектирование, монтаж, наладка и обслуживание. [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.avsm.by>. – Дата доступа: 22.01.2014.

ОСОБЕННОСТИ ЖУРНАЛЬНЫХ РЕЖИМОВ РАБОТЫ БАЗЫ ДАННЫХ SQLITE ПРИ ИСПОЛЬЗОВАНИИ В КАЧЕСТВЕ ХРАНИЛИЩА CORE DATA

В.В. НИКОЛАЕНКО, И.Н. ЦЫРЕЛЬЧУК

*Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
ул. П. Бровки, 6, г. Минск, 220013, Республика Беларусь
uladzimir.nikalayenka@gmail.com*

При разработке iOS приложений зачастую при реализации каких-то задач используется база данных. В iOS SDK есть отличное решение CoreData, которое поддерживает различные виды файлов, используемых непосредственно в качестве хранилища данных. Одним из этих хранилищ может являться sqlite база данных, которая представляет собой один файл-хранилище. Однако существуют различные режимы работы и доступа к данным в этом файле, которые могут повлиять на работоспособность приложения.

Ключевые слова: iOS, sqlite, CoreData, CocoaTouch, iPhone.

Существует 6 журнальных режимов работы с базой данных SQLite: DELETE, TRUNCATE, PERSIST, MEMORY, WAL, режим выключенного журнала. По умолчанию в iOS используется один из них. В iOS 6 используется DELETE, в iOS 7 – WAL. Данное изменение при обновлении системы может повлиять на работоспособность приложений из-за своих различий в работе с файлом журнала.

При использовании DELETE при проведении транзакции (записи в базу данных) в месте хранения .sqlite файла создается вспомогательный файл с расширением .sqlite-journal. Именно в этот файл и записываются новые данные, одновременно в файле .sqlite-shm помечаются страницы базы данных, которые были подвергнуты изменениям. Сам файл .sqlite на время записи остается нетронутым (рис. 1). После завершения транзакций все данные синхронизируются в файл базы данных, а файл журнала удаляется. Подобным образом гарантируется целостность базы данных.



Рис. 1. Работа с журналом в режиме DELETE

В последней версии операционной системы режим по умолчанию был изменен с DELETE на WAL. В WAL режиме файл журнала (расширение .sqlite-wal) существует не только при проведении транзакции. Он создается при открытии базы данных и остается на все время работы.

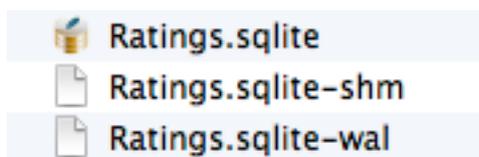


Рис. 2. Работа с журналом в режиме WAL

Принцип работы схож с DELETE – все транзакции записываются в файл журнала, в файле схемы помечаются страницы, которые были изменены. Отличаются механизмы синхронизации файла журнала в базу данных. В WAL режиме журнал синхронизируется в двух случаях: если файл журнала достиг размера в 1000 страниц БД или при открытии базы данных. Операция синхронизации журнала называется checkpoint. Исходя из этого можно утверждать, что фактически база данных в режиме WAL хранится в нескольких файлах: файле БД и вспомогательных файлах. Это помогает реализовать одновременное чтение/запись в БД [1].

Так же необходимо упомянуть другие особенности WAL режима:

1. Если файл базы данных был открыт в WAL режиме, то он останется в нем до тех пор пока базе данных не будет принудительно изменен режим работы с БД через pragma journal_mode.

2. Если файл журнала будет синхронизирован в другую базу данных, то она будет повреждена. При открытии такой базы будет сгенерирована исключительная ситуация SQLITE error code: 11 ‘database disk image is malformed’.

В некоторых приложениях реализовано обновление «по воздуху» базы данных, путем полной замены файла .sqlite. В случае iOS 7, в котором используется WAL режим существует риск повредить обновленную базу данных, если в файле журнала будут какие-либо изменения и он будет синхронизирован в нее (рис 3).

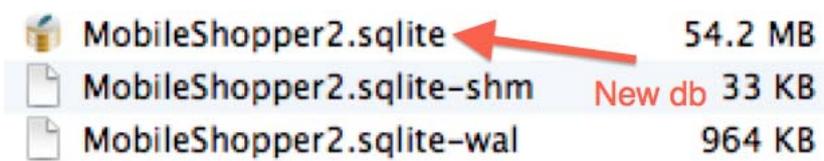


Рис. 3. Синхронизация файла журнала в другой файл базы данных

Это значит что при разработке необходимо учитывать данные особенности. Например, изменить режим работы с .sqlite файлом на уровне CoreData можно при создании persistentStore с параметрами. В качестве параметра нужно указать по ключу NSSQLitePragmasOption необходимый режим работы с базой данных (рис 4).

```

NSMutableDictionary *storeOptions = @{ NSMigratePersistentStoresAutomaticallyOption: @(NO),
    NSInferMappingModelAutomaticallyOption: @(NO),
    NSSQLitePragmasOption : @{@"journal_mode" : @"DELETE"}
};
NSPersistentStore *persistentStore = [self.persistentStoreCoordinator
    addPersistentStoreWithType:NSSQLiteStoreType
    configuration:nil URL:storeURL
    options:storeOptions error:error];

```

Рис. 4. Инициализация persistentStore с указанием параметров режима работы .sqlite файла

Еще одним решением подобного рода проблем является принудительная операция checkpoint. Она может быть вызвана путем открытия базы данных. На уровне CoreData это инициализация persistentStore.

Список литературы

1. Write Ahead Logging. [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.sqlite.org/wal.html>. - Дата доступа: 20.12.2013.

ОЦЕНКА НАДЕЖНОСТИ IP СИСТЕМЫ ВИДЕОНАБЛЮДЕНИЯ ПО ГРАФУ СОСТОЯНИЙ

А.С. ГИЛИМОВИЧ, В.Н. ВЫСОЦКИЙ, А.В. МИРОНЕНКО, А.Е. ЕПИХИН

*Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
ул. П. Бровки, 6, г. Минск, 220013, Республика Беларусь
gilimovicha@gmail.com, vn.vysotski@gmail.com, mironenko08@gmail.com*

В настоящее время IP системы видеонаблюдения получают всё более широкое распространение. Они применяются для автоматического контроля транспортных потоков, детектирования признаков чрезвычайных ситуаций, предотвращения совершения преступлений, помогают в проведении следственных мероприятий и т.п. Предложенный в работе метод позволит во многом снять проблемные вопросы, связанные с оценкой и обеспечением надёжности IP систем видеонаблюдения.

Ключевые слова: IP система видеонаблюдения, надёжность, сеть передачи данных, видеосервер, граф состояний.

К системам видеонаблюдения предъявляются высокие требования к техническим характеристикам, в том числе к показателям надёжности. Важно получить достоверные оценки показателей надёжности системы ещё на этапе её проектирования. Необходимо разработать универсальный метод оценки надёжности систем видеонаблюдения с учётом разнообразных вариантов их построения.

Типовая структурная схема IP системы видеонаблюдения представлена на рис. 1.



Рис. 1. Структурная схема IP системы видеонаблюдения

На структурной схеме IP системы видеонаблюдения можно выделить следующие подсистемы:

- подсистему формирования изображения (IP видеокамеры);
- сеть передачи данных, включающую сетевое коммутационное оборудование (коммутаторы, маршрутизаторы, медиаконвертеры и т.д.), а также каналы передачи данных на основе «витой пары» или волоконно-оптических линий связи (ВОЛС);
- видеосерверы;
- автоматизированные рабочие места (АРМ) операторов системы видеонаблюдения;
- систему бесперебойного питания.

Система IP видеонаблюдения, схема которой показана на рис. 1, с точки зрения надёжности является сложной, так как выход из строя некоторых её частей не обязательно вызывает отказ всей системы, а лишь снижает эффективность её функционирования. Как правило, системы видеонаблюдения, строясь с учётом принципа избыточности, оборудование и каналы передачи данных многократно резервируются. Однако во многих случаях сами IP видеокамеры эксплуатируются на открытом воздухе в достаточно жёстких условиях (воздействие повышенных и пониженных температур, повышенной влажности и др.). IP видеокамеры являются слабым местом всей системы, поэтому достоверная оценка показателей её надёжности является актуальной задачей.

Предложенный в работе метод оценки надёжности системы по графу состояний заключается в определении всех возможных состояний системы и вероятностей этих состояний с учётом известных интенсивностей переходов (λ – интенсивность отказов, μ – интенсивность восстановления работоспособного состояния) [1]. На рис. 2 представлен граф, описывающий работу подсистемы, предназначенную для формирования изображения и состоящую из двух видеокамер (ВК1, ВК2).

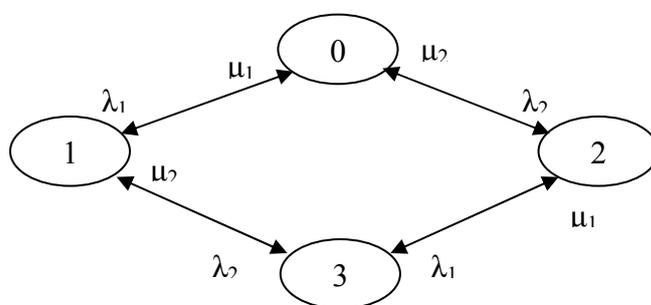


Рис. 2. Граф состояний подсистемы формирования изображений

Рассматриваемая система может находиться в следующих состояниях:

- состояние системы 0 – все видеокамеры исправны;
- состояние системы 1 – отказ ВК1, ВК2 исправна;
- состояние системы 2 – отказ ВК2, ВК1 исправна;
- состояние системы 3 – отказ всех видеокамер.

С точки зрения надёжности, система, граф состояний которой показан на рис. 2, будет описываться следующей системой алгебраических уравнений:

$$\begin{cases} p_0 * (\lambda_1 + \lambda_2) = p_1 * \mu_1 + p_2 * \mu_2 \\ p_1 * (\mu_1 + \lambda_2) = p_0 * \lambda_1 + p_3 * \mu_2 \\ p_2 * (\mu_2 + \lambda_1) = p_0 * \lambda_2 + p_3 * \mu_1 \\ p_3 * (\mu_1 + \mu_2) = p_1 * \lambda_2 + p_2 * \lambda_1 \\ p_0 + p_1 + p_2 + p_3 = 1 \end{cases}, \quad (1)$$

где p_0, p_1, p_2, p_3 – вероятности нахождения системы в состояниях 0, 1, 2 и 3 соответственно.

Решение системы уравнений (1) позволит определить вероятности нахождения рассматриваемой системы в любом возможном её состоянии.

Список литературы

1. *Половко А.М., Гуров С.В.* Основы теории надёжности. СПб., 2006.

АНАЛИЗ ВАРИАНТОВ ЗАЩИТЫ ДВУНАПРАВЛЕННОГО БУФЕРА СО СМЕШАННЫМ ПИТАНИЕМ ОТ ВОЗДЕЙСТВИЯ ЭЛЕКТРОСТАТИЧЕСКОГО РАЗРЯДА

О.А. БРЫЛЕВА

*Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
ул. П. Бровки, 6, г. Минск, 220013, Республика Беларусь
bryleva.bsuir@gmail.com*

Проведен анализ вариантов защиты двунаправленного буфера со смешанным питанием от воздействия электростатического разряда (ЭСР). Также представлена краткая история и этапы развития некоторых методов и способов защиты полупроводниковых структур от разрушающего воздействия ЭСР. Сравнение способов и методов встроенной защиты проводится на основе анализа ключевых показателей и характеристик уже существующих схем защиты, что позволяет незамедлительно применять используемые данные при проектировании новых устройств.

Ключевые слова: электростатический разряд, встроенная схема, защитная структура, буфер со смешанным питанием.

Явление возникновения электростатического разряда (ЭСР) имеет место при взаимодействии как минимум двух объектов с разными электростатическими потенциалами. Это взаимодействие порождает мгновенный ток в месте непосредственного контакта тел. Как правило, ЭСР классифицируют по механизмам возникновения и влияния [1]. Наряду с различными вариантами возникновения ЭСР, описаны и широко применяются несколько способов проверки защищенности устройства от воздействия ЭСР. К основным схемам или моделям можно отнести следующие: модель человеческого тела (НВМ), модель заряженного устройства (СДМ), машинная модель (ММ) [2]. Разрушение структуры устройства происходит в основном из-за теплового пробоя при воздействии высоких значений мгновенно возникшего тока и перенапряжения в месте контакта тел. Современные встроенные схемы защиты призваны предотвратить разрушение устройства вследствие воздействия ЭСР.

Защита современных интегральных схем (ИС) предусматривает создание встроенных схем, гарантирующих надежное функционирование устройства. Для организации согласованной работы составных элементов защиты современных ИС с различными напряжениями питания применяют специально разработанные схемы. Основное назначение таких схем в защите подзатворного окисла и предотвращении нежелательных утечек тока между устройствами с разными напряжениями питания. [3]. Для защиты подзатворного окисла без использования в технологии дополнительного процесса создания толстого подзатворного окисла применяется два последовательных nМОП-транзистора в каскадном включении. pМОП – транзистор выходного буфера, расположенный между двунаправленной контактной площадкой и шиной питания, имеет специальные схемы, регулирующие напряжение затвора этого транзистора и напряжение n-кармана во время подачи на контактную площадку сигналов из схемы с большим напряжением питания. В стандартных выходных КМОП-буферах при воздействии положительного ESD-импульса (PS-режим) стрессовый ток отводится через защитный диод между контактной площадкой и питанием, паразитный диод pМОП-транзистора и схему защиты между шинами питания [4].

Двунаправленные схемы со смешанным питанием имеют гораздо худшие характеристики по устойчивости к ЭСР, чем стандартные двунаправленные схемы. Так как напряжение низкоомного режима двух последовательно включенных nМОП-транзисторов больше, а величина тока, при которой происходит температурный пробой, соответственно меньше, чем у одного nМОП-транзистора. Поэтому при организации защиты двунаправленных буферов со смешанным питанием целесообразно применять схему детекции ЭСР, разработанную на основе методики соединения затвора МОП-транзистора с подверженной стрессу контактной площадкой через конденсатор. Схема детекции обеспечивает защелкивание защитного элемента только во время воздействия ЭСР. Данная схема реализуется на управляемом кремниевом диоде (SCR), защелкиваемом с помощью последовательно включенных nМОП-транзисторов (Stacked NMOS Triggered Silicon Controlled Rectifier, SNTSCR). Структура данного элемента реализована в стандартной КМОП-технологии без применения каких-либо модификаций. Более подробное описание принципа работы схемы рассмотрено в работе [5].

Сравнительная характеристика защищенности двунаправленного буфера от воздействия ЭСР со смешанным питанием по модели НВМ с использованием и без использования SNTSCR представлена в табл. 1 [5].

Табл. 1. Характеристика защищенности двунаправленного буфера от воздействия ЭСР со смешанным питанием по модели НВМ с использованием и без использования SNTSCR

Тип схемы	PS-режим $V_{SS}(+)$ кВ	NS-режим $V_{SS}(-)$ кВ	PD-режим $V_{DD}(+)$ кВ	ND-режим $V_{DD}(-)$ кВ
Буфер со смешанным питанием	1	3,9	2,8	2,9
Буфер со смешанным питанием + SNTSCR	6,8	5,6	6,9	2,9

Организация защиты двунаправленных буферов со смешанным питанием является одной из серьезных проблем защиты современных ИС от воздействия ЭСР. С помощью структуры элемента защиты и правильной подборки параметров схемы детекции ЭСР достигается обеспечение высокого порога устойчивости по ЭСР в сравнении со стандартными схемами.

Список литературы

1. *Алексеев, В.Ф. Пискун Г.А.* /Методика оценки устойчивости микроконтроллеров к воздействию разрядов статического электричества при ступенчатом повышении напряжения //Вестник Рязанского государственного радиотехнического университета. – 2012. – № 2 (40).– С.34–40.
2. Электромагнитная совместимость. Часть 4-2. Методы испытаний и измерений. Испытания на устойчивость к электростатическим разрядам : СТБ МЭК 61000-4-2-2006. – Введ. 08.12.06. – Минск : Межгос. совет по стандартизации, метрологии и сертификации : Белорус. гос. ин-т стандартизации и сертификации, 2006. – 27 с.
3. *Ming-Dou Ker, Chien-Hui Chuang.* / Electrostatic Discharge Protection Design for Mixed-Voltage CMOS I/O Buffers. // IEEE J. Solid-State Circuits. Vol. 37. Aug. 2002. № 8. P. 1380.
4. *Волков СИ., Ефимшин А.Ю., Морозов С.А.* / Проблема электростатического разряда и современные методы защиты интегральных схем от него. Часть 1 // Chip News. 2003. № 7. С. 40-49.
5. *Ming-Dow Ker, Chung-Yu Wu.* /Area-Efficient Layout Design for CMOS Output Transistors. //IEEE. Trans. Electron Devices. Vol. 44. April 1997. № 4.

ПРОГРАММНЫЙ ПРОДУКТ ДЛЯ ПРОГНОЗИРОВАНИЯ НАДЕЖНОСТИ СЛОЖНЫХ ЭЛЕКТРОННЫХ СИСТЕМ МЕТОДОМ АНАЛИЗА ДЕРЕВА ОТКАЗОВ

А.Е. ЕПИХИН, А.С. ГИЛИМОВИЧ, С.М. БОРОВИКОВ

*Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
ул. П. Бровки, 6, г. Минск, 220013, Республика Беларусь
mr.epihin@mail.ru*

Программный продукт предназначен для определения характеристик надёжности систем на основе их моделирования методом дерева отказов. Для составления моделей разработан графический интерфейс, который позволяет строить как структурные схемы систем, так и модели работоспособности, используемые для расчетов.

Ключевые слова: надёжность, дерево отказов, булева логика.

Конечной целью расчета надёжности сложных электронных систем является оптимизация конструктивных решений и параметров, режимов эксплуатации, организация технического обслуживания и ремонтов. Поэтому уже на ранних стадиях проектирования важно оценить надёжность объекта, выявить наиболее ненадёжные узлы и детали, определить наиболее эффективные меры повышения показателей надёжности. Решение этих задач возможно после предварительного структурно-логического анализа системы.

Электронная система (ЭС) – совокупность технических устройств (элементов), предназначенных для выполнения определенных функций. Соответственно, элемент – составная часть системы.

Расчленение ЭС на элементы достаточно условно и зависит от постановки задачи расчёта надёжности.

При определении структуры ЭС в первую очередь необходимо оценить влияние каждого элемента и его работоспособности на работоспособность системы в целом. С этой точки зрения целесообразно разделить все элементы на четыре группы:

1. Элементы, отказ которых практически не влияет на работоспособность системы.
2. Элементы, работоспособность которых за время эксплуатации практически не изменяется и вероятность безотказной работы близка к единице.
3. Элементы, ремонт или регулировка которых возможна при работе изделия или во время планового технического обслуживания.
4. Элементы, отказ которых сам по себе или в сочетании с отказами других элементов приводит к отказу системы.

Очевидно, при анализе надёжности ЭС имеет смысл включать в рассмотрение только элементы последней группы.

Для анализа работоспособности ЭС используют графические изображения теории графов – деревья. Приведем некоторые определения теории графов.

Деревом называют конечный связный граф с выделенной вершиной (корнем), не имеющий циклов. Вершины графа – дерева, называются узлами. Для каждой пары вершин дерева – узлов существует единственный маршрут, поэтому вершины удобно классифицировать по степени удаленности от корневой вершины. Каждая висячая вершина дерева называется его листом. Каждая невисячая вершина дерева содержит

не менее двух ребер, которые часто называются поддеревьями. Упорядоченным деревом называется дерево, в котором поддеревья каждого узла образуют упорядоченное подмножество. Для упорядоченных деревьев принята терминология: старший и младший сын для обозначения соответственно первого и последнего сыновей некоторого узла.

Рассмотрим систему, включающую два датчика (Д1 и Д2) и микропроцессорное приёмно-контрольное устройство (МППКУ). Структурная схема представлена на рис. 1.

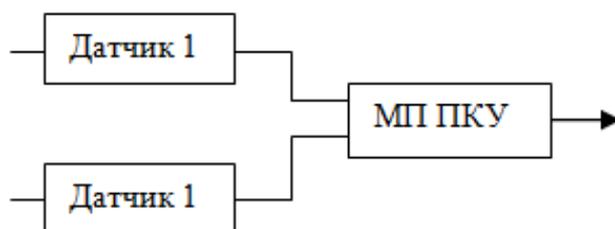


Рис. 1. Структурная схема системы

Формулируем условие работоспособности системы: система работоспособна, если работоспособен хотя бы один из датчиков и МППКУ.

Исходя из указанного условия, создаем модель работоспособности рассматриваемой системы (результат представлен на рис. 2).

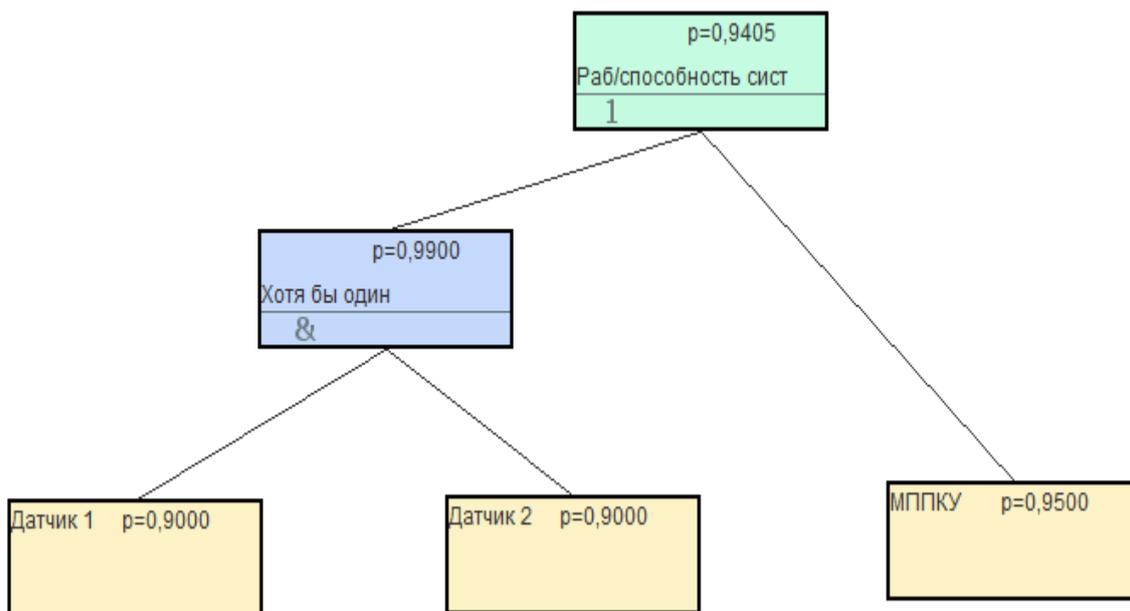


Рис. 2. Модель работоспособности

Можно быстро отследить работоспособность как всей системы так и каждого отдельного «поддерева».

Достоинством данного программного продукта является простота использования: интерфейс понятен и удобен. А значит, программа подходит как для профессионалов в области надёжности систем, так и для начинающих изучать данную тему.

ПРОГРАММНЫЙ КОМПЛЕКС ДЛЯ АНАЛИЗА НАДЕЖНОСТИ ЭЛЕКТРОННЫХ СИСТЕМ В СРЕДЕ MATLAB / SIMULINK

А.Е. ЕПИХИН, А.С. ГИЛИМОВИЧ, С.М. БОРОВИКОВ

¹Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
ул. П. Бровки, 6, г. Минск, 220013, Республика Беларусь
mr.epihin@mail.ru

Программный комплекс предназначен для определения характеристик надежности систем на основе их динамического моделирования. Для составления модели надежности в среде MATLAB / Simulink разработан графический интерфейс. Предлагается три библиотеки динамических моделей: деревья отказов, блок-схемы надёжности и диаграммы бинарного выбора. Характеристики надёжности определяются на основе автоматического преобразования заданной динамической модели в эквивалентную ей марковскую модель или на основе моделирования методом Монте-Карло.

Ключевые слова: электронные системы, надежность, дерево отказов, булева логика.

Используя разработанную авторами библиотеку блоков для создания деревьев отказов `fta.mdl`, построим простейшую систему, состоящую из двух событий. Для этого будем перетаскивать блоки из созданной библиотеки в новый документ. Процедура создания простейшего дерева отказов из двух событий иллюстрируется рис. 1.

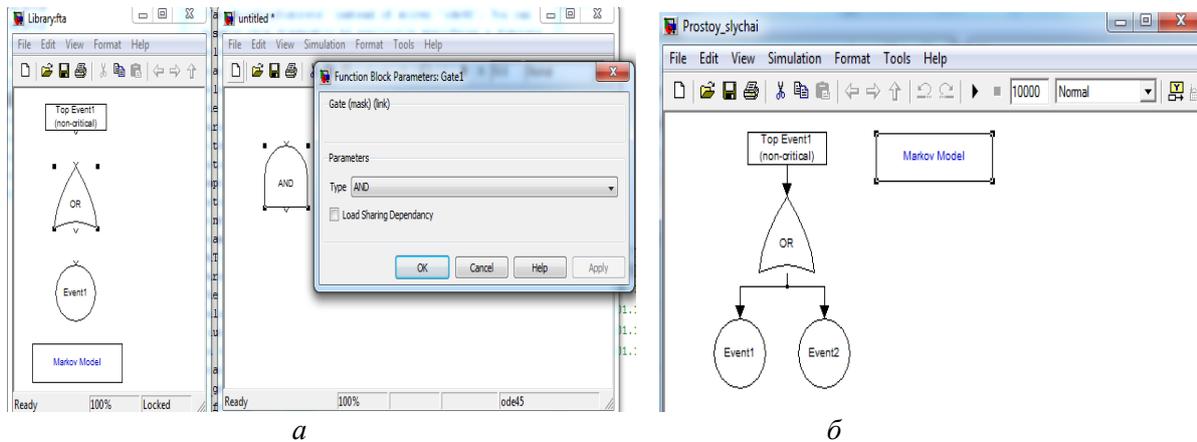


Рис. 1. Создание модели для исследования:
а – процесс создания модели из блоков; *б* – полученная модель

Окно для настройки параметров для каждого из блоков вызывается двойным кликом по его пиктограмме. Закончив создание модели, сохраним ее. Ввиду особенности среды MATLAB / Simulink имя для модели и путь сохранения должны содержать лишь английские буквы.

Вычисления дерева отказов можно выполнить двумя способами.

- Способ 1. В меню окна Simulink нажать кнопку запуска моделирования или выбрать пункт Simulation – Run (Ctrl + T);
- способ 2. Перейдя от окна Simulink к окну MATLAB, набрать в командной строке `GetReliabilityAnalysis`.

Второй способ обеспечивает доступ к комбинации клавиш Ctrl + C для аварийного прерывания вычисления. Такая операция может оказаться полезной, если требуемая длительность вычисления намного больше, нежели это допускает пользователь.

В результате вычисления открывается три типа графических окон:

- окно, которое содержит интегральные характеристики надежности системы (рис. 2, а);
- окно, которое содержит характеристики минимальных сечений системы (рис. 2, б);
- окно, которое содержит граф состояний и переходов марковской модели надёжности системы (рис. 2, в).

В окне рис. 2, а слева располагаются графики плотности распределения вероятности отказов $f(t)$ или интенсивности потока отказов $z(t)$ в зависимости от типа модели, а справа – вероятности безотказной работы $R(t)$ или функции готовности $A(t)$. Характеристики, вычисленные на основе логико-вероятностного метода или на основе марковского анализа, рисуются утолщенными гладкими кривыми, а на основе метода Монте-Карло – ступенчатыми линиями. Если дерево отказов содержит несколько вершин событий, то для каждой вершины открывается своё окно с характеристиками минимальных сечений.

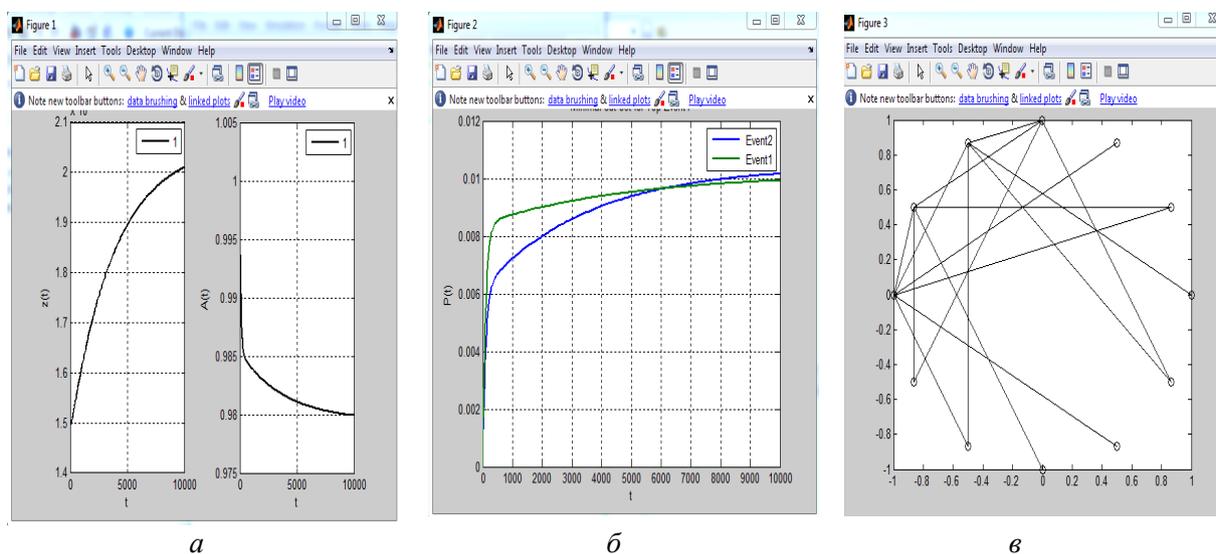


Рис. 2. Графические окна, содержащие результаты работы:
 а – интегральные характеристики надежности системы; б – характеристики минимальных сечений системы; в – граф состояний и переходов марковской модели надежности системы

Конечной целью расчета надёжности технических систем является оптимизация конструктивных решений и параметров, режимов эксплуатации, организация технического обслуживания и ремонтов. Поэтому уже на ранних стадиях проектирования важно оценить надёжность объекта, выявить наиболее ненадежные узлы и детали, определить наиболее эффективные меры повышения показателей надёжности.

Удобством и отличительной особенностью данного продукта является возможность доработки библиотеки моделей под специфические цели, т. к. каждый пользователь может вносить изменения. Плюсом так же будет возможность совместного использования блоков из разработанной библиотеки со стандартными блоками Simulink.

КОМПЬЮТЕРНЫЙ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЙ КОМПЛЕКС ДЛЯ ЛАБОРАТОРНОГО ПРАКТИКУМА ПО ДИСЦИПЛИНЕ РАДИОПРИЕМНЫЕ УСТРОЙСТВА

А.Е. КУРОЧКИН

*Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
ул. П. Бровки, 6, г. Минск, 220013, Республика Беларусь
kurochkin@bsuir.by*

Использование компьютерных технологий в учебном процессе является одним из важнейших направлений в совершенствовании системы подготовки специалистов высшей квалификации. В связи с этим большой интерес представляют системы анализа и обработки сигналов, основанные на АЦП и ЦАП, встроенные в звуковые карты персональных ЭВМ.

Ключевые слова: звуковые карты, свип-генераторы, быстрое преобразование Фурье, функциональные узлы радиоприёмника, искажения сигналов.

Лабораторные работы по дисциплине Радиоприёмные устройства (РПрУ) предназначены для изучения принципов функционирования отдельных узлов и всего РПрУ в целом. Снятие основных показателей РПрУ и его узлов для оценки качества работы по характеристикам выходного НЧ сигнала требует формирования ВЧ модулированного несущего колебания. Причём зачастую требуется не только режим фиксированной частоты модулирующего НЧ колебания, но и режим его свипирования по частоте, например для снятия частотных зависимостей. Оценка качества функционирования узлов РПрУ производится по степени искажения выходного НЧ сигнала. К ним относятся: детекторы непрерывных и импульсных сигналов, тракты промежуточной частоты, системы автоматической регулировки усиления с совмещённым и отдельным детектором. К параметрам, позволяющим оценить качество работы узла РПрУ относятся: амплитудно-частотная характеристика, коэффициент гармонических искажений, характеристика верности воспроизведения передаваемого сообщения или сквозная амплитудно-частотная характеристика.

Поскольку современная ЗК персонального компьютера в своём составе содержит аналого-цифровой (АЦП) и цифро-аналоговый преобразователи (ЦАП), то возможности низкоуровневого программирования в среде Windows позволяют реализовать на основе АЦП обработчик низкочастотных данных, поступающих на вход ЗК, а на основе ЦАП – генератор НЧ сигналов, необходимых для подачи на внешний модулятор ВЧ генератора. При таком решении упрощается измерительная процедура снятия ряда важных частотных характеристик. На рис. 1 представлена структурная схема реализации лабораторного стенда для измерения параметров узлов РПрУ на основе персональной ЭВМ. На рисунке обозначено: ИНИ – измеритель нелинейных искажений, ЗК – звуковая карта. На рис. 2 представлен интерфейс программного модуля измерителя.

Метод обработки и анализа НЧ сигналов основан на быстром преобразовании Фурье. Управление источником синусоидального НЧ сигнала происходит непосредственно из среды программного обеспечения во время измерений путем изменения его частоты. Доступны опции изменения частотного диапазона, линейного или логарифмического приращения, времени свипирования. Во время анализа спектрального состава выходного НЧ сигнала доступно использование различных сглаживающих окон.

Наблюдение искажений формы сигнала и измерение уровня осуществляются с помощью программного осциллографа. Для повышения точности амплитудных измерений предусмотрена калибровка ЗК с помощью внешнего контрольного милливольтметра. Данные о калибровке ЗК сохраняются в конфигурационный файл и автоматически вызываются при очередной загрузке.

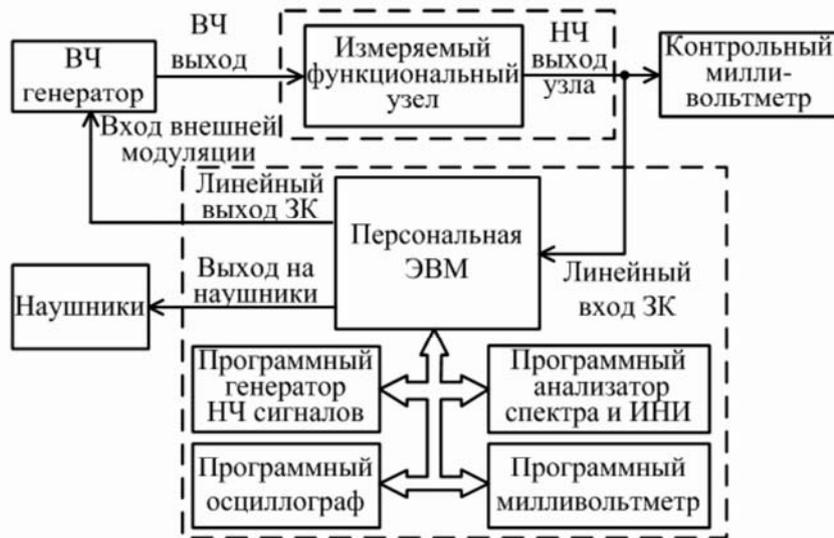


Рис. 1. Структура измерительного комплекса на основе ЭВМ

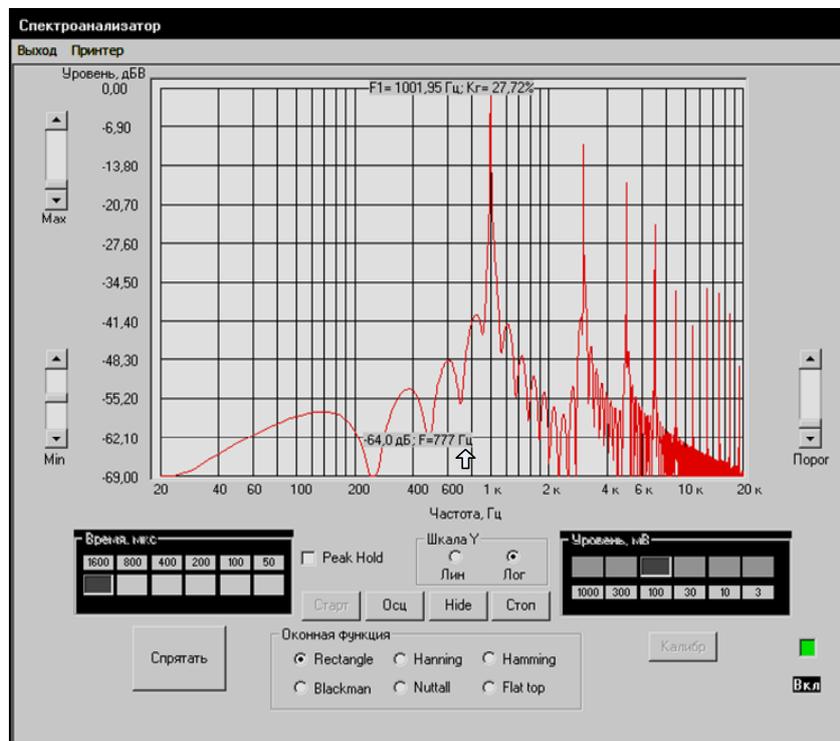


Рис. 2. Интерфейс измерителя в режиме анализа спектра

ПРОЕКТИРОВАНИЕ И АНАЛИЗ ЦИФРОВЫХ УСТРОЙСТВ В СРЕДЕ СХЕМОТЕХНИЧЕСКОГО SPICE-МОДЕЛИРОВАНИЯ MULTISIM

Р.Г. ХОДАСЕВИЧ, Е.Н. КАЛЕНКОВИЧ

*Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
ул. П. Бровки, 6, г. Минск, 220013, Республика Беларусь
reonald.khodasevich@bsuir.by, kalenkovich_evg@bsuir.by*

Аннотация: рассматриваются вопросы логического синтеза и реализации цифровых устройств на современной отечественной и зарубежной элементной базе, а также вопросы компьютерного моделирования, тестирования и анализа синтезированных цифровых устройств в среде Multisim. С помощью лабораторного стенда IDL студенты приобретают практические навыки физического макетирования и исследования цифровых устройств с использованием промышленных контрольно-измерительных приборов.

Ключевые слова: цифровая схемотехника, проектирование цифровых устройств, среда компьютерного моделирования Multisim.

При проектировании радиоэлектронных устройств в настоящее время используются различные методы их разработки, исследования и анализа с использованием программ компьютерного моделирования. Наряду с физическими (реальными) экспериментами широкое распространение получило проектирование и анализ цифровых устройств в среде схемотехнического SPICE-моделирования Multisim. В программе Multisim встроен не только эмулятор мирового уровня SPICE, но и XSPICE, предназначенный для эмулирования функциональных цифровых устройств и систем.

На кафедре радиотехнических систем БГУИР в лаборатории цифровых устройств и систем разработаны методы проведения лабораторных работ, практических занятий и курсового проектирования на основе использования программы схемотехнического моделирования цифровых устройств Multisim 12. Оборудование лаборатории позволяет решать задачи быстрого перехода от изучения теоретических основ цифровой схемотехники к практической разработке, моделированию и исследованию как простых, так и сложных цифровых электронных устройств и систем.

В состав лабораторного комплекса входит:

- персональный компьютер с программой схемотехнического SPICE- моделирования Multisim;
- программное обеспечение и учебно-методические материалы для студентов;
- учебный лабораторный стенд IDL-800 с макетной платой и набором промышленных измерительных приборов;
- набор стандартных интегральных микросхем и их зарубежных аналогов.

Особенностью программы Multisim является наличие в ее базе данных более 18000 реальных и виртуальных компонентов и уникальных контрольно-измерительных приборов, которые по характеристикам приближены к их промышленным аналогам.

Библиотека компонентов программы Multisim подразделяется на отдельные группы: источники питания, индикаторы, пассивные компоненты, транзисторы, аналоговые и аналого-цифровые компоненты, а также цифровые компоненты, содержащие цифровые интегральные микросхемы различных серий, программируемые логические матрицы, микроконтроллеры.

ОСОБЕННОСТИ ИЗУЧЕНИЯ КУРСА «ЭЛЕКТРОМАГНИТНАЯ СОВМЕСТИМОСТЬ» ПРИ ПОДГОТОВКЕ РАДИОИНЖЕНЕРОВ

Н.А. ТИТОВИЧ, В.Н. ТЕСЛЮК, А.В. КРИВИЦКИЙ

*Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
ул. П. Бровки, 6, г. Минск, 220013, Республика Беларусь
nikolai.titovich@gmail.com*

Курс «Электромагнитная совместимость (ЭМС)» является одним из основополагающих для формирования современного радиоинженера. В связи с уменьшением габаритов и веса современных радиоэлектронных систем возникает необходимость рассмотрения вопросов ЭМС на стадии проектирования отдельных блоков и микросхем. При этом очень важно учитывать восприимчивость полупроводниковых приборов (ПП) и интегральных микросхем (ИС) к воздействию электромагнитных помех (ЭМП) широкого частотного диапазона. Рассмотрение этих вопросов требует существенной перестройки курса ЭМС для радиотехнических специальностей, является важным при подготовке специалистов по микроэлектронике.

Ключевые слова: электромагнитная совместимость, полупроводниковые приборы, микросхемы, ВЧ и СВЧ помехи, восприимчивость к воздействию помех.

Разработчик современных радиоэлектронных систем (РЭС) должен обладать весьма разносторонними знаниями в области радиотехники, микроэлектроники, конструирования аппаратуры. Для грамотного радиоинженера сегодня особенно важны также и знания в области ЭМС – способности аппаратуры функционировать в условиях воздействия ЭМП. Уровни воздействующих ВЧ и СВЧ помех, как непреднамеренных бытовых и промышленных, так и преднамеренных, используемых для ведения радиоэлектронной борьбы, настолько велики, что способны вывести из строя любую РЭС, при проектировании которой не были приняты определенные меры по защите от ЭМП. Если в 80-х годах прошлого века при рассмотрении вопросов ЭМС РЭС основное внимание уделялось мощным межсистемным помехам, воздействующим на соседние объекты, то сегодня акцент переносится на ЭМП, действующие внутри РЭС на уровне элементов и блоков. Анализ проведенных за последние три десятилетия исследований показывает, что наиболее опасными для радиоаппаратуры являются ВЧ и СВЧ помехи не очень большой мощности. Они не вызывают необратимых изменений в структурах ПП и ИС, а чаще всего приводят к сбоям в работе с полным восстановлением работоспособности после прекращения воздействия. Именно поэтому при изучении курса ЭМС на радиотехнических специальностях все больше внимания уделяется вопросам внутрисистемной ЭМС, во многих университетах специалистов учат рассмотрению их уже на стадии выбора элементной базы, проектирования отдельных блоков, печатных плат [1]. Такой подход позволяет снизить затраты на обеспечение ЭМС в сотни раз в сравнении с решением этой задачи с помощью традиционных экранов на стадии изготовления изделия.

Исследование особенностей воздействия ВЧ и СВЧ помех на ПП и ИС – тема научных исследований группы ученых и преподавателей кафедры РТС БГУИР в последние 30 лет [2]. Некоторые результаты этой работы в настоящее время используются при чтении курса «Электромагнитная совместимость» для студентов радиотехнических специальностей. Под действием ВЧ и СВЧ помех по причине детектирования оги-

бающей СВЧ-помехи за счет нелинейности р-п-перехода происходит изменение статических характеристик диодов, транзисторов, операционных усилителей и переходных характеристик цифровых микросхем (элемента И-НЕ). Для более глубокого понимания студентами изменений, происходящих в цифровых микросхемах под действием помех, целесообразно изучение их на практических макетах с наглядным отображением динамики изменения параметров под действием ЭМП. Стоимость макетов для проведения научных экспериментов в этой области достаточно велика. Однако в ряде случаев, благодаря оснащению лабораторий кафедры новым измерительным оборудованием, можно подготовить достаточно простые лабораторные макеты, отображающие реальные процессы, происходящие под действием помех. Структурная схема одного из таких макетов, предназначенного для исследования восприимчивости ИС к воздействию ВЧ и СВЧ ЭМП изображена на рис.1.

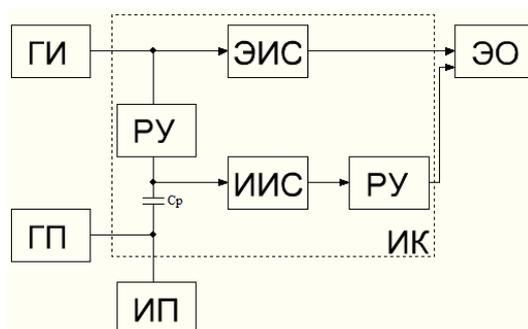


Рис. 1. Схема лабораторного макета для исследования восприимчивости ИС

На эталонную (ЭИС) и исследуемую (ИИС) микросхему с низкочастотного генератора (ГИ) подается импульсная последовательность с частотой 100 кГц. Обе ИС находятся в измерительной камере (ИК) и территориально отделены друг от друга экраном. Через разъем к камере подводится питание +5В. Синусоидальный сигнал СВЧ помехи с частотой 400-700 МГц подается от генератора (ГП) кондуктивным способом через разделительную емкость непосредственно на вход, выход или другой вывод ИИС. Защита ЭИС и цепей анализа ошибок от СВЧ помехи осуществляется с помощью развязывающих устройств (РУ) (фильтров). С выхода обеих микросхем эталонный и измененный сигналы поступают на двухлучевой осциллограф (ЭО), где сравниваются. Порогом восприимчивости является отклонение уменьшение уровня логической единицы ниже 2,0 В, увеличение уровня логического нуля свыше 0,8 В, изменение времени задержки распространения сигнала исследуемой микросхемы по фронту или срезу на 100 нс. Пороги восприимчивости выбираются исходя из функций выполняемых ИС и обеспечения удобства зрительного восприятия эксперимента. Как видно из рис.1 эксклюзивной частью макета является ИК с разъемами для подключения ЭИС, ИИС и серийных измерительных приборов: генераторов, осциллографа, вольтметра (ИП). Конструкция ИК может быть легко реализована в лабораторных условиях.

Список литературы

1. Электромагнитная совместимость и проектирование электронных средств (2012) / Под ред. проф. Л. Н. Кечиева. Москва, 2012.
2. Бригидин А.М., Титович Н.А., Листопад Н.И. и др. //Электронная техника. Сер.8. Управление качеством, стандартизация метрология, испытания. Сер.6. Материалы. Вып.1(148), 1992. – С. 3–13.

ИССЛЕДОВАНИЕ КОЛЕБАТЕЛЬНОГО КОНТУРА МЕТОДОМ ФАЗОВОЙ ПЛОСКОСТИ В СИСТЕМЕ MATHCAD

В.Т. ПЕРШИН

*Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
ул. П. Бровки, 6, г. Минск, 220013, Республика Беларусь, pershin_v@mail.ru*

В докладе на примере анализа свободных колебаний в последовательном контуре методом фазовой плоскости показаны возможности использования математического пакета Mathcad для исследования протекания процессов в контуре при различных параметрах изучаемой цепи.

Ключевые слова: колебательный контур, фазовая плоскость, система MathCAD.

Цель работы – показать возможности использования пакета Mathcad для анализа методом фазовой плоскости свободных колебаний в колебательном контуре, состоящем из последовательно соединенных сопротивления R , индуктивности L и емкости C . В этой работе используется встроенная функция *rkfixed*.

Дифференциальное уравнение, описывающее процессы в контуре имеет вид:

$$\ddot{x} + 2\alpha \dot{x} + \omega_0^2 x = 0, \quad (1)$$

где $\alpha = R/L$ и $\omega_0 = 1/\sqrt{LC}$.

Уравнение (1) можно записать в виде системы двух уравнений первого порядка

$$\begin{cases} \dot{x} = y, \\ \dot{y} = -(2\alpha y + \omega_0^2 x). \end{cases} \quad (2)$$

Разделив второе уравнение на первое, получим уравнение, не содержащее в явной форме время t :

$$dy/dx = -(2\alpha x + \omega_0^2/y)/y. \quad (3)$$

На фазовой плоскости решение уравнения (3) $y = f(x, A)$ образует семейство фазовых траекторий изображающей точки $A(x_0, y_0)$ с различными начальными условиями x_0, y_0 , которое представляет собой фазовый портрет контура. Так как при заданных начальных условиях уравнения (1) и (3) имеют единственное решение, то каждой паре координат x и y соответствует одна и только одна интегральная кривая, т.е. вся фазовая плоскость покрыта семейством непересекающихся фазовых траекторий. Затухающий аperiодический процесс в случае аналоговой системы имеет место при $\alpha^2 > \omega_0^2$, когда корни характеристического уравнения $k_1 = -\alpha + \sqrt{\alpha^2 - \omega_0^2}$ и $k_2 = -\alpha - \sqrt{\alpha^2 - \omega_0^2}$. Фазовый портрет рассчитан для величин $\alpha = 600$ рад/с и $\omega_0 = 300$ рад/с. Угловым коэффициентом изоклины, являющейся интегральной кривой, равен $k = -\alpha \pm \sqrt{\alpha^2 - \omega_0^2} = -\alpha \pm \beta$. Последнее уравнение имеет два решения, которым соответствуют прямые: $i = -(\alpha - \beta)t$ и $i = -(\alpha + \beta)t$. Легко убедиться непосредственно, что решение $i = -(\alpha - \beta)t$ не является интегральной кривой и потому является побочным. На фазовом портрете изображается только прямая, соответствующая уравнению $i = -(\alpha + \beta)t$ и отражающая факт наличия двух фазовых траекторий, имеющих форму прямых линий и расположенных во втором и четвертом квадрантах прямоугольной системы координат. Обе эти фазовые траектории стремятся к нулевой

устойчивой точке, которая представляет собой отдельную фазовую траекторию портрета. Кроме того, известна прямая, являющаяся при $k = 0$ изоклиной горизонтальных касательных. Ее угловой коэффициент $k \approx -200/2.8$, что хорошо согласуется с теоретической величиной. Напомним, что ось абсцисс является прямой вертикальных касательных, т.е. фазовые траектории пересекают ось абсцисс под прямым углом. Главная особенность этого портрета – при любых начальных условиях изображающая точка движется к началу координат. Таким образом, в рассматриваемом случае ($\alpha > \omega_0$) начало координат является точкой устойчивого равновесия и называется устойчивым узлом.

Фазовый портрет контура с параметрами $\alpha = 1800$ рад/с и $\omega_0 = 300$ рад/с имеет угловой коэффициент изоклины горизонтальных касательных $k \approx 70/2.8$, что хорошо соответствует теоретическому значению. Структура фазового портрета качественно определяется расположением изоклин и фазовых траекторий, представляющих собой искаженные параболы на системе координат. Угловой коэффициент изоклины, являющейся интегральной кривой равен $k = -\alpha$.

На рис. 1 изображен фазовый портрет контура с параметрами $\alpha = 300$ рад/с и $\omega_0 = 300$ рад/с. Таким образом, имеется одна прямая $i = -\alpha t$, представляющая собой фазовую траекторию. Изоклина горизонтальных касательных $i = -\omega_0^2 x / 2\alpha = -\alpha x / 2$, как видно из рис. 1, очень хорошо соответствует требованиям теоретического рассмотрения и имеет угловой коэффициент $k = 150$ рад/с.

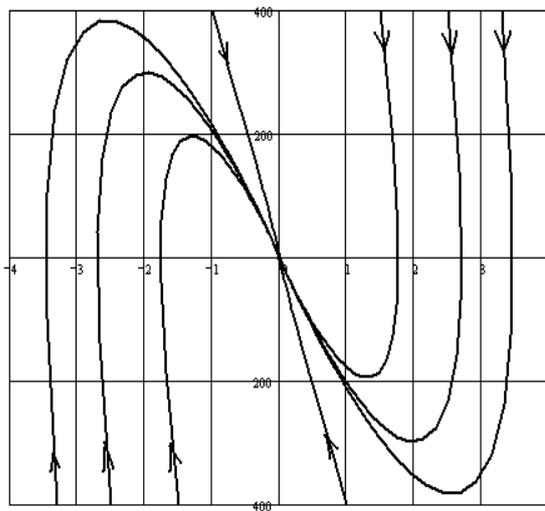


Рис. 1. Фазовый портрет контура с параметрами $\alpha=300$ рад/с и $\omega_0=300$ рад/с

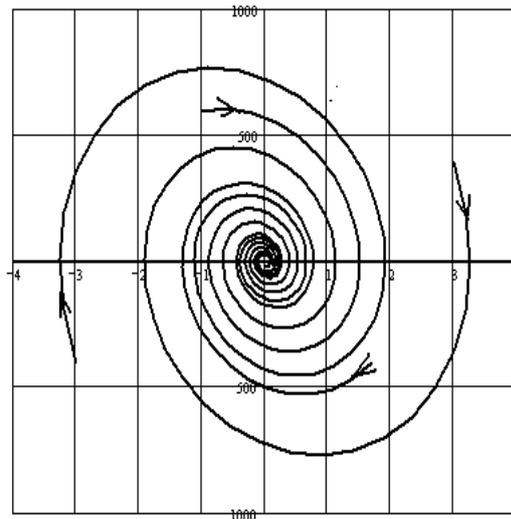


Рис. 2. Фазовый портрет контура с параметрами $\alpha=50$ рад/с и $\omega_0=300$ рад/с

На рис. 2 показан фазовый портрет контура с параметрами $\alpha = 50$ рад/с и $\omega_0 = 300$ рад/с. Соответствующий этому случаю фазовый портрет представляет собой совокупность скручивающихся к началу координат спиралей. Из любого начального положения изображающая точка с течением времени приближается к началу координат, являющемуся точкой устойчивого равновесия. Это устойчивый фокус. Когда изоклины отсутствуют, структура фазового портрета определяется условием пересечения фазовых траекторий с осью Ox под прямым углом.

АНАЛИЗ СВОБОДНЫХ КОЛЕБАНИЙ ЛИНЕЙНОГО ЦИФРОВОГО ОСЦИЛЛЯТОРА МЕТОДОМ ФАЗОВОЙ ПЛОСКОСТИ

В.Т. ПЕРШИН

*Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
ул. П. Бровки, 6, 220013, г. Минск, Республика Беларусь
pershin_v@mail.ru*

В докладе осуществлено построение бифуркационного портрета линейного цифрового осциллятора и проведено исследование влияния параметров умножителей, входящих в состав схемы осциллятора, на его основные динамические параметры.

Ключевые слова: линейный цифровой осциллятор, фазовая плоскость, свободные колебания.

Последнее время характеризуется широким внедрением современных компьютерных технологий в системы обработки сигналов и передачи информации по каналам связи. Устройства цифровой обработки сигналов строятся на базе цифровых цепей, широкий класс которых представляют линейные цифровые осцилляторы. Только в последнее десятилетие появились работы [1,2], в которых для анализа процессов в цифровых осцилляторах применяется метод фазовой плоскости, использовавшийся ранее только для анализа непрерывных систем.

Цель данной работы – построить бифуркационный портрет линейного цифрового осциллятора и исследовать влияние параметров умножителей, входящих в состав схемы осциллятора, на его основные динамические параметры. Ввиду сложности и малой изученности поставленной задачи мы считаем сумматоры линейными, умножители безынерционными и не учитываем эффекты квантования. Свободные колебания в линейном цифровом осцилляторе описываются разностным уравнением второго порядка

$$y(n+2) - b_1 y(n+1) - b_2 y(n) = 0, \quad (1)$$

где b_1, b_2 – постоянные параметры, характеризующие работу умножителей, входящих в состав осциллятора. Решения $y_n^{(1)}$ и $y_n^{(2)}$ уравнения (1) независимы, если равенство

$$C_1 y_n^{(1)} + C_2 y_n^{(2)} = 0, \quad n = 0, 1, 2, \dots$$

возможно только при $C_1 = C_2 = 0$. Это эквивалентно требованию, чтобы определитель системы

$$\begin{cases} C_1 y_n^{(1)} + C_2 y_n^{(2)} = 0, \\ C_1 y_{n+m}^{(1)} + C_2 y_{n+m}^{(2)} = 0, \quad m = 1, 2, \dots \end{cases}$$

был отличен от нуля

$$\Delta_{n,n+m} = \begin{vmatrix} y_n^{(1)} & y_n^{(2)} \\ y_{n+m}^{(1)} & y_{n+m}^{(2)} \end{vmatrix} \neq 0$$

для всех n и m .

Решение уравнения (1) определяется величиной дискриминанта $d = \sqrt{b_1^2 + 4b_2}$ его характеристического уравнения. Для анализа выделим три случая: $d > 0$, $d < 0$ и $d = 0$. При $d > 0$ характеристическое уравнение имеет два различных действительных корня q_1 и q_2 , которым соответствуют частные решения $y_n^{(1)} = q_1^n$ и $y_n^{(2)} = q_2^n$. Так как

$$\Delta_{n,n+1} = \begin{vmatrix} q_1^n & q_2^n \\ q_1^{n+1} & q_2^{n+1} \end{vmatrix} = (q_2 - q_1) q_1^n q_2^n \neq 0$$

при $q_2 - q_1 \neq 0$, то $y_n^{(1)}$ и $y_n^{(2)}$ линейно независимы. Общее решение уравнения (1) в этом случае имеет вид:

$$y_n = C_1 q_1^n + C_2 q_2^n, \quad (2)$$

где C_1, C_2 – произвольные постоянные, величина которых определяется начальными условиями. При $d = 0$ корни характеристического уравнения совпадают, т.е. $q_1 = q_2 = q_0$, и в качестве независимых частных решений можно взять $y_n^{(1)} = q_0^n$ и $y_n^{(2)} = n q_0^n$. Путем непосредственной подстановки этих решений в уравнение (1) можно убедиться, что они удовлетворяют этому уравнению. Вычисляя определитель

$$\Delta_{n,n+1} = \begin{vmatrix} q_0^n & n q_0^n \\ q_0^{n+1} & (n+1) q_0^{n+1} \end{vmatrix} = q_0^{2n+1} \neq 0,$$

убеждаемся в линейной независимости q_0^n и $n q_0^n$. Поэтому общее решение уравнения (1) в этом случае имеет вид:

$$y_n = (C_1 + n C_2) q_0^n. \quad (3)$$

При $d < 0$ характеристическое уравнение имеет два комплексно-сопряженных корня $q_1 = \rho(\cos \varphi + i \sin \varphi)$ и $q_2 = \rho(\cos \varphi - i \sin \varphi)$ при $\rho = \sqrt{b_2}$ и $\varphi = \arctg(\sqrt{d} / b_1)$. Частные решения уравнения (1) можно представить функциями $q_1^n = \rho^n(\cos n\varphi + i \sin n\varphi)$, $q_2^n = \rho^n(\cos n\varphi - i \sin n\varphi)$ или записать в виде $y_n^{(1)} = \cos n\varphi$, $y_n^{(2)} = \sin n\varphi$. Так как функции $\sin n\varphi$ и $\cos n\varphi$ линейно независимы (в этом легко убедиться, показав, что $\Delta_{n,n+m} \neq 0$), то общее решение уравнения (1) в этом случае имеет вид:

$$y_n = \rho^n (C_1 \cos n\varphi + C_2 \sin n\varphi). \quad (4)$$

Опираясь на полученные соотношения (2)-(4) и учитывая состояния равновесия цифрового осциллятора, построим бифуркационный портрет исследуемой системы, показанный на рис. 1.

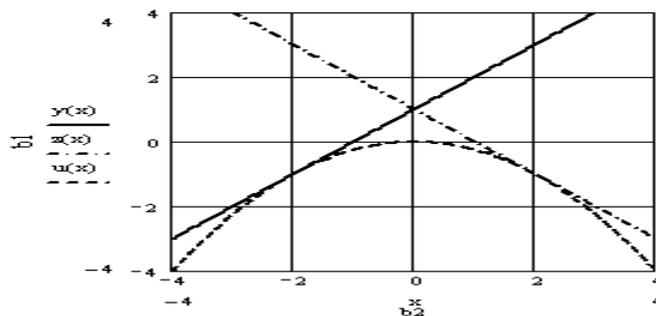


Рис. 1. Бифуркационный портрет линейного цифрового осциллятора с постоянными величинами множителей

Список литературы

1. Брюханов Ю.А. Свободные колебания в линейном цифровом осцилляторе. // Радиотехника, 1996. – №5. – С. 46–50.
2. Першин В.Т. Фазовые портреты линейного цифрового осциллятора. // Известия Белорусской Инженерной академии. – 2000. – №1(9)/1. – С. 27–29.

УЧЕБНЫЙ АППАРАТНО-ПРОГРАММНЫЙ КОМПЛЕКС

Н.И. ЛИСТОПАД¹, А.Е. КУРОЧКИН¹, С.В. ЗДОРОВЦЕВ²,
Д.П. КУШНЕРОВ², А.Г. ПЕТРОВИЧ²

¹ Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
ул. П. Бровки, 6, г. Минск, 220013, Республика Беларусь
goroch@bsuir.by

² Открытое акционерное общество «МНИПИ»
ул. Я. Коласа, 73, г. Минск, 220113, Республика Беларусь
mipi@mipi.by

Для выполнения учебных лабораторных практикумов по радиотехническим специальностям разработан учебный аппаратно-программный комплекс, построенный на основе информационно-измерительной системы, использующей программный пакет LabVIEW для ввода/вывода измерительной информации, управления функциональными узлами комплекса, анализа результатов измерений, составления электронных отчетов.

Ключевые слова: аппаратно-программный комплекс, информационно-измерительная система, учебный радиоэлектронный модуль.

Создание максимально гибких многофункциональных измерительных систем является актуальной научно-технической задачей при подготовке технических специалистов различных образовательных уровней. Универсальность таких систем обеспечивается, с одной стороны, программными возможностями используемых вычислительных средств, с другой – функциональной гибкостью используемого оборудования.

Для решения задачи по постановке и реализации лабораторных практикумов по радиотехническим специальностям БГУИР совместно с ОАО «МНИПИ» разработан учебный аппаратно-программный комплекс (УАПК), состоящий из универсальной информационно-измерительной системы (ИИС), структурно представленной на рис. 1, и комплекта учебных радиоэлектронных модулей (УРМ), техническое исполнение которых определяются требованиями к лабораторным практикумам.

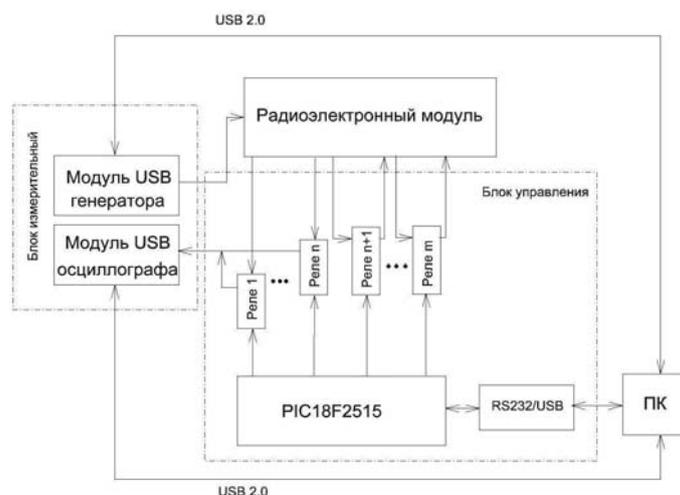


Рис. 1. Структурная схема информационно-измерительной системы

Для функционирования ИИС разработан протокол информационного взаимодействия узлов и подсистем и организована синхронизация процессов измерений различных параметров УРМ. В среде LabVIEW реализовано управление USB-измерительными модулями (генератор сигналов, цифровой осциллограф), а также управление как отдельными функциональными узлами ИИС, так и УАПК в целом.

Графический интерфейс пользователя реализован в виде графических образов панелей управления приборов. На рис. 2 показан пример рабочего окна информационного дисплея в одном из режимов работы ИИС при измерении параметров УРМ. В представленном рабочем окне отображается анализируемая электрическая схема УРМ, виртуальные панели измерительных приборов, параметры и характеристики исследуемого модуля в выбранном режиме ИИС.

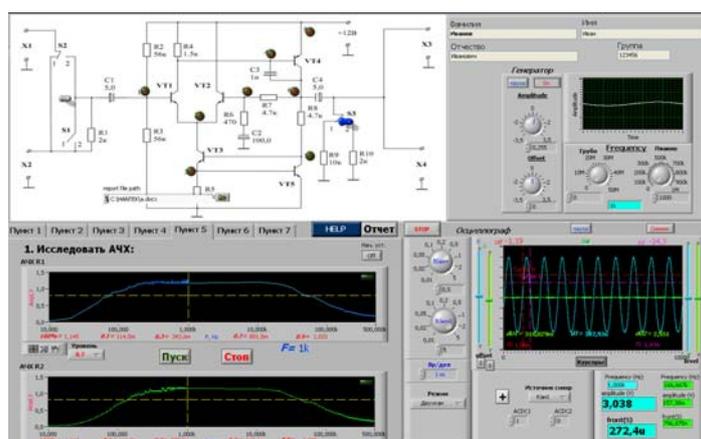


Рис. 2. Рабочее окно информационного дисплея ИИС

Предложенный комплекс представляет интерес при решении измерительных задач, требующих автоматизации процессов измерения, хранения, анализа измерительной информации, а также для реализации инновационных методов подготовки технических специалистов на современном образовательном уровне. На рис. 3 представлен один из вариантов лабораторного рабочего места разработанного УАПК.



Рис. 3. Лабораторное рабочее место УАПК

ЛАБОРАТОРНЫЙ ПРАКТИКУМ ПО КУРСАМ ВСР И ПКИПЩУ

И.Г. ДАВЫДОВ, А.В. ЦУРКО, С.Ю. ВАСЮКЕВИЧ

*Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
ул. П. Бровки, 6, г. Минск, 220013, Республика Беларусь
nil15@bsuir.by, tsurko@bsuir.by*

Современные радиотехнические системы включают цифровые узлы, предназначенные для вычислений и обслуживания периферии. Для подготовки специалистов радиотехнического профиля на кафедре РТС БГУИР разработан лабораторный практикум по курсам «Вычислительные средства радиосистем» и «Проектирование, конструирование и производство программируемых цифровых устройств». Практикум включает аппаратные и программные средства, методическое обеспечение, и базируется на микроконтроллерах PIC и языке C.

Ключевые слова: лабораторный практикум, вычислительные средства радиосистем, программируемые цифровые устройства, микроконтроллеры PIC.

Радиоэлектронные информационные системы сегодня представляют собой комбинацию аналоговых и цифровых узлов. Цифровые узлы применяются для эффективного решения задач обработки сигналов и управления, играя роль “нервной системы” техники. В современной радиотехнике цифровые решения построены на базе различных микросхем, которые либо выполняют строго определённые функции, либо являются программируемыми, либо представляют собой многофункциональные системы на кристалле.

Проектирование систем с использованием цифровых узлов, прежде всего, подразумевает выбор оптимальной структуры системы и определение функций, которые рационально реализовать цифровыми средствами, затем выбор элементной базы, схемотехническое решение, и, в заключение, может потребоваться программирование некоторого функционала. Из вышесказанного следует, что специалист в области радиотехники должен знать возможности современной элементной базы цифровой техники и оценивать ресурсоемкость воплощения тех или иных решений.

На кафедре радиотехнических систем БГУИР разработан лабораторный практикум, который, на примере микроконтроллеров PIC и высокоуровневого языка программирования C, знакомит студентов с основами проектирования цифровых систем, организацией вычислений, управления периферией, сбором данных, применением типовых интерфейсов, что является опорными знаниями для профессиональной деятельности.

В состав лабораторного практикума входят аппаратные и программные средства, а также методическое обеспечение.

Аппаратные средства представляют собой персональные компьютеры и лабораторные макеты (рис. 1), включающие: отладочную плату EasyPIC6 с контроллерами PIC16F887; набор периферии (LCD экраны, термодатчики, интерфейсные модули и пр.); логический анализатор цифровых сигналов Logic-U.

Программные средства представляют набор вспомогательных программ для использования макета и примеры программных решений рассматриваемых задач: среда разработки и компиляции Mikro C PRO for PIC; приложение для прошивки MikroProg Suite for PIC; приложение для цифрового анализатора Saleae Logic; учебные программные коды и библиотеки на языке C.

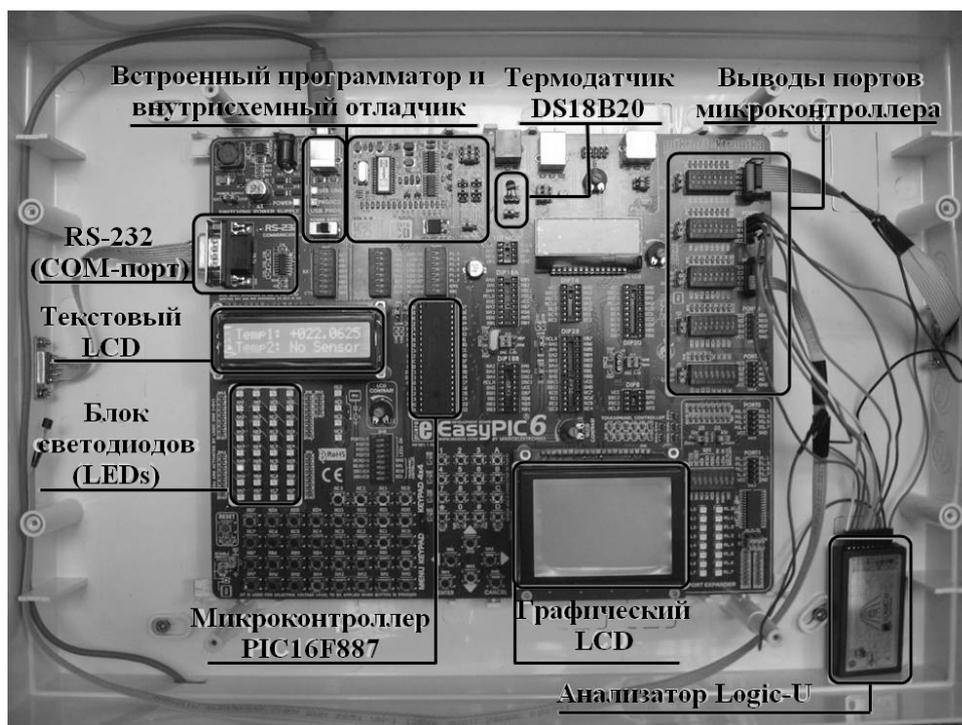


Рис. 1. Внутренний вид лабораторного макета с микроконтроллером PIC16F887

Методическое обеспечение представлено учебно-методическим пособием, включающим: теоретические сведения и описание макетов; практические задания и методику выполнения лабораторных работ; контрольные вопросы и рекомендации.

Методическое пособие предоставляет описание пяти лабораторных работ следующей тематики:

«Основы разработки цифровых устройств на базе микроконтроллеров PIC16: программирование на языке mikro-C» – позволяет изучить лабораторное оборудование, работу с портами микроконтроллера, создание проекта, подключение библиотек, написание кода, отладку, компиляцию, прошивку, анализ логических сигналов.

«Вывод информации на текстовый и графический ЖК индикатор» – развивает базовые навыки использования инструментов, знакомит с подключением внешних контроллеров, принципами работы и функциями управления дисплеем, работой с таблицей символов и построением графики.

«Передача данных посредством UART» – включает изучение работы COM-порта и интерфейса RS-232, практику разработки программного контроллера порта и рабочих функций, организацию обмена данными и управление через программу терминалом на компьютере.

«Многоканальная обработка данных с датчиков по интерфейсу 1-wire» – включает изучение принципов работы протокола 1-wire, многоканального получения данных, их обработки, отображения, практическую работу с датчиками температуры.

«Передача данных с использованием протокола CAN» – изучение принципов пакетной передачи данных, интерфейса SPI, протокола CAN, практика передачи и приема посылок данных с помощью модулей CAN-SPI.

Таким образом, разработанный лабораторный практикум знакомит студентов с основными системообразующими элементами процесса проектирования цифровых узлов радиотехнических систем, готовит к самостоятельной инженерной и исследовательской деятельности, а также соответствует утвержденной учебной программе.

СИНХРОНИЗИРОВАННЫЙ ГЕНЕРАТОР В АВТОДИНЕ

В.В. ПОЛЗУНОВ, Е.Н. КАЛЕНКОВИЧ

*Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
ул. П. Бровки, 6, г. Минск, 220013, Республика Беларусь
kafrts1@bsuir.by*

При воздействии на генератор слабых колебаний, амплитуда которых недостаточна для синхронизации, в системе возникают колебания, модулированные по амплитуде и фазе, а также в результате преобразования частоты – низкочастотные колебания с частотой, равной разности частот генерации и внешнего воздействия. Возможность реализации преобразования частоты в автоколебательной системе используется в автодинах. Автодин – это устройство с полностью совмещенными функциями передачи и приема на одном активном элементе. Использование синхронизированного генератора позволяет одновременно повысить как точность, так и дальность действия при прочих равных условиях.

Ключевые слова: автодин, добротность колебательной системы, синхронизация, синхронизирующий генератор, синхронизированный генератор, чувствительность.

Доплеровский автодин представляет собой автогенератор (АГ), колебания которого излучаются в пространство, и после отражения от движущихся объектов поступают на вход АГ с частотой, сдвинутой на доплеровскую частоту относительно частоты колебаний АГ. После преобразования частоты в низкочастотной цепи системы появляется сигнал с доплеровской частотой, который затем обрабатывается. Комплексное использование нелинейного элемента для выполнения различных функций – генерирования и преобразования колебаний позволяет создавать малогабаритные автодины. Доплеровские автодины получили широкое применение в качестве миниатюрных приемопередающих модулей в системах ближней радиолокации, позволяющих решать задачи обеспечения или, наоборот, предотвращения встречи двух объектов и определения параметров движений одного объекта относительно другого.

Обычно в автодинах используются автогенераторы. Однако в этом случае на точность измерения будут оказывать влияние флуктуации сигнала вблизи частоты генерации и шумы в цепи питания генератора. Относительная ошибка в измерении радиальной составляющей скорости движения объекта определяется как

$$\frac{\Delta v}{v} = \frac{\Delta c}{c} + \frac{\Delta \omega}{\omega} + \frac{\Delta \omega_D}{\omega_D},$$

где $\Delta c/c$ – относительная ошибка определения скорости распространения радиоволн;

$\Delta \omega/\omega$ – кратковременная нестабильность частоты генератора несущей частоты;

$\Delta \omega_D/\omega_D$ – инструментальная и шумовая ошибка измерения доплеровской частоты.

Из этого выражения видно, что точность измерения скорости зависит от кратковременной нестабильности частоты генератора, которая в свою очередь зависит от добротности колебательной системы АГ.

В автодинной РЛС, основанной на эффекте Доплера, функции передачи, приема и преобразования частоты совмещены в одном активном элементе. Чувствительность, а,

следовательно, и дальность действия автодина будет зависеть от преобразования частоты в активном элементе. Известно, что уровни интермодуляционных колебаний на выходе генератора зависят от добротности колебательной системы: чем выше добротность, тем ниже уровни интермодуляционных колебаний и наоборот. Таким образом, в автодине с одним активным элементом требования к точности измерения скорости и чувствительности (дальности действия) являются противоречивыми, т.е. для повышения точности необходимо повышать добротность колебательной системы, а для увеличения дальности действия добротность колебательной системы надо уменьшать.

Указанного противоречия можно избежать, если использовать в автодине синхронизированный генератор. При таком построении автодина функции стабилизации и преобразования частоты разделяются. Стабильность частоты на выходе автодина будет определяться стабильностью частоты синхронизирующего колебания, уровень мощности которого на 10...20 дБ ниже уровня мощности синхронизируемого генератора. Преобразование же частоты происходит в синхронизированном генераторе, добротность колебательной системы которого не обязательно должна быть высокой. Повышение стабильности частоты на выходе автодина и уменьшение добротности колебательной системы позволяет одновременно повысить как точность измерения скорости, так и дальность действия автодина при прочих равных условиях.

Структурная схема автодина на синхронизированном генераторе показана на рис. 1.

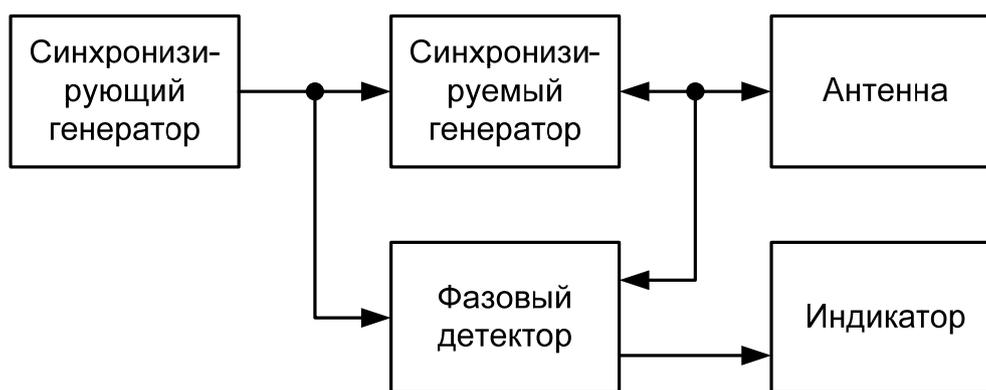


Рис. 1. Структурная схема автодина

Воздействие отраженного от объекта сигнала на генератор, находящийся в режиме внешней синхронизации, приводит к образованию спектра интермодуляционных колебаний на выходе генератора. Эти колебания поступают на один из входов фазового детектора, на второй вход которого подается напряжение синхронизирующего колебания. Продетектированное напряжение с выхода фазового детектора зависит только от фазовой модуляции сигнала генератора и нечувствительно к амплитудной модуляции. По измеренному с помощью, например, частотомера доплеровского смещения частоты определяется скорость движения объекта.

Таким образом, внешняя синхронизация генератора автодина высокостабильным сигналом позволяет одновременно повысить как точность измерения скорости, так и чувствительность (дальность действия) при прочих равных условиях.