

СОДЕРЖАНИЕ

ЛОКАЦИЯ И НАВИГАЦИЯ

- Литвинов В.В., Климченко В.И., Зюкин В.Ф. Об использовании основных ресурсов в отечественных обзорных радиолокаторах S и L диапазонов волн 497
- Кравченко И., Ленчук Д.В. Повышение точности измерения скорости ветра доплеровской метеорологической РЛС (ДМРЛ) при действии пассивных помех 507
- Литвин-Попович А.И., Олейников В.Н. Анализ состояния атмосферы на малых временных интервалах 513
- Василишин В.И. Оценивание угловых координат источников излучения на основе прямоугольной антенной решетки двумерным модифицированным унитарным алгоритмом ESPRIT 521

ИНФОРМАЦИОННЫЕ ТЕХНОЛОГИИ И СИСТЕМЫ

- Varfolomeiev A., Antonyuk O., Lysenko O., Tereshin M. Camshift object tracking algorithm implementation on DM6437 EVM evaluation module 528
- Саенко В.И. Метод оценивания состояния развития сервисной информационной системы 534
- Лишинская Л.Б. Критериальная оценка эффективности многопараметрических ОПИ_N 542

ЭЛЕКТРОННАЯ И ЛАЗЕРНАЯ ТЕХНИКА, ОПТОЭЛЕКТРОНИКА И ТЕХНОЛОГИИ

- Мачехин Ю.П., Медведенко О.А. Формирование спектра излучения твердотельных чип лазеров с полупроводниковой накачкой 547
- Крыжановский В.Г., Прилипская А.С. О классификации транзисторных усилителей мощности 554
- Борисов А.В., Дейнека И.С., Лупина Б.И. Исследование динамических характеристик микромеханических терморезисторных преобразователей физических параметров жидкости и газа на аппаратной платформе NI ELVIS II в программной среде LabVIEW 562

ПРИБОРОСТРОЕНИЕ И ИЗМЕРИТЕЛЬНАЯ ТЕХНИКА

- Томашевский Р.С. Улучшение технических показателей портативного спирометра с турбинным преобразователем потока 569

КРАТКИЕ СООБЩЕНИЯ

ИНФОРМАЦИОННЫЕ ТЕХНОЛОГИИ И СИСТЕМЫ

- Gorokhovatskyi A.V. Image invariant recognition methods in the space of projections 574
- Гороховатский В.А. Оптимизация структурно-иерархических методов анализа изображений 577
- Машталир С.В., Щербинин К.С. Области достаточности и необходимости при решении задач альтернативного поиска видеоданных 580

ЭЛЕКТРОННАЯ И ЛАЗЕРНАЯ ТЕХНИКА, ОПТОЭЛЕКТРОНИКА И ТЕХНОЛОГИИ

- Балабан В.М., Мачехин Ю.П., Расчектаева А.И., Тимофеев Е.П. Частотный метод измерения длины оптического волокна 584

ПИСЬМА В РЕДАКЦИЮ

- К 40-летию юбилею со дня рождения ЛАЗОРЕНКО ОЛЕГА ВАЛЕРЬЕВИЧА 588
- К 60-летию юбилею со дня рождения ЧЕРНОГОРА ЛЕОНИДА ФЕОКТИСТОВИЧА 589

CONTENTS

LOCATION AND NAVIGATION

- Litvinov V.V., Klimchenko V.I., Zyukin V.F.** On the use of basic resources in domestic surveillance radars of S and L bands 497
- Kravchenko N.I., Lenchuk D.V.** Increasing accuracy of measuring the Doppler meteosignal frequency in presence of clutter 507
- Litvin-Popovitch A.I., Oleynikov V.N.** Analysis of atmospheric parameters with high time resolution 513
- Vasylishyn V.I.** Estimation of angular coordinates of emitting sources on the basis of rectangular array via 2-D modified Unitary ESPRIT algorithm 521

INFORMATION TECHNOLOGIES AND SYSTEMS

- Varfolomeiev A., Antonyuk O., Lysenko O., Tereshin M.** CamShift object tracking algorithm implementation on DM6437 EVM evaluation module 528
- Sayenko V.I.** Method for estimating the state of the service information system development..... 534
- Lishchynska L.B.** Criterion estimation of efficiency of multiparameter GCI_{NS} 542

ELECTRONICS AND LASER TECHNIQUES, OPTOELECTRONICS AND TECHNOLOGY

- Machekhin Yu.P., Medvedenko O.A.** Forming spectrum of radiation of solid-state chip lasers with semiconductor pumping 547
- Kryzhanovski V.G., Prilipskaya A.S.** On transistor power amplifier classification 554
- Borisov O.V., Deineka I.S., Lupina B.I.** Investigations of dynamic characteristics of the micromechanical thermistor transducers of physical parameters of liquid and gas on the base of hardware complex NI Elvis II in program environment LabVIEW..... 562

INSTRUMENT ENGINEERING AND MEASUREMENT DEVICES

- Tomashevskiy R.S.** Improving technical performances of portable spirometer with turbine flow converter 569

BRIEF REPORTS

INFORMATION TECHNOLOGIES AND SYSTEMS

- Gorokhovatskiy A.V.** Image invariant recognition methods in the space of projections 574
- Gorokhovatskiy V. A.** Optimization of structurally-hierarchical methods of image analysis..... 577
- Mashtalir S.V., Shcherbinin K.S.** The sufficiency and necessity areas in solving problems of video alternative search 580

ELECTRONICS AND LASER TECHNIQUES, OPTOELECTRONICS AND TECHNOLOGY

- Balaban V.M., Machekhin Yu.P., Raschekhtayeva A.I., Timofeev E.P.** Frequency method of measurement of optical fibre length 584

LETTER TO THE EDITORIAL STAFF

- On the 40-th birthday anniversary of LAZORENKO OLEG VALER'EVITCH 588
- On the 60-th birthday anniversary of CHERNOGOR LEONID FEOKTISTOVITCH 589

ОБ ИСПОЛЬЗОВАНИИ ОСНОВНЫХ РЕСУРСОВ В ОТЕЧЕСТВЕННЫХ ОБЗОРНЫХ РАДИОЛОКАТОРАХ S И L ДИАПАЗОНОВ ВОЛН

В.В. ЛИТВИНОВ, В.И. КЛИМЧЕНКО, В.Ф. ЗЮКИН

Проанализированы история и направления развития отечественных трёхкоординатных радиолокационных станций и комплексов, разработанных в СССР в послевоенный период. Основное внимание уделено рациональному выбору и использованию основных ресурсов РЛС обзора воздушного пространства, работающих в режиме длительной непрерывной эксплуатации.

Ключевые слова: радиолокационные станции, высотомеры, комплексы, ресурс, направления развития.

ВВЕДЕНИЕ

Основные ресурсы обзорной РЛС – её антенная система и зондирующие излучения. Вся доступная радиолокационная информация (РЛИ) заключена в эхо-сигналах на выходе (-ах) приемной антенной системы. Последующая фильтрация и обработка могут, в идеале, сохранить, но не увеличить количество РЛИ. Рациональный выбор и использование основных ресурсов крайне важны при разработке РЛС обзора воздушного пространства, работающих в режиме длительной непрерывной эксплуатации.

Цель статьи – оценка использования основных ресурсов в отечественных трёхкоординатных радиолокационных станциях и комплексах (РЛС и РЛК), разработанных в СССР.

В истории 3-координатных радиолокаторов (Зк-РЛ) РТВ ПВО СССР выделим 4 этапа протяженностью примерно по 10 лет.

В 50-х гг. создаются Зк-РЛ с V-лучом (П-50 «Обсерватория», П-20 «Перископ», П-30); на смену им приходят первые Зк-РЛ комплексы: 2к-РЛ дальномеры (РЛД) П-35 комплексируются с РЛ высотомерами ПРВ-10. Разрабатывается значительно более мощный РЛК П-80.

В 1955–61 гг. предпринята попытка создания стационарной Зк-РЛС П-90 «Памир», в которой измерение угла места целей обеспечивалось системой узких лучей.

В 1962 г. на вооружение принимается РЛК П-80 с РЛ высотомерами ПРВ-11; он обеспечивал зону обнаружения (ЗО) больших размеров. В 1966 г. задана разработка помехозащищённого РЛК 5Н87 («Кабина-66»); практически одновременно – в 1967 г. – начинается работа по созданию Зк-РЛС 5Н69 (СТ-67).

В 1965 г. начинается длительная до 1977 г. – эпопея с многолучевой Зк-РЛС 5Н88 «Машук», закончившаяся полной неудачей.

В 1972 г. начато производство РЛК 5Н87 с высотомерами ПРВ-13, замененными в 1975 г. помехозащищёнными высотомерами ПРВ-17. Помехоустойчивые комплексы 5Н87 (64Ж6) со-

ставили основу РЛ поля и, несмотря на сложность и громоздкость, доминировали в течение двух десятилетий. Приём на вооружение РЛС 5Н69 затягивается до 1978 г.

В 70-х гг. стало ясно, что экстенсивный путь развития неприемлем; необходим переход к более компактному Зк-РЛС, желательным простым, дешёвым и пригодным к крупносерийному производству. Соответствующие работы начались в конце 70-х гг. (22Ж6, РЛС с ФАР семейства «Гамма», «Противник»).

В 80-х гг. из-за трудностей эксплуатации был прекращён выпуск громоздкой и энергозатратной РЛС 5Н69. На смену РЛД 5Н87 и его модификации 64Ж6 в 1986 г. принята на вооружение РЛС 22Ж6М. Но она конструктивно не доработана, низка надёжность генератора СВЧ; перспективы её производства под вопросом.

Ряд Зк-РЛС, выполненных на основе фазированных антенных решеток (ФАР): «Гамма-Д», «Гамма-С1», «Противник» – в конце 80-х гг. оставались в категории экспериментальных.

На рис. 1 показан внешний вид большинства перечисленных РЛС и РЛК, а на рис. 2 показаны затраты основных ресурсов – средней мощности СВЧ излучения $P_{\text{ср}}$ и суммарной площади антенн A_{Σ} . Точки на плоскости $P_{\text{ср}}-A_{\Sigma}$ характеризуют фактические затраты энергетического потенциала, затрачиваемого в РЛС отечественного производства.

Ориентиром для сравнительной оценки может служить уровень $120 \text{ кВт} \cdot \text{м}^2$, соответствующий наилучшему использованию основных ресурсов. Такой уровень достигнут в некоторых Зк-РЛС большой дальности зарубежного производства.

Диаграмма рис. 2 наглядно показывает, что у отечественных Зк-РЛС уровень затрат существенно выше. В большей степени это относится к станциям с зеркальными антеннами, но и применение ФАР не обеспечивает должной эффективности. Это относится и к РЛС с ФАР зарубежного производства.

Кратко рассмотрим особенности построения перечисленных РЛС и РЛД.

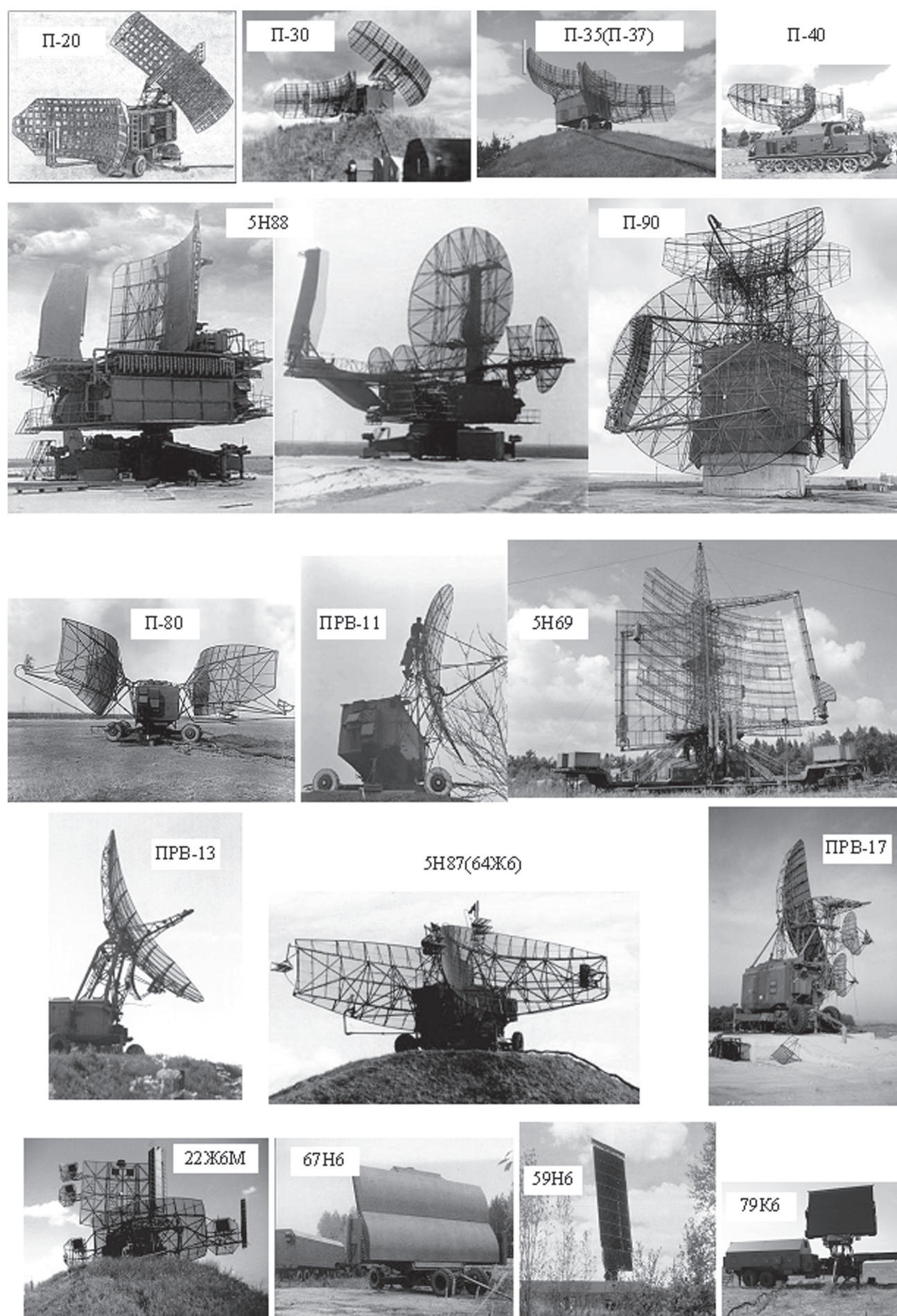


Рис. 1. Внешние виды радиолокационных комплексов и трехкоординатных РЛС

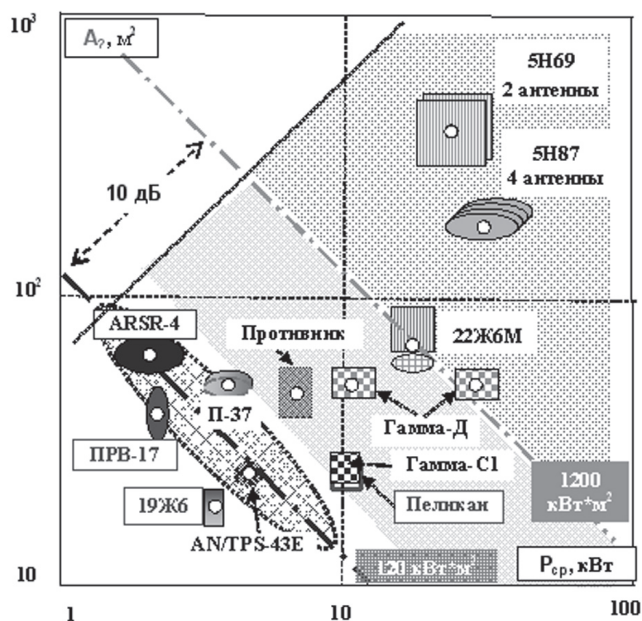


Рис. 2. Затраты основных ресурсов РЛС (диаграмма $P_{cp}-A_{\Sigma}$)

1. ОБЗОРНЫЕ РЛС И РЛК С ЗЕРКАЛЬНЫМИ АНТЕННАМИ

РЛС П-20 S-диапазона волн ($\lambda \sim 10$ см) была создана на основе канадско-американской РЛС AN/CPS-6. Для измерения высоты целей методом наклонного «V-луча» служили две однотипные зеркальные антенны размерами ~ 8 м х 3 м. Вариант – П-50 «Обсерватория» – отличался антеннами большего размера.

В РЛС П-20 был применен ряд рациональных решений, используемых в последующем. К ним относятся: регулярный последовательный обзор по азимуту с темпом $T_{обз} = 10$ с (20 с) и параллельный обзор по углу места с разделением зон на изодальностный и изовысотный («косекансный») участки, чем оптимизировалось использование СВЧ энергии. Низкая частота посылок (НЧП) $F_{п} \leq 400$ Гц и малая длительность зондирующего радиоимпульса ($\tau_{и} = 1$ мкс) обеспечивают однозначное измерение дальности и хорошее разрешение.

Основной недостаток – несоответствие размеров зоны обнаружения по дальности и высоте требованиям класса: $D_m \approx 350...400$ км и $H_m \sim 25...30$ км соответственно.

Одна из причин: канал «V-луча» практически полностью дублировал основной канал, используя 40 % суммарной мощности СВЧ, но служил только для измерения высоты целей. Фактически на одной платформе были совмещены две РЛС.

В модификации П-30 в приёмниках были введены маломощные УВЧ; дальность обнаружения возросла со 190 км до 230 км, но всё же оставалась явно недостаточной.

Затем 3-к РЛС П-30 была переделана в 2к РЛД П-35. Был выбран самый простой способ

– перевод антенны «V-луча» в горизонтальное положение и уточнение положения системы из 5 лучей. Теперь весь энергетический потенциал использовался в канале дальномёра, но прирост дальности составил всего около 15 %. Не помогло даже утроение средней мощности излучения в РЛД П-37 (до ~ 4 кВт), достигнутое увеличением длительности зондирующего импульса.

Существенный выигрыш был возможен при объединении двух антенных «половинок» в единую антенну. Сужение лучей обеспечило бы требуемый рост дальности обнаружения и возможность измерения угла места, но это влекло удвоение числа приёмных каналов и отказ от системы из 5 магнетронных генераторов. В 50...60-х гг. это было нереально.

Система из 5 лучей могла бы обеспечить определение угла места – весьма грубое, так как из-за разноса несущих частот магнетронов не имело смысла межканальное сравнение амплитуд эхосигналов. Тем не менее в КНР производимая по лицензии РЛС П-35 считалась трёхкоординатной.

Помехоустойчивость РЛД П-37 была низкой из-за высокого уровня бокового приёма диаграммы направленности антенны (ДНА) и фиксированных рабочих частот магнетронов. Выпуск РЛД П-37(Р) использовался в системах управления воздушным движением (УВД) и контроля полётов военной авиации. В 90-х гг. разработчик – НПО «Лира» – заменил генератор СВЧ, но сохранил две антенны и даже вернулся к варианту с «V-лучом» (1Л117, 1Л118).

РЛК 5Н87 и П-80 имели одинаковое конструктивное исполнение: две кабины дальномёров и 2..4 высотомёра, работающих по целеуказанию.

Основой построения дальномёрной части служила концепция 4 каналов.

Зону обнаружения формировали 4 луча: два узких симметричных образуют изодальностную часть ЗО, и два – «косекансную» часть. Использовались 2 приёмо-передающие кабины (ППК), 4 отдельные антенны и 4 мощных усилителя СВЧ. В РЛД 5Н87 суммарная средняя мощность составляла $P_{cp} = 32$ кВт, дальность обнаружения истребителя при $H_{ц} = 10$ км достигала 380 км.

Избыточность числа антенн очевидна. Каждая ППК несла две оппозитно размещённые антенны. Оправданием такого решения служили симметрия вращающейся части и снижение влияния ветровой нагрузки – уменьшение опрокидывающего и тормозящего моментов. Потребовалась разработка уникальной системы синхронного и синфазного вращения двух ППК; их угловое рассогласование не превышало 5 угловых минут.

Большой горизонтальный размер антенн (13,5 м – около 100λ) обеспечивал узкую (1°) ДНА по азимуту и очень низкий уровень дальних боковых лепестков (-40 дБ).

Ширина луча по углу места при вертикальном размере антенн 4,5 м могла составить $2,5^{\circ} \dots 3^{\circ}$, но лучи были расширены до 5° — иначе четырёх каналов для перекрытия ЗО было недостаточно. Потери из-за неполного использования эффективной площади антенн составляли около 2 дБ.

Дополнительные потери вносило объединение эхо-сигналов всех каналов на экране единого индикатора кругового обзора: в каждом канале терялась каждая вторая посылка. Для снижения потерь был введен режим предварительного некогерентного накопления сигналов.

В РЛД 5Н87 все потери с избытком компенсировались за счёт повышенной мощности излучения. К тому же дополнительно повышалась помехоустойчивость РЛД, обеспечиваемая, в основном, адаптивными средствами — корреляционными автокомпенсаторами помех.

В целом 5Н87 являлся примером экстенсивного, силового решения задач РЛ разведки. Вместо одной Зк-РЛС использовался огромный РЛК с шестью ППК, общей площадью антенн более 300 м² и суммарной мощностью излучения более 40 кВт. Общее количество транспортных единиц — 22, суммарное энергопотребление — до 600 кВт. Очень велик был расход горючего.

Положительным качеством избыточности было сохранение частичной работоспособности — своего рода резервирование — при отказах весьма ненадёжной техники.

РЛС П-90 «Памир» и 5Н88 «Машук» были первыми попытками создания отечественных Зк-РЛС, в которых использовался «веер» узких лучей в вертикальной плоскости. Обе эти станции не были доведены до серийного производства.

В РЛС П-90 (рис. 1) 22 узких 1,5-градусных луча формировались с помощью двух оппозитных зеркальных антенн, каждая из которых имела 11 облучателей. Антенны и опорно-поворотное устройство крепились на стационарной башне, в которой размещалась громоздкая ламповая аппаратура. Применяв «косекансное» заполнение ЗО, можно было значительно уменьшить число лучей и приёмных каналов и убрать одну антенну, но разработчики предпочли симметрию конструкции и увеличенную точность измерения высоты на всех высотах. На вооружении РТВ состояло 6 комплектов РЛС П-90, которые предназначались для проектировавшихся, но так и не принятых на вооружение, РЛ узлов высокой производительности «Холм».

В РЛС 5Н88 «Машук» (рис. 1) массивные излучающая и приёмная антенны размещались на двух разнесённых поворотных платформах.

Антенны поочередно затеняли друг друга при вращении, в результате чего имели место два «мёртвых» сектора в зоне кругового обзора.

РЛС «Машук» именовалась «подвижной», но была очень громоздка и фактически стационар-

на. РЛС состояла из 62-х транспортных единиц, её развертывание требовало много времени.

Зк-РЛС 5Н69 (СТ-67) работает в L-диапазоне волн ($\lambda \sim 23$ см). Вместо формирования набора дискретных лучей использовался метод быстрого (внутриимпульсного) *частотного качания луча* (ЧКЛ), что обеспечивало одноканальное соединение антенны с приёмо-передающим трактом и гибкое управление размерами и положением ЗО за счёт изменения параметров зондирующего импульса. Недостатками метода ЧКЛ были: использование значительной части L-диапазона волн и невозможность перестройки рабочих частот для защиты от активных помех; при ЧКЛ частоты вынужденно были фиксированными.

Для обеспечения малой ширины луча в обеих плоскостях ($1,2^{\circ} \times 1,5^{\circ}$) применена большая и массивная антенна — параболический цилиндр размерами 14*14 м². Облучатель выполнен в виде замедляющей системы — свернутого в спираль длинного волновода. Поразительно: и в этом случае разработчики пошли на «симметричное» решение и удвоили число антенн (рис. 1), одна из которых в основном режиме работы РЛС не использовалась и просто служила противовесом для другой антенны. Формально такое странное решение удовлетворяло пожеланиям заказчика: коммутация двух антенн позволяла обслуживать выбранный сектор (шириной 170°) в удвоенном темпе — 5 с вместо 10 с — и за счёт этого улучшить сопровождение трасс высотных скоростных целей; остальной азимутальный сектор (190°) при этом не обслуживался. Фактически разработчики пошли по пути наименьшего сопротивления.

Масса поворотной части составляла 17 тонн, а общая масса антенной системы с фундаментами и приводом вращения (мощностью 170 кВт!) — 85 тонн.

Мощность СВЧ излучения — 17 кВт — также была явно завышенной даже с учётом малой расчётной ЭПР цели. Выходной клистрон и модулятор занимали 2 длинномерных прицепа.

Для электропитания требовались агрегаты общей мощностью около 1 МВт и распределительная станция, которые занимали несколько больших прицепов.

Номинально подвижность РЛС 5Н69 обеспечивалась размещением на колёсной базе при плановом времени развёртывания силами расчёта 24 часа. Фактически её развертывание занимало не менее недели и обычно производилось с участием заводской бригады. Для нормальной работы требовалась ровная позиция радиусом 8 км; на практике смена позиции не производилась.

Исправная РЛС 5Н69 имела высокие информационные характеристики. Но недостаточная надёжность и сложность обслуживания вызывали много нареканий при эксплуатации.

Позднее был предложен облегчённый вариант РЛС 5Н69 с одной ЧКЛ антенной (волноводно-

щелевой ФАР размерами 8 м * 11 м), упрощенным ОПУ и новым клистроном меньших габаритов, но РЛС с ЧКЛ уже стали неперспективными.

К началу 90-х гг. почти все РЛС 5Н69 были сняты с эксплуатации.

3к-РЛС 22Ж6 («Десна») должна была сменить РЛК 5Н87 (64Ж6) с возможностью разворачивания на уже имевшихся позициях; была сохранена длина волны $\lambda \sim 13$ см. Надобность в 4-х высотомерах отпадала. Первоначально РЛС 22Ж6 проектировалась в составе двух ППК; в каждой из них имелись отдельные антенны для излучения и приёма. Каждая приёмная антенна — параболический цилиндр с линейным облучателем, содержащим 55 приёмных модулей — должна была создавать 16 узких угломестных лучей.

В ходе разработки был принят более экономный (модернизированный) вариант — РЛС 22Ж6М («Десна-М») с одной ППК и уменьшенным до 8-и числом приёмных лучей (по 4 для изодальностной и изовысотной части ЗО). По сравнению с РЛК 5Н87 было достигнуто значительное упрощение; одна ППК с 2-мя антеннами вместо шести ППК и 8-и антенн, 6 транспортных единиц вместо 22. Кабельная система сократилась со 108 км до 8 км, а мощность электрогенераторов — с 600 кВт до 260 кВт.

По экономичности использования основных ресурсов РЛС 22Ж6М значительно превосходит другие отечественные 3к-РЛС и РЛК, но всё же потенциал 1200 кВт*м² на 10 дБ выше рационального уровня.

Примерно 2 дБ вызвано ростом общей площади антенной системы из-за выделения отдельной излучающей антенны площадью около 60 % площади приёмной антенны; такое решение облегчало развязку трактов излучения и приёма.

Кроме того, у излучающей антенны — параболического зеркала двойной кривизны — в облучении изодальностного сектора ЗО используется лишь половина её вертикального размера, что составляет 1/3 размера приёмной антенны. Это привело к ухудшению формы ЗО и потерям дальности обнаружения под малыми углами места.

Дополнительные потери вносила сложная приёмная система суммирования сигналов 55 приёмных модулей.

Высокая мощность излучений служила для частичной компенсации указанных потерь; к тому же она служила повышению помехоустойчивости РЛС.

Основным недостатком РЛС 22Ж6М было отсутствие штатных средств контроля положения и качества лучей. При проведении государственных испытаний на 8 ГНИИП (г. Капустин Яр) использовалась 100-метровая контрольная вышка («Башня-100»). Ограниченность такого контроля показал финальный облёт, в ходе которого производилась непрерывная регистрация уровня эхо-сигналов цели: выявилось «расщепле-

ние» всех 8-и лепестков ДНА приёмной антенны. Причина — неисправность модуля амплитудного взвешивания принятых сигналов — пассивного устройства, контроль которого не был предусмотрен. Это сказалось на фактической точности измерения угла места, но ошибки измерений оставались в пределах ТТТ, а уменьшение дальности обнаружения не наблюдалось ввиду большого запаса потенциала РЛС. Время возникновения неисправности осталось неизвестным. Казалось бы, всё окончилось благополучно. Но разработчики сумели сделать ещё одну грубую ошибку.

В конструкции приёмной антенны первоначально были предусмотрены тяги, соединяющие верхнюю точку облучателя с углами зеркала; облучатель и зеркало соединялись в жёсткую систему с неизменной геометрией, фиксированной относительно основания. Это гарантировало стабильность положения системы лучей относительно оси вращения (при неизменных электрических настройках). РЛС с такой антенной системой была представлена на государственные испытания и затем принята на вооружение.

Однако при серийном производстве соединительные стержни исчезли (рис. 1). Главный конструктор РЛС (он же — разработчик антенн) без уведомления и разрешения государственной комиссии, обязательного согласно нормативным документам, убрал стержни как затрудняющие разворачивание станций. В результате зеркало и облучатель к опорной раме крепились только основаниями, образуя упругую колебательную систему с встречными отклонениями. При вращении центробежными силами зеркало и облучатель вставали в распор, отклоняясь наружу. Неопределённость исходных (средних) величин углов отклонения сама по себе создавала проблему точности измерения угла места. К тому же ППК с несимметричной антенной системой при каждом обороте получала под действием ветра несколько ускорений и торможений (это экспериментально установленный факт), которые возбуждали дополнительные встречные колебания зеркала и облучателя. Колебания приёмной антенны усиливались вследствие резонанса из-за случайной близости собственных частот механических колебаний обеих антенн. Случайные отклонения системы лучей от номинального (неизвестного!) направления могли превышать ширину луча, что полностью сводило на нет функциональное назначение станции. РЛС 22Ж6М могла стать первой отечественной трёхкоординатной станцией. Но не стала — из-за неумения применять на практике основные положения теоретической механики.

Пример 3к-РЛС 22Ж6М показывает:

- а) в деле правильного использования основных ресурсов нет мелочей;
- б) отступления от установленной формальной процедуры недопустимы.

Дело, в принципе, было поправимо, но частные лица не хотели признавать ошибку. А затем наступил 1991 год.

2. ОБЗОРНЫЕ РЛС С ФАР

Во второй половине 80-х гг. ряд ведущих разработчиков решили преодолевать комплекс проблем 3к-РЛС за счёт перехода к ФАР.

Московский ВНИИРТ выдвинул идею создания семейства «Ряд» унифицированных РЛС с ФАР в дециметровом («Гамма-Д») и сантиметровом («Гамма-С», «Гамма-С1», «Гамма-СС») диапазонах волн. По замыслу ВНИИРТ эти РЛС, ввиду своего несомненного (для авторов) совершенства, должны были в ближайшей перспективе вытеснить в системе РЛ разведки воздушного пространства РЛС всех остальных типов. Перед этим ВНИИРТ в течение многих лет терпел чувствительные неудачи (П-90, «Машук»); естественным было стремление реабилитироваться и восстановить репутацию соответственно официальному статусу ведущей организации отрасли. Особо ценным свойством РЛС семейства «Гамма» их создатели считали высокую помехоустойчивость, достигаемую за счёт быстрой перестройки несущей частоты. Во второй половине 80-х гг. начались испытания экспериментальных образцов.

Горьковский НИИРТ имел другое мнение об облике 3к-РЛС с ФАР в L-диапазоне. Для замещения РЛС 5Н69 там приступили к созданию сравнительно компактной мобильной РЛС «Противник» (сходной с британской S-713 *Martello*). Особо ценным качеством этой РЛС была объявлена её скрытность, достигаемая применением сверхширокополосных зондирующих сигналов (СШС). Это было явным заблуждением: скрыть излучения мощной РЛС от современных средств разведки невозможно. Освоение СШС затянуло разработку РЛС «Противник». Скрытность, как и следовало ожидать, на практике не подтвердилась, и в 1987 г. проекту угрожало закрытие. Разработку «Противник», как обычной РЛС (без «скрытности») удалось отстоять — при активном участии ВИРТА ПВО.

В 1987 г. к созданию РЛС с ФАР подключилось запорожское ПО «Искра», которое имело опыт создания ФАР для комплекса контрбатарейной борьбы «Зоопарк». На этой основе началась проработка 3к-РЛС «Пеликан» S-диапазона. Разработка «Пеликан» затянулась на много лет после 1991 г.

Ниже кратко рассматриваются основные особенности трёхкоординатных РЛС с ФАР.

В 3к-РЛС «Гамма-Д» (L-диапазон) основным революционными новшествами были: а) плоская активная ФАР размерами $8 \times 5 \text{ м}^2$ (рис. 1), содержащая 32 излучающих «строки» по 32 активных модуля в каждой (всего 1024 модуля, суммарная мощность $\sim 10 \text{ кВт}$), и 44 приёмные «строки»; б) быстрый последовательный обзор по углу мес-

та, неизбежный при активной ФАР, составленной из однотипных модулей.

За время смещения на ширину луча по азимуту просматриваются все направления по углу места, при этом на каждое направление приходится не более двух посылок (на два нижних угломестных направления могло отводиться по 4 посылки).

Главными достоинствами быстрого сканирования разработчики считали одноканальное построение РЛС и возможность быстрой перестройки несущей частоты зондирующего сигнала при каждой посылке, что должно было затруднить разведку излучений и тем снизить эффективность постановки активных помех.

Следствиями быстрого сканирования стали потери энергии эхо-сигналов, вызванные: а) случайным положением целей относительно оси луча ДНА и б) быстрыми флуктуациями эхо-сигналов. Наличие таких потерь — до 6 дБ — было подтверждено при испытаниях на 8 ГНИИП: при проводке высотных целей наблюдались «провалы» на всех стыках лучей. В остальной части ЗО потери компенсировались за счёт запаса мощности излучения.

К тому же ЗО РЛС «Гамма-Д» не имеет выраженного изовысотного участка, т.е. энергия излучения используется нерационально.

При одноканальном сканировании необходимы многоканальные измерители угловых координат. В РЛС «Гамма-Д» такие каналы предусмотрены для угломестных измерений; таким образом «одноканальная» РЛС на приём стала трехканальной. Дополнительные каналы для измерений азимута реализовать не удалось. Обошлись малоэффективным сравнением амплитуд в смежных сканах, назвав такой паллиатив «*моноимпульс в рассрочку*».

Наконец, при быстром сканировании невозможна защита от пассивных помех (ПП) — скоростная селекция движущихся целей (СДЦ). Для обнаружения целей на фоне ПП предусмотрен дополнительный РЛ канал традиционного построения с 4-я угломестными лучами; эта часть станции расходует до 40% мощности СВЧ.

РЛС «Гамма-Д» имела и серьёзные конструктивные недостатки.

Большое количество активных модулей ФАР (1024) вызвано несовершенством элементной базы: доступны были лишь модули средней мощностью 10 Вт. Следствием этого была большая суммарная масса модулей и исключительная сложность разводки высокочастотных сигналов и конструкции. ФАР содержит несколько тысяч жестких фазостабильных коаксиальных фидеров и соответствующее количество коаксиальных разъёмов; естественно, что это снижает надёжность РЛС.

Активная ФАР очень массивна. Велик общий вес модулей, соединений и другой аппаратуры. Требуется тяжёлая жесткая конструкция, гаран-

тирующая сохранение геометрии ФАР. К тому же на поворотной платформе пришлось разместить массивные источники питания низковольтных транзисторных модулей — около 6 тонн стали и меди. Общая масса поворотной части РЛС достигла 18 тонн. Из-за опасности разрушения подпятника пришлось ввести ограничение скорости транспортировки подвижной РЛС: по грунтовым дорогам — до 10 км/ч, по шоссе — до 40 км/ч.

Наконец, активная ФАР, как мощный источник инфракрасного излучения, является удобной мишенью для самонаводящегося оружия.

В 1986-87 гг. ВНИИРТ, как разработчик РЛС «Гамма-Д», используя административные рычаги, предпринимал беспрецедентные попытки добиться прекращения производства всех типов обзорных РЛС на всех серийных заводах (в Москве, Правдинске, Горьком, Запорожье, Муроме) якобы с благой целью — чтобы заблаговременно подготовить производство унифицированных РЛС семейства «Ряд» («Гамма»), заведомо превосходящих РЛС всех других типов. И это при том, что не были проведены даже заводские испытания опытного образца «Гамма-Д» (не говоря о государственных). Претензии ВНИИРТ на непогрешимость и истину в последней инстанции были пресечены руководством РТВ ПВО (Н.В.Сечкин). А попытки довести до кондиций развернутый в 8 ГНИИП опытный экземпляр РЛС «Гамма-Д» оказались безуспешными и в 1991 г.

Позднее ВНИИРТ рекламировал РЛС «Гамма-ДЕ» (67Н6Е). Внешний вид и основные свойства ФАР остались неизменными, а средняя мощность излучения увеличена до 30 кВт (!). Комментарии излишни. Подобные излишества могут позволить богатые страны малых размеров, которым достаточно одной РЛС — так поступила Бельгия, закупив одну РЛС HADR.

Зк-РЛС «Гамма-С1» конца 80-х гг. представляла унифицированное семейство «Ряд» в S-диапазоне волн. Она оснащена сравнительно легкой проходной ФАР размерами 4 м * 4 м, которая содержит вертикальную линейку взаимных фазовращателей, используемых для управления положением луча при излучении и приёме. Применён такой же, как в РЛС «Гамма-Д», одноканальный обзор пространства с быстрым сканированием по углу места, сопровождаемый характерными потерями энергии полезного сигнала.

Генератор СВЧ с выходным каскадом на мощном клистроне расположен вне ФАР; отсутствуют активные модули и связанные с ними недостатки. Благодаря узкой ДНА ($\sim 1^\circ,5 * 1^\circ,5$) уменьшены ошибки угловых измерений.

При одинаковой с «Гамма-Д» средней мощности излучения и соизмеримых потерях РЛС «Гамма-С1» уступает в размерах ЗО в силу меньших размеров антенны.

В Зк-РЛС «Противник» и РЛС «Пеликан» (рис. 1) использовались «проходные» ФАР и клас-

сический параллельно-последовательный обзор пространства. В таких РЛС в режиме излучения практически невозможно обеспечить рациональное распределение энергии СВЧ в вертикальной плоскости, требуемое для формирования изодальностного и изовысотного участков ЗО. С целью охвата широкого сектора углов места вынужденно уменьшают вертикальный размер излучающего раскрыва. В результате под малыми углами места качество двусторонней (излучение + приём) ДНА и форма ЗО ухудшаются.

Итоги. Основные участники процесса — заказывающее управление (ГУВ) и разработчики — не были заинтересованы в рациональном использовании основных ресурсов Зк-РЛС, удешевлении их производства и эксплуатации, обеспечении длительного срока работы. Разработчики делали ставку на сложные РЛС, обладающие якобы невиданными ранее свойствами. ФАР сама по себе должна была служить символом прогресса.

Усилия ВНИИРТ по продвижению своих РЛС с ФАР в 80-х гг. успеха не имели. Опытный образец РЛС «Гамма-Д» так и не был доведен до готовности к государственным испытаниям.

Главное — переход к ФАР ведёт к значительному удорожанию РЛ техники, нереальному для бюджета РТВ, и к усложнению производства, к чему не была готова промышленность. В конце 80-х гг. ВНИИРТ предложил полностью загрузить Лианозовский электромеханический завод (ЛЭМЗ) производством РЛС «Гамма-С1» (снова без государственных испытаний). При этом, ввиду огромной трудоёмкости новой станции, ЛЭМЗ в год мог выпускать лишь 8 комплектов — вместо производства 100 комплектов обычных РЛС П-37Р и высотомера ПРВ-16. Начальник РТВ Г.К. Дубров отверг предложение ВНИИРТ и принял решение о заказе 500 комплектов П-37Р и ПРВ-1 — для восполнения угрожающей убыли парка радиолокационной техники. Убыль же была обусловлена крайне малым ресурсом отечественных РЛС, с 50-х гг. сохранившимся на уровне 10-12 тыс. часов (мировой стандарт — 80..100 тыс. часов).

3. КОНЦЕПЦИЯ БАЗОВОЙ ТРЁХКООРДИНАТНОЙ РЛС

В 80-х гг. образцом рационального использования основных ресурсов стала РЛС AN/TPS-43E корпуса морской пехоты США (рис. 3). В ней применена многоканальная параболическая приемно-излучающая антенна размерами 4м*6м. С помощью набора облучателей в вертикальной плоскости формируются 6 лучей переменной ширины. При излучении они создают единую ДНА; в режиме приёма каждый луч «работает» отдельно, что обеспечивает как «косекансную» форму ЗО, так и измерения угла места целей. Недостатком этой РЛС можно считать небольшой размер антенны и затенение раскрыва облучателями.

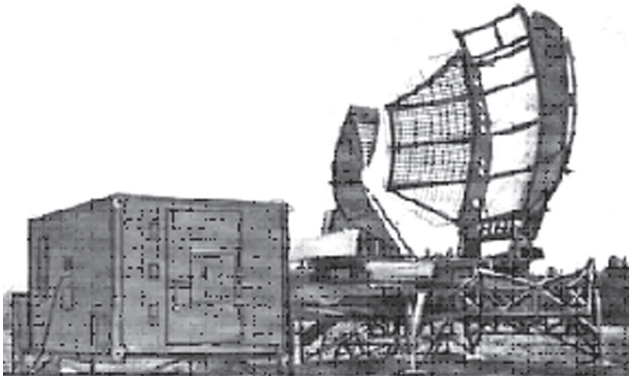


Рис. 3. РЛС CAN/TPS-43E

В 90-х гг. в США по такому же принципу была выполнена 3к-РЛС ARSR-4 L-диапазона (рис. 4), имеющая двойное назначение (УВД и ПВО). В этой РЛС применён незатеняющий облучатель.

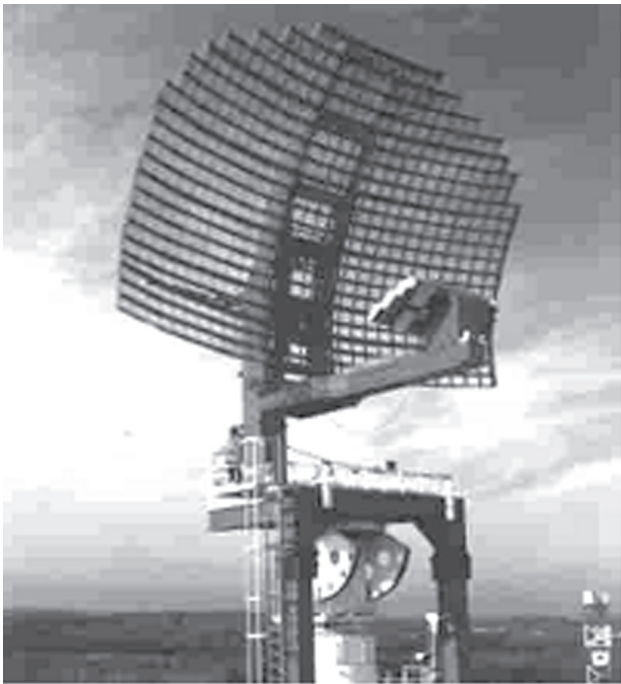


Рис. 4. РЛС ARSR-4

Такое построение можно считать классическим; оно обеспечивает: а) наилучшее использование энергии СВЧ и площади антенны и б) наименьший объём аппаратуры.

В отечественной практике, как показано выше, эти общеизвестные принципы комплексно не применялись. Правда, 8-лучевое построение было применено в РЛС 22Ж6М, но с двумя существенными отличиями. Излучение было одноканальным и несовершенным — ухудшалось качество ЗО, требовалась дополнительная антенна. Для формирования 8 лучей по углу места использован очень сложный и дорогой облучатель — линейная ФАР из 55 приёмников.

В 1990 г. группа сотрудников кафедры РТВ ВИРТА ПВО (авторы настоящей статьи) в инициативном порядке предложила путь выхода из сложившегося кризиса радиотехнического вооруже-

ния РТВ ПВО. По нашему мнению, необходимо и возможно было создать простую и недорогую многоканальную 3к-РЛС S-диапазона на основе недорогой и надёжной одноканальной 3к-РЛС — высотомера ПРВ-17 (рис. 1). Для перекрытия ЗО по углу места нужны не менее 8 лучей.

Основанием для выбора ПРВ-17 служили исключительно высокое качество антенно-фидерной системы, достаточно мощный и стабильный автогенератор СВЧ (стабилотрон), в потенциале обеспечивающий высокое качество СДЦ, надёжный привод кругового вращения ППК. Потребный объём доработок был минимальным.

Антенна ПРВ-17 — несимметричная вырезка из параболаида вращения размером 4 м*10 м — обеспечивает достаточно высокую избирательность главного луча по горизонтали (2°) и вертикали ($50'$); очень низкий уровень боковых лепестков ДНА достигнут благодаря высокой точности изготовления зеркала и незатеняющему облучателю. При доработке вертикальный размер составит 8 м, ширина луча — $\sim 1^\circ$. В длинном и сложном СВЧ тракте ПРВ-17 суммарные потери энергии при излучении и приёме рекордно малы — $\sim 3,5$ дБ; для сравнения потери в РЛС «Гамма-С1» составляют не менее 7,5 дБ.

Доработанный вариант ПРВ-17 условно назван ПОРЛ-17 (первичный обзорный радиолокатор). Основным новым элементом должен был стать восьмирупорный облучатель зеркальной антенны. Были определены ширина и расстановка 8 лучей по углу места для обеспечения требуемой формы ЗО, положение освещённых областей зеркала, размеры и расположение облучающих рупоров и параметры трёхкаскадного делителя мощности излучения.

Расчётные границы ЗО при использовании штатного стабилотрона мощностью 2,3 кВт (энергетический потенциал $\approx 65 \text{ кВт} \cdot \text{м}^2$) составляли ~ 350 км по дальности и 25...30 км по высоте.

Другие доработки принципиальных трудностей не представляли. Необходимы были 8 приёмников и циркуляторы защиты, а также аппаратура обработки РЛИ и индикации, уже освоенная на практике.

На начальном этапе предлагалось сохранить приёмо-передающую кабину и общую компоновку ПРВ-17. Устранялись механизм качания зеркала (1,2 т) и массивные электромеханические усилители приводов вращения и качания.

В дальнейшем при модульном исполнении такая РЛС могла быть воспроизведена в смежных диапазонах волн, т.е. стать базовой.

Концепция ВИРТА была поддержана руководством РТВ ПВО. Запорожскому ПО «Искра» было поручено изготовить и испытать антенну, предложенную ВИРТА. Проверки зеркала с 4-канальным облучателем нижних углов места, проведенные на заводском испытательном стенде во всем диапазоне рабочих частот, показали полное

соответствие расчетам. Общие виды макета ППК и блока облучателей показаны на рис. 5 и 6. Облучатели верхних углов места изготовлены не были, хотя в ОКБ «Искра» специалисты по антеннам и СВЧ были весьма в этом заинтересованы.



Рис. 5. Макет ППК ПОРЛ-17

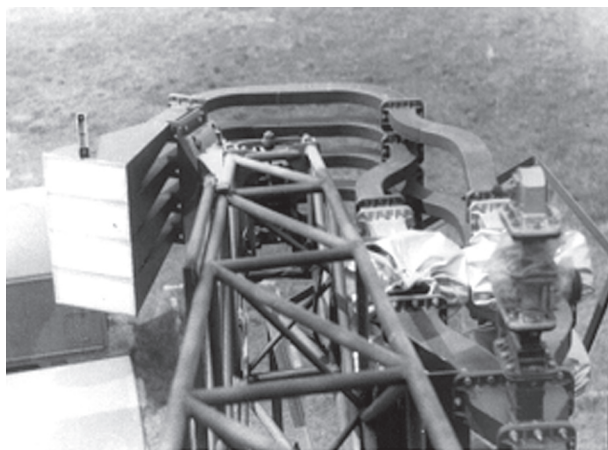


Рис. 6. Четырехканальный блок облучателей

Работы были прерваны в 1991 г., не без активного противодействия руководства ОКБ. Предложения ВИРТА ПВО «угрожали» проекту РЛС «Пеликан» — основному для ОКБ «Искра». Аналогичную позицию по сходным причинам заняло руководство ВНИИРТ. Не имея весомых доводов, оно прибегло к не очень внятным докладным в инстанции; при личной встрече главный инженер ВНИИРТ уклонился от обсуждения по существу.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Все отечественные трёхкоординатные РЛК и РЛС выполнялись с серьёзными излишествами в расходовании основных ресурсов (мощности излучения и площади антенн). Особенно высоки были затраты энергетического потенциала в РЛК и РЛС с зеркальными антеннами разработки 50..60-х гг. — П-80, 5Н87, 5Н69; несколько лучше была выполнена 3к-РЛС 22Ж6М.

В качестве универсального метода преодоления трудностей ведущие разработчики выбрали переход к ФАР.

Действительно, у предложенных РЛС с ФАР энергетический потенциал «всего лишь» на 3...6 дБ выше эталонного уровня ($120 \text{ кВт} \cdot \text{м}^2$). В остальном, как показано выше, применительно к обзорным РЛС достоинства ФАР — мнимые. Эти РЛС дороги, сложны, трудно контролируемы в процессе эксплуатации. Активные ФАР на практике не могут обеспечить параллельный обзор по углу места. В пассивных (проходных) ФАР нельзя сформировать распределение поля в раскрыве, необходимое для обеспечения энергетически наиболее выгодной формы зоны обнаружения; ухудшается обнаружение воздушных целей, входящих в зону на максимальных дальностях под малыми углами места.

ФАР имеют свои специфические области применения. Двумерные ФАР незаменимы в тех прицельных системах, где необходимо быстрое электронное сканирование по произвольному закону; для мобильных применений важным может быть малое время развёртывания.

В обзорных РЛС РТВ рациональным является регулярный обзор воздушного пространства — параллельный по углу места и последовательный по азимуту. Несомненно преимущество многолучевых зеркальных антенн (в виде вырезок из параболоидов вращения) в сочетании с системой облучателей. Формирование лучей производится простой и надёжной пассивной системой с постоянными параметрами; стабильность характеристик обеспечивается соблюдением геометрии конструкции. Сложность приёмной системы при этом минимальна. На практике подтверждено, что в результате достигается наиболее эффективное использование энергетического потенциала РЛС, что ввиду массовости парка обзорных РЛС имеет важное экономическое значение.

Литература.

- [1] Лобанов М.М. Развитие советской радиолокационной техники. — М.: Воениздат, 1982. 239 с. с ил.
- [2] Ощепков П.К. Жизнь и мечта. Изд. 4-е, М.: Московский рабочий, 1984. 336 с. с ил.
- [3] Корляков В.В. Радиолокация на современном этапе. Воздушно-космическая оборона, № 6, 2006.
- [4] Зачепицкий А.А. Страж советского неба. Воздушно-космическая оборона, № 3, 2007.
- [5] Корляков В.В., Кучеров Ю.С. Первый локатор сантиметровых волн. Воздушно-космическая оборона, № 6, 2008.

Поступила в редколлегию 7.09.2010.



Литвинов Виктор Владимирович, доктор технических наук, профессор, академик АНПРЭ. Область научных интересов: радиолокационная системотехника, радиолокационное вооружение радиотехнических войск, радиоэлектронная защита наземных и самолётных РЛС.



Климченко Василий Ионович, кандидат технических наук, доцент. Область научных интересов: радиолокационная системотехника, радиоэлектронная защита наземных РЛС, обработка радиолокационной информации.



Зюкин Владимир Федорович, кандидат технических наук, старший научный сотрудник. Область научных интересов: радиоэлектронная защита наземных РЛС, обработка радиолокационных сигналов, радиолокационная системотехника.

УДК 621.396

Об использовании основных ресурсов в отечественных обзорных радиолокаторах S и L диапазонов волн / В.В. Литвинов, В.И. Климченко, В.Ф. Зюкин // Прикладная радиоэлектроника: наук.-техн. журнал. — 2010. Том 9. № 4. — С. 497–506.

Проаналізовані історія і напрямки розвитку вітчизняних трикоординатних радіолокаційних станцій і комплексів, розроблених в СРСР в післявоєнний період. Основної уваги надано раціональному вибору і використанню основних ресурсів РЛС огляду повітряного простору, що працюють в режимі тривалої безперервної експлуатації.

Ключові слова: радіолокаційні станції, висотоміри, комплекси, ресурс, напрямки розвитку.

Іл. 6. Бібліогр.: 5 найм.

UDC 621.396

On the use of basic resources in domestic surveillance radars of S and L bands / V.V. Litvinov, V.I. Klimchenko, V.F. Zyukin // Applied Radio Electronics: Sci. Mag. — 2010. Vol. 9. № 4. — P. 497-506.

History and directions of development of domestic three-coordinate radars created in the USSR in the post-war period are analysed. Much attention is directed to a rational choice and use of basic resources of air-surveillance radars which operate in the regime of protracted day-after-day service.

Keywords: radars, altitude meter, complexes, resource, development directions.

Fig. 6. Ref.: 5 items.

ПОВЫШЕНИЕ ТОЧНОСТИ ИЗМЕРЕНИЯ СКОРОСТИ ВЕТРА ДОПЛЕРОВСКОЙ МЕТЕОРОЛОГИЧЕСКОЙ РЛС (ДМРЛ) ПРИ ДЕЙСТВИИ ПАССИВНЫХ ПОМЕХ

Н.И. КРАВЧЕНКО, Д.В. ЛЕНЧУК

Анализируется влияние пассивных помех на точность измерения скорости ветра ДМРЛ. Методом статистического математического моделирования определяется дисперсия ошибок оценок максимального правдоподобия доплеровского смещения частоты метеосигнала фильтровой системой при отсутствии и наличии пассивных помех. Определяется выигрыш в точности за счет исключения нулевого фильтра, применения в качестве обеляющих фильтров схем череспериодной компенсации и цифровых рекурсивных фильтров.

Ключевые слова: статистическое математическое моделирование, пассивные помехи, дисперсия, фильтровая система, рекурсивный фильтр.

1. Среднеквадратическая ошибка измерения скорости ветра не должна превосходить 1 м/с [1]. Даже при отсутствии пассивных помех удовлетворить это требование сложно. Поэтому актуальными являются вопросы определения влияния на точностные характеристики ДМРЛ пассивных помех от местных предметов и изучения возможностей ослабления их мешающего действия.

Измерять доплеровское смещение частоты метеосигналов, в значении которого содержится информация о скорости ветра, можно различными методами [2]. Здесь определяются методом математического статистического моделирования точностные характеристики фильтровой системы, упрощенная схема которой изображена на рис. 1.

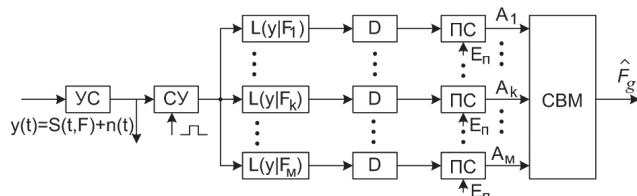


Рис. 1. Схема многоканального фильтрового измерителя частоты

Амплитудный спектр преобразованной с помощью фазовых детекторов пачки из N когерентных радиоимпульсов, которые следуют с периодом $T = \frac{1}{F_n}$, описываемый выражением

$|S(f)| = \left| \frac{\sin \pi FNT}{\sin \pi FT} \right|$, является гребенчатым. Ширина одного гребня спектра равна $\Delta F = \frac{1}{NT} = \frac{F_n}{N}$, а расстояние между ними равно F_n (заметим, что общее количество гребней в спектре пачки при длительности зондирующего импульса τ_u и соответственно ширине спектра одиночного импульса $\Delta f = \frac{1}{\tau_u}$ равно скважности $Q = \frac{\Delta f}{F_n} = \frac{T}{\tau_u}$). При обработке лишь одного гребня спектра сигнала для перекрытия интервала частот $(0, F_n)$ требуется $\frac{F_n}{\Delta F} = N_{\text{фильтров}}$.

Если частотная характеристика каждого из набора взаимно расстроенных на ΔF фильтров схемы (рис. 1) согласована со спектром одного гребня, то каждый i -й канал представляет собой обнаружитель максимального правдоподобия сигнала $s(t, F)$ с частотой F_i на фоне аддитивных белых нормальных шумов $n(t)$.

Мерой оцениваемой частоты $\hat{F}$ метеосигнала является частота F_i настройки фильтра, в котором сигнал максимален. Определение этой частоты осуществляется с помощью схемы выбора максимума (СВМ). Строблируемый усилитель (рис. 1) пропускает на вход фильтров сигналы только одного выбранного по дальности импульсного объема.

Поскольку выходной эффект i -го фильтра $S_{\Sigma}(F_i)$ после накопления пачки когерентных импульсов $(S_1, S_2, \dots, S_N)$ описывается соотношением $S_{\Sigma}(F_i) = \sum_{n=0}^{N-1} \dot{S}(nT, F) e^{j2\pi(F-F_i)nT}$, то при нахождении точностных характеристик методом математического моделирования выходной эффект каждого i -го фильтра находится по приведенному соотношению, называемым дискретным преобразованием Фурье. Метеосигнал моделировался процессом авторегрессии первого порядка с ненулевым доплеровским смещением частоты F , квадратурные составляющие которого описываются соотношениями [3]:

$$\begin{cases} S_c(n) = \Phi S_c(n-1) \cos 2\pi FT - \Phi S_s(n-1) \sin 2\pi FT + a_c(n), \\ S_s(n) = \Phi S_c(n-1) \sin 2\pi FT + \Phi S_s(n-1) \cos 2\pi FT + a_s(n), \end{cases}$$

где параметр авторегрессии Φ выбирается в зависимости от величины коэффициента междупериодной корреляции $r_s(T)$ (когда процесс $AP(1)$, то $r_s(T) = \Phi$), а $a(n)$ — независимые случайные величины, для которых

$$\overline{\dot{a}(n)\dot{a}^*(k)} = \begin{cases} 2\sigma_a^2, & \text{при } n = k \\ 0, & \text{при } n \neq k \end{cases}.$$

Дисперсия метеосигнала

$$\sigma_s^2 = \frac{1}{2} \overline{|\dot{S}(n)|^2} = \frac{\sigma_a^2}{1 - |\dot{r}_s(T)|^2} = \frac{\sigma_a^2}{1 - \Phi^2}.$$

Аддитивные шумы $n(t)$ входного сигнала $y(t) = s(t, F) + n(t)$ моделировались нормальным некоррелированным процессом с дисперсией $\sigma_n^2 = n^2(t)$. Отношение мощности сигнала $P_s = \sigma_s^2$ к мощности шума $P_n = \sigma_n^2$ на входе измерителя обозначалось $q_c^2 = \frac{\sigma_s^2}{\sigma_n^2}$.

При одном m -ом опыте по одной пачке определялась текущая ошибка $\delta F_m = \hat{F}_m - F$. При переходе от одного опыта к другому сохранялось значение доплеровского смещения частоты F и изменялись реализации шума и сигнала. За подходящее выборочное средне-квадратическое значение ошибки принималась

величина $\hat{\sigma} = \left[\frac{1}{M} \sum_{m=1}^M \delta F_m^2 \right]^{1/2}$. При числе опытов $M = 100$ с доверительной вероятностью $\alpha = 0.9$ относительная ошибка оценивания частоты F $\left| \frac{\hat{\sigma} - \sigma}{\hat{\sigma}} \right| = L(M, \alpha)$ составляет величину 0.12 [4, стр. 458].

2. Кривая зависимости $\sigma = \sigma(F)$ средне-квадратических ошибок оценок максимального правдоподобия от измеряемой частоты F при отсутствии пассивных помех, когда $q_c^2 = 10$, $N = 16$, $F_n = 1000$ Гц, $r_s(T) = 0.999$, изображена на рис. 2.

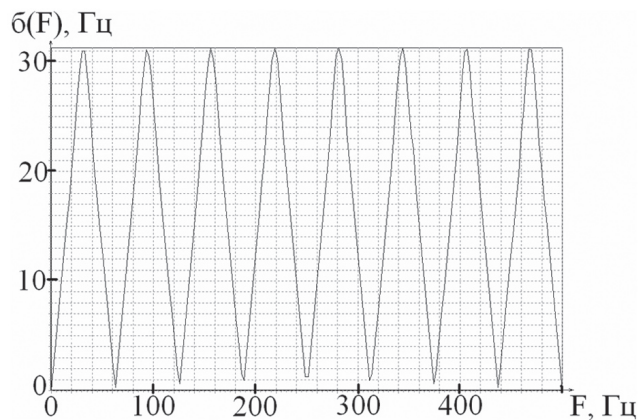


Рис. 2. Зависимость $\sigma = \sigma(F)$ для $q_c^2 = 10$, $N = 16$, $F_n = 1000$ Гц, $r_s(T) = 0.999$

При слабой шумовой помехе и высокой коррелированности метеосигналов максимальное значение ошибок имеет место для тех частот метеосигналов, при которых выходные эффекты соседних фильтров одинаковы (т.е. для частот пересечения частотных характеристик соседних фильтров), а минимальные ошибки для метеосигналов с частотами настройки фильтров $F_i = i \frac{F_n}{N}$.

3. Кривая зависимости $\sigma = \sigma(F)$ для случая, когда на входе измерителя дополнительно действует аддитивная пассивная помеха $x(t)$ $[y(t) = s(t, F) + n(t) + x(t)]$, изображена на рис. 3.

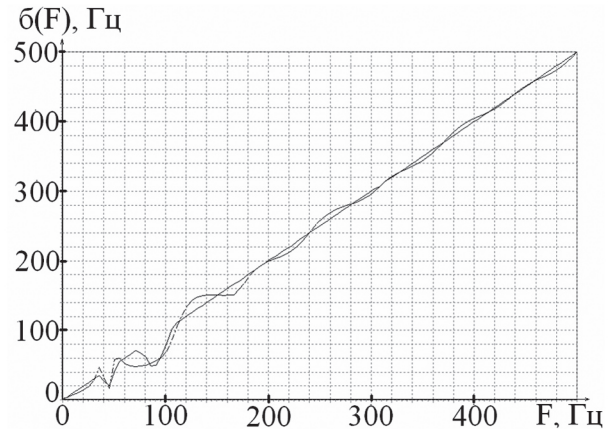


Рис. 3. Зависимость $\sigma = \sigma(F)$ для $q_c^2 = 10$, $N = 16$, $F_n = 1000$ Гц, $r_s(T) = 0.999$, $q_x^2 = 2$, $r_x(T) = 0.999$

Пассивные помехи от земной или водной поверхности, местных предметов моделировались процессом авторегрессии первого порядка с нулевым значением регулярного доплеровского смещения частоты. График, представленный на рис. 3, построен для следующих исходных данных: $q_c^2 = 10$, $r_s(T) = 0.999$, $N = 16$, $F_n = 1000$ Гц, $q_x^2 = \frac{\sigma_x^2}{\sigma_s^2} = 2$ и коэффициенте междупериодной корреляции пассивной помехи $r_x(T) = 0.999$. Из графика видно, что с ростом измеряемой частоты F ошибка возрастает. Это объясняется тем, что поскольку при $q_x^2 = \frac{\sigma_x^2}{\sigma_s^2} = 2$ выходной эффект нулевого фильтра максимален, то всякий раз выдается оценка $\hat{F} = 0$, а ошибка принимает значение $\delta F = |\hat{F} - F| = F$. Таким образом, при действии даже сравнительно слабой $\left(\frac{P_x}{P_s} \right) = 2$ пассивной помехи измеритель, изображенный на рис. 1, не работоспособен.

Рассмотрим способы ослабления действия пассивных помех.

4. Избавиться от решений $\hat{F} = 0$ при действии пассивных помех можно, если в наборе фильтров измерителя нулевого фильтра нет. Кривая зависимости $\sigma = \sigma(F)$ для измерителя без нулевого фильтра изображена на рис. 4, из которой видно, что при $0 < F < \frac{F_n}{N}$, поскольку нулевого фильтра нет, ошибки достигают сотни герц. Это объясняется тем, что максимум выходного эффекта может наблюдаться в любом из фильтров, которые

возбуждаются шумами. Анализируемая зависимость получена при значениях порогов $Z_n = 0$, вследствие чего через пороговые схемы на вход СВМ поступают любые слабые сигналы.

При интенсивной помехе и отсутствии нулевого фильтра выходной эффект первого фильтра, возбуждаемый боковым лепестком спектра пачки пассивной помехи, может оказаться большим амплитуды накопленного полезного сигнала и тогда при $\frac{F_n}{N} < F < \frac{F_n}{2}$ ошибка $\delta F = |\hat{F} - F| = |F_1 - F|$ увеличивается с ростом F , что и видно из графика на рис. 4. Действительно, при выбранных параметрах помех и сигналов амплитуда накопленного выходного эффекта первого фильтра, настроенного на $\frac{F_n}{N}$, равна

$$\sigma_x \cdot \left| \frac{\sin \pi F N T}{\sin \pi F T} \right| = \sigma_s \cdot \sqrt{q_n} \cdot \frac{1}{\left| \sin \pi \frac{F_n}{N} T \right|} =$$

$$= \sigma_s \cdot \sqrt{q_n} \cdot \frac{1}{\left| \sin \frac{\pi}{N} \right|} \Big|_{N=16, q_n=20} \cong 1.4 N \sigma_s,$$

что превосходит максимальный полезный сигнал величиной $1.4 N \sigma_s$. Исключение нулевого и первого фильтров приводит к росту интервала $\left(0, \frac{2F_n}{N}\right)$, в котором ошибки измерения частоты недопустимо велики.

Очевидно, при отсутствии нулевого фильтра от указанных ошибок, обусловленных выдачей оценок, вызванных действием шумов или пассивных помех, можно избавиться, запретив с помощью пороговых схем, включаемых после детекторов перед СВМ, съем оценки частоты, когда амплитуда выходного эффекта канала с наибольшим значением меньше порогового Z_n . Это иллюстрируется графиками на рис. 4, 5.

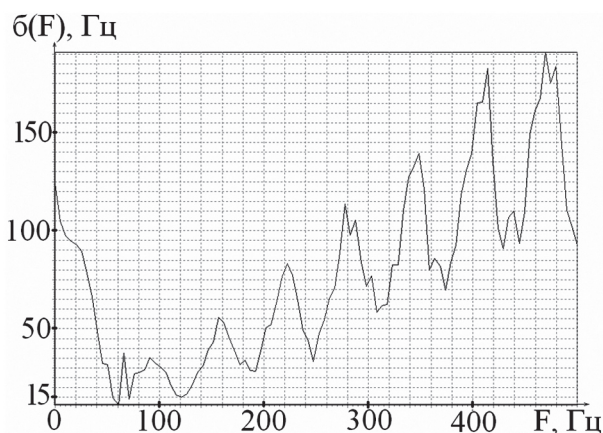


Рис. 4. Зависимость $\sigma = \sigma(F)$ при действии пассивных помех и работе без нулевого фильтра, когда $r_c = 0,999$, $N = 16$, $N_\Phi = 16$, $F_n = 1000$ Гц, $q_c^2 = 10$, $q_x^2 = 20$, $r_n = 0,99$, $Z_\Pi = 0$

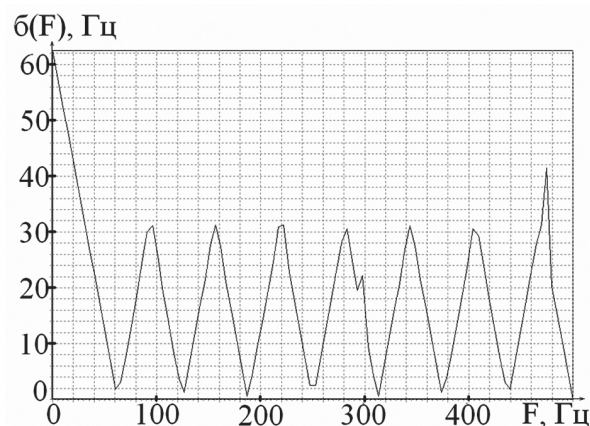


Рис. 5. Зависимость $\sigma = \sigma(F)$ при действии пассивных помех и работе без нулевого фильтра, когда $r_c = 0,999$, $N = 16$, $N_\Phi = 16$, $F_n = 1000$ Гц, $q_c^2 = 10$, $q_x^2 = 20$, $r_n = 0,999$, $Z_\Pi = 40\sigma_\Pi$

5. Второй метод ослабления действия пассивных помех связан с модернизацией схемы фильтрового измерителя. Статистическая теория обнаружения сигналов на фоне коррелированных помех, к которым относится пассивная помеха, гласит, что перед подачей реализации $y(t)$ на согласованный фильтр необходимо помеху обелить. Рассмотрим вариант фильтрового измерителя максимального правдоподобия, в котором в качестве обеляющего фильтра используется схема однократной череспериодной компенсации (ЧПК) рис. 6. Нетрудно показать, что при подаче на вход схемы ЧПК последовательности когерентных сигналов $y_1, y_2, \dots, y_N$ на ее выходе образуется последовательность когерентных сигналов $Y_1, Y_2, \dots, Y_N$ той же частоты, которая оценивается фильтровым измерителем. График зависимости $\sigma = \sigma(F)$ при действии пассивных помех,

для которых $q_x^2 = \frac{\sigma_n^2}{\sigma_s^2} = 20$, $r_x(T) = 0.999$, $N = 8$, и полезных сигналов, для которых $q_s^2 = \frac{\sigma_s^2}{\sigma_n^2} = 10$,

$r_s(T) = 0.999$, представлен на рис. 7. Как видно из графика, при $0 < F < \frac{F_n}{N}$ ошибки $\delta F > \frac{F_n}{N}$. Это объясняется тем, что хотя пассивные помехи схемой ЧПК существенно подавляются, одновременно в интервале частот $0 < F < \frac{F_n}{N}$ коэффициент про-

хождения через схему ЧПК полезного сигнала настолько мал, что на выходе измерителя мощность полезного сигнала может оказаться соизмеримой с мощностью шумов, вследствие чего выдаваемые оценки частот есть частоты любого из N фильтров, выходной эффект которого, вызванный шумом, максимален. При этом среднеквадратическая ошибка $\sigma = \frac{F_n}{\sqrt{12}} \approx 290$ Гц. Действительно,

для выбранных параметров, на выходе ЧПК мощность шумов и мощность пассивной помехи соответственно

$$\sigma_{n\text{ЧПК}}^2 = \sigma_n^2 \cdot 2[1 - r_n(T)] \approx 2\sigma_n^2,$$

$$\sigma_{x\text{ЧПК}}^2 = \sigma_x^2 \cdot 2[1 - r_x(T)] = q_n^2 \sigma_s^2 \cdot 2[1 - r_x(T)] =$$

$$= q_n^2 q_s^2 \sigma_n^2 \cdot 2[1 - r_x(T)] = 0.4\sigma_n^2 < \sigma_{n\text{ЧПК}}^2,$$

а мощность полезного сигнала для частот $F < \frac{F_n}{2N}$

$$\sigma_{s\text{ЧПК}}^2 = \sigma_s^2 \cdot K_c = q_s^2 \sigma_n^2 \cdot 4\sin^2 \pi FT \geq$$

$$\geq 10\sigma_n^2 \cdot 4\sin^2 \frac{\pi F_n}{2N} T = 40 \left(\frac{\pi}{2N} \right)^2 \sigma_n^2 \Big|_{N=8} =$$

$$= 1.6\sigma_n^2 < \sigma_{n\text{ЧПК}}^2.$$

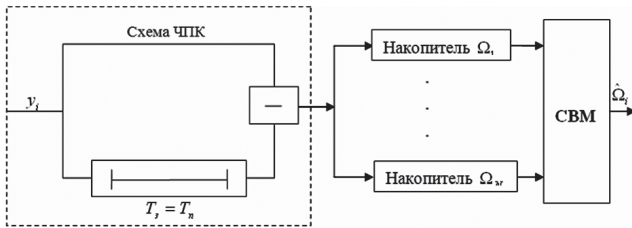


Рис. 6. Структурная схема фильтрового измерителя частоты со схемой ЧПК

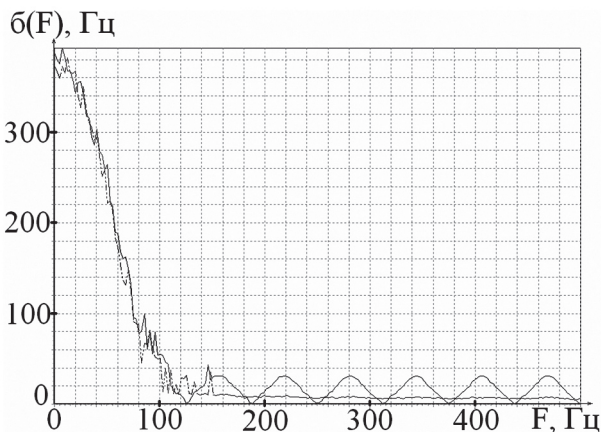


Рис. 7. Зависимость среднеквадратической ошибки измерения частоты как функции от частоты Доплера при установленных параметрах $r_c = 0,999$, $N = 8$, $N_\phi = 16$, $F_n = 1000$ Гц, $q_c^2 = 20$, $q_x^2 = 10$, $r_x = 0,999$ и использовании схемы ЧПК

При сравнительно малом значении коэффициента междупериодной корреляции и большой интенсивности пассивной помехи остатки ослабленных пассивных помех на выходе схемы ЧПК могут оказаться соизмеримыми по интенсивности с мощностью шумов. По этой причине при сравнительно слабом полезном сигнале вероятность выдачи ошибочной оценки частоты нулевым фильтром будет больше, чем другими фильтрами из-за чего погрешности $\delta F = |\hat{F} - F|$ с ростом $\hat{F}$ возрастают, что видно из рис. 4.

Очевидно, что и в рассматриваемом случае при работе со схемой ЧПК улучшить точностные характеристики можно, запретив с помощью пороговых схем выдачу оценок частоты СВМ при слабых сигналах (рис. 5).

6. Ширина энергетического спектра $2\Delta f$ низкочастотных флуктуаций отражений от местных предметов составляет всего несколько герц. Так, когда пассивная помеха представляется процессом авторегрессии первого порядка, ее нормированная корреляционная функция $r_x(\tau) = e^{-\beta|\tau|}$, а энергетический спектр

$$N_x(f) = \int_{-\infty}^{\infty} r_x(\tau) e^{-j2\pi f\tau} d\tau = \frac{2\beta}{\beta^2 + 4\pi^2 f^2}.$$

$$\frac{N_x(f)}{N_x(0)} = g_x(f) = \frac{\beta^2}{\beta^2 + 4\pi^2 f^2};$$

$$g_x(\Delta f) = \frac{\beta^2}{\beta^2 + 4\pi^2 \Delta f^2} = \frac{1}{2},$$

$$\Delta f = \frac{\beta}{2\pi} = -\frac{\ln r_x(T)}{2\pi T} \approx -\frac{F_n}{2\pi} \cdot [1 - r_x(T)] \Big|_{\substack{r_x(T)=0.99 \\ F_n=1000 \text{ Гц}}} \approx 1.5 \text{ Гц}.$$

Очевидно, при столь малой ширине спектра помехи целесообразно в качестве обеляющего фильтра использовать фильтр верхних частот с АЧХ, изображенной на рис. 8.

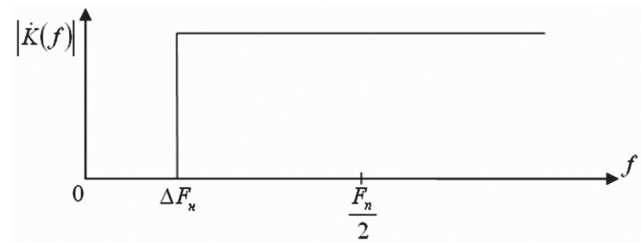


Рис. 8. АЧХ идеального фильтра верхних частот

Мешающие отражения в таком случае будут подавлены и, что не менее важно, зона непрозрачности для полезного сигнала уменьшится до Δf , то есть практически исчезает.

Частотную характеристику, близкую к прямоугольной форме, имеют различные фильтры. В данной работе в качестве обеляющего фильтра используется цифровой рекурсивный фильтр второго порядка (рис. 9). Основное достоинство такого фильтра по сравнению с фильтрами Баттерворта или Чебышева состоит в том, что требуемую частотную характеристику с равномерными пульсациями в полосах не пропуска и пропуска можно получить при меньшем порядке фильтра (с меньшим количеством звеньев), что важно при сравнительно малом числе импульсов в пакете.

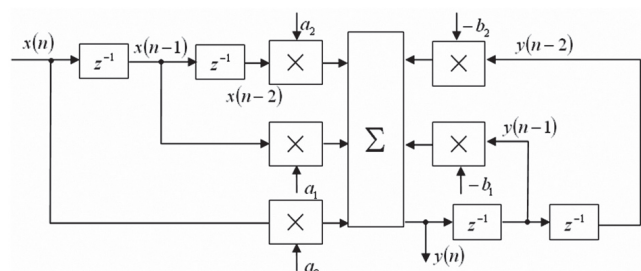


Рис. 9. Схема рекурсивного фильтра второго порядка

АЧХ рекурсивного фильтра второго порядка, параметры которого рассчитаны по методике, изложенной в работе [5, стр. 326-331], представлены на рис. 10. Исходные данные для расчета цифрового фильтра верхних частот: при интервале дискретизации $T = 10^{-3} \text{ с}$ граничная частота режекции фильтра верхних частот $F = 5 \text{ Гц}$, граничная частота среза полосы пропускания $F_c = 25 \text{ Гц}$, коэффициент пульсаций в полосе пропускания $\varepsilon = \frac{1}{2}$.

В результате расчета параметры разностного уравнения

$$Y(n) = a_0 y(n) + a_1 y(n-1) + a_2 y(n-2) + b_1 Y(n-1) + b_2 Y(n-2)$$

оказались равными $a_0 = 1$, $a_1 = -2$, $a_2 \cong 1$, $b_1 = 1,561$, $b_2 = -0,641$.

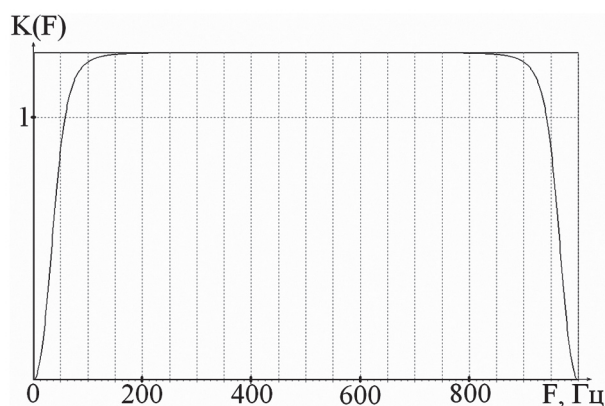


Рис. 10. АЧХ рекурсивного фильтра второго порядка ($a_0 = 1$, $a_1 = -2$, $a_2 \cong 1$, $b_1 = 1,561$, $b_2 = -0,641$)

Как видно из кривых $\sigma = \sigma(F)$, изображенных на рис. 11 и 12, диапазон измеряемых частот (из-за того, что полезный сигнал подавляется лишь в небольшой зоне непрозрачности) начинается практически с $F = 0$. В этом состоит основное достоинство измерителя частоты с эллиптическим фильтром верхних частот по сравнению с другими рассмотренными измерителями.

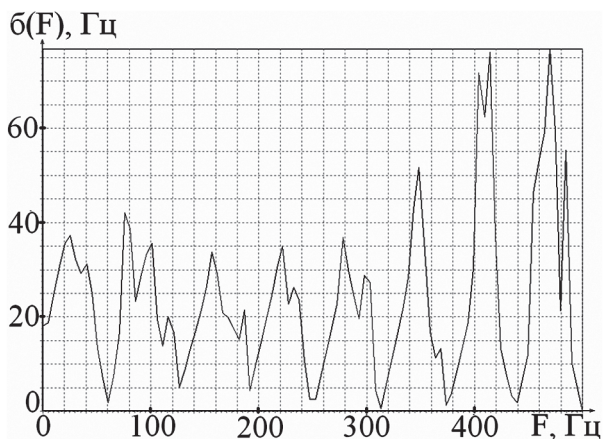


Рис. 11. Зависимость $\sigma = \sigma(F)$ при использовании рекурсивного фильтра, когда $r_c = 0,999$, $N = 16$, $N_\phi = 16$, $F_n = 1000 \text{ Гц}$, $q_c^2 = 10$, $q_n^2 = 20$, $r_x = 0,999$, $Z_\Pi = 40\sigma_\Pi$

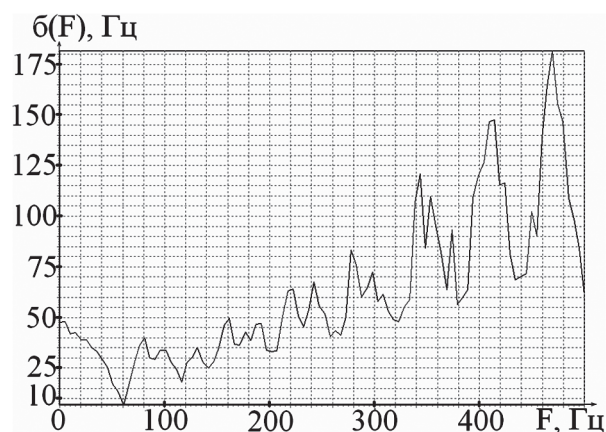


Рис. 12. Зависимость $\sigma = \sigma(F)$ при использовании рекурсивного фильтра, когда $r_c = 0,999$, $N = 16$, $N_\phi = 16$, $F_n = 1000 \text{ Гц}$, $q_c^2 = 10$, $q_x^2 = 20$, $r_x = 0,99$, $Z_\Pi = 50\sigma_\Pi$

Из сопоставления кривых зависимостей $\sigma = \sigma(F)$, полученных для фильтровых измерителей частоты с однократной схемой ЧПК (рис. 7) и рекурсивным фильтром второго порядка (рис. 11) для одинаковых параметров сигналов и помех, видно, что и при работе в диапазоне частот $\frac{F_n}{N} \leq F \leq \frac{F_n}{2}$ измеритель с эллиптическим фильтром не уступает по эффективности измерителю со схемой ЧПК. Использование пороговых схем в фильтровом измерителе с эллиптическим фильтром также целесообразно.

Таким образом, основные результаты проведенных исследований следующие:

- методом статистического математического моделирования получены точностные характеристики фильтровых измерителей частоты метеосигналов при работе в условиях наличия пассивных помех от местных предметов;

- показано, что даже при превышении по интенсивности мешающих отражений над сигналом всего в два раза фильтровой измеритель частоты без предварительного ослабления пассивных помех неработоспособен;

- при использовании для ослабления пассивных помех схем ЧПК погрешности измерения частоты в интервале $\left(0, \frac{F_n}{N}\right)$ из-за малого значения коэффициента прохождения полезного сигнала недопустимо велики;

- показано, что при использовании для обеления мешающих отражений от местных предметов эллиптического фильтра фильтровой измеритель частоты работоспособен практически во всем диапазоне частот.

- очевидно, что при использовании других методов измерения доплеровского смещения частоты метеосигнала (например, метода парных импульсов) при работе в условиях наличия отражений от местных предметов с целью улучшения точностных характеристик целесообразно производить обеление помехи с помощью эллиптических фильтров.

Литература.

- [1] Радиометеорология. Зарубежная радиоэлектроника. Ежемесячный технический и научно-технический журнал. — М., 1993. — № 4.
- [2] *Кравченко Н.И.* Методы оценивания скорости ветра и ширины спектра доплеровскими метеорологическими РЛС // Прикладная радиоэлектроника т. 8, № 2, 2009.
- [3] *Кравченко Н.И., Бакумов В.Н.* Моделирование пассивных помех с ненулевым доплеровским смещением частоты векторными процессами авторегрессии. МО Украины. ХТУРЭ. ж. Радиотехника, № 105, 1998.
- [4] *Вентцель Е.С.* Теория вероятностей. — М.: Изд. физико-математическая литература, 1958. — 464 с.
- [5] *Лихарев В.А.* Цифровые методы и устройства в радиолокации — М.: Сов. радио, 1993. — 456 с.

Поступила в редколлегию 15.09.2010



Кравченко Николай Иванович, доктор технических наук, профессор, профессор кафедры основ радиотехники ХНУРЭ. Область научных интересов: помехозащищенность РЛС, точность измерения параметров сигналов.



Ленчук Дмитрий Валерьевич, кандидат технических наук. Область научных интересов: помехозащищенность РЛС, точность измерения параметров сигналов.

УДК 621.396.551.553

Підвищення точності вимірювання швидкості вітру доплеровською метеорологічною РЛС (ДМРЛ) при дії пасивних завад / М.І. Кравченко, Д.В. Ленчук // Прикладна радіоелектроніка: наук.-техн. журнал. — 2010. Том 9. № 4. — С. 507-512.

Аналізується вплив пасивних завад на точність вимірювання швидкості вітру ДМРЛ. Методом статистичного математичного моделювання визначається дисперсія помилок оцінок максимальної правдоподібності доплеровського зсуву частоти метеосигналу фільтровою системою при відсутності і наявності пасивних завад. Визначаються виграш в точності за рахунок виключення нульового фільтру, застосування в якості відбілюючих фільтрів схем черезперіодної компенсації і цифрових рекурсивних фільтрів.

Ключові слова: статистичне математичне моделювання, пасивні завади, дисперсія, фільтрова система, рекурсивний фільтр.

Л. 12. Бібліогр.: 5 найм.

UDC 621.396.551.553

Increasing accuracy of measuring the Doppler meteorological signal frequency in presence of clutter / N.I. Kravchenko, D.V. Lenchuk // Applied Radio Electronics: Sci. Mag. — 2010. Vol. 9. № 4. — P. 507-512.

The paper analyses the influence of clutter on the accuracy of measuring wind speed by the Doppler radar. The error variance of estimating the maximum likelihood of the Doppler meteorological signal frequency shift of a filtering system in the absence or presence of clutter is determined by statistical mathematical simulation method. The efficiency of different systems (a system without a notch filter, that using a filter measuring with a scheme of interperiodical compensation (subtraction) or with digital recursive filters) is compared.

Keywords: statistical mathematical simulation, background of clutter, variation, filter system, recursive filter.

Fig. 12, Ref. 5 items.

АНАЛИЗ СОСТОЯНИЯ АТМОСФЕРЫ НА МАЛЫХ ВРЕМЕННЫХ ИНТЕРВАЛАХ

А.И. ЛИТВИН-ПОПОВИЧ, В.Н. ОЛЕЙНИКОВ

В работе рассматриваются особенности процедуры анализа данных радиолокационного зондирования атмосферы при времени когерентного накопления, существенно меньшем интервала стационарности рассеянных сигналов. Рассмотрен метод параметризации спектров, основанный на авторегрессионном спектральном оценивании.

Ключевые слова: радиолокационная метеорология, РЛС вертикального зондирования атмосферы, оценивание параметров рассеянных сигналов, параметризация спектров рассеянных сигналов.

ВВЕДЕНИЕ

Работа РЛС вертикального зондирования атмосферы (РЛС ВЗ) основывается на рассеянии зондирующего сигнала турбулентными неоднородностями в импульсном объеме [1]. Появление неоднородностей связано с неравномерным прогревом атмосферы и подстилающей поверхности. РЛС ВЗ обеспечивает измерение высотного профиля скорости и направления ветра, а также высотн-временных зависимостей мощности рассеянного сигнала. Скорость ветра определяется по доплеровскому сдвигу частоты сигнала, полученного рассеянием зондирующей радиоволны.

Экспериментально установлено [2], что спектр сигнала, рассеянного турбулентными неоднородностями в импульсном объеме, может быть аппроксимирован функцией Гаусса при времени наблюдения, близком к интервалу стационарности атмосферных процессов $T_k = 0,2\lambda/\sigma_V$ (λ — длина волны, σ_V^2 — дисперсия скорости ветра в импульсном объеме). Ряд методов оценивания моментов спектров рассеянных сигналов основывается на предположении о гауссовидной форме спектра. В то же время, при более коротком времени накопления, проявляются особенности структуры неоднородностей в импульсном объеме. В связи с этим, при анализе результатов радиолокационного зондирования атмосферы с высоким временным разрешением, необходимо оценить применимость традиционных методов параметризации спектров рассеянных сигналов.

1. МОДЕЛИ РАССЕЯННОГО СИГНАЛА

Модель рассеянного сигнала на интервале накопления порядка нескольких минут можно задать исходя из осредненного амплитудного спектра за этот временной интервал. При этом амплитудный спектр имеет форму функции Гаусса, причем центральная частота, ширина спектра и мощность задаются непосредственно [1-4].

Модель рассеянного сигнала для более коротких интервалов накопления должна учитывать неоднородность структуры рассеивающего объема. При зондировании, рассеяние радиоволн осуществляется каждой из неоднородностей, причем рассеянные сигналы суммируются в пространстве и

антенна регистрирует результат их суперпозиции. Каждая из неоднородностей переносится с преобладающим ветром и испытывает дополнительно флуктуации координат, вызванные турбулентным перемешиванием и тепловыми хаотическими процессами. При малом времени накопления, общее число рассеивающих неоднородностей в импульсном объеме относительно невелико, поэтому могут наблюдаться многомодовые и сильно флуктуирующие спектры. Каждый из максимумов спектральной плотности мощности (СПМ) рассеянного сигнала обусловлен отражением от точечной цели — турбулентной неоднородности. Таким образом, оценив по экспериментальным данным статистику параметров импульсного объема, можно создать модель, рассчитанную, в том числе, и на малое время накопления.

Авторегрессионная (АР) модель первого порядка [5, 6]

$$x(t) = n(t) + a_1 \cdot n(t-1), \quad (1)$$

где $n(t)$ — отсчеты нормального белого шума, формирует узкополосные сигналы с центральной частотой:

$$\omega_0 = \arg(a_1), \quad (2)$$

и шириной спектра

$$\Delta\omega = -2\ln|a_1|. \quad (3)$$

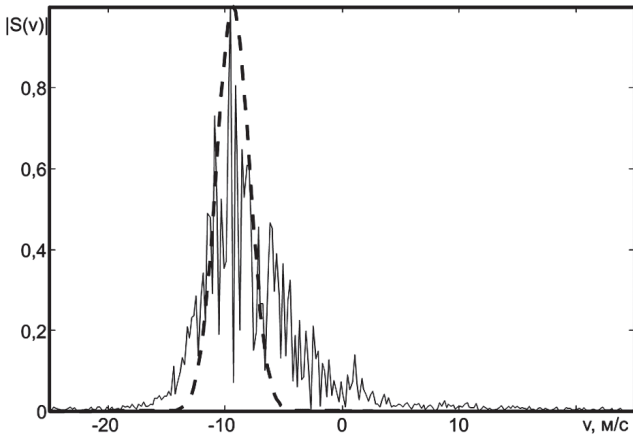
Рассеянный сигнал представляется в виде суммы отдельных реализаций x_i — сигналов, отраженных каждой неоднородностью отдельно. Каждая из реализаций формируется согласно (1), центральные частоты мод ω_0 нормально распределены относительно средней частоты Ω_0 , обусловленной переносом неоднородностей с преобладающим ветром. Среднеквадратическое отклонение величины ω от Ω_0 равняется $\Delta\omega$.

2. ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫЕ ДАННЫЕ

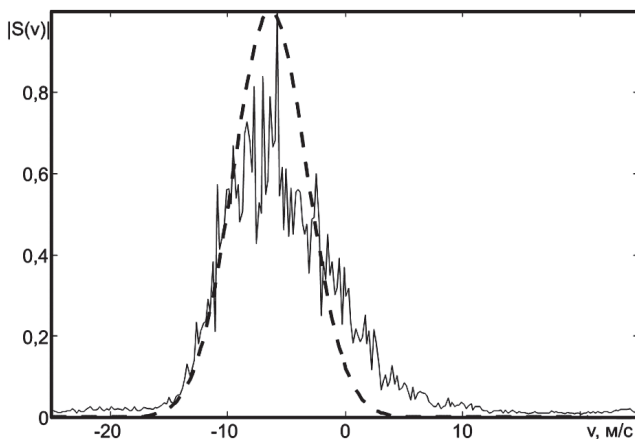
На рис. 1 приведены спектры рассеянных сигналов, полученные со временем накопления 10 секунд (а), 1 минута (б) и 5 минут (в). Пунктиром показан результат параметризации с аппроксимацией функцией Гаусса.

С ростом времени накопления, регистрируемая ширина спектра рассеянного сигнала возрастает

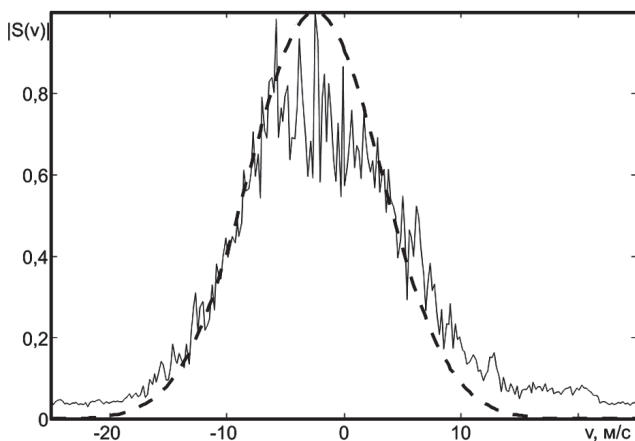
тает. Это вызвано изменением скорости ветра за время накопления. Таким образом, увеличение времени накопления приводит к потере информации о пульсационной составляющей скорости ветра. Также, при малом времени накопления форма спектра рассеянного сигнала не является гауссовой, что приводит к погрешностям оценки моментов спектра при параметризации спектра рассеянного сигнала методом наименьших квадратов с функцией Гаусса [3].



а



б



в

Рис. 1. Спектры рассеянного сигнала

3. МЕТОДЫ СПЕКТРАЛЬНОГО АНАЛИЗА И ПАРАМЕТРИЗАЦИИ

Параметризация (оценивание моментов спектра рассеянного сигнала) возможна по спектру либо по реализации рассеянного сигнала [1, 7]. Наиболее распространенные методы параметризации используют спектр рассеянного сигнала. Следует отметить наиболее распространенные методы параметризации: метод максимумов, метод моментов и метод наименьших квадратов (МНК) [7]. Метод максимумов производит оценивание по наиболее интенсивному спектральному пику, а МНК использует шаблон в виде функции Гаусса. Применение этих методов параметризации для анализа рассеянных сигналов с малым временем накопления может приводить к промахам в измерениях.

Параметрические методы спектрального анализа, в частности, авторегрессионные методы и методы, основанные на анализе собственных чисел корреляционной матрицы сигнала, позволяют получать оценки некоторых параметров уже при спектральном анализе [4]. Это упрощает процедуру параметризации.

Сущность методов авторегрессионного спектрального анализа заключается в том, что анализируемый сигнал представляется как выход рекурсивного (БИХ) фильтра, на вход которого подан белый шум, а коэффициенты фильтра подобраны для максимальной близости параметров формируемого сигнала параметрам анализируемого сигнала [5, 6]. СПМ сигнала при этом описывается формулой:

$$W(\omega) = \frac{\sigma_n^2}{f_d} \cdot \frac{1}{|1 - a_1 e^{-j\omega T} - \dots - a_N e^{-jN\omega T}|^2}$$

для АР модели порядка N . Задача спектрального оценивания в этом случае сводится к определению таких коэффициентов a_i , которые обеспечивали бы наиболее близкую аппроксимацию анализируемого сигнала таким формирующим фильтром. Разработан ряд методов определения коэффициентов фильтра, в частности, ковариационный метод и метод Берга [5, 6].

Коэффициенты a_i могут быть оценены из выражения $a = R_X^{-1} \cdot p$, где R_X — корреляционная матрица рассеянного сигнала:

$$R_X = \begin{bmatrix} R_0 & \dots & R_{N-1} \\ \dots & \dots & \dots \\ R_{N-1} & \dots & R_0 \end{bmatrix},$$

а $p = [R_0 \ R_1 \ \dots \ R_{N-2} \ R_{N-1}]$ — первый столбец этой матрицы.

Для модели первого порядка, ограничиваются коэффициентом

$$a_1 = R_X(1) / R_X(0),$$

где $R_X(\tau) = \int_{-\infty}^{+\infty} x(t) \cdot x(t - \tau) dt$ — автокорреляционная функция (АКФ) анализируемого сигнала.

Для дискретных сигналов интеграл заменяется суммой, а бесконечные пределы интегрирования переходят в суммирование по всей наблюдаемой реализации из N отсчетов: $R_x(i) = \sum_{j=1}^N x(i+j) \cdot x(j)$.

Поскольку при ограниченной длине реализации не все отсчеты АКФ могут быть вычислены, то применяют периодическое повторение реализации или дополнение ее нулями. Погрешность оценивания автокорреляционной функции и, соответственно, коэффициента авторегрессии, зависит от размера выборки. С ростом размера, дисперсия оценок снижается за счет усреднения по закону $1/N$.

Для АР моделей первого порядка, оценка центральной частоты и ширины спектра сигнала возможна из выражений (2-3). С ростом порядка, аналитическое выражение существенно усложняется [4]. Следует оценить наиболее вероятное число мод рассеянного сигнала, для определения необходимого порядка модели.

В цифровых системах обработки рассеянных сигналов РЛС ВЗ, обычно стадии спектрального анализа и параметризации полученных спектров разделены. Вместе с тем, для модели АР(1) возможно вычисление информативных параметров непосредственно по результату оценивания коэффициента авторегрессии a_1 , как и реализовано в разработанном методе параметризации на базе АР оценивания (метод ПАР).

Во многих РЛС вертикального зондирования атмосферы применяется схема дискретизации рассеянного сигнала в квадратурных каналах радиоприемного тракта [1]. В методе ПАР реализована работа именно в рамках такой схемы.

АКФ рассеянного сигнала является комплексной, поскольку используется комплексная форма записи рассеянного сигнала $s(t) = x_I + j \cdot x_Q$, где x_I и x_Q — соответственно, сигналы синфазного и квадратурного каналов. Оценивание АКФ реализовано в виде $R_x = F^{-1}(F(s)^2)$ [6], где F и F^{-1} — соответственно, прямое и обратное преобразования Фурье.

Центральная частота и ширина спектра узкополосного случайного процесса могут быть оценены по формулам (2-3), причем коэффициент авторегрессии a_1 вычисляется как $a_1 = R_x(1)/R_x(0)$. Частота определена в диапазоне $-0,5f_s \dots 0,5f_s$, где f_s — частота дискретизации рассеянного сигнала. Учитывая проводимую в РЛС ВЗ операцию когерентного накопления, получим для кратности когерентного накопления K частотный диапазон $f_0 = (-0,5f_s \dots 0,5f_s)/K$.

4. ПРОЦЕДУРА ИМИТАЦИОННОГО МОДЕЛИРОВАНИЯ ПРОЦЕССА ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ В РЛС ВЗ

При моделировании процесса параметризации спектров рассеянных сигналов использовались две модели рассеянных сигналов. Первая

из моделей описана в [2]. В этой модели формируется амплитудно-частотный спектр сигнала в соответствии с заданной центральной частотой и шириной спектра сигнала. Фазовый спектр рассеянного сигнала — случайный процесс, равномерно распределенный в диапазоне $0 \dots 2\pi$. Вторая модель рассеянного сигнала рассмотрена в разделе 1 данной статьи.

В дополнение к рассматриваемому методу ПАР, параметризация производилась методом максимумов, методом моментов, методом наименьших квадратов (МНК), а также циклическим методом моментов (ЦММ) и циклическим МНК (ЦМНК) [2].

Моделирование процесса параметризации спектров проведено для отношения сигнал/шум ($q = \sqrt{2E/N_0}$) в диапазоне от -20 до 20 дБ. Ширина спектра рассеянного сигнала $\sigma_V/v_{\max}$ изменяется в пределах от $0,02$ до $0,2$. Мерой погрешностей параметризации спектров рассеянных сигналов служит среднеквадратичное отклонение (СКО) оценок скорости ветра и спектральной ширины рассеянного сигнала от значений, заданных в модели:

$$\sigma(V) = \sqrt{\frac{1}{N-1} \sum_{i=1}^N (V - V')^2},$$

$$\sigma(\sigma_V) = \sqrt{\frac{1}{N-1} \sum_{i=1}^N (\sigma_V - \sigma'_V)^2}.$$

Результаты оценивания СКО приведены в относительных единицах — $\sigma(V)/V_{\max}$. При диапазоне однозначно определяемых скоростей ± 25 м/с, допустимое значение СКО 1 м/с соответствует $0,04V_{\max}$. В дальнейшем будем использовать это значение в качестве порогового.

5. МОДЕЛЬНЫЕ ЭКСПЕРИМЕНТЫ

По результатам исследований [7, 8] минимальные погрешности параметризации обеспечивает циклический метод наименьших квадратов. Кроме него, имитационное моделирование проведем с использованием метода моментов, поскольку он применяется в системах обработки сигналов многих существующих РЛС ВЗ [1]. Модель рассеянного сигнала соответствует описанной в [3].

В дальнейшем, примем следующие обозначения: ЦММ — циклический метод моментов, МНК — метод наименьших квадратов, ЦМНК — циклический метод наименьших квадратов, ПАР — параметризация авторегрессионным методом. Рассмотрим зависимость СКО оценки скорости ветра от отношения сигнал/шум при спектральной ширине $\sigma_V = 0,08V_{\max}$. Условные обозначения на графиках: 1 — метод максимумов, 2 — метод моментов, 3 — ЦММ, 4 — МНК, 5 — ЦМНК, 6 — ПАР, 7 — пороговая величина СКО.

Наименьшие погрешности параметризации спектров рассеянных сигналов обеспечивают методы ПАР и ЦМНК. Метод ЦММ несколько им

уступает. Метод моментов обеспечивает существенно худшие результаты.

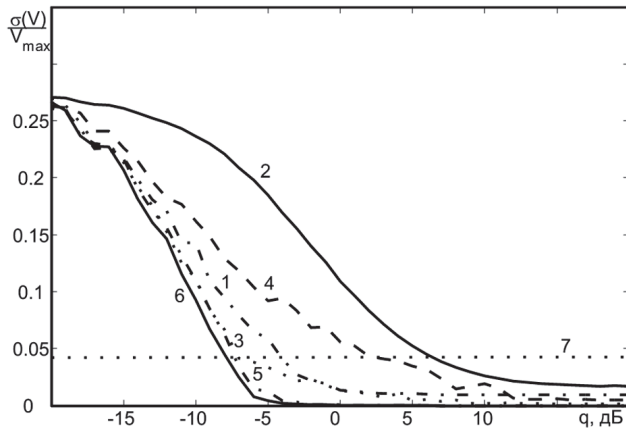


Рис. 2. Зависимость СКО от отношения сигнал/шум для размера реализации 64 точки

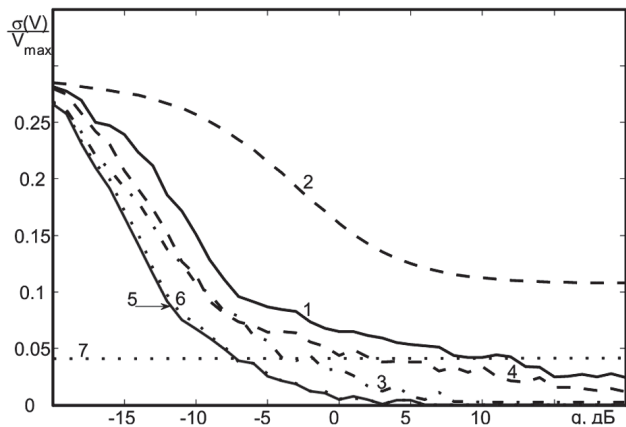


Рис. 3. Зависимость СКО от отношения сигнал/шум для размера выборки 256 точек

Методы ПАР и ЦМНК по итогам моделирования обеспечивают одинаковое СКО оценок скорости ветра.

Рассмотрим зависимость характеристик от размера выборки при параметризации. Размер выборки, наряду с высотным диапазоном, определяет оперативность получаемых оценок метеопараметров.

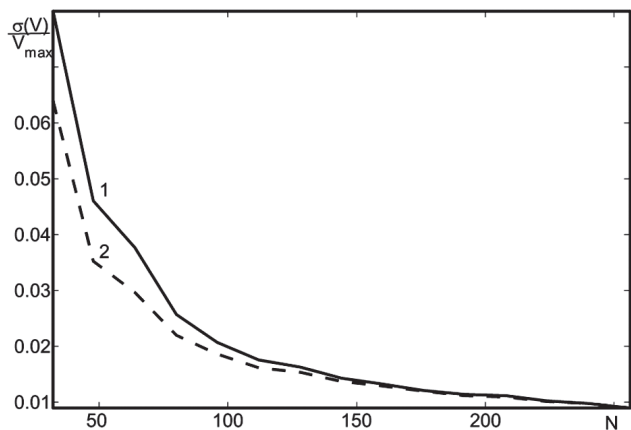


Рис. 4. Зависимость СКО оценок скорости ветра от размера выборки при $q = -3$ дБ (здесь и далее, 1 — ЦМНК, 2 — ПАР)

При малом размере выборки, метод ПАР обеспечивает меньшую СКО оценок скорости ветра по сравнению с методом ЦМНК. При этом метод ПАР имеет существенно меньшие вычислительные затраты. С увеличением размера выборки разница между методами уменьшается и имеет порядок погрешности вычислений при моделировании.

Введем пороговое отношение сигнал/шум $q_{\min}$ — минимальное значение отношения сигнал/шум, при котором погрешность параметризации равняется пороговому значению $0,04V_{\max}$. Рассмотрим зависимость порогового отношения сигнал/шум от размера реализации.

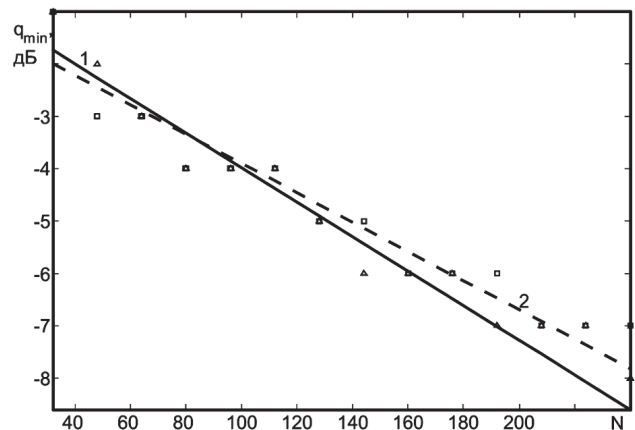


Рис. 5. Зависимость порогового отношения сигнал/шум от размера выборки

При малых размерах выборки, метод ПАР имеет незначительное преимущество перед ЦМНК. С ростом размера выборки ситуация изменяется на противоположную.

На рис. 6 приведена зависимость СКО оценки спектральной ширины от отношения сигнал/шум.

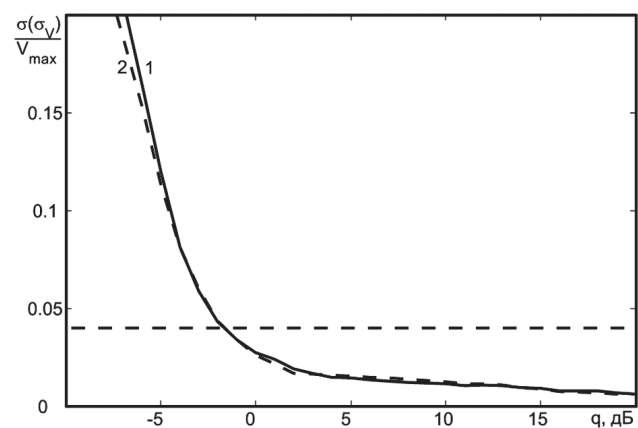


Рис. 6. Зависимость СКО оценки спектральной ширины от отношения сигнал/шум (1 — ЦМНК, 2 — ПАР)

Погрешность оценивания спектральной ширины методами ЦМНК (кривая 1) и ПАР (кривая 2) различается незначительно. Рассмотрим влияние значения спектральной ширины рассеянного сигнала на точность оценивания скорости ветра.

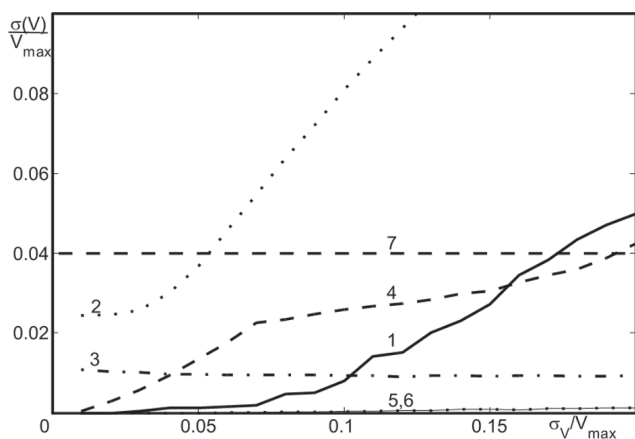


Рис. 7. Зависимость СКО от спектральной ширины, $q = 10$ дБ

Для метода моментов и МНК рост погрешности параметризации при больших значениях спектральной ширины вызван краевыми эффектами [2]. Зависимость смещения оценки скорости ветра от абсолютного значения скорости представлена на рис. 8.

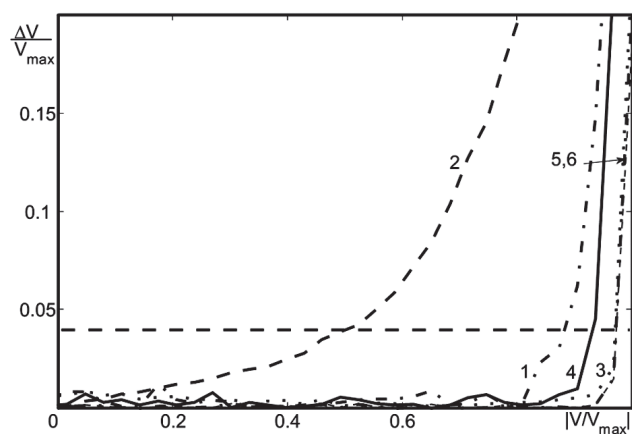


Рис. 8. Зависимость модуля смещения оценки скорости ветра от значения скорости ветра, заданного в модели, $q = 10$ дБ

Метод параметризации ПАР, как и циклический МНК и циклический метод моментов, не имеет существенных краевых эффектов. Наиболее выражены краевые эффекты при параметризации спектров рассеянных сигналов методом моментов. Отклонение оценки скорости в сторону меньших абсолютных значений обусловлены существованием шумовой составляющей в спектре. Примем предположение о том, что шум в канале приемного устройства — белый (поскольку полоса шума значительно превышает полосу пропускания радиоприемного устройства (РПРУ) РЛС ВЗ). В этом случае СПМ шумовой компоненты постоянна на всех частотах. Вычтя эту постоянную величину, можно ослабить краевые эффекты для метода моментов. Задача сводится к оценке значения средней спектральной плотности шума в полосе пропускания РПРУ при выключенном передатчике. Результаты моделирования приведены на рис. 9.

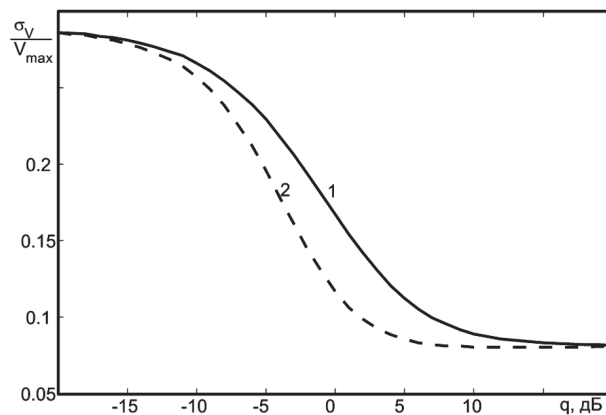


Рис. 9. Результаты моделирования параметризации (1 — метод моментов, 2 — модифицированный метод моментов)

При компенсации шумовой составляющей, то же значение погрешности параметризации спектров наблюдается при более низком отношении сигнал/шум. Получаемый таким образом выигрыш в отношении сигнал/шум достигает 3 дБ. Несмотря на это, погрешности метода моментов превышают пороговый уровень даже при значительном отношении сигнал/шум. Метод моментов с компенсацией шумовой составляющей, таким образом, может использоваться только для предварительной оценки моментов спектра рассеянного сигнала.

Обозначим кратность накопления, соответствующую диапазону однозначно определяемых скоростей $v_{\max}$, через N_1 ($v_{\max} = \frac{c^2}{2h_{\max}f_0N_1}$ [8]).

При уменьшении кратности когерентного накопления до N_2 , диапазон регистрируемых скоростей ветра расширится в N_1/N_2 раз, а соотношение сигнал/шум уменьшится на $\Delta q = 10 \log(\sqrt{N_2/N_1})$ [1]. Исходя из этого, можно использовать полученный энергетический выигрыш и расширить диапазон скоростей для снижения влияния краевых эффектов. Для примера на рис. 10 приведен результат моделирования для случая двукратного снижения кратности когерентного накопления.

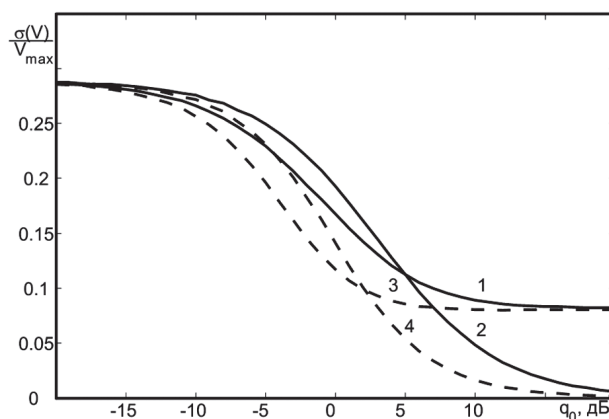


Рис. 10. Результаты моделирования параметризации (1 — метод моментов, 2 — модифицированный метод моментов, 3, 4 — те же методы при уменьшенной вдвое кратности когерентного накопления)

В результате компенсации шумовой составляющей и снижения кратности когерентного накопления, погрешности параметризации при отношениях сигнал/шум более 7 дБ соответствуют пороговому уровню. Таким образом, метод моментов может использоваться в системе метеообеспечения авиации. Вместе с тем, значения отношения сигнал/шум 7 дБ и более достижимы лишь в пределах атмосферного приграничного слоя.

Аналогичный метод может быть применен для снижения краевых эффектов при параметризации спектров другими методами. На рис. 11 приведена зависимость СКО оценки скорости ветра от времени когерентного накопления. Через T_0 обозначено время накопления, при котором диапазон однозначно определяемых скоростей соответствует диапазону скоростей ветра, заданных в модели.

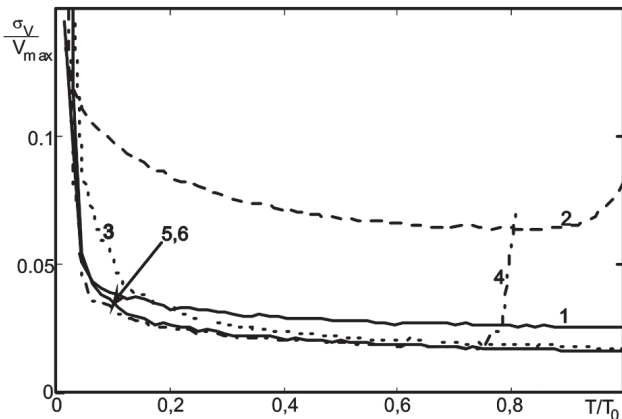


Рис. 11. Зависимость СКО оценки скорости ветра от кратности когерентного накопления при $\sigma_v = 0,08V_{\max}$

Для метода моментов (кривая 2) и МНК (кривая 4) целесообразно уменьшать время когерентного накопления для снижения систематической погрешности, вызванной краевыми эффектами. В то же время, другие методы параметризации спектров не получают преимуществ от этого подхода. При дальнейшем снижении кратности накопления, потеря отношения сигнал/шум приводит к повышению флуктуационных погрешностей и, соответственно, суммарной погрешности параметризации спектров.

Поскольку степень влияния краевых эффектов на погрешность параметризации спектров рассеянных сигналов определяется шириной спектра рассеянного сигнала, рассмотрим зависимость оптимальной кратности когерентного накопления от спектральной ширины рассеянного сигнала. На рис. 12 приведена зависимость оптимальной кратности когерентного накопления от ширины спектра рассеянного сигнала при параметризации методом моментов (кривая 1) и МНК (кривая 2).

С увеличением ширины спектра рассеянного сигнала, краевые эффекты при параметризации

спектров рассеянных сигналов проявляются более существенно, и требуется значительно снижать кратность когерентного накопления. Снижение кратности накопления, в свою очередь, приводит к ухудшению отношения сигнал/шум и возрастанию флуктуационных погрешностей. Зависимость величины СКО от спектральной ширины для метода моментов и МНК приведена на рис. 13.

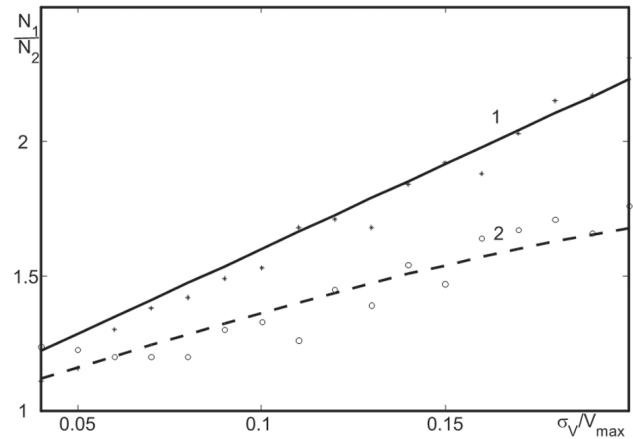


Рис. 12. Зависимость оптимальной кратности когерентного накопления от спектральной ширины рассеянного сигнала

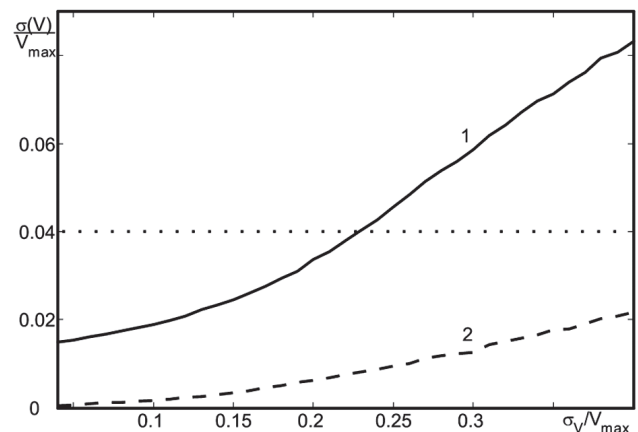


Рис. 13. Зависимость СКО оценки скорости ветра от спектральной ширины рассеянного сигнала

Параметризация МНК спектра рассеянного сигнала (кривая 2) обеспечивает нормируемый уровень погрешностей во всем диапазоне рассмотренных значений спектральной ширины, в то время как метод моментов — только для спектральной ширины, не превосходящей $\sim 0,2\gamma_{\max}$. При малых значениях измеряемых скоростей ветра это может оказаться недостаточным.

6. АНАЛИЗ ОСОБЕННОСТЕЙ АВТОРЕГРЕССИОННОЙ МОДЕЛИ РАССЕЯННОГО СИГНАЛА

На малых временных интервалах, предположение о гауссовой форме спектра рассеянного сигнала не выполняется, и спектр обычно является многомодовым. Число мод определяется структурой рассеивающего объема. Наиболее

простой из моделей, применяемых для случаев малых времен накопления, является авторегрессионная модель (1) [4]. На рис. 14 приведен результат сопоставления СКО оценки скорости ветра методами ЦМНК (кривая 1) и ПАР (кривая 2) при использовании авторегрессионной модели рассеянного сигнала.

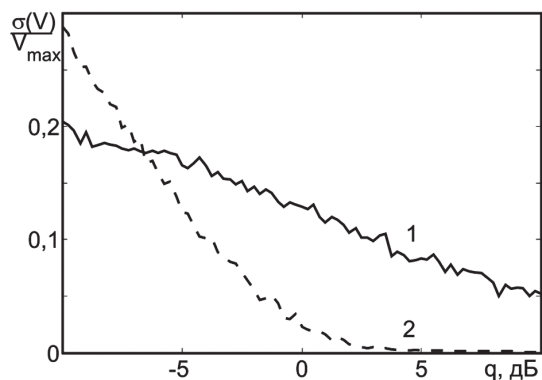


Рис. 14

В случае применения авторегрессионных моделей рассеянных сигналов, метод ПАР обеспечивает меньшую погрешность параметризации, поскольку именно на этой модели основан данный метод. Рассмотрим результаты параметризации спектров рассеянных сигналов при малых временах накопления обоими методами.

7. ОБРАБОТКА ДАННЫХ НАТУРНЫХ ЭКСПЕРИМЕНТОВ

При фиксированном темпе выборки отсчетов из АЦП приемного тракта РЛС ВЗ, повышение временного разрешения может достигаться снижением кратности накопления либо уменьшением размера выборки [8]. Более эффективен второй путь, поскольку при таком решении не ухудшается отношение сигнал/шум. Системы цифровой обработки сигналов существующих РЛС ВЗ обычно используют метод обработки неперекрывающихся окон, то есть набор отсчетов, составляющих временное окно, используется только один раз. Поскольку изменения параметров атмосферы происходят непрерывно, а не дискретно (один раз за реализацию), то применение скользящего окна позволяет повысить временное разрешение анализа. Рассмотрим результаты обработки данных зондирования атмосферы при размере выборки 64 отсчета. Соседние выборки сдвинуты на 1 отсчет.

На рис. 15, кривая 1 — результат параметризации методом моментов, 2 — методом ПАР, 3 — ЦМНК. При малом времени накопления, метод ЦМНК не обеспечивает высокого временного разрешения, поскольку форма спектра рассеянного сигнала является негауссовой. Метод моментов и ПАР обеспечивают возможность измерения параметров короткопериодических вариаций скорости ветра. При этом метод ПАР является предпочтительным, поскольку метод моментов подвержен краевым эффектам (рис. 8, кривая 2).

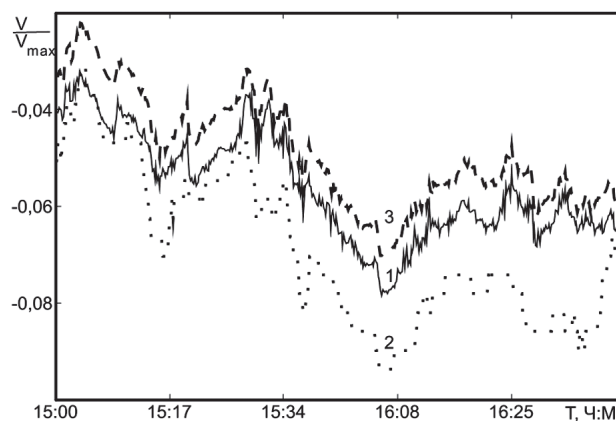


Рис. 15. Временная зависимость скорости ветра по данным радиолокационного зондирования атмосферы

Проведен анализ статистики, полученной при обработке результатов радиолокационного зондирования атмосферы. Доля измерений, отбракованных при контроле качества, составляет 0,7 % для метода моментов, 11,2 % для ЦМНК и 2,84 % для метода ПАР. Критерии отбраковки в процедуре контроля качества: изменение скорости ветра более чем на 1 м/с между соседними отсчетами. Объем выборки результатов — 256 тысяч значений, суммарное время измерений — 14 часов.

Метод ЦМНК имеет наибольший процент недостоверных результатов, что связано с промахами параметризации вследствие негауссовой формы спектра рассеянного сигнала. Малый процент отбракованных данных для метода моментов связан с его инерционностью, из-за которой выбросы оцениваемых параметров достаточно эффективно подавляются. Следует отметить, что из-за отсутствия опорных данных, полученных иным методом измерения, можно судить лишь о количестве промахов измерений, но не о величине погрешностей измерения.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Анализ результатов модельных и натурных экспериментов позволил выявить следующее:

1. При времени накопления, значительно меньшем интервала стационарности атмосферных процессов, форма спектра рассеянного сигнала не является гауссовой. Вследствие этого, возрастают погрешности оценивания скорости ветра параметрическими методами, рассчитанными на гауссов спектр.

2. Метод параметризации на основе АР модели (метод ПАР) и метод моментов не основываются на предположении о гауссовой форме спектра, и обеспечивают меньшие погрешности при малом времени накопления. При этом метод ПАР предпочтительнее, в особенности при малом отношении сигнал/шум.

3. Метод ПАР, как и метод ЦМНК, не имеет краевых эффектов. Поэтому значение систематических погрешностей параметризации спектров этим методом не зависит от истинного значения скорости ветра.

Литература.

- [1] Дистанционные методы и средства исследования процессов в атмосфере Земли / Под общ. ред. Б. Л. Кашеева, Е. Г. Прошкина, М. Ф. Лагутина. — Харьков: Харьк. нац. ун-т радиоэлектроники; Бизнес Информ, 2002. — 426 с.
- [2] Довиак Р., Зрнич Д. Доплеровские локации и метеорологические наблюдения. — Л.: Гидрометеиздат, 1988. — 503 с.
- [3] Литвин-Попович А.И. Параметризация спектров рассеянных сигналов в РЛС вертикального зондирования атмосферы / А.И. Литвин-Попович, В.Н. Олейников // Радиотехника. Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. — 2008. — Вып. 152. — С. 49-52.
- [4] Тихонов В.А. Генерирование квадратурных составляющих случайного узкополосного аналитического сигнала на несущей частоте по заданным параметрам спектральной плотности мощности / Тихонов В.А., Зубков О.В., Сидоров Г.И. // АСУ и приборы автоматики. — 2003. — Вып. 124. — С. 18-22.
- [5] Марпл С. Л. Цифровой спектральный анализ и его приложения. — М.: Мир, 1990. — 584 с.
- [6] Сергиенко А.Б. Цифровая обработка сигналов: Учебник для вузов. 2-е изд. — СПб.: Питер, 2006. — 751с.: ил.
- [7] Strauch R. G. Data analyses techniques: spectral processing // Handbook for middle atmosphere program. — Urbana, Illinois. — 1983. — Vol. 9. — P. 528-531.
- [8] Литвин-Попович А.И. Повышение эффективности цифровой обработки сигналов РЛС вертикального зондирования атмосферы / А.И. Литвин-Попович, В.Н. Олейников // «Прикладная радиоэлектроника», 2008, том 7, № 4. — С. 400-403.

Поступила в редколлегию 24.09.2010



Литвин-Попович Андрей Игоревич, ассистент каф. РЭС, Харьковский национальный университет радиоэлектроники. Научные интересы: цифровая обработка радиолокационных сигналов.



Олейников Владимир Николаевич, канд. техн. наук, профессор каф. РЭС, Харьковский национальный университет радиоэлектроники. Научные интересы: радиолокационные методы исследования атмосферных динамических процессов.

УДК 621.396.9: 551.508.855

Аналіз стану атмосфери на малих часових інтервалах / А.І. Литвин-Попович, В.М. Олейніков // Прикладна радіоелектроніка: наук.-техн. журнал. — 2010. Том 9. № 4. — С. 513-520.

В роботі розглянуто особливості методів параметризації розсіяних сигналів РЛС ВЗ, що відносяться до малих часів спостереження. Проведено порівняльний аналіз методів параметризації. Показано недоліки розповсюдженої версії метода найменших квадратів.

Ключові слова: радіолокаційна метеорологія, РЛС вертикального зондування атмосфери, оцінювання параметрів розсіяних сигналів, параметризація спектрів розсіяних сигналів.

Л.: 15. Бібліогр.: 8 найм.

UDC 621.396.9: 551.508.855

Analysis of atmospheric parameters with high time resolution / A.I. Litvin-Popovitch, V.N. Oleynikov // Applied Radio Electronics: Sci. Mag. — 2010. Vol. 9. № 4. — P. 513-520.

Methods for backscattered signal parameter estimation are discussed. Comparative analysis of these methods is provided, laying emphasis on their characteristics in high time resolution cases. Drawbacks of least-mean square methods for these cases are illustrated.

Keywords: radar meteorology, radar wind profiler, backscattered signal parameter estimation, parameterization of backscattered signal spectra.

Fig. 15. Ref.: 8 items.

ОЦЕНИВАНИЕ УГЛОВЫХ КООРДИНАТ ИСТОЧНИКОВ ИЗЛУЧЕНИЯ НА ОСНОВЕ ПРЯМОУГОЛЬНОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ ДВУМЕРНЫМ МОДИФИЦИРОВАННЫМ УНИТАРНЫМ АЛГОРИТМОМ ESPRIT

В.И. ВАСИЛИШИН

Рассматривается задача определения угловых координат источников шумового излучения в центрально-симметричных прямоугольных антенных решетках. Для таких антенных решеток предложен алгоритм углового сверхразрешения, являющийся модификацией двумерного унитарного алгоритма ESPRIT и позволяющий повысить точность пеленгации по сравнению с двумерным унитарным ESPRIT.

Ключевые слова: сверхразрешение, собственноструктурные алгоритмы, центрально-симметричные антенные решетки.

ВВЕДЕНИЕ

На сегодняшний день собственноструктурные (СС) алгоритмы находят применение в радиолокации (пеленгация источников активных шумовых помех, распознавание классов и типов целей), мобильной связи, сейсмологии, медицине [1-4]. При этом, как правило, определение направлений прихода радиоволн и спектральный анализ производятся в режиме сверхразрешения (угловое и частотное разрешение превышает рэлеевский предел).

Собственноструктурные алгоритмы используют информацию, содержащуюся в собственных значениях (СЗ) и собственных векторах (СВ) пространственной корреляционной матрицы (ПКМ) принимаемой АР смеси сигналов и внутреннего шума [1-4]. В литературе они называются также алгоритмами, основанными на использовании подпространств, что связано с разбиением СЗ и СВ ПКМ на СЗ и СВ подпространств сигналов и шума.

Наиболее известные СС алгоритмы — MUSIC, Root-MUSIC, Min-NORM, FINE, ESPRIT. Особый интерес представляет алгоритм ESPRIT (estimation of signal parameters via rotational invariance techniques -оценивание параметров сигнала на основе инвариантности относительно поворота) [5, 6]. ESPRIT обладает высокими показателями качества, а его вычислительная сложность минимальна среди указанных алгоритмов.

В реальных условиях априорной неопределенности относительно параметров выходных сигналов антенных решеток (АР) в алгоритмах сверхразрешения используют оценки параметров плотностей распределений сигналов, которые формируются по обучающим выборкам конечного объема [7]. Априорная информация о структуре ПКМ уменьшает размерность вектора оцениваемых параметров и, тем самым, создает предпосылки снижения требований к объему выборок [8,9].

В зависимости от геометрии АР корреляционные матрицы выходных сигналов и собственных шумов АР могут иметь различную структуру.

Для широкого класса АР с центральной симметрией попарно идентичных элементов эрмитовы ПКМ могут являться персимметричными (симметричными относительно побочной диагонали). Частными случаями таких АР являются линейная и прямоугольная эквидистантные антенные решетки (ЛЭАР и ПЭАР) [8]. Персимметрия эрмитовой ПКМ сокращает размерность вектора оцениваемых параметров примерно вдвое [1, 4, 9], что может быть использовано для уменьшения объема вычислительных затрат.

Дальнейшее упрощение адаптивной обработки возможно за счет предварительного невырожденного линейного преобразования (например, унитарного преобразования [1-4, 10-14], преобразования к пространству лучей (предварительном формировании пространственных каналов) [1, 4, 8, 12]) ПКМ выходных сигналов таких АР. Эрмитова персимметричная матрица (как и ее максимально правдоподобная (МП) оценка) при этом может быть преобразована в действительную.

В [11, 12] предложена реализация алгоритма ESPRIT для центрально-симметричных (ЦС) антенных решеток, использующая линейное преобразование персимметричной ПКМ — унитарный ESPRIT.

В [13, 14] предложен модифицированный унитарный алгоритм ESPRIT, который позволяет улучшить точностные показатели (в сравнении с исходным унитарным алгоритмом ESPRIT) пеленгации источников шумового излучения при их сверхразрешении. Этот алгоритм оценивает координаты источников шумовых колебаний лишь в одной плоскости. Более актуальной является задача определения угловых координат в двух плоскостях — угломестной и азимутальной.

В [12] сдвиг двух подрешеток, на которые разбивается ПЭАР, осуществляется на $\lambda/2$ (на один антенный элемент (АЭ)). Результаты [13, 14] показывают, что повышение точности оценивания унитарным ESPRIT с использованием ЛЭАР может быть достигнуто при сдвиге подрешеток более, чем на один элемент (больше, чем на $\lambda/2$).

Цель работы — обобщение модифицированного унитарного алгоритма ESPRIT [14] для

плоских ЛЭАР (на случай оценивания пар угловых координат).

1. МОДЕЛИ И ДОПУЩЕНИЯ

Рассмотрим плоскую АР с прямоугольным раскрытием (рис. 1), в которых элементы расположены в узлах прямоугольной сетки в плоскости xu . Обозначим число элементов, расположенных в рядах, параллельных оси x , через L , а в рядах, расположенных параллельно оси y , через M . Соответствующие расстояния между элементами АР обозначим через d_x и d_y и примем равными $\lambda/2$. Таким образом, элементы размещены в точках $(m\lambda/2, l\lambda/2, 0)$, $0 \leq m \leq M-1$, $0 \leq l \leq L-1$.

Предположим вначале, что на АР поступает сигнал от одного источника шумовых колебаний.

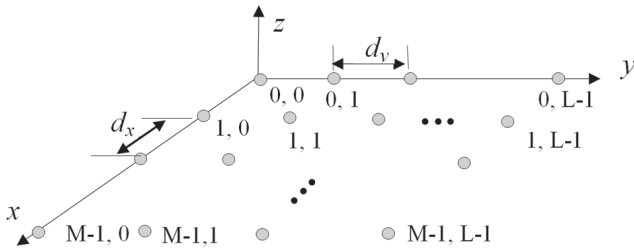


Рис. 1. Геометрия АР

В дополнение к пространственной частоте [16] $\omega = \frac{2\pi}{\lambda} d_x u$, где u — направляющий косинус относительно оси x (рис. 2), определим другую пространственную частоту (ПЧ) источника $\mu = \frac{2\pi}{\lambda} d_y \vartheta$, где ϑ — направляющий косинус относительно оси y .

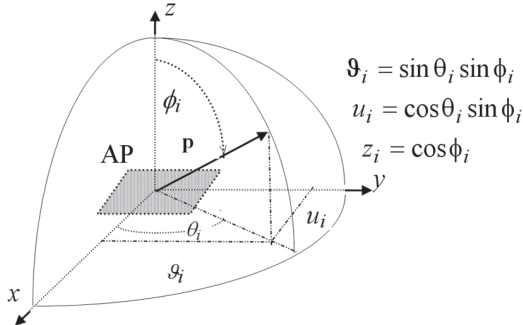


Рис. 2. Определение углов (азимута и угла места) и направляющих косинусов

Таким образом, $\omega = \frac{2\pi}{\lambda} d_x \cos\theta \sin\phi$, а $\mu = \frac{2\pi}{\lambda} d_y \sin\theta \sin\phi$, где θ — азимут, а ϕ — угол места. Если источник находится над АР, то азимут и угол места могут быть определены как $\theta = \arctan(\omega/\mu)$, $\phi = \arcsin(\sqrt{\omega^2 + \mu^2}/\pi)$.

Единичный вектор $\mathbf{p}$, направленный от опорной точки АР к источнику, можно представить как $\mathbf{p} = [\cos\theta \sin\phi, \sin\theta \sin\phi, \cos\phi]$. Предположим, что за начало отсчета принята некоторая точка $\mathbf{r}$ с координатами $(x_r, y_r, 0)$. Тогда выходной сигнал m, l -го элемента АР в момент времени t можно представить в виде [1, 12, 15]

$$X_{m,l}(t) = s(t)e^{-j\psi} e^{j\pi(m \cos\theta \sin\phi + l \sin\theta \sin\phi)} + N(t), \quad (1)$$

где $s(t)$ — комплексная амплитуда сигнала, $\psi = (2\pi/\lambda)(x_r \cos\theta \sin\phi + y_r \sin\theta \sin\phi)$ — фазовый коэффициент, зависящий от координат источника и точки начала отсчета $\mathbf{r}$, $N(t)$ — пространственно белый шум. Предположения относительно сигналов и шума остаются теми же, что и для ЛЭАР [1-4, 8-14].

Координаты точки начала отсчета $\mathbf{r}$ обычно выбираются равными $(0,0,0)$, поэтому $\psi = 0$ для всех направлений прихода сигналов. Выходной сигнал АР для момента времени t представим в виде $M \times L$ матрицы

$$\mathbf{X}(t) = s(t)\mathbf{A}(\omega, \mu) + \mathbf{N}(t), \quad (2)$$

где $\mathbf{A}(\omega, \mu) = \mathbf{a}_M(\omega) \mathbf{a}_L^T(\mu)$ — матричная форма амплитудно-фазового распределения (АФР), наводимого источником сигнала на элементах АР, $\mathbf{N}(t)$ — $M \times L$ матрица шума. Такой вид матрицы $\mathbf{A}(\omega, \mu)$ следует из структуры (прямоугольной и эквидистантной) АР. Здесь

$$\mathbf{a}_M(\omega) = \frac{1}{\sqrt{M}} [1, \exp(j\omega), \dots, \exp(j(M-1)\omega)]^T, \quad (3)$$

где $(\cdot)^T$ — оператор транспонирования. Вектор $\mathbf{a}_L(\mu)$ определяется (2) при замене M на L , а ω на μ .

Возможно представление АФР источника в виде вектора размером $ML \times 1$. Вектор АФР источника $\mathbf{a}(\omega, \mu)$ размером $ML \times 1$ и матричная форма АФР (по сути это матричная форма $\mathbf{a}(\omega, \mu)$) — $M \times L$ матрица $\mathbf{A}(\omega, \mu)$ связаны посредством операторов $\text{vec}(\cdot)$ и $\text{mat}(\cdot)$ [1, 4, 12, 15], а именно $\mathbf{a}(\omega, \mu) = \text{vec}(\mathbf{A}(\omega, \mu))$, $\mathbf{A}(\omega, \mu) = \text{mat}(\mathbf{a}(\omega, \mu))$. Оператор $\text{vec}(\cdot)$ формирует из $M \times L$ матрицы $\mathbf{Q} = [\mathbf{q}_1 \mathbf{q}_2 \dots \mathbf{q}_L]$ $ML \times 1$ вектор, помещая столбцы матрицы один под другим, то есть $\text{vec}(\mathbf{Q}) = [\mathbf{q}_1^T \mathbf{q}_2^T \dots \mathbf{q}_L^T]^T$. Оператор $\text{mat}(\cdot)$ выполняет преобразование $ML \times 1$ вектора $\mathbf{z}$ в $M \times L$ матрицу, отбирая M последовательных элементов вектора для каждого столбца результирующей матрицы, то есть $\text{mat}(\mathbf{z}) = [\mathbf{z}(1:M) \dots \mathbf{z}(ML-M+1:ML)]$. Таким образом, $\text{mat}(\text{vec}(\mathbf{X})) = \mathbf{X}$.

Известны такие свойства оператора $\text{vec}(\cdot)$ [15]:

$$\text{vec}(\mathbf{q}_M \mathbf{g}_L^T) = \mathbf{g}_L \otimes \mathbf{q}_M, \quad (4)$$

$$\text{vec}(\mathbf{ABC}) = (\mathbf{C}^T \otimes \mathbf{A}) \text{vec}(\mathbf{B}). \quad (5)$$

В случае поступления на АР сигналов от V источников с пространственными параметрами $\{\omega_i, \mu_i : 1 \leq i \leq V\}$ выходной сигнал АР в матричной форме для момента времени t имеет вид

$$\mathbf{X}(t) = \sum_{i=1}^V s_i(t) \mathbf{A}(\omega_i, \mu_i) + \mathbf{N}(t). \quad (6)$$

Часто бывает полезным представить выходной сигнал АР в векторной форме, т.е. как $ML \times 1$ вектор. В векторной форме ($\mathbf{x}(t) = \text{vec}(\mathbf{X}(t))$) выходной сигнал АР примет вид

$$\mathbf{x}(t) = \sum_{i=1}^V s_i(t) \mathbf{a}_L(\mu_i) \otimes \mathbf{a}_M(\omega_i) + \mathbf{n}(t) = \mathcal{A} \mathbf{s}(t) + \mathbf{n}(t), \quad (7)$$

где $\mathcal{A} = [\mathbf{a}_L(\mu_1) \otimes \mathbf{a}_M(\omega_1) | \dots | \mathbf{a}_L(\mu_V) \otimes \mathbf{a}_M(\omega_V)]$ — $ML \times V$ матрица векторов АФР сигналов на элементах ПЭАР, символ " $\otimes$ " означает прямое (кронекеровское) произведение матриц [1, 12, 15], $\mathbf{s}(t)$ — $V \times 1$ вектор комплексных амплитуд сигналов, $\mathbf{n}(t)$ — $ML \times 1$ вектор шума. В работе используется следующее свойство кронекеровского произведения матриц [1, 15]

$$(\mathbf{F} \otimes \mathbf{B})(\mathbf{C} \otimes \mathbf{D}) = (\mathbf{FC}) \otimes (\mathbf{BD}). \quad (8)$$

$ML \times ML$ КМ случайных векторов $\mathbf{x}(t)$ выходных сигналов АР имеет вид

$$\mathbf{R}_x = E[\mathbf{x}(t)\mathbf{x}^H(t)] = \mathcal{A}\mathbf{S}\mathcal{A}^H + \sigma_n^2 \mathbf{I}, \quad (9)$$

где $\mathbf{S} = E[\mathbf{s}(t)\mathbf{s}^H(t)]$ — корреляционная матрица сигналов, $E[\cdot]$ и $(\cdot)^H$ — символы математического ожидания и эрмитового транспонирования соответственно, σ_n^2 — дисперсия шума, $\mathbf{I}$ — единичная матрица.

Пеленгация СС алгоритмами базируется на информации, которая содержится в СЗ и СВ ПКМ. ПКМ $\mathbf{R}_x$ допускает представление [1, 4, 12, 15]

$$\mathbf{R}_x = \mathbf{\Gamma}_s \mathbf{\Lambda}_s \mathbf{\Gamma}_s^H + \mathbf{\Gamma}_n \mathbf{\Lambda}_n \mathbf{\Gamma}_n^H. \quad (10)$$

В (10) $V \times V$ и $(ML - V) \times (ML - V)$ диагональные матрицы $\mathbf{\Lambda}_s$ и $\mathbf{\Lambda}_n$ содержат V СЗ подпространства сигналов (наибольших СЗ) и $ML - V$ СЗ подпространства шума (примерно одинаковых по величине СЗ) соответственно. $ML \times V$ матрица $\mathbf{\Gamma}_s = [\mathbf{e}_1, \dots, \mathbf{e}_V]$ содержит СВ, соответствующие сигнальным СЗ, а $ML \times (ML - V)$ матрица $\mathbf{\Gamma}_n = [\mathbf{e}_{V+1}, \dots, \mathbf{e}_{ML}]$ — СВ подпространства шума.

Рассмотрим особенности линейного преобразования персимметричной ПКМ, в результате которого сама ПКМ и комплексные вектора АФР источников преобразовываются в вещественные. Вещественность ПКМ и векторов АФР учитывается при получении выражений двумерного модифицированного алгоритма ESPRIT.

2. ДВУМЕРНЫЙ МОДИФИЦИРОВАННЫЙ УНИТАРНЫЙ АЛГОРИТМ ESPRIT

2.1. Линейное преобразование персимметричной ПКМ

Расположим точку начала отсчета в центр прямоугольной АР, т.е. $r = ((M - 1)\lambda/2, (L - 1)\lambda/2, 0)$. В этом случае матричная форма АФР источника сигнала будет иметь вид $\bar{\mathbf{A}}(\omega, \mu) = \bar{\mathbf{a}}_M(\omega) \bar{\mathbf{a}}_L^T(\mu)$, где вектора $\bar{\mathbf{a}}_M(\omega)$ и $\bar{\mathbf{a}}_L(\mu)$ имеют сопряженно-центросимметричную форму [1-4, 8-15]

$$\bar{\mathbf{a}}(\omega) = [e^{-j(\frac{M-1}{2}\omega)}, e^{-j(\frac{M-3}{2}\omega)}, \dots, e^{j(\frac{M-3}{2}\omega)}, e^{j(\frac{M-1}{2}\omega)}]^T. \quad (11)$$

Вектор $\bar{\mathbf{a}}_L(\mu)$ определяется аналогично путем замены M на L , а ω на μ . Такая форма векторов $\bar{\mathbf{a}}_M(\mu)$ и $\bar{\mathbf{a}}_L(\mu)$ обуславливает выполнение равенств $\tilde{\mathbf{I}}_M \bar{\mathbf{a}}_M(\omega) = \bar{\mathbf{a}}_M^*(\omega)$ и $\tilde{\mathbf{I}}_L \bar{\mathbf{a}}_L(\mu) = \bar{\mathbf{a}}_L^*(\mu)$. На основании (8) и этих равенств можно показать, что вектор АФР источника на элементах ПЭАР

обладает свойством сопряженной центросимметричности

$$\tilde{\mathbf{I}}_{ML} [\bar{\mathbf{a}}_L(\mu) \otimes \bar{\mathbf{a}}_M(\omega)] = [\bar{\mathbf{a}}_L(\mu) \otimes \bar{\mathbf{a}}_M(\omega)]^*, \quad (12)$$

где $\tilde{\mathbf{I}}_{ML} = \tilde{\mathbf{I}}_L \otimes \tilde{\mathbf{I}}_M = \tilde{\mathbf{I}}_M \otimes \tilde{\mathbf{I}}_L$ — $ML \times ML$ матрица обмена (с единицами на антидиагонали и нулями на остальных позициях), $(\cdot)^*$ — символ комплексного сопряжения.

Существует ряд матриц, позволяющих преобразовать комплексную персимметричную ПКМ в действительную [1-4, 8-14]. Примером может быть матрица [9, 10-14]

$$\mathbf{U}_{2K} = (1/\sqrt{2}) \begin{bmatrix} \mathbf{I}_K & j\tilde{\mathbf{I}}_K \\ \tilde{\mathbf{I}}_K & -j\tilde{\mathbf{I}}_K \end{bmatrix}, \quad (13)$$

если $M = 2K$ (число элементов четно), где $\mathbf{I}_K$ и $\tilde{\mathbf{I}}_K$ матрицы размера $M/2 \times M/2$, $\mathbf{I}_K$ — единичная, $\tilde{\mathbf{I}}_K$ — матрица обмена. Вид такой матрицы для $M = 2K + 1$ (число элементов нечетно) приведен в [1, 10-14].

Матрицы вида (13) — разреженные унитарные матрицы, отсюда следует название линейного преобразования на их основе — метод унитарного преобразования [10]. Для преобразования комплексной персимметричной ПКМ плоской АР в действительную нужны две такие матрицы, которые обозначим как $\mathbf{U}_M$ и $\mathbf{U}_L$. Матрица $\mathbf{U}_L$ определяется как и $\mathbf{U}_M$, но при замене M на L .

$M \times L$ матрица $\mathbf{X}(t)$ — снимок данных (снимок — одновременное взятие отсчетов с выходов всех антенных элементов) на выходе прямоугольной АР. Умножим матрицу $\mathbf{X}(t)$ слева на унитарную матрицу $\mathbf{U}_M^H$ и справа на унитарную матрицу $\mathbf{U}_L^*$. В результате $M \times L$ снимок данных принимает вид

$$\mathbf{Y}(t) = \sum_{i=1}^V s_i(t) \mathbf{U}_M^H \bar{\mathbf{A}}(\omega_i, \mu_i) \mathbf{U}_L^* + \mathbf{U}_M^H \mathbf{N}(t) \mathbf{U}_L^*. \quad (14)$$

В соответствии с (14) из преобразования снимка данных (матрицы измерений) следует изменение векторов АФР источников. При этом $M \times L$ матрица АФР становится вещественной

$$\mathbf{D}(\omega, \mu) = \mathbf{U}_M^H \bar{\mathbf{A}}(\omega, \mu) \mathbf{U}_L^* = \mathbf{d}_M(\omega) \mathbf{d}_L^T(\mu), \quad (15)$$

где $\mathbf{d}_M(\omega) = \mathbf{U}_M^H \bar{\mathbf{a}}_M(\omega)$, $\mathbf{d}_L(\mu) = \mathbf{U}_L^H \bar{\mathbf{a}}_L(\mu)$ — вещественные вектора АФР.

Применяя оператор $\text{vec}(\cdot)$ к (14) и используя (5), представим матрицу $\mathbf{Y}(t)$ в векторной форме $\mathbf{y}(t) = \text{vec}(\mathbf{Y}(t))$

$$\mathbf{y}(t) = \mathbf{P}^H \mathbf{x} = \mathbf{P}^H \bar{\mathcal{A}} \mathbf{s}(t) + \mathbf{P}^H \mathbf{n}(t), \quad (16)$$

где $\mathbf{P} = [\mathbf{U}_L \otimes \mathbf{U}_M]$ — матрица размером $ML \times ML$, $\bar{\mathcal{A}} = [\bar{\mathbf{a}}_L(\mu_1) \otimes \bar{\mathbf{a}}_M(\omega_1) | \dots | \bar{\mathbf{a}}_L(\mu_V) \otimes \bar{\mathbf{a}}_M(\omega_V)]$. Отметим, что корреляционная матрица шума из-за умножения $\mathbf{n}(t)$ на матрицу $\mathbf{P}^H$ не изменяется, так как $\mathbf{P}^H \mathbf{P} = \mathbf{I}_{ML}$.

$ML \times 1$ вектор $\mathbf{y}(t)$ — столбец $ML \times N_c$ матрицы данных $\mathbf{y} = [\mathbf{y}(t_1), \dots, \mathbf{y}(t_{N_c})]$, где N_c — число снимков. Из (16) следует, что ПКМ сигналов после линейного преобразования $\mathbf{R}_y = \mathbf{P}^H \mathbf{R}_x \mathbf{P}$ имеет вид

$$\mathbf{R}_y = \mathbf{P}^H \bar{\mathbf{A}} \mathbf{S} \bar{\mathbf{A}}^H \mathbf{P} + \sigma_n^2 \mathbf{I} = \mathbf{D} \mathbf{S} \mathbf{D}^H + \sigma_n^2 \mathbf{I}, \quad (17)$$

где $\mathbf{D} = \mathbf{P}^H \bar{\mathbf{A}} = [\mathbf{d}(\omega_1, \mu_1), \dots, \mathbf{d}(\omega_V, \mu_V)]$ – вещественная матрица векторов АФР после линейного преобразования, $\mathbf{d}(\omega, \mu) = \text{vec}(\mathbf{D}(\omega, \mu)) = \mathbf{d}_L(\mu) \otimes \mathbf{d}_M(\omega)$.

Так как $\tilde{\mathbf{I}}_{ML} \tilde{\mathbf{I}}_{ML} = \mathbf{I}_{ML}$, то, используя (8, 11) и свойство сопряженной центросимметричности матриц унитарного преобразования $\mathbf{U}_M^H \tilde{\mathbf{I}}_M = \mathbf{U}_M^T$, можно показать, что матрица $\mathbf{D} = \mathbf{P}^H \bar{\mathbf{A}}$ является вещественной

$$\mathbf{D} = \mathbf{P}^H \tilde{\mathbf{I}}_{ML} \tilde{\mathbf{I}}_{ML} \bar{\mathbf{A}} = \mathbf{D}^*. \quad (18)$$

По аналогии с одномерным случаем [14] отметим, что ввиду персимметричности $ML \times ML$ эрмитовой ПКМ $\mathbf{R}_x$ матрица $\mathbf{R}_y = \mathbf{P}^H \mathbf{R}_x \mathbf{P}$ вещественна и симметрична. СЗ и СВ вещественной симметричной матрицы вещественны [1-4]. Поэтому разложение по СЗ и СВ матрицы $\mathbf{R}_y = \mathbf{P}^H \mathbf{R}_x \mathbf{P}$ требует лишь вещественных вычислений. Максимально правдоподобная оценка ПКМ общего вида $\hat{\mathbf{R}}_x$ эрмитова, но не персимметрична. Поэтому при оценке НП вместо $\hat{\mathbf{R}}_y = \mathbf{P}^H \hat{\mathbf{R}}_x \mathbf{P}$ используют вещественную ПКМ $\hat{\mathbf{R}}_{yr} = \text{Re}(\mathbf{P}^H \hat{\mathbf{R}}_x \mathbf{P}) = \mathbf{P}^H \hat{\mathbf{R}}_x^{fb} \mathbf{P}$, где верхний индекс fb указывает на усреднение в прямом – обратном направлении, то есть $\hat{\mathbf{R}}_x^{fb} = [\hat{\mathbf{R}}_x + \tilde{\mathbf{I}} \hat{\mathbf{R}}_x^* \tilde{\mathbf{I}}]$ [1, 4, 14].

Таким образом, из (17) и (18) следует, что

$$\hat{\mathbf{R}}_{yr} = \text{Re}\{\hat{\mathbf{R}}_y\} = \mathbf{D} \text{Re}\{\mathbf{S}\} \mathbf{D}^T + \sigma^2 \mathbf{I}. \quad (19)$$

Пеленгация источников шумового излучения двумерными унитарным и модифицированным унитарным алгоритмами ESPRIT базируется на информации, которая содержится в сигнальных СВ (матрице $\hat{\mathbf{E}}_s$) вещественной ПКМ $\hat{\mathbf{R}}_{yr}$

$$\hat{\mathbf{R}}_{yr} = \hat{\mathbf{E}}_s \hat{\mathbf{A}}_{su} \hat{\mathbf{E}}_{su}^H + \hat{\mathbf{E}}_n \hat{\mathbf{A}}_{nu} \hat{\mathbf{E}}_{nu}^H. \quad (20)$$

Вместо выполнения разложения по СЗ и СВ ПКМ может быть выполнено разложение по сингулярным значениям и сингулярным векторам матрицы $[\text{Re}(\mathbf{y}), \text{Im}(\mathbf{y})]$ [1, 12]. При этом вместо матрицы СВ ППС $\hat{\mathbf{E}}_s$ используется матрица (которую можно обозначить также), сформированная из $\hat{\mathbf{V}}$ левых сингулярных векторов матрицы $[\text{Re}(\mathbf{y}), \text{Im}(\mathbf{y})]$, где $\mathbf{y} = [\mathbf{y}(t_1), \dots, \mathbf{y}(t_{N_c})]$, соответствующих V наибольшим сингулярным значениям матрицы $[\text{Re}(\mathbf{y}), \text{Im}(\mathbf{y})]$ [11, 12].

2.2. Основные соотношения и характеристика алгоритма

Вначале покажем как изменяется базовая для алгоритма ESPRIT идея сдвига для двумерной АР. Для оценки одной из ПЧ (ω) осуществляется сдвиг по столбцам АР (рис. 3 а).

В этом случае $M \times L$ прямоугольная АР может быть рассмотрена как две перекрывающиеся $(M-1) \times L$ подрешетки с $(M-2) \times L$ общими элементами. Матричные формы АФР для каждой из подрешеток в этом случае определяются как первые $M-1$ и последние $M-1$ строки матрицы

$\bar{\mathbf{A}}(\omega, \mu) - \mathbf{J}_1 \bar{\mathbf{A}}(\omega, \mu)$ и $\mathbf{J}_2 \bar{\mathbf{A}}(\omega, \mu)$, где $\mathbf{J}_1$ и $\mathbf{J}_2$ – матрицы выбора, $\mathbf{J}_1 = [\mathbf{I}_{M-1} \mathbf{0}_{M-1 \times 1}]$, $\mathbf{J}_2 = [\mathbf{0}_{M-1 \times 1} \mathbf{I}_{M-1}]$.

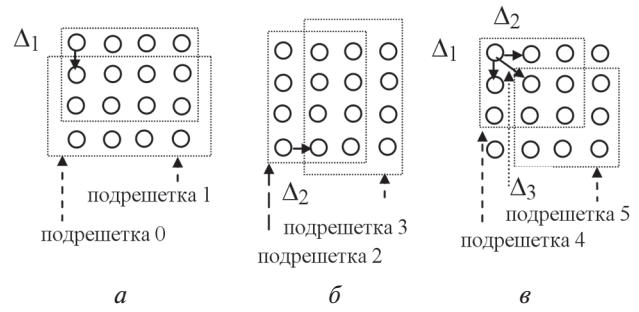


Рис. 3. Примеры сдвигов подрешеток:

а – сдвиг по строкам ($\tilde{m}=1$);

б – сдвиг по столбцам ($\tilde{l}=1$); в – одновременный сдвиг по столбцам и строкам ($\tilde{l}=1, \tilde{m}=1$)

Вывод основных соотношений начнем с так называемого свойства инвариантности относительно сдвига [1-5, 10-14]. Матричная форма векторов АФР каждого источника удовлетворяет этому свойству, которое в обобщенном виде может быть записано как

$$\exp(j\omega) \mathbf{J}_1 \bar{\mathbf{A}}(\omega, \mu) = \mathbf{J}_2 \bar{\mathbf{A}}(\omega, \mu). \quad (21)$$

Множитель $\exp(j\omega)$ содержит требуемую информацию об одной ПЧ источника излучения.

Умножим в (21) матричные формы АФР для 2-х подрешеток справа на единичную матрицу соответствующего размера ($\mathbf{I}_L$). Применив оператор $\text{vec}(\cdot)$ и используя (5), получим (21) в векторной форме

$$\exp(j\omega) \mathbf{T}_1 [\bar{\mathbf{a}}_L(\mu) \otimes \bar{\mathbf{a}}_M(\omega)] = \mathbf{T}_2 [\bar{\mathbf{a}}_L(\mu) \otimes \bar{\mathbf{a}}_M(\omega)], \quad (22)$$

где $\mathbf{T}_1 = \mathbf{I}_L \otimes \mathbf{J}_1$, $\mathbf{T}_2 = \mathbf{I}_L \otimes \mathbf{J}_2$.

Для оценки другой ПЧ осуществляется сдвиг по столбцам АР (рис. 3 а). Матричные формы АФР для каждой из подрешеток определяются как первые $L-1$ и последние $L-1$ столбцы матрицы $\bar{\mathbf{A}}(\omega, \mu)$, то есть $\bar{\mathbf{A}}(\omega, \mu) \mathbf{J}_3$ и $\bar{\mathbf{A}}(\omega, \mu) \mathbf{J}_4$. Тут $\mathbf{J}_3 = \begin{bmatrix} \mathbf{I}_{L-1} \\ \mathbf{0}_{1 \times L-1} \end{bmatrix}$ и $\mathbf{J}_4 = \begin{bmatrix} \mathbf{0}_{L-1 \times 1} \\ \mathbf{I}_{L-1} \end{bmatrix}$ – $L \times (L-1)$ матрицы выбора. Аналог (21) в этом случае примет вид

$$\exp(j\mu) \bar{\mathbf{A}}(\omega, \mu) \mathbf{J}_3 = \bar{\mathbf{A}}(\omega, \mu) \mathbf{J}_4. \quad (23)$$

Проведя преобразования, аналогичные выполняемым с (21) (за исключением умножения матричных форм АФР подрешеток слева на $\mathbf{I}_M$), получим векторную форму (23)

$$\exp(j\mu) \mathbf{T}_3 [\bar{\mathbf{a}}_L(\mu) \otimes \bar{\mathbf{a}}_M(\omega)] = \mathbf{T}_4 [\bar{\mathbf{a}}_L(\mu) \otimes \bar{\mathbf{a}}_M(\omega)], \quad (24)$$

где $\mathbf{T}_3 = \mathbf{J}_3^T \otimes \mathbf{I}_M$, а $\mathbf{T}_4 = \mathbf{J}_4^T \otimes \mathbf{I}_M$.

Так как обе координаты надо определить одновременно, сдвиг по столбцам и строкам АР осуществляется одновременно (рис. 3 в).

По аналогии с одномерным случаем рассмотрим модифицированный алгоритм ESPRIT при произвольном сдвиге по строкам и столбцам. Для такого сдвига $(M-\tilde{m}) \times M$ матрицы выбора $\mathbf{J}_{1\tilde{m}}$ и $\mathbf{J}_{2\tilde{m}}$ приобретают такой вид – $\mathbf{J}_{1\tilde{m}} = [\mathbf{I}_{M-\tilde{m}} \mathbf{0}_{(M-\tilde{m}) \times \tilde{m}}]$, $\mathbf{J}_{2\tilde{m}} = [\mathbf{0}_{(M-\tilde{m}) \times \tilde{m}} \mathbf{I}_{M-\tilde{m}}]$, а $(L-\tilde{l}) \times L$ матрицы выбо-

ра — $\mathbf{J}_{3\tilde{l}} = [\mathbf{I}_{L-\tilde{l}} \mathbf{0}_{(L-\tilde{l}) \times \tilde{l}}]$ и $\mathbf{J}_{4\tilde{l}} = [\mathbf{0}_{(L-\tilde{l}) \times \tilde{l}} \mathbf{I}_{L-\tilde{l}}]$. Частный случай $\tilde{m} = \tilde{l} = 1$ соответствует двумерному унитарному алгоритму ESPRIT [12].

При условии, что вектор $\mathbf{d}_M(\omega)$ удовлетворяет условию инвариантности относительно сдвига вида $\text{tg}(\tilde{m}\omega/2)\mathbf{K}_{1\tilde{m}}\mathbf{d}_M(\omega) = \mathbf{K}_{2\tilde{m}}\mathbf{d}_M(\omega)$, где $(M - \tilde{m}) \times M$ вещественные матрицы $\mathbf{K}_{1\tilde{m}}$, $\mathbf{K}_{2\tilde{m}}$ определяются как $\mathbf{K}_{1\tilde{m}} = \text{Re}(\mathbf{U}_{M-\tilde{m}}^H \mathbf{J}_{2\tilde{m}} \mathbf{U})$ и $\mathbf{K}_{2\tilde{m}} = \text{Im}(\mathbf{U}_{M-\tilde{m}}^H \mathbf{J}_2 \mathbf{U})$, матрица $\mathbf{D}(\omega, \mu) = \mathbf{d}_M(\omega)\mathbf{d}_L^T(\mu)$ удовлетворяет следующему равенству

$$\text{tg}(\tilde{m}\omega/2)\mathbf{K}_{1\tilde{m}}\mathbf{D}(\omega, \mu) = \mathbf{K}_{2\tilde{m}}\mathbf{D}(\omega, \mu). \quad (25)$$

Применяя свойство оператора $\text{vec}(\cdot)$ к (25), получим

$$\text{tg}(\tilde{m}\omega/2)\mathbf{K}_{\omega 1}\mathbf{d}(\omega, \mu) = \mathbf{K}_{\omega 2}\mathbf{d}(\omega, \mu), \quad (26)$$

где $\mathbf{d}(\omega, \mu) = \text{vec}(\mathbf{D}(\omega, \mu))$, а $\mathbf{K}_{\omega 1}$, $\mathbf{K}_{\omega 2}$ — $(M - \tilde{m})L \times ML$ матрицы

$$\mathbf{K}_{\omega 1} = \mathbf{I}_L \otimes \mathbf{K}_{1\tilde{m}}, \quad \mathbf{K}_{\omega 2} = \mathbf{I}_L \otimes \mathbf{K}_{2\tilde{m}}. \quad (27)$$

Вектор $\mathbf{d}_L(\mu)$ удовлетворяет матричному уравнению $\text{tg}(\tilde{l}\mu/2)\mathbf{K}_{3\tilde{l}}\mathbf{d}_L(\mu) = \mathbf{K}_{4\tilde{l}}\mathbf{d}_L(\mu)$, где матрицы $\mathbf{K}_{3\tilde{l}} = \text{Re}(\mathbf{U}_{L-\tilde{l}}^H \mathbf{J}_4 \mathbf{U})$ и $\mathbf{K}_{4\tilde{l}} = \text{Im}(\mathbf{U}_{L-\tilde{l}}^H \mathbf{J}_4 \mathbf{U})$ — вещественные размером $(L - \tilde{l}) \times L$. Из этого следует, что матрица $\mathbf{D}(\omega, \mu) = \mathbf{d}_M(\omega)\mathbf{d}_L^T(\mu)$ удовлетворяет равенству

$$\text{tg}(\tilde{l}\mu/2)\mathbf{D}(\omega, \mu)\mathbf{K}_{3\tilde{l}}^T = \mathbf{D}(\omega, \mu)\mathbf{K}_{4\tilde{l}}^T. \quad (28)$$

Применив оператор $\text{vec}(\cdot)$ к (28), получим

$$\text{tg}(\tilde{l}\mu/2)\mathbf{K}_{\mu 1}\mathbf{d}(\omega, \mu) = \mathbf{K}_{\mu 2}\mathbf{d}(\omega, \mu), \quad (29)$$

где $\mathbf{K}_{\mu 1} = \mathbf{K}_{3\tilde{l}} \otimes \mathbf{I}_M$, $\mathbf{K}_{\mu 2} = \mathbf{K}_{4\tilde{l}} \otimes \mathbf{I}_M$ — вещественные $(L - \tilde{l})M \times LM$ матрицы.

Рассмотрим $ML \times V$ вещественную матрицу $\mathcal{D} = [\mathbf{d}(\omega_1, \mu_1), \dots, \mathbf{d}(\omega_V, \mu_V)]$. Исходя из (26), матрица $\mathcal{D}$ удовлетворяет следующему равенству

$$\mathbf{K}_{\omega 1}\mathcal{D}\mathbf{\Omega}_{\omega} = \mathbf{K}_{\omega 2}\mathcal{D}, \quad (30)$$

где $\mathbf{\Omega}_{\omega} = \text{diag}[\text{tg}(\tilde{m}\omega_1/2), \dots, \text{tg}(\tilde{m}\omega_V/2)]$ содержит желаемую информацию о ПЧ источников ω . В свою очередь, согласно (29)

$$\mathbf{K}_{\mu 1}\mathcal{D}\mathbf{\Omega}_{\mu} = \mathbf{K}_{\mu 2}\mathcal{D}, \quad (31)$$

где $\mathbf{\Omega}_{\mu} = \text{diag}[\text{tg}(\tilde{l}\mu_1/2), \dots, \text{tg}(\tilde{l}\mu_V/2)]$.

В асимптотическом случае справедливо равенство $\mathbf{E}_s = \mathcal{D}\mathbf{T}$, где $\mathbf{T}$ — некоторая неизвестная $V \times V$ вещественная матрица [12, 14]. По аналогии с [14] запишем следующие матричные равенства

$$\mathbf{K}_{\omega 1}\mathbf{E}_s\mathbf{\Psi}_{\omega} = \mathbf{K}_{\omega 2}\mathbf{E}_s, \quad \text{где } \mathbf{\Psi}_{\omega} = \mathbf{T}^{-1}\mathbf{\Omega}_{\omega}\mathbf{T}, \quad (32)$$

$$\mathbf{K}_{\mu 1}\mathbf{E}_s\mathbf{\Psi}_{\mu} = \mathbf{K}_{\mu 2}\mathbf{E}_s, \quad \text{где } \mathbf{\Psi}_{\mu} = \mathbf{T}^{-1}\mathbf{\Omega}_{\mu}\mathbf{T}. \quad (33)$$

Таким образом, вещественные матрицы $\mathbf{\Psi}_{\omega}$, $\mathbf{\Psi}_{\mu}$ связаны с диагональными матрицами $\mathbf{\Omega}_{\omega}$, $\mathbf{\Omega}_{\mu}$ преобразованиями подобия (матрицей СВ $\mathbf{T}$). Более того, они разделяют одно и то же множество СВ $\mathbf{T}$. Проблема состоит в поиске обратимой матрицы $\mathbf{T}$, которая одновременно диагонализует две матрицы: $\mathbf{\Psi}_{\omega}$, $\mathbf{\Psi}_{\mu}$. Задача спаривания оценок ПЧ заключается в размещении СЗ матриц $\mathbf{\Psi}_j$, $j = \omega, \mu$ в одинаковом порядке. Рассмотрим эту задачу более подробно.

Автоматическое спаривание оценок ПЧ ω и μ облегчается тем, что в выражениях (30, 31) все величины вещественны. В случае отсутствия шума ($\sigma^2 \rightarrow 0$) или бесконечного числа снимков данных ($N_c \rightarrow \infty$) вещественные СЗ матрицы $\mathbf{\Psi}_j$, $j = \omega, \mu$, являющиеся решением уравнений (32, 33), равны $\text{tg}(\omega_i)$ и $\text{tg}(\mu_i)$, соответственно. Если эти СЗ вычислить отдельно, то задача спаривания двух множеств оценок ПЧ будет довольно трудной. Можно выбрать вещественную матрицу СВ $\mathbf{T}$ такой, чтобы все матрицы, которые появляются в спектральных разложениях $\mathbf{\Psi}_j = \mathbf{T}^{-1}\mathbf{\Omega}_j\mathbf{T}$, $j = \omega, \mu$, были вещественны [1, 12, 17, 18]. Если матрица $\mathbf{T}$ одинакова для обеих спектральных разложений, то диагональные элементы матриц $\mathbf{\Psi}_j$, $j = \omega, \mu$ и, как результат, соответствующие оценки ПЧ будут автоматически спариваться.

Однако, на практике всегда присутствует шум и доступно конечное число выборок данных. Поэтому, матрицы $\mathbf{\Psi}_j$ разделяют не совсем одинаковое множество СВ. Очевидно, что определение аппроксимации множества общих СВ (матрицы $\mathbf{T}$) только из одной $\mathbf{\Psi}_j$ не является наилучшим решением, так как выбор одной из $\mathbf{\Psi}_j$ произволен, а информация, которая содержится в другой $\mathbf{\Psi}_j$, теряется. Более того, каждая из $\mathbf{\Psi}_j$ может иметь несколько кратных (вырожденных) СЗ, тогда как вместе они имеют хорошо определенные общие СВ матрицы $\mathbf{T}$ (для $\sigma^2 \rightarrow 0$ или $N_c \rightarrow \infty$). В данном случае такая проблема решается вычислением СЗ матрицы $\mathbf{\Psi}_{\omega} + j\mathbf{\Psi}_{\mu}$ [1, 4, 12]

$$\mathbf{\Psi}_{\omega} + j\mathbf{\Psi}_{\mu} = \mathbf{T}^{-1}(\mathbf{\Omega}_{\omega} + j\mathbf{\Omega}_{\mu})\mathbf{T}. \quad (34)$$

Сдвиг по осям x, y может быть разным, т.е., например, $\tilde{m} = 2, \tilde{l} = 1$ и наоборот (и т.д.). В этом случае меняются лишь размеры матриц $\mathbf{K}_1, \mathbf{K}_2, \mathbf{K}_3, \mathbf{K}_4$, а размеры единичных матриц $\mathbf{I}_L$, $\mathbf{I}_M$ остаются неизменными, т.е. $L \times L$, $M \times M$.

Таким образом, последовательность шагов реализации для модифицированного унитарного алгоритма ESPRIT на базе плоской АР будет следующей:

1) определить число источников излучения $\hat{V}$ одним из известных методов [1, 4];

2) вычислить матрицу $\hat{\mathbf{E}}_s$ как $\hat{V}$ левых сингулярных векторов матрицы $[\text{Re}(\mathbf{y}), \text{Im}(\mathbf{y})]$ либо как V сигнальных СВ ПКМ $\hat{\mathbf{R}}_{yr}$;

3) определить матрицу $\hat{\mathbf{\Psi}}_{\omega}$ посредством решения матричного уравнения $\mathbf{K}_{\omega 1}\hat{\mathbf{E}}_s\hat{\mathbf{\Psi}}_{\omega} \approx \mathbf{K}_{\omega 2}\hat{\mathbf{E}}_s$ размером $(M - \tilde{m})L \times \hat{V}$, где матрицы $\mathbf{K}_{\omega 1} = \mathbf{I}_L \otimes \mathbf{K}_{1\tilde{m}}$, $\mathbf{K}_{\omega 2} = \mathbf{I}_L \otimes \mathbf{K}_{2\tilde{m}}$;

4) вычислить матрицу $\hat{\mathbf{\Psi}}_{\mu}$ посредством решения матричного уравнения $\mathbf{K}_{\mu 1}\hat{\mathbf{E}}_s\hat{\mathbf{\Psi}}_{\mu} \approx \mathbf{K}_{\mu 2}\hat{\mathbf{E}}_s$ размером $(L - \tilde{l})M \times \hat{V}$, где матрицы $\mathbf{K}_{\mu 1} = \mathbf{K}_{3\tilde{l}} \otimes \mathbf{I}_M$, $\mathbf{K}_{\mu 2} = \mathbf{K}_{4\tilde{l}} \otimes \mathbf{I}_M$;

5) вычислить СЗ $\hat{V} \times \hat{V}$ матрицы $\hat{\mathbf{\Psi}}_{\omega} + j\hat{\mathbf{\Psi}}_{\mu}$ $\hat{\lambda}_i, i = 1, \dots, \hat{V}$, затем пространственные частоты $\hat{\omega}_i = c_1 \arctg(\text{Re}(\hat{\lambda}_i))$, $\hat{\mu}_i = c_2 \arctg(\text{Im}(\hat{\lambda}_i))$, $i = 1, \dots, \hat{V}$, $c_1 = 2/\tilde{m}$, $c_2 = 2/\tilde{l}$.

Решение матричных уравнений вида $(\hat{\mathbf{K}}_1 \hat{\mathbf{E}}_s) \hat{\Psi} \approx \mathbf{K}_2 \hat{\mathbf{E}}_s$ возможно либо методом LS, либо методом TLS [1, 4].

Ценой платы за повышение точности оценивания является уменьшение числа разрешаемых источников до величины $\min\{L(M - \tilde{m}), M(L - \tilde{l})\}$, а также уменьшение сектора однозначного определения угловых координат. Величина сдвига между подрешетками Δ определяет диапазон однозначного определения направляющих косинусов

$$-\pi \leq 2\pi(\Delta_1/\lambda)u \leq \pi, \quad -\pi \leq 2\pi(\Delta_2/\lambda)\vartheta \leq \pi. \quad (35)$$

Для того, чтобы измерения были однозначными, величина сдвига должна быть $\Delta \leq \lambda/2$. С ростом Δ диапазон однозначного определения направляющих косинусов равен $[-0.33...0.33]$. Выбор величины сдвига, при которой (35) не выполняется, ведет к проблеме неоднозначности оценивания. Для ее решения может быть использован метод многошальных измерений [19].

3. РЕЗУЛЬТАТЫ ИМИТАЦИОННОГО МОДЕЛИРОВАНИЯ

В целях проведения сравнительного анализа разработанной модификации двумерного унитарного ESPRIT была использована $M = L = 12$ прямоугольная эквидистантная АР (т.е. $d_x = d_y = \lambda/2$). Моделировался процесс сверхразрешения двух равномошных источников шумовых колебаний. В первом случае угловые координаты равнялись $(u_1, \vartheta_1) = (0, 0)$, $(u_2, \vartheta_2) = (0.08, 0.08)$, где u_v и ϑ_v — направляющие косинусы v -го источника относительно оси x и y , соответственно. Таким образом, источники разнесены u и ϑ на 0.5 предела разрешения по Рэлею (половину ширины лепестка ДН). Число выборок данных равнялось $N = 64$, число испытаний, выполненных для получения каждой точки графиков, $B = 1000$. Под ОСШ понималась величина $10 \log(\sigma_s^2 / \sigma_n^2)$, где σ_s^2 — мощность источника излучения.

Среднеквадратическая ошибка (СКО) определения координат усреднялись по источникам

$$RMSE = \sqrt{\frac{1}{BV} \sum_{v=1}^V \sum_{b=1}^B [(\hat{u}_{vb} - u_v)^2 + (\hat{\vartheta}_{vb} - \vartheta_v)^2]}, \quad (36)$$

где $\hat{u}_{vb}$ и $\hat{\vartheta}_{vb}$ — оценки направляющих косинусов v -го источника на b -м прогоне (испытании).

Исследовалась зависимость точности оценивания двумерного модифицированного унитарного алгоритма ESPRIT при разных значениях величины сдвига между подрешетками ($\Delta = \lambda, 1.5\lambda, 2\lambda, 2.5\lambda, 3\lambda$) от ОСШ. Результаты моделирования приведены на рис. 4. Для удобства анализа результатов моделирования на рисунке не приведены кривые СКО, соответствующие $\tilde{m}, \tilde{l} = 4, 5$ (эти кривые проходят между кривой, соответствующей $\tilde{m}, \tilde{l} = 3$ ($\Delta = 1.5\lambda$), и кривой, соответствующей $\tilde{m}, \tilde{l} = 6$ ($\Delta = 3\lambda$)).

Из анализа рис. 4 следует, что в рассматриваемом случае для двумерного унитарного ESPRIT максимальное перекрытие подрешеток ($\tilde{m} = 1$) не позволяет получить наилучшую точность оценивания.

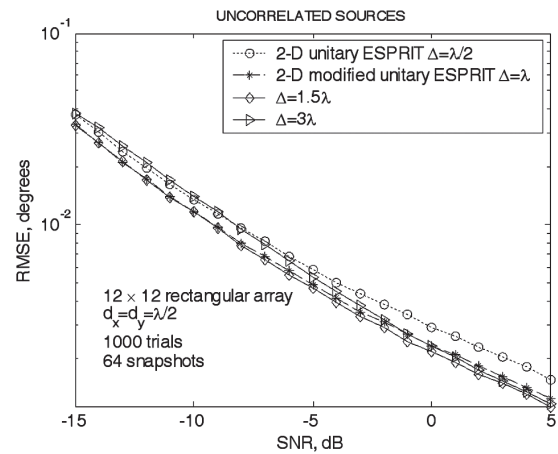


Рис. 4. Зависимость СКО оценивания угловых координат от ОСШ $(u_1, \vartheta_1) = (0, 0)$, $(u_2, \vartheta_2) = (0.08, 0.08)$

Минимальной СКО обладает предложенный алгоритм при сдвиге подрешеток на 3 элемента $\tilde{m}, \tilde{l} = 3$ ($\Delta = 1.5\lambda$), то есть при $\tilde{m}, \tilde{l} = M/4$. Последующее увеличение величины сдвига приводит к увеличению СКО оценивания при низком ОСШ до величины, превышающей величину СКО двумерного унитарного ESPRIT. Это может быть объяснено недостаточностью апертуры подрешетки для разрешения источников с заданной угловой базой.

Во втором случае угловые координаты равнялись $(u_1, \vartheta_1) = (0, 0)$, $(u_2, \vartheta_2) = (0, 0.08)$. Таким образом, одна из координат была одинаковой, а по второй сохранялся разнос, равный 0.08. Величины сдвига брались, как и для рис. 4. Результаты моделирования приведены на рис. 5. Для упрощения анализа результатов моделирования на рисунке не приведены кривые СКО, соответствующие $\tilde{m}, \tilde{l} = 2, 4, 5$.

Минимальной СКО обладает предложенный алгоритм при сдвиге $\tilde{m}, \tilde{l} = 3$. По мере роста сдвига между подрешетками происходит увеличение СКО, что может быть объяснено по аналогии с предыдущим случаем.

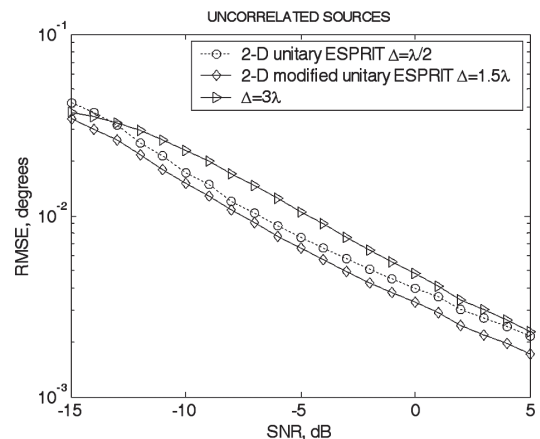


Рис. 5. Зависимость СКО оценивания угловых координат от ОСШ $(u_1, \vartheta_1) = (0, 0)$, $(u_2, \vartheta_2) = (0, 0.08)$

Таким образом, закономерности разработанного для линейной АР модифицированного унитарного алгоритма ESPRIT сохраняются и для плоской АР.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Предложенный двумерный модифицированный унитарный алгоритм ESPRIT позволяет улучшить точностные показатели (в сравнении с исходным двумерный унитарный алгоритмом ESPRIT) пеленгации источников шумового излучения при их сверхразрешении. Платой за это является уменьшение сектора однозначного определения направляющих косинусов и числа разрешаемых источников. Величина сдвига между подрешетками, выраженная в числе АЭ, может быть рекомендована от $\tilde{m}, \tilde{l} = 1$ до $\tilde{m}, \tilde{l} = M/4$.

К направлениям дальнейшей работы можно отнести применение метода унитарного преобразования и соответствующее обобщение результатов [6]. Кроме того, представляет интерес оценка точности полученного алгоритма в условиях нарушения центральной симметрии пространственных каналов приема.

Литература

- [1] Van Trees H.L. Detection, estimation and modulation theory. Part IV. Optimum array processing. John Wiley & Sons, 2002
- [2] Радиоэлектронные системы: Основы построения и теория. Справочник, изд. 2-е, переработанное и дополненное / Под ред. Я.Д. Ширмана. — М.: Радиотехника, 2007.
- [3] Radar array processing. Ed. Haykin S., Litva J., Shepherd T., Berlin: Springer Verlag, 1993.
- [4] High resolution and robust signal processing. Ed. Hua Y., Gershman A., Cheng Q., New York: Marcel Dekker, 2004.
- [5] Roy R.H. and Kailath T. ESPRIT- estimation of signal parameters via rotational invariance techniques, IEEE Trans. on ASSP, 1989. vol.37. no.7, pp.984 -995.
- [6] Манжос В.Н., Руднев М.Л. Многоцелевой моноимпульсный пеленгатор. — Изв. Вузов. Радиоэлектроника, 1989, №4, с.69-73.
- [7] Репин В.Г., Тартаковский Г.П. Статистический синтез в условиях априорной неопределенности и адаптация информационных систем. —М.: Сов.радио, 1977.
- [8] Зарицкий В.И., Кокин В.Н., Леховицкий Д.И., Саламатин В.В. Рекуррентные алгоритмы адаптивной обработки при центральной симметрии пространственно-временных каналов приема. — Радиофизика, 1985, т. XXVIII, №7, с.863-871.
- [9] Леховицкий Д.И. К теории адаптивной обработки сигналов в системах с центральной симметрией каналов приема. — Радиотехника, 1996, №100, с.140-158.
- [10] Huang K. H., Yeh C. C. A unitary transformation method for angle-of-arrival estimation, IEEE Trans. on Signal Processing, 1991, vol.39, no.4, pp.975-977.
- [11] Haardt M., Nossek J.A. Unitary-ESPRIT: how to obtain increased estimation accuracy with a reduced computational burden, IEEE Trans. on Signal Processing, 1995, vol.43, no5, pp.1232-1242.
- [12] Zoltowski M.D., Haardt M., Mathews G.P. Closed-form 2-D angle estimation with rectangular arrays in element space or beamspace via unitary ESPRIT, IEEE Trans. on Signal Processing, 1996, vol.44, no.2, pp. 316-328.
- [13] Vasilishin V.I., Kolesnikov A.N. ULA in superresolution mode by modified unitary ESPRIT algorithm, Proc. 3rd ICATT, Sevastopol, 1999, pp.254-255.
- [14] Василишин В.И. Пеленгация источников шумового излучения со сверхразрешением на основе центрально-симметричных ФАР модифицированным унитарным алгоритмом ESPRIT. — Прикладная радиоэлектроника, Харьков, 2006, т.5, №2, с.230-237.
- [15] Gansman J.A., Zoltowski M.D., Krogmeier J.V. Multidimensional multirate DOA estimation in beamspace // IEEE Trans. on Signal Processing.-1996.-vol.44, N11.-pp.2780-2792.
- [16] Дрогалин В.В., Меркулов В.И., Родзивилов В.А., Федоров И.Б., Чернов М.В. Алгоритмы оценивания угловых координат источников излучений, основанные на методах спектрального анализа. - Зарубежная радиоэлектроника, 1999, №2, с. 3-17.
- [17] Van der Veen A. J., Vanderveen M. C., Paulraj A. Joint angle and delay estimation using shift-invariance techniques, IEEE Trans. on Signal Processing, 1996, vol.46, no. 2, pp.405-418.
- [18] Haardt M., Nossek J.A Simultaneous Shur decomposition of several nonsymmetric matrices to achieve automatic pairing in multidimensional harmonic retrieval process, IEEE Trans. on Signal Processing, 1998, vol.46, no.1, pp. 161-169.
- [19] Василишин В.И. Устранение неоднозначности при оценивании угловых координат модифицированным унитарным алгоритмом ESPRIT. — Прикладная радиоэлектроника, Харьков, 2009, т.8, №4, с. 553-561.

Поступила в редколлегию 5.11.2010



Василишин Владимир Иванович, канд. техн. наук, доцент, доцент кафедры Харьковского университета Воздушных Сил. Область научных интересов: пространственно-временная обработка сигналов в информационных системах различного назначения.

УДК 621.396.96

Оцінювання кутових координат джерел випромінювання на основі прямокутної антенної решітки двоімним модифікованим алгоритмом ESPRIT / В.І. Василишин // Прикладна радіоелектроніка: наук.-техн. журнал. — 2010. Том 9. № 4. — С. 521-527.

Розглядається задача визначення кутових координат джерел шумового випромінювання в центрально-симетричних прямокутних антенних решітках. Для таких антенних решіток запропоновано алгоритм кутового надрозділення, який є модифікацією двоімного унітарного алгоритму ESPRIT та дозволяє підвищити точність пеленгації в порівнянні з двоімним унітарним ESPRIT. Приведені результати машинного моделювання.

Ключові слова: надрозділення, власноструктурні алгоритми, центрально-симетричні антенні решітки.

Іл. 05. Бібліогр.: 19 найм.

UDC 621.396.96

Estimation of angular coordinates of emitting sources on the basis of rectangular array via 2-D modified Unitary ESPRIT algorithm / V.I. Vasylishyn // Applied Radio Electronics: Sci. Mag. — 2010. Vol. 9. № 4. — P. 521-527.

The problem of angular coordinate estimation of noise sources in centro-symmetric rectangular arrays is considered. An angular superresolution algorithm is proposed for such arrays, which is the modification of the 2-D Unitary ESPRIT algorithm and which permits to improve the quality of direction finding as compared to the 2-D Unitary ESPRIT. Simulation results are presented.

Keywords: superresolution, eigenstructure algorithms, centro-symmetric antenna arrays.

Fig. 05. Ref.: 19 items.

CAMSHIFT OBJECT TRACKING ALGORITHM IMPLEMENTATION ON DM6437 EVM EVALUATION MODULE

A. VARFOLOMIEIEV, O. ANTONYUK, O. LYSENKO, M. TERESHIN

An approach to creating an automatic tracking system on the evaluation DM6437 EVM type module, is considered. The CamShift algorithm is chosen on the base of the system. The algorithm model is implemented in Matlab Simulink and ported to the evaluation module. The paper contains a description of some peculiarities related to porting of the algorithm model to the DM6437 EVM board. The pictures included show the behavior of the system working with actual video sequences. Comparison of the optimized and non-optimized versions of the program from the viewpoint of operation speed is also performed.

Keywords: object tracking, CamShift algorithm, DSP, DM6437, Simulink.

INTRODUCTION

Automatic object tracking is a digital image processing method, which consists in finding and tracking various moving objects through successive frames of the video sequence [1]. This function of computer vision is widely used in computer-human interfaces, robotics, medical applications, surveillance, etc. [1, 2]. Of particular interest is realization of automatic tracking systems on embedded platforms. The work described below represents one of such implementations.

Creation of automatic tracking systems on embedded platforms includes two problems: selection of appropriate platform and of the corresponding tracking algorithm able to provide acceptable reliability and speed.

For our applied problem we used a digital signal processor (DSP) oriented to video image processing. Particularly, we took the DSP, type TMS320DM6437, used as a basis for the debugging means called Spectrum Digital DM6437 EVM – in accordance with the task to be solved.

Most of recently developed tracking algorithms use the following principles: correlation methods, optical flow, background subtraction, particle filtering, methods based on probability density evaluation, etc. The correlation and optical flow methods are distinguished with their high computational complexity making them hardly suitable for real-time applications [3]. The background subtraction has low robustness in the presence of noise, and cannot work when the observation camera is moving. The particle filtering is a trade-off of reliability and operation speed (its implementation on DSP platform was described in [4]). In our design, we use an approach based on the probability density estimation algorithm known as CamShift. This simple technique has low computational cost and can perform in real-time mode on DSP. Camshift has sufficient reliability, is able to track non-rigid objects when the camera is moving, shows low sensitivity to noise and occlusions.

The next sections of this paper describe the CamShift algorithm and its realization on DM6437 EVM board.

1. CAMSHIFT ALGORITHM

The camshift algorithm was developed for effective face-and-head tracking in perceptual user interfaces. Its main part represents a robust non-parametric technique for climbing density gradients permitting to find the peak of probability density. In the literature this approach is called the mean-shift algorithm [5].

The original camshift algorithm uses one-dimensional histogram as a captured object model. The histogram consists of the hue (H) channel in HSV color space. We used the following equations to express the H value through RGB triplet:

$$MAX = \arg \max(R, G, B)$$

$$MIN = \arg \min(R, G, B)$$

$$H' = \begin{cases} \frac{G - B}{MAX - MIN}, & \text{if } R = MAX \\ 2 + \frac{B - R}{MAX - MIN}, & \text{if } G = MAX \\ 4 + \frac{R - G}{MAX - MIN}, & \text{if } B = MAX \end{cases} \quad (1)$$

$$H = \begin{cases} H'/6, & \text{if } H' > 0 \\ H'/6 + 255, & \text{if } H' < 0 \end{cases}$$

The object search is being conducted through finding the probability distribution maximum obtained from a so-called histogram back-projection procedure. In order to reduce the amount of calculations, the colour probability distribution is scanned not over the whole image. Instead, we restrict ourselves with calculating the distribution in a smaller image region surrounding the current search window.

The camshift algorithm reduces to the following sequence of steps [5]:

- 1) Set the calculation region of the probability distribution equal to the whole frame.
- 2) Choose the initial location of the two-dimensional meanshift search window.
- 3) Calculate the colour probability distribution in the 2D region centred on the search window loca-

tion in an area slightly larger than the mean-shift window size.

4) Perform the search of the maximum density probability using the mean-shift parameter for convergence or for setting the number of iterations. Store the zero moment (area or size) and middle position.

5) For the next video frame, place the search window in the middle position fixed in step 4, and set the window size in conformity to the last moment. Go to step 3.

As mentioned above, the probability distribution at step 2 is calculated by the back-projection procedure. This low-level operation puts the pixel values in the image into correspondence with the values of target's histogram bins.

The search for the object performed at step 4 requires calculation of the moments. To do this, the following formulas are used:

For discrete 2D image probability distributions, the mean location (the centroid) within the search window (steps 3 and 4) can be determined as follows:

$$\begin{aligned} M_{00} &= \sum_x \sum_y I(x, y), \\ M_{10} &= \sum_x \sum_y xI(x, y), \quad M_{01} = \sum_x \sum_y yI(x, y), \quad (2) \\ x_c &= \frac{M_{10}}{M_{00}}, \quad y_c = \frac{M_{01}}{M_{00}}, \end{aligned}$$

where $I(x, y)$ is the value of discrete probability distribution at a point (x, y) on the back-projected image; the values x and y vary within the search window; M_{00} – zero moment; M_{01} and M_{10} – first moments; (x_c, y_c) – mean location of the search window (centroid). Calculation of mean location is performed iteratively until the least shift of one pixel in both x_c and y_c values is attained. The number of iterations seldom exceeds 10–20 [6].

The scale and shape of the distribution (object's scale and shape) are calculated using the equations [5, 6]

$$\begin{aligned} M_{20} &= \sum_x \sum_y x^2 I(x, y), \quad M_{02} = \sum_x \sum_y y^2 I(x, y), \\ M_{11} &= \sum_x \sum_y xy I(x, y), \end{aligned}$$

The first two eigenvalues (major length and width) of the probability distribution (corresponding to our object) captured by camshift can be calculated in closed form through central moments:

$$\begin{aligned} \mu_{20} &= \frac{M_{20}}{M_{00}} - x_c^2, \quad \mu_{02} = \frac{M_{02}}{M_{00}} - y_c^2, \\ \mu_{11} &= 2 \left(\frac{M_{11}}{M_{00}} - x_c y_c \right), \end{aligned}$$

The minor and major semi-axes w and l of the distribution centroid can be determined from the following equations:

$$w = \sqrt{\frac{(\mu_{20} + \mu_{02}) - \sqrt{\mu_{11}^2 + (\mu_{20} - \mu_{02})^2}}{2}},$$

$$l = \sqrt{\frac{(\mu_{20} + \mu_{02}) + \sqrt{\mu_{11}^2 + (\mu_{20} - \mu_{02})^2}}{2}}.$$

The object orientation θ (major axis inclination) is calculated by the formula:

$$\theta = \frac{1}{2} \arctan \left(\frac{\mu_{11}}{\mu_{20} - \mu_{02}} \right).$$

If the target histogram contains a whole number of features that belong to a background image or some adjacent objects, the target position and scale can hardly be determined accurately. To cope with this problem, a simple technique is employed: we decreased the weights of target's histogram bins belonging simultaneously to the background histogram. In other words, we use the ratio between target's histogram bins and the respective background histogram bins (the background corresponds to images outside the initial search window) – the so-called histogram weighing. Having simplified denotations adopted in [7], the histogram weighing can be written as:

$$q_r = \begin{cases} q_o / q_b, & q_b \neq 0 \\ q_o, & \text{otherwise} \end{cases}, \quad (3)$$

where q_r is the weighed histogram (ratio histogram); q_o is the target histogram; and q_b is the background histogram.

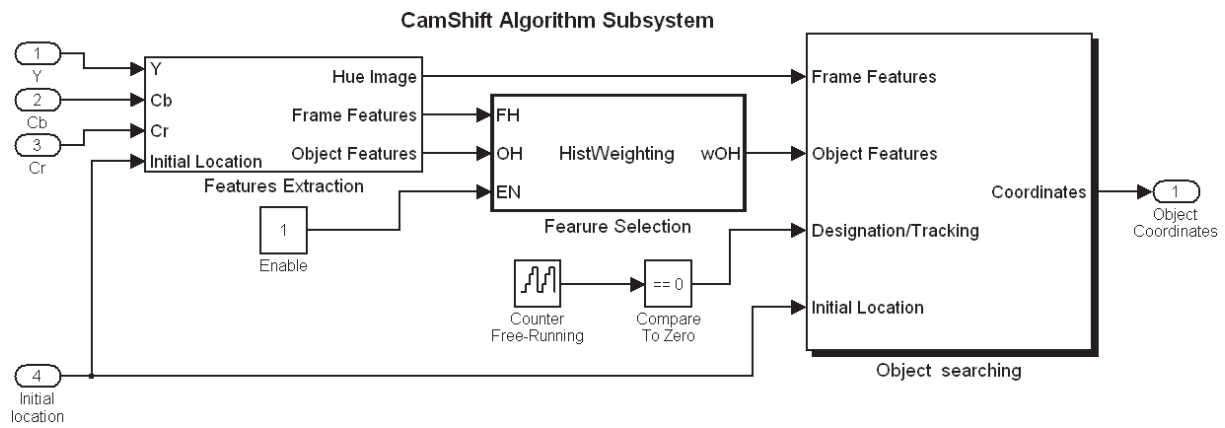
More detailed description of camshift and mean-shift algorithms for object tracking is contained in [5-7].

2. SOFTWARE IMPLEMENTATION

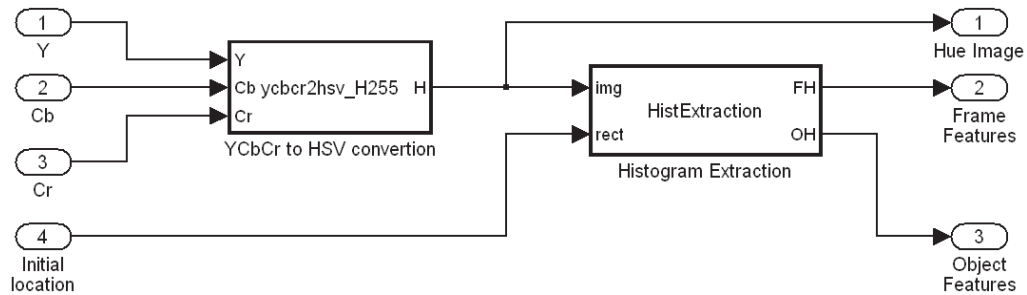
To simplify realization of the above algorithm on DM6437 EVM we used Matlab Simulink environment. Such an approach allows debugging the algorithm on a general-purpose computer, and then porting it to the desired platform. Simulink model, which realizes camshift algorithm, is presented on fig. 1 a). Its input signals are following a frame in YCbCr colour space format and initial position of a tracking object. The object's representation (its histogram) extracted from the designated location of the first frame.

The *Features Extraction* block performs corresponding operation from the input frame, its structure showed on fig. 1 b). Since there is no procedure in Simulink for the direct colour conversion from YCbCr to HSV space, it was realized as the embedded Matlab function. Colour space conversion carried out through the intermediate RGB colour space by equation (1). The function's output is only Hue component. Then, *HistExtraction* procedure calculates two histograms: first, is the object histogram (*OH*) and second is the histogram of the image outside the object's rectangle (*FH*). Signals *Hue*, *OH* and *FH* propagate to the subsequent blocks.

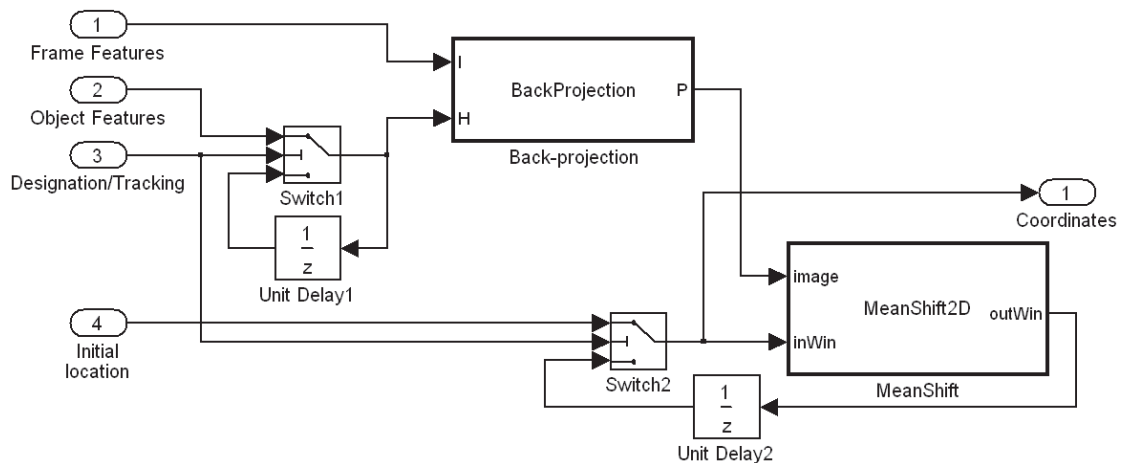
The *Features Selection* block implements histogram-weighting procedure, defined by equation (3). This procedure actually makes simple *OH* by *FH* histograms bins-wise division, when the *enable* signal is not equal to zero (i.e. histogram weighting can be turned off).



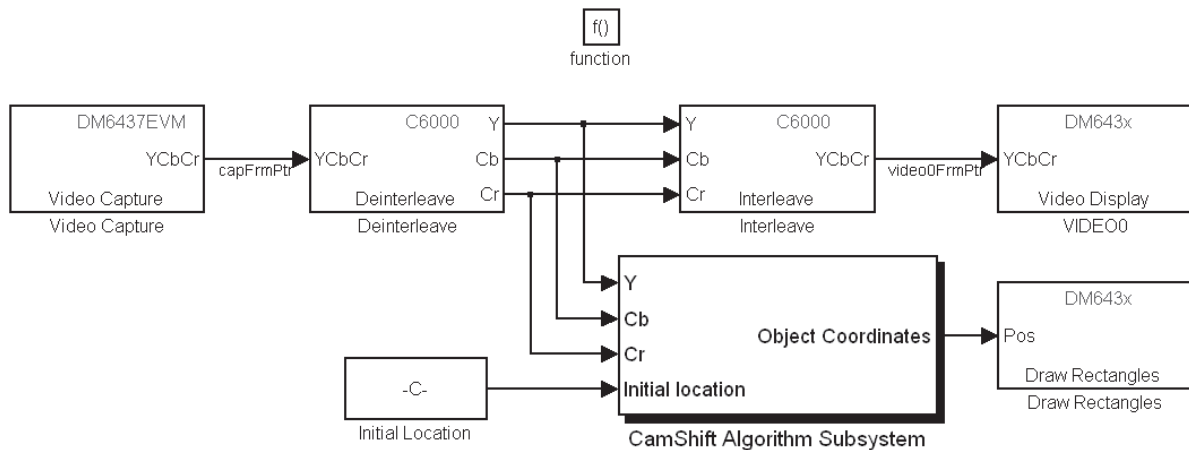
a



b



c



d

Fig. 1. Simulink model of camshift algorithm: algorithm subsystem (a); features extraction subsystem (b); object searching subsystem (c); DSP/BIOS function which realizes camshift object tracking on DM6437EVM (d)

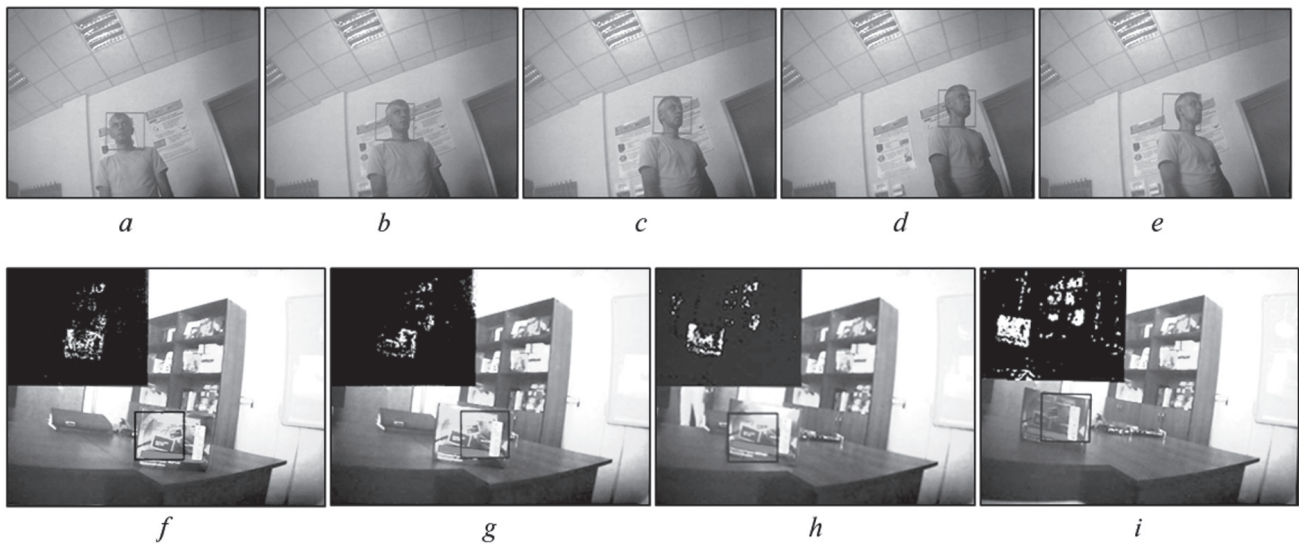


Fig. 2. Example of object tracking by camshift on DM6437 EVM (all the images were captured from output of the evaluation module): face tracking (a-e); tracking of the object with non-uniform colour distribution (f-i)

The weighed histogram and Hue signal from the *Features Extraction* unit come to the input of the *Object*

Searching unit (Fig. 1-c)). The latter includes two procedures: *BackProjection* and *MeanShift*. The first one, with the aid of weighed histogram and Hue image, forms the probability distribution function (PDF), while the second, based on this PDF and formulas (2), calculates coordinates of the object position. At the same time, in conformity with CamShift algorithm, we take account of the object position obtained at the previous frame, by introducing *Unit Delay2*. At this stage we do not perform the target scaling. Code of the most complicated function *MeanShift* is listed below:

```
function outWin = MeanShift(image, inWin)
T = 1;
rect = uint16(inWin ./ 2);
halfW = rect(3) / 2;
halfH = rect(4) / 2;
xcOld = rect(1) + halfW;
ycOld = rect(2) + halfH;
[M, N] = size(image);

while (1)
    x = rect(1);
    xw = rect(1) + rect(3);
    y = rect(2);
    yh = rect(2) + rect(4);

    if (x < 1) x = uint16(1); end
    if (y < 1) y = uint16(1); end
    if (xw > N) xw = uint16(N); end
    if (yh > M) yh = uint16(M); end

    M00 = double(0.0);
    Mx10 = double(0.0);
    My01 = double(0.0);
    for i = y:yh
        for j = x:xw
            f = double(image(i, j));
            M00 = M00 + f; % Zeroth moment
            Mx10 = Mx10 + f * double(j);
```

```
            My01 = My01 + f * double(i);
        end
    end
    xc = uint16(Mx10 / M00);
    yc = uint16(My01 / M00);
    rect(1) = xc - halfW;
    rect(2) = yc - halfH;

    % Check threshold
    if (abs(xcOld - xc) < T && abs(ycOld - yc) < T)
        break;
    end

    xcOld = xc;
    ycOld = yc;
end

outWin = rect .* 2;
```

After debugging the algorithm, it can be transferred to the DM5437 EVM evaluation module. To do this, Simulink includes Target Support Package. An example of model compilation, suitable for application in DM6437 EVM, is contained in Matlab help. To make it more clear, Fig. 1-d illustrates action of *DSP/BIOS Task* function.

The main peculiar feature of the algorithm realization on this particular board is the signal format. The video decoder generates the signal in sparse 4:2:2 form. To avoid problems with further processing, transformation into 4:4:4 format is highly desirable. The procedure feasible by adding Chroma Resampling unit included in Simulink. This unit has to be placed in front of camshift Algorithm Subsystem. Video and Image Processing Blockset. One can be plugged before camshift Algorithm Subsystem. By some considerations, we did not put Chroma Resampling unit in our project we performed transformation manually, directly in *ycbcr2hsv_H255* function. In other words, we carried out subsampling of lines and columns of the initial frame resulting in reducing it by half, particular-

ly, from 720x576 to 360x288 pixels in PAL standard. It permits to reduce the amount further of computations performed by the at least by a factor of four. The embedded Matlab code for *ycbcr2hsv_H255* function is following:

```
function H = ycbcr2hsv_H255(Y, Cb, Cr)
[M, N] = size(Y);
H = uint8(zeros(M / 2, N / 2));
h = 0;

for i = int32(0:(M / 2 - 1))
    for j = int32(0:(N / 2 - 1))
        I = i * 2 + 1;
        J = j * 2 + 1;

        Y_ = single(Y(I, J)) - 16;
        Cb_ = single(Cb(i + 1, J)) - 128;
        Cr_ = single(Cr(i + 1, J)) - 128;

        r = 1.1644 * Y_ + 1.7927 * Cr_;
        if (r < 0) r = single(0); end
        g = 1.1644 * Y_ - 0.2132 * Cb_ - 0.5329 * Cr_;
        if (g < 0) g = single(0); end
        b = 1.1644 * Y_ + 2.1124 * Cb_;
        if (b < 0) b = single(0); end

        % RGB -> HSV only H transform
        MIN = min([r, g, b]);
        [MAX, c_max] = max([r, g, b]);
        MAX_MIN = double(MAX - MIN);

        if (MAX_MIN ~= 0) % prevents division by zero
            switch (c_max)
                case 1 % R->max
                    h = (double(g - b) / MAX_MIN);
                case 2 % G->max
                    h = (2 + double(b - r) / MAX_MIN);
                case 3 % B->max
                    h = (4 + double(r - g) / MAX_MIN);
            end
            h = h / 6;
            if (h < 0)
                h = h + 1;
            end
            H(i + 1, j + 1) = uint8(h * 255);
        end
    end
end
```

Since TMS320DM6437 is an integer-type processor, execution of the algorithm can be accelerated by using the integer and fixed point arithmetic where possible. Moreover, the C code generated by Matlab is far from optimal. This stems from numerous checks for integer overflow, and usage of floating point operations not supported by the processor hardware. For this reason, the algorithm performance can be appreciably improved by C code optimization. In addition, calculation of histograms may be carried out on a special-purpose peripheral module [8]. This issue may become an item for further investigations.

In order to make the system well-controlled, i.e. to render the user an opportunity for turning the tracking on and off, or set the position and size of objects at any time instant, it is desirable to modify the C code and to introduce the control means into GEL files in Code Composer Studio environment.

3. EXPERIMENTAL RESULTS

In our experiments, we used a PAL video camera. To avoid performance slips in the process of algorithm execution, we had to switch off the automatic white balance in the video camera. The camera was adjusted so that image brightness was neither too dim nor saturated.

Figure 2 gives examples of tracking performed by the designed system. Sequence (a) corresponds to tracking of a human head. Sequence (b) shows tracking of an object with non-uniform colour distribution. In the left-top corner of each frame in sequence (b) we can see images produced in the course of back-projection operation. The brightness of the minor frames permits to estimate probabilities for this frame.

The time spent to frame processing by the optimized and non-optimized code is shown in Fig. 3. Time measurements were performed with the aid of *CLK_gethtime()* procedure accessible in DSP/BIOS.

As we can see, the average time of frame processing by the non-optimized algorithm is 750 ms while for the optimized one it is about 125 ms. Thus, manual optimization makes it possible to raise the speed of the code generated in Matlab at least by a factor of 6.

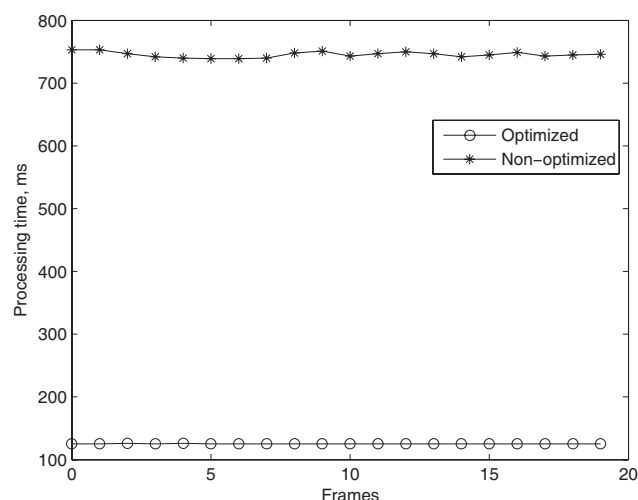


Fig. 3. Frame processing time attainable by the optimized and non-optimized programs

It turned out in the course of tests, that the most time-consuming and, hence, expensive, was the procedure of conversion of colour systems from YCbCr to HSV. Its optimization makes it possible to raise to maximum degree the promptness of our system. The procedure of mean-shift, on the contrary, almost has no effect on the operation speed.

It should be noted that the algorithm “looses” the object if the shift of the latter during the interval between frames exceeds the size of the search window. Because of peculiarities of the Hue component, the system may exhibit instability when tracking objects of certain shades, grey in particular.

CONCLUSION

Realization of the camshift tracking algorithm on the Spectrum Digital DM6437 EVM evaluation module is suggested and tested. The designed system is

able to track easily various colour (non-black) objects, even in the case of changing their size and shape. The method holds its stability when the camera is moving, and shows low sensitivity to noise and occlusions.

The use of Matlab Simulink makes it possible to simplify the design and debugging of the tracking system, but the program generated in the C language by the medium turns out to be far from optimal. Its optimization "by hand" permits to reduce the running time by a factor of 6.

After thorough trials of the algorithm, new ways to its improvement became clear. Particularly, scale adaptation would give much benefit. Also, the further C code optimization may give a considerable gain in speed. All this forms a basis for future investigation.

References

- [1] C. Yang, R. Duraiswami, A. Elgammal and L. Davis, "Real-Time Kernel-Based Tracking // Joint Feature-Spatial Spaces," Technical Report CS-TR-4567, UMIACS, College Park, 2003.
- [2] F. Porikli, "Achieving Real-Time Object Detection and Tracking Under Extreme Conditions," // Journal of Real-Time Image Processing, Springer, vol. 1, no. 1, June 2006, pp. 33–40.
- [3] E. Roichman, Y. Solomon, Y. Moshe, "Real-Time Pedestrian Detection and Tracking" // Proc. of the 3rd European DSP Education and Research Symposium (EDERS 2008), Tel-Aviv, June 2008, pp. 281–288.
- [4] H. Fu, Z. Cao and X. Cao, "Embedded omni-vision navigator based on multi-object tracking," // Machine Vision and Applications, <http://www.springerlink.com/content/f5817674x024x722>
- [5] G. Bradski "Computer Vision Face Tracking For Use in a Perceptual User Interface," // Intel Technology Journal, Q2. 1998, pp. 1–15.
- [6] J. Allen, R. Xu, J. Jin, "Object Tracking Using CamShift Algorithm and Multiple Quantized," // VIP '05: Proceedings of the Pan-Sydney area workshop on Visual information processing, pp. 3–7, 2004.
- [7] D. Comaniciu, V. Ramesh, P. Meer, "Kernel-Based Object Tracking" // IEEE Trans. Pattern Anal. Machine Intell., vol. 25, no. 5, 2003, pp. 564–575.
- [8] Texas Instruments, "TMS320DM6437 Digital Media Processor (Rev. D)," <http://focus.ti.com.cn/cn/lit/ds/symLink/tms320dm6437.pdf>

Manuscript received November 8, 2010



Anton Varfolomeiev, postgraduate student of DEDEC department, faculty of electronics of NTUU "KPI". Field of scientific interests: digital image processing and design of visual object tracking and recognition system.



Oleksandr Lysenko, doctor of science, associate professor and chair of DEDEC department, faculty of electronics, National Technical University of Ukraine "Kyiv Polytechnic Institute". Field of scientific interests: medical equipment and radioelectronics.



Oleksandr Antonyuk, senior lecturer of DEDEC department, the faculty of electronics, NTUU "KPI". Field of scientific interests: digital signal processing systems and "System on a chip" (SoC) design.



Mykhailo Teryoshin, candidate of technical science (PhD), associate professor of DEDEC department faculty of electronics of NTUU "KPI". The sphere of scientific research: large-scale integrated circuit (LCI) design and optimization.

УДК 004.932.2

Реалізація алгоритма CamShift для відслідковування об'єктів на засобі налагодження DM6437 EVM / А.Ю. Варфоломєєв, О.І. Антонюк, О.М. Лисенко, М.О. Терешин // Прикладна радіоелектроніка: наук.-техн. журнал. — 2010. Том 9. № 4. — С. 528–533.

В роботі розглядається система автоматичного відслідковування, основана на алгоритмі CamShift і призначена для визначення координат заданого об'єкту на кожному кадрі кольорової відеопослідовності. Модель системи розроблена та налагоджена в середовищі Matlab Simulink® і апаратно реалізована на тестовому модулі DM6437 EVM.

Ключові слова: відслідковування рухомих об'єктів; алгоритм CAMSHIFT; DSP; DM6437; Simulink.

Іл. 03. Бібліогр.: 08 найм.

УДК 004.932.2

Реализация алгоритма CamShift для слежения за объектами на отладочном средстве DM6437 EVM / А. Ю. Варфоломеев, А. И. Антонюк, А. Н. Лысенко, М. А. Терешин // Прикладная радиоэлектроника: науч.-техн. журнал. — 2010. Том 9. № 4. — С. 528–533.

В работе описывается система автоматического слежения, основанная на алгоритме CamShift и предназначенная для определения координат заданного объекта на каждом кадре цветной видеопоследовательности. Модель системы разработана, отлажена в среде Matlab Simulink® и аппаратно реализована на отладочном модуле DM6437 EVM.

Ключевые слова: слежение за движущимися объектами; алгоритм CAMSHIFT; DSP; DM6437; Simulink.

Ил. 03. Библиогр.: 08 наим.

МЕТОД ОЦЕНИВАНИЯ СОСТОЯНИЯ РАЗВИТИЯ СЕРВИСНОЙ ИНФОРМАЦИОННОЙ СИСТЕМЫ

В.И. САЕНКО

Рассматриваются вопросы оценивания состояния развития информационной системы в рамках задач менеджмента компьютерных сетей. Предложен набор показателей, функционалов и критериев, описывающих качественную сторону функционирования систем. Разработан метод оценивания состояния развития информационной системы. Предложенные в работе методы ориентированы на помощь администраторам компьютерных сетей при принятии решений о планировании развития инфраструктуры сети. Все положения подтверждаются примерами.

Ключевые слова: компьютерные сети, информационные системы, сервисные системы, администрирование, менеджмент компьютерных сетей, менеджмент инфраструктуры, состояние систем, методы оценивания, уровень развития систем, старение системы, функциональность системы, оптимизация инфраструктуры, QoS.

ВВЕДЕНИЕ

Современные компьютерные сети предприятий и учреждений сегодня стали неотъемлемой частью инфраструктуры самих предприятий. Представляя собой сложные многофункциональные системы, они обеспечивают поддержку всех основных информационных потоков и бизнес приложений. В этой связи значительно возрастает их роль и функциональная ответственность обеспечения надежного функционирования поддерживаемых информационных систем [2].

Высокую значимость приобретают задачи контроля целостности информационных сервисных систем и прогнозирования их развития в процессе эксплуатации. Эти задачи объединяются в группу менеджмента компьютерной сети [1, 2]. А основным пользователем является администратор компьютерной сети. Компьютерная сеть при этом представляется своими компонентами, основным из которых является инфраструктура сети [3]. Следовательно, задача менеджмента компьютерной сети трансформируется в задачу менеджмента инфраструктуры сети. В свою очередь компонентами инфраструктуры являются сервисы и соответствующие им информационные сервисные системы. Особенностью информационных систем в инфраструктуре сети является тот факт, что в процессе эксплуатации происходит относительное изменение свойств этих систем. Т.е. в процессе эксплуатации инфраструктура и сами сервисы изменяются, развиваются. В этой связи еще более важными становятся задачи контроля состояния развития сервисов и информационных систем. Например, корпорация Майкрософт разработала специальную концептуальную методологию (Framework) для реализации принципов администрирования и оптимизации инфраструктуры компьютерной сети на всем ее жизненном цикле [3].

Естественное старение системы накладывает отпечаток на качество обслуживания пользователей. Хорошее пояснение для цели функционирования информационных систем было представлено в [4] — это “удовлетворение потребностей в

обеспечении надежного и своевременного представления полной, достоверной и конфиденциальной информации для ее последующего функционального использования. Совокупность свойств, обуславливающих удовлетворение этих потребностей, характеризует качество функционирования ИС”. Вопросы качества могут быть рассмотрены с разной точки зрения [21], например, с точки зрения пользователя и с точки зрения администратора. С точки зрения пользователя мы имеем классическую задачу оценки качества сервиса QoS (Quality of Service), при которой неважно, что собой представляет система, а важно как предоставляется сервис. С точки зрения администратора более важным является вопрос, что собой представляет информационная система. В работе рассматриваем эту точку зрения.

Сложности решения задач контроля состояния информационных сервисных систем связаны с тем, что, во-первых, процессы изменения состояния этих систем являются медленно изменяющимися, во-вторых, число систем в инфраструктуре порой бывает велико. Основным путем решения этих задач может быть выбран переход к автоматизированному контролю состояния систем.

Широкое распространение нашла модель оценки качества ИС в виде модели успеха информационной системы “Information System Success Model”, предложенная W.H. DeLone и E. R. McLean известная также как IS-impact [7, 18]. Ее анализ достаточно подробно был проведен в [9, 10, 18]. Развитием этой модели является IS-impact+[8], IsaaS[20]. Интерес представляют решения, предложенные I. Eriksson, A. Torn и развитая T. Anderson и L. Von Hellens в [11], известные как модель оценки качества ИС “SOLE (Software Library Evolution) Quality Model”. Следует отметить также модель оценки качества ИС Adelakun O., предложенная в 1991 году [12] и модель оценки ИС (Hallikainen P, Chen L., 2005) [13]. В модели [13] в большей степени затрагиваются вопросы использования критериев и финансовых показателей. Неоценимыми являются в этой связи

разработанные международные стандарты по менеджменту информационных систем ISO 9000, ISO 14000, ISO 15207. Основным международным стандартом, определяющим процедуры контроля качества информационных систем сегодня, является ISO9001-2008 [20]. Но большой объем их представления опять тормозит их широкое использование и требует соответствующих разъяснений [16]. Например, в работе [14] приведен хороший вариант оценивания качества информационных систем. При этом предлагается сформировать и интегральную оценку, показатель добротности системы. Но при детальном разборе предлагаемой методики, становится очевидным факт сложности расчета значений каждого из пяти предлагаемых показателей. В [17, 19] подробно рассмотрены вопросы оценивания и количественного измерения показателей качества для информационных систем.

Достаточно сложным является вопрос и о выборе критериев. Большинство авторов сходятся во мнении, что это должен быть экономический критерий, например, экономическая эффективность [15]. Хотя возможны и расширенные варианты.

К сожалению, многие работы ориентированы на чисто теоретический подход, вводя детальные схемы формирования показателей качества информационных систем [5]. Этим же страдают многие из стандартов. Такой подход плох тем, что по факту часто его некому реализовать. И этот аспект неоднократно отмечался многими авторами [10, 17, 19]. Администратор компьютерной сети сам сделать это не может.

Очевиден тот факт, что для успешного практического использования предлагаемых моделей и схем оценивания должно быть соответствующее методологическое обоснование, где одним из основных требований является простота интерпретации получаемых характеристик [4]. Этим вопросам посвящена предлагаемая работа. При этом предлагается получить не общую оценку состояния системы вообще, а оценку уровня развития. Цель получения такой оценки — помочь администратору в принятии решений об изменении соответствующей системы. Обращаем внимание, что в работе не идет речь об оценке качества информационных систем со стороны заказчика при внедрении и приемке. На самом деле в большей степени именно этим вопросам посвящены указанные выше стандарты. Речь идет о текущем контроле инфраструктуры самим администратором сети.

Прежде всего, рассматривается вопрос — как охарактеризовать состояние развития информационной сервисной системы. Работа направлена на развитие теоретических основ научного направления — “Менеджмент компьютерных сетей”. Объектом изучения являются компоненты компьютерной сети.

Цель статьи — разработать методологические основы оценивания состояния развития информационных сервисных систем и сформировать

упрощенную оценку состояния уровня развития этих систем.

Такие результаты могут помочь планировать инвестиции и работы по обслуживанию информационных систем.

Структурно статья состоит из 9 разделов. В разделах 3, 4 вводятся показатели контроля. В разделах 5, 6 показано, как на основании показателей можно сформировать систему критериев. В разделе 7 обобщен метод оценивания состояния системы. В разделах 8, 9 представлен анализ использования методов и приведен пример. В заключении приводятся основные выводы и формулировки основных результатов.

1. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

Пусть имеется некоторая корпоративная компьютерная сеть. В свою очередь сеть имеет инфраструктуру и соответствующий набор сервисов. Каждому сервису можно поставить в соответствие одну или несколько информационных систем. В процессе эксплуатации свойства систем могут изменяться. Кроме того, меняются требования к выполняемым функциям информационной системы.

Предлагается сформировать метод оценивания состояния развития информационной системы в инфраструктуре компьютерной сети.

2. ПОКАЗАТЕЛИ РАЗВИТИЯ ИНФОРМАЦИОННЫХ СИСТЕМ

Необходимость выбора показателей. Показатели состояния развития систем должны отражать изменения состояния системы и степень этого изменения. Показатели должны быть понятны, интерпретируемы и легко вычисляемы. Предлагается в качестве таких показателей рассматривать три основных показателя: функциональность, старение и сложность системы; и два производных: состояние развития и уровень развития.

Функциональность системы (f_i) рассматриваем, как способность выполнять заданные функции, определяемые потребностями пользователя. Будем допускать, что это некоторая количественная величина. Например, эта величина может отражать абсолютную величину числа реализуемых функций или относительную величину реализуемых функций из требуемого числа (более сильная оценка). Будем различать две переменные функциональности, хотя они связаны между собой. Первая характеризует способность системы выполнять определенный набор функций. Вторая — *требуемая функциональность* характеризует требования пользователя к системе.

Требуемая функциональность может быть рассмотрена, как некий желаемый порог для текущих значений функциональности системы. Сводится к определению реальных требуемых значений (f_i^*). Более того, этот порог изменяется в разные моменты времени в сторону увеличения ($f_{i+1}^* > f_i^*$).

Старение (z_i) — способность выполнять некоторые функции системы с определенным качеством. Более точно, старение будем понимать, как неспособность системы выполнять функции с заданным (возросшим) требованием к качеству или в связи с новыми функциональными требованиями пользователей (неспособность удовлетворить пользователей). Если функциональность определяет факт выполнения какой-либо функции, без контроля качества, то старение отражает, прежде всего, степень качества выполнения этих функций. В общем случае можно утверждать, что этот показатель изменяется во времени и отражает общую оценку архитектуры системы и степени соответствия текущих возможностей (функций) и требуемых.

Отличие показателя <старения> от показателя <функциональность> в том, что он отражает качественную сторону выполняемых функций, а функциональный отражает факт выполнения (да, нет).

Сложность можно рассматривать, как количественную оценку, отражающую структуру связей между всеми рассматриваемыми логическими компонентами системы.

Состояние развития предполагается понимать в контексте изменения всех перечисленных выше показателей, как итоговую характеристику. При этом предлагается, что состояние развития есть тройка (z_i, q_i, f_i) . Наилучшие значения для каждого показателя определяют наилучшее состояние системы. Области наилучших значений в общем случае могут меняться (например, для показателя сложности).

Уровень развития тоже формируется на основе всех перечисленных выше показателей, как итоговая характеристика. При этом предлагается, что он основан на получении некоторой интегральной оценки и в большей степени отражает прогрессивное развитие системы.

Уровень организации информационной системы отражает общую архитектуру системы, представляемую через связи между элементами. Изменение уровня организации системы можно свести к изменению эквивалентного графа, изменяя число узлов и число связей. В общем случае можно рассмотреть внешнюю и внутреннюю организацию. Будем использовать для этого некий обобщенный показатель — сложность. Таким образом, увеличивая уровень организации системы, мы увеличиваем ее сложность ($q_{i+1} > q_i$). Но это справедливо в рамках горизонтальной эволюции. В случае вертикальной эволюции возможен много уровневый переход, когда внутренняя сложность возрастает, а внешняя сложность уменьшается ($q_{i+1}^{ext} < q_i^{ext}$).

3. МЕТОД ИСПОЛЬЗОВАНИЯ ПОКАЗАТЕЛЕЙ УРОВНЯ РАЗВИТИЯ ИНФОРМАЦИОННЫХ СИСТЕМ

Для предложенных показателей особенность использования состоит в том, что нет необходимости вычислять конкретные значения показателей, достаточно контролировать степень их из-

менений (новизна) по отношению к некоторому начальному уровню.

Предложение состоит в том, что для *функциональности* системы (f_i) нет необходимости иметь количественную оценку. Тем более, что их очень сложно получить. Гораздо проще выбрать некий начальный уровень (f_0), без точных значений. В последующем оценивать степень отклонения от него. Такое оценивание в относительных единицах оказывается простым и удобным в расчетах. Дополнительно считаем, что в процессе жизненного цикла, если система была подвержена модернизации (n_{im}) раз, то функциональность была улучшена на какую-то долю Δf_i соответствующее число раз. Следовательно, в любой момент значение f_i будет определено как $f_i = n_{im} * \Delta f_k + f_0$, где n_{im} — число модернизаций, Δf_i — доля изменения функциональности за одну модернизацию. Для этого показателя нет абсолютного порога. Но можно задавать оценки в терминах (единицах) некоторого базового уровня. В этом случае вычисления упрощаются. В действительности, при администрировании интерес представляет оценка степени несоответствия функций текущих f_i и функций требуемых (f_i^*). На этот вопрос и отвечают предлагаемые оценки.

Возможны несколько подходов в выборе метода оценивания показателя *старения*. В большинстве они основаны на экспертном оценивании. Более простой вариант состоит в учете времени эксплуатации системы. Будем полагать, что для каждой системы известны две величины — время жизни системы T_g и период фактической эксплуатации T_i , ($T_g \geq T_i$). Тогда можно ввести количественную величину старения, как некоторой оценки в каждый контрольный момент времени $z_i = (T_g - T_i) \setminus T_g$.

Сложность — качественный показатель. В ряде случаев можно вместо качественного показателя использовать количественный (число компонент, число строк кода, число связей, число функций). Сложность можно также рассматривать как сложность внутреннюю и сложность внешнюю. Внутренняя сложность (q_i^{int}) — сложность связей компонент, из которых состоит система. Внешняя (q_i^{ext}) — сложность связей с внешними системами в рамках выполняемых функций. Так же как и обобщенный показатель могут рассматриваться и частные показатели изменения сложностей ($q_{i+1}^{ext} > q_i^{ext}$), ($q_{i+1}^{int} > q_i^{int}$). Предлагается использовать более простые методы, считая, что если с системой не было проведено модернизаций, то уровень сложности остался прежним. Если система была подвержена модернизации, то каждый раз увеличивается ее сложность, в конечном итоге имеем $q_i = n_{im} * \Delta q_k + q_0$, где n_{im} — число модернизаций, Δq_k — доля изменения сложности за одну модернизацию.

Метод использования показателей может быть представлен в следующем виде:

1) Задаются базовые уровни по показателям функциональности и сложности.

2) Для контрольного момента определяется кратность проведенных модернизаций и уточняются значения функциональности и сложности (f_i, q_i).

3) Выявляются величины времени жизни системы T_g и периода фактической эксплуатации $T_i, (T_g \geq T_i)$. Далее вычисляем упрощенную оценку показателя старения $z_i = (T_g - T_i) \setminus T_g$.

4) Оценка (z_i, q_i, f_i) получена.

Таким образом, для оценивания показателей достаточно знать базовые и пороговые уровни. Далее на основании экспертного оценивания (администратор сети или системы) осуществляется определение текущих значений в единицах изменения базовых значений, как доля изменения. Такой метод прост, эффективен (не затрат), удобен, хорошо интерпретируем. Еще одна полезная особенность — нет необходимости обеспечения высокой точности результатов.

4. ФУНКЦИОНАЛЫ КАЧЕСТВА И КРИТЕРИИ РАЗВИТИЯ ИНФОРМАЦИОННЫХ СИСТЕМ

На основании предложенных показателей можно сформировать систему критериев и оценочных функционалов, показывающих уровень развития рассматриваемой системы, а значит и косвенно степень ее качества. Примем во внимание тот факт, что в процессе эксплуатации происходит старение системы (z_i), кроме того, возрастают пользовательские требования (f_i^*), а система усложняется (q_i). Для обеспечения качества системы следует иметь некоторые пороговые значения и далее стремиться к сохранению условия не превышения этого порога. Для этого, прежде всего, сформируем набор функционалов.

Для показателя функциональности системы предлагается ввести функционал, показывающий степень расхождения текущего значения и требуемого

$$J_{f1} = f_i^* - f_i.$$

Как дополнение, можно использовать функционал, определяющий расхождение значений функционала J_{f1} от некоторого предельного значения

$$J_{f2} = \Delta f - J_{f1}.$$

Для показателя старение предлагается ввести функционал, показывающий степень расхождения текущего значения и некоторого порогового

$$J_z = z_i - z^*.$$

Для показателя сложность предлагается ввести функционал, показывающий степень расхождения текущего значения и некоторого порогового

$$J_q = q^* - q_i.$$

5. МЕТОД ИСПОЛЬЗОВАНИЯ КРИТЕРИЕВ КАЧЕСТВА РАЗВИТИЯ ИНФОРМАЦИОННЫХ СИСТЕМ

Предложенные функционалы могут быть использованы для построения критериев, характеризующих качество состояния развития инфраструктуры компьютерной сети. Выделим несколько типовых задач.

Классификация задач: обеспечение заданного уровня системы показателей (стабилизация состояния системы), оптимизация инфраструктуры. Первая задача требует сохранения всех значений показателей на определенном уровне, вторая задача может привести к резкому изменению текущих значений показателей. Первая задача более типична для крупных систем.

Наиболее значимым является функционал для показателя функциональности. В этом случае требуется обеспечить условия, при которых текущая функциональность системы близка к требуемой. В большинстве случаев, как бы мы не стремились обеспечить все требования, как только такие требования обеспечиваются, тут же формируются новые. Это общая черта компьютерных систем. Следовательно, главным условием является

$$J_{f1} = f_i^* - f_i, (J_{f1} \rightarrow 0). \quad (1)$$

Это условие может быть использовано при решении задач оптимизации инфраструктуры компьютерной сети.

Учитывая, что в большинстве случаев нормальной работы имеем ($J_{f1} > 0$), то целесообразно ввести некий коридор допустимых значений для (f_i) (допустимых отклонений). Так как нам известно, ограничение на такое отклонение, то для критерия может быть использован функционал вида

$$J_{f2} = \Delta f - J_{f1} \text{ с критерием (условием) } (J_{f2} \geq 0). \quad (2)$$

Следует учитывать, что для функциональности целесообразно, чтобы ($f_i \approx f_i^*$). Превышение ($f_i > f_i^*$) является бесполезным и невостребованным для пользователя.

Это условие обеспечивает приемлемый уровень функциональности рассматриваемой системы в процессе ее эксплуатации и может быть использовано для задач стабилизации состояния системы.

Следующим по значимости является функционал на основе показателей старения. В этом случае можно контролировать общую степень пригодности (современности) системы. В общем случае базовый начальный уровень старения равен некоторому значению z_0 , в частном случае имеем $z_0 = 1$. Если принять во внимание, что в процессе эксплуатации система неизбежно стареет и можно задать некоторый допустимый порог, до которого систему еще можно эксплуатировать (z^*), то основным условием контроля качества становится условие ($z_i \geq z^*$) или

$$(J_z = z_i - z^*, J_z \rightarrow \max). \quad (3)$$

Период полного старения для каждой системы разный. Наши рекомендации $z^* = 0,45z_0$. Тогда, в частности, имеем

$$\max J_z = 1 - z^* = 0,55, J_z \rightarrow \max, J_z > 0.$$

Следующим значимым функционалом является функционал на основе показателя *сложности*. Этот показатель важен, так как при значительной сложности системы возрастают затраты на ее сопровождение и возрастает риск невосстановления систем при отказе. Сложность ограничивается некоторым уровнем по отношению к заданному базовому. При этом нет необходимости рассчитывать его значение. Достаточно определить, что этот базовый уровень не должен быть превышен в процессе эксплуатации более чем (q^*), т. е. ($q_i < q^*$). Наши предложения ($q^* = 2q_0$). Тогда основным критерием будет

$$(J_q = q^* - q_i, J_q \rightarrow \max). \quad (4)$$

А условием нормальной работы системы $J_q > 0$ и, если начальный уровень сложности $q_i|_{i=0} = q_0, B > \max J_q = q^* - q_0$.

Состояние развития будем оценивать как (J_{f2}, J_z, J_q), тем самым оценивая косвенно значения (z_i, q_i, f_i).

Следующий функционал включает комбинацию выражений и может быть использован для построения нового критерия, *критерия уровня развития системы*.

Как указывалось выше, уровень развития предполагается понимать в контексте улучшения рассмотренных показателей. Первый подход основан на вычислении каждого показателя отдельно и в последующем предлагается проводить анализ по их значениям, стараясь достигнуть их наилучших значений. Второй подход основан на том, что считаем, что уровень развития тем выше, чем выше функциональные возможности системы. Кроме того, при развитии системы может увеличиваться и ее сложность. В данном случае это положительный момент. В этом состоит отличие при оценивании состояния развития. Отрицательным моментом является фактор старения. Предлагается использовать выражение

$$L_d = (f_i - f_0) / f_0 + (q_i - q_0) / q_0 - (z_0 / z_i - 2). \quad (5)$$

В предложенном выражении введено смещение на 2 в доле влияния показателя (z_i), чтобы итоговую оценку перевести в область положительных значений (это более комфортно для интерпретации результата). Это выражение отражает следующие тенденции: чем выше функциональность и чем выше сложность по отношению к базовому уровню, тем выше уровень развития. Кроме того, чем старше система, тем ниже уровень развития, хотя при уровне старения до $0.5 z_0$ считаем, что система эффективна. Все сказанное учтено в выражении для L_d . Предлагаются области значений для оптимизации инфраструктуры $L_d \geq 0, L_d \rightarrow \max$. Для обеспечения нормальной работы достаточно выполнения условия $L_d \geq 0$.

Метод использования критериев:

1) На основе имеющихся значений показателей вычисляем $J_{f1} = f_i^* - f_i, J_{f2} = \Delta f - J_{f1}$ и проверяем выполнение требований (1) и (2).

2) Вычисляем значение функционала ($J_z = z_i - z^*$) и проверяем соблюдение условий $J_z > 0$.

3) Вычисляем значение функционала ($J_q = q^* - q_i$) и проверяем соблюдение условий $J_q > 0$.

4) Вычисляем значение функционала (L_d) и проверяем соблюдение условий $L_d \geq 0$.

5) Принимаем следующие значения состояний системы по их дальнейшему использованию: если $L > 0$, то система находится в эксплуатации,

если $-1 < L < 0$, то систему необходимо готовить к модернизации или замене,

если $L < -1$, то система требует срочной замены.

Предложенный набор критериев имеет интуитивно понятную интерпретацию и может быть легко оценен экспертами.

6. МЕТОД ОЦЕНИВАНИЯ СОСТОЯНИЯ СИСТЕМЫ

Метод основан на оценивании значений показателей состояния системы. Для каждой системы определим начальные данные.

1) Выбор основных переменных показателей состояния $\{z, q, f\}$ ($z_i, q_i, f_i, f_i^*, J_{f1}, J_{f2}, J_z, J_q, L_s$).

2) Задание начальных значений (z_0, q_0, f_0) и предельный уровень допустимого отклонения не обеспечения функциональности (Δf^*).

3) Выявление значений длительности общего периода жизни системы T_g , длительности пройденного цикла T_i (система была в эксплуатации) и числа проведенных модернизаций (n_{im}).

4) Задание степени изменения системы при модернизации для функциональности (Δf_k) и сложности (Δq_k).

5) Выявление для каждой системы функциональных требований (f_i^*).

6) Выбор порогов (z^*, q^*, f_{i+1}^*).

7) На основании начальных данных проводится расчет оценок состояния системы.

8) Определяются значения для текущей функциональности и сложности с учетом проведенных модернизаций f_i, q_i .

9) Рассчитываются в соответствии с п. 3 значения старения с учетом T_i и T_g .

10) Рассчитываются в соответствии с п. 4 значения функционалов ($z_i, q_i, f_i, f_i^*, J_{f1}, J_{f2}, J_z, J_q, L_s$).

11) Все значения вычисляются в соответствии с формулами п. 4

$$J_{f1} = f_i^* - f_i, J_{f2} = \Delta f - J_{f1}, J_z = z_i - z^*, J_q = q^* - q_i, \\ L_d = (f_i - f_0) / f_0 + (q_i - q_0) / q_0 - (z_0 / z_i - 2).$$

12) В результате для каждой системы в текущий момент времени имеем $(z_i, q_i, f_i, f_i^*, J_{f1}, J_{f2}, J_z, J_q, L_s)$.

13) Делаем выводы о дальнейшем использовании каждой системы (эксплуатация, подготовка к замене, замена).

7. АНАЛИЗ ИСПОЛЬЗОВАНИЯ РАЗРАБОТАННОЙ КОНЦЕПЦИИ И МОДЕЛИ

Область использования. Предложенный метод оценивания прежде всего может успешно быть использован в различных задачах менеджмента компьютерной сети как методологический базис создания специальных программ. Это могут быть задачи менеджмента конфигурации и менеджмента финансов (рис. 1).

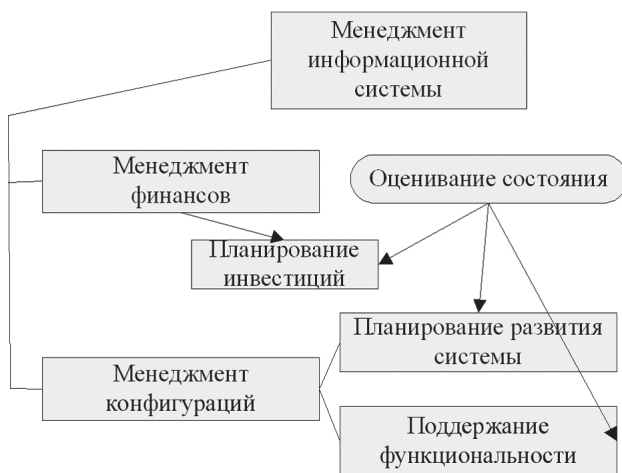


Рис. 1. Пути повышения эффективности решения задач менеджмента компьютерной сети

Например, он может быть использован для оценивания статуса существующих систем в задачах планирования развития инфраструктуры компьютерной сети и принятия решений при модификации существующей системы, для оценивания и сравнения между собой альтернативных систем при принятии решений при покупке новых систем, для определения периода, в течение которого система еще может эксплуатироваться до ее замены, для планирования инвестиций и крупных модернизаций всей компьютерной сети, для принятия решения о необходимости изменения используемых общих технологий (организационных, информационных, программных). Основное назначение — использование для анализа *нескольких* систем инфраструктуры. Частота использования — 1 раз в полгода. Непригодна для задач непрерывного мониторинга. Требуется при оценивании вводить экспертные значения условного изменения выбранных показателей (недостаток).

Особенность использования таких показателей в том, что процедуру оценивания можно перевести в категорию автоматизированных задач. Вычисление показателей для одной системы не

представляет сложности, но если таких систем сто и более, то контролировать их состояние в реальном режиме времени становится очень проблематичным. В этом случае предложенный метод оценивания окажется очень полезен и удобен для автоматизации.

Эту методику сложно использовать в конце срок жизни системы, так как теряется информация о начальных состояниях системы и уровнях функциональности. Но ее удобно использовать в начале срока эксплуатации для планирования развития системы или на протяжении цикла жизни при условии использования с нулевого момента жизни системы.

8. ПРИМЕР ОЦЕНИВАНИЯ СОСТОЯНИЯ СИСТЕМЫ

Пусть рассматривается некоторая инфраструктура компьютерной сети. Пусть инфраструктура состоит из сервисных систем. Выделим основные сервисы S1, S2, S3, S4. Примем положения, что каждому сервису ставится в соответствие некоторая информационная система (Система А, Система В, Система С, Система D), которая оценивается по показателям, предложенным в п. 4. $(f_i, f_i^*, z_i, q_i, J_f, J_z, J_q, L_d, L_s)$.

Блок 1.

1) Для каждой системы определим начальные данные. Проведем предварительное оценивание каждой из систем (табл. 1).

2) Пусть известно, что каждая система была в эксплуатации T_i год как долю общего периода жизни системы T_g .

3) Пусть известно, что в течение времени эксплуатации система была подвержена (n_{im}) раз модернизации.

4) Пусть для каждой системы известны начальный уровень и функциональные требования (f_0, f_i^*) .

5) Пусть известно, что в процессе одной модернизации система улучшается функционально на (Δf_k) , но усложняется на (Δq_k) .

6) Пусть задан предельный уровень допустимого отклонения необеспечения функциональности (Δf^*) .

7) Пусть заданы пороговые значения для показателей старение z^* и сложности q^* .

Таблица 1

Базовые значения

Система	T_i	n_{im}	f_i^*	k_f	k_q	Δf	z^*	q^*
Система А	0.5 T_g	2	1.5 f_0	0,2	0,2	0,8	0,45	2 q_0
Система В	0.17 T_g	0	1.2 f_0	0,2	0,2	0,8	0,45	2 q_0
Система С	0.66 T_g	2	2 f_0	0,2	0,2	0,8	0,45	2 q_0
Система D	0.85 T_g	4	3 f_0	0,2	0,25	0,8	0,45	2 q_0

Блок 2.

1) На основании начальных данных (табл. 1) проведем расчет оценок состояния системы.

Таблица 2

Сравнение с аналогами.

Текущие значения

Система	f_i	q_i	z_i	J_{f1}	J_{f2}	J_z	J_{q1}	L_s	Состояние
Система А	$1.4f_0$	$1.4q_0$	$0.5z_0$	0,1	0,7	0.05	0,6	0,8	Эксплуатация
Система В	$1.0f_0$	$1.0q_0$	$0.83z_0$	0,2	0,6	0.38	1	0,8	Эксплуатация
Система С	$1.4f_0$	$1.4q_0$	$0.34z_0$	0,6	0,2	-0.11	0,6	-0,2	Подготовка к замене
Система D	$1.8f_0$	$2.0q_0$	$0.15z_0$	1,2	-0,4	-0.3	0	-4,2	Замена
Требования					>0	>0	>0	>0	

3) Определяем значения для текущей функциональности и сложности с учетом проведенных модернизаций f_i, q_i .

4) Рассчитаем в соответствии с п. 4 значение старения с учетом T_i и T_g .

5) Рассчитаем в соответствии с п.5 значения функционалов ($z_i, q_i, f_i, f_i^*, J_{f1}, J_{f2}, J_z, J_q, L_s$).

6) Делаем выводы о дальнейшем использовании каждой системы.

Как видно из таблиц, результаты легко вычисляемы и легко интерпретируемы. Показатель L_s также достаточно хорошо отражает общее состояние. Все показатели могут быть легко подсчитаны при автоматизации контроля систем инфраструктуры компьютерной сети.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Предложенные в работе методы ориентированы на помощь администраторам компьютерных сетей при принятии решений о планировании развития инфраструктуры сети. Рассматриваются вопросы теоретических основ менеджмента компьютерных сетей в рамках оценивания качественных характеристик инфраструктуры сети. Предложено оценивать состояние сервисов с использованием обобщенных показателей с последующей оценкой их качественных изменений.

Предложенный набор показателей описывает качественную сторону функционирования систем (новизна). Необходимость и достаточность предложенного набора показателей состояния развития системы обоснована. Особенность состоит в том, что нет необходимости вычислять конкретные значения показателей, достаточно контролировать степень их изменений (новизна). На основе набора показателей предложен набор функционалов и сформированы критерии, характеризующие качество работы системы (новизна). Введен новый показатель — уровень развития системы (новизна). Для сформированных критериев показана и обоснована достаточность связей с конкретными задачами обслуживания инфраструктуры сети (новизна). Предложены методы использования критериев. На основе всех предложенных положений разработан метод оценивания состояния развития информационной системы (основная новизна). Результаты могут быть отнесены к научным, получены впервые.

Все положения подтверждаются примерами.

В отличие от [14] предложено упростить набор показателей, в [9,10] предложены были показатели качества системы и качество сервиса, в настоящей работе использованы эти идеи, но вместо них введен показатель старения. Вместо показателя удовлетворенность пользователя использован показатель функциональности. При этом следует отметить, что показатель функциональность предлагалось рассматривать в разных методиках, например, в [11, 6, 9]. Предложенные в данной работе показатели оказались более интуитивно понятные. И в отличие от рассматриваемых в большинстве случаев реальных методов оценивания показателей [17,19], в настоящей работе акцент ставится на использование методики оценивания в условиях контроля степени развития существующей системы для принятия решения о последующем ее изменении. Таким образом, данную разработку можно рассматривать как дальнейшее развитие методов оценивания состояния функциональности информационных систем.

Особенность предлагаемых методов состоит в возможности использования их для рассмотрения вопросов и принятия решений в процессе оптимизации инфраструктуры компьютерной сети. Такой подход, с одной стороны, способствует развитию теории информационных систем и систем менеджмента, с другой стороны, предоставляет действенный инструментарий для администрирования информационных систем и сетей.

Общее описание *научного результата* можно представить как:

Получил дальнейшее развитие метод оценивания состояния развития информационных систем, основанный на обобщенных показателях и критериях. Метод позволяет качественно оценить состояние развития информационной сервисной системы для решения вопросов по планированию инвестиций и снижению финансового риска при расширении инфраструктуры компьютерной сети. В конечном итоге это приводит к экономии денежных средств.

Практическая значимость результатов состоит в том, что их можно успешно использовать при проектировании или выборе аналогичных систем в процессе оптимизации инфраструктуры существующей компьютерной сети. Это, в свою очередь, может способствовать коррекции стратегии развития компьютерной сети, снижению финансового риска, повысить их эффективность, бизнес отдачу и сделать более привлекательной для новых инвестиций.

Пути дальнейших исследований. В дальнейшем предполагается рассмотреть оценивание состояния систем в условиях их развития в течение жизненного цикла существования.

Заключение. Работа выполнена на каф. ИУС ХНУРЭ (Харьковский национальный университет радиоэлектроники) лаборатория “Менеджмент компьютерных сетей”.

Литература.

- [1] Mark Burgess. Principles of Network and System Administration\Sec.Ed. John Wiley & Sons, Ltd.- 2004. - 649p.
- [2] Aleksander Clemm. Network Management Fundamentals. — CISCO Press, 2007. — 510 p.
- [3] Microsoft Operations Framework (MOF). MOF Executive Overview version 4.0\ Microsoft <http://microsoft.com/technet/SolutionAccelerators>, 2008. - 32 p.
- [4] Костокрызов А.И. Опыт применения и развития научно-практических положений стандарта ГОСТ РВ 51987-2002 «Информационная технология. Комплекс стандартов на автоматизированные системы. Требования и показатели качества функционирования информационных систем. Общие положения» // Сборник трудов 3-й Всероссийской практической конференции «Стандарты в проектах современных информационных систем», г. Москва, 2003 г., с. 53-54.
- [5] Попов Ф.А., Ануфриева Н.Ю., Урюпина Ю.В., Мелехова О.Н. О комплексной оценке качества информационных систем\XIV Всероссийская научно-методическая конференция «Телематика'2007». - 1 с.
- [6] Лукьянова Н.Ю. Методологические аспекты оценки качества функционирования информационной системы АПК\ Известия Санкт-Петербургского государственного аграрного университета, (2009), 14, с. 174-179.
- [7] DeLone, W. H., McLean, E. R. Information Systems Success Revisited. //Proceedings of the 35th Hawaii International Conference on System Sciences (HICSS 02). Big Island, Hawaii: 2002, pp. 238-249.
- [8] DeLone, W.H. and McLean, E.R Measuring e-commerce success: applying the DeLone & McLean information systems success model. International Journal of Electronic Commerce, 9(1), 2004. 31-47.
- [9] Ozkan S . A Process Capability Approach to Information Systems Effectiveness Evaluation. //The Electronic Journal of Information Systems Evaluation, 2006, Vol. 9, Iss. 1, pp. 7-14.
- [10] N.Urbach, S.Smolnik and G.Riemp. The State of Research on Information Systems Success A Review of Existing Multidimensional Approaches\Business & Information Systems Engineering. The International Journal of WIRTSCHAFTSINFORMATIK- Vol.4, 2009.- 315-325 p.
- [11] Andersson, T., Von Hellens, L., Information systems work quality, Information and Software Technology 39, 1997.- pp. 837-844.
- [12] Adelakun, O. Planning and Managing Strategic Information Systems Project: A Case study on IS quality process in ABC, Turku Centre for Computer Science TUCS, and Turku School of Economics and Business Administration, Institute of Information Systems Science 1991.
- [13] Hallikainen P and Chen L. A Holistic Framework on Information Systems Evaluation with a Case Analysis” The Electronic Journal Information Systems Evaluation Volume 9 Issue 2, 2005. - pp 57 – 64.
- [14] Разумовский Г.В., Романенко С.А., Экало А.В. Оценка качества информационной системы на основе показателей добротности\Международный журнал Программные продукты и системы № 2 за 2005 год - 3 с. — 5 с.
- [15] Аглицкий Д.С., Аглицкий И.С. Рынок информационных технологий: проблемы и решения. - М.:2000 - 256 с.
- [16] Valeria Martin Valls, Waldomiro de Castro Santos Vergueiro. Quality management on information services according to ISO 9000”, New Library World, Vol. 107 Iss: 11/12, 2006. - pp. 523-537.
- [17] I. Caballero, E. Verbo, C. Calero, and M. Piattini, A data quality measurement information model based on iso/iec 15939\Proceedings of the 12th International Conference on Information Quality. Cambridge, USA: MIT, November 2006.- 16p.
- [18] Gable, G.G., Sedera, D. and Chan, T. Re-conceptualizing information system success: the IS-impact measurement model. Journal of the Association for Information Systems, 9(7), 2008. — pp. 377-408.
- [19] Sann Knight and J. Burn. Developing a framework for assessing information quality on the world wide web. Informing Science Journal., 8. - 2005. - С. 159-172.
- [20] Dabholkar, P.A., Shepherd, C.D. and Thorpe, D.I. . A comprehensive framework for service quality: an investigation of critical conceptual and measurement issues through a longitudinal study. Journal of Retailing, 76(2), 2000. — pp.139-173.
- [21] ISO 9001:2008. Quality management systems\ISO - 2009.



Поступила в редколлегию 10.11.2010

Саенко Владимир Иванович, к.т.н., проф. каф. информационных управляющих систем ХНУРЭ. Научные интересы: менеджмент компьютерных сетей. Увлечения и хобби: садоводство, видеосъемка.

УДК 004.738.52:004.031

Метод оцінювання стану розвитку сервісної інформаційної системи / В.І. Саєнко / Прикладна радіоелектроніка: наук.-техн. журнал. — 2010. Том 9. № 4. — С. 534—541.

Представлений метод оцінювання стану розвитку інформаційної сервісної системи. Метод заснований на узагальнених показниках і критеріях, які характеризують рівень розвитку системи. Запропоновані рішення орієнтовані на допомогу адміністраторам комп'ютерних мереж при прийнятті рішень про планування розвитку інфраструктури мережі. Метод пояснюється на прикладі.

Ключові слова: комп'ютерні мережі, сервісні системи, менеджмент комп'ютерних мереж, рівень розвитку систем, старіння системи, функціональність системи.

Табл. 2. Іл. 1. Бібліогр.: 21 найм.

UDK 004.738.52:004.031

Method for estimating the state of the service information system development / V.I. Sayenko / Applied Radio Electronics: Sci. Mag. — 2010. Vol. 9. № 4. — P. 534—541.

A method for estimating the state of development of a service information system is presented. The method is based on the generalized parameters and criteria that characterize the level of development of the system. The offered solutions are oriented to help computer networks administrators make decisions about planning and development of network infrastructure. The method is explained on examples.

Keywords: computer networks, information systems, service systems, management, computer network management, infrastructure management, state of system, estimation methods, system development level, system aging, system functionality, infrastructure optimization, QoS.

Tab. 2. Fig. 1. Ref.: 21 items.

КРИТЕРИАЛЬНАЯ ОЦЕНКА ЭФФЕКТИВНОСТИ МНОГОПАРАМЕТРИЧЕСКИХ ОПИ_N

Л.Б. ЛИЩИНСКАЯ

Разработана общая концепция построения критерия эффективности многопараметрических ОПИ_N, обоснованы их основные параметры, используемые для сравнительной оценки эффективности, приводится аналитическое определение частных критериев эффективности.

Ключевые слова: обобщенные преобразователи иммитанса, многопараметрические ОПИ, эффективность, информационные устройства.

ВВЕДЕНИЕ

Любые информационные системы состоят из информационных устройств (ИУ), выполняющих информационные операции малой сложности. Важнейшим этапом их проектирования является сравнительная оценка современных достижений в области разработки ИУ и определение путей их совершенствования. Для количественной оценки таких решений используются различные виды критериев эффективности, разрабатываемые, как правило, применительно к определенному классу ИУ.

Существует широкий класс ИУ в основе построения которых, лежит использование однопараметрических обобщенных преобразователей иммитанса (ОПИ). Это зависимые четырехполюсники, входной $W_{вх}$ (выходной $W_{вых}$) иммитанс которых зависит от иммитанса нагрузки W_n (генератора W_r) (рис. 1) [1]. Критерии оценки их эффективности разработаны в [2]. Развитие теории и применение многопараметрических ОПИ_N, на базе N -полюсников, делает актуальной проблему разработки аналитического аппарата критериальной оценки их эффективности.

В работе разрабатывается общая концепция построения критерия эффективности многопараметрических ОПИ_N. Производится обоснование их основных параметров, используемых для сравнительной оценки эффективности, и дается аналитическое определение частных критериев эффективности.

1. РАЗРАБОТКА ОБЩЕЙ КОНЦЕПЦИИ ПОСТРОЕНИЯ КРИТЕРИЯ ЭФФЕКТИВНОСТИ

Под критерием эффективности понимается аналитическое выражение, характеризующее степень возможности получения, с помощью рассматриваемого устройства, максимального эффекта при минимуме затрат [3]. Отсутствие аналитических методов получения таких критериев привело к появлению большого количества их разновидностей. При этом все они могут быть разделены на однопараметрические и многопараметрические. Первые, обладая простотой, ограничены в вопросах оптимизации параметров ИУ и, как правило, используются только на первичном этапе проектирования для сравнительной оценки.

Более эффективными оказываются многопараметрические критерии. На основании опыта разработки таких критериев, в [4] сформированы основные требования, которым они должны соответствовать:

1. Отражать основное назначение ИУ, исходя из цели проектирования и оптимизации;
2. Выражаться в числовой форме;
3. Иметь конкретные и обоснованные границы;
4. Иметь ясный физический смысл;
5. Обеспечивать возможность сравнения различных вариантов в разных условиях, например, быть нормированным;
6. Обеспечивать возможность решение задачи оптимизации;
7. Обеспечивать возможность учёта индивидуальных требований, например, путём введения весовых коэффициентов;
8. Обеспечивать возможность прогнозирования путей повышения эффективности ИУ;
9. Обеспечивать возможность комплексного технико-экономического анализа.

Исходя из этих требований, в [5] для оценки эффективности ИУ предложен критерий эффективности ИУ в виде

$$E = \left(\prod_{i=1}^n \eta_i^{a_i} \right)^{1/n}, \quad (1)$$

где η_i — КПД ИУ по i -му параметру; n — число учитываемых параметров θ_i , a_i — весовой коэффициент, где $1 \leq a_i < \infty$; $\eta_i = \theta_{i,min} / \theta_i$; $0 \leq \eta_i < 1$, $\theta_i \geq \theta_{i,min}$, $0 \leq E < 1$.

Учитывая, что $\eta_i < 1$, применение весового коэффициента в форме (1) оказалось нелогичным, т.к. с его ростом уменьшается величина $\eta_i^{a_i}$. Поэтому в [2] предложена модифицированная форма критерия (1) в виде

$$E = \left(\prod_{i=1}^n \gamma_i \eta_i \right)^{1/n}, \quad (2)$$

где γ_i — весовой коэффициент ($0 < \gamma_i \leq 1$), с увеличением которого растет величина $\gamma_i \eta_i$, что является более естественным.

Критерий в форме (2) успешно применен при оценке эффективности однопараметрических

Таблица 1

Основные параметры однопараметрических ОПИ

№	Наименование параметра	Математическое описание параметра
1	2	3
1	Коэффициент прямой конверсии иммитанса	$T_k = \frac{W_{\text{вх}}}{W_{\text{н}}} = \frac{W_{11}}{W_{22}}$
2	Коэффициент обратной конверсии иммитанса	$T'_k = \frac{W_{\text{вых}}}{W_{\text{г}}} = \frac{W_{22}}{W_{11}}$
3	Коэффициент прямой инверсии иммитанса	$T_l = W_{\text{вх}} W_{\text{н}} = -W_{12} W_{21}$
4	Коэффициент обратной инверсии иммитанса	$T'_l = W_{\text{г}} W_{\text{н}} = -W_{12} W_{21}$
5	Внутренний инвариантный коэффициент устойчивости	$K_c = \frac{2 \operatorname{Re} W_{11} \operatorname{Re} W_{22} - \operatorname{Re}(W_{12} W_{21})}{ W_{12} W_{21} }$
6	Максимально-достижимый коэффициент передачи мощности	$K_{ms} = \left \frac{W_{21}}{W_{12}} \right $
7	Максимально-достижимое значение отрицательного действительного иммитанса на входе ОПИ	$\operatorname{Re} W_{\text{max. вх}}^{(-)} = \frac{ W_{12} W_{21} (1 - K_c)}{2 \operatorname{Re} W_{22}}$
8	Максимально-достижимое значение отрицательного действительного иммитанса на выходе ОПИ	$\operatorname{Re} W_{\text{max. вых}}^{(-)} = \frac{ W_{12} W_{21} (1 - K_c)}{2 \operatorname{Re} W_{11}}$
9	Коэффициент невязности ОПИ при $K_c > 1$	$K'_H = \left \frac{W_{21}}{W_{12}} \right ^2$
10	Коэффициент невязности ОПИ при $K_c < 1$	$K_H = \left \frac{\operatorname{Re} W_{22}}{\operatorname{Re} W_{11}} \right $
11	Граничная частота	$f_{\Pi} (\operatorname{Re} W_{\text{вх. max}}^{(-)} = 0)$
12	Оптимальная частота преобразования иммитанса	f_{opt}
13	Коэффициент шума	$F_{\text{ш}}$
14	Потребляемая мощность	P_0
15	Чувствительность коэффициента преобразования T к изменениям внутренних параметров α_i ОПИ	$S_{\alpha_i}^T = \frac{\partial T}{\partial \alpha_i} \frac{\alpha_i}{T}$

ОПИ, у которых имеется однозначная зависимость преобразованного иммитанса $W_{\text{вх}}$ ($W_{\text{вых}}$) от преобразуемого $W_{\text{н}}$ ($W_{\text{г}}$). У многопараметрических ОПИ_N такой однозначной зависимости нет, т.к. у них $W_{\text{вых. N}} = F(W_{\text{г1}}, W_{\text{г2}} \dots W_{\text{г(N-1)}})$. В связи с этим, непосредственное использование критерия (2) для оценки эффективности многопараметрических ОПИ_N невозможно. Решение этой задачи получено путем использования понятия «канала преобразования иммитанса», характеризуемого функцией

$$W_{\text{вых. j}} = F_j(W_{\text{гj}} - \text{var}; W_{\text{г(j+1)}} \dots W_{\text{г(N-1)}} - \text{const}; [Y_N]),$$

где $[Y_N]$ – неопределенная иммитансная матрица многополюсника, $j \leq (N-1)$ – число каналов.

В этом случае, каждый канал преобразования иммитанса можно характеризовать набором частных параметров ϵ_{ji} , где j – номер параметра, зависящих от параметров неопределенной матрицы $[Y_N]$ и, соответственно, частными КПД $\eta_{ji} = \epsilon_{ji \min} / \epsilon_{ji}$ преобразования иммитанса по j -тому параметру.

В этом случае эффективность каждого канала преобразования иммитанса можно оценить частным критерием вида

$$E_j = \left(\prod_{i=1}^n \gamma_i \eta_i \right)^{1/n}. \quad (3)$$

Для интегральной оценки эффективности многопараметрического ОПИ_N предлагается суммарный критерий

$$E_{\Sigma} = \left(\prod_{j=1}^{N-1} E_j \right)^{1/(N-1)} = \left[\prod_{j=1}^{N-1} \left(\prod_{i=1}^n \gamma_i \eta_i \right)^{1/n} \right]^{1/(N-1)} = \left[\prod_{j=1}^{N-1} \left(\prod_{i=1}^n \gamma_i \eta_i \right) \right]^{1/n(N-1)}. \quad (4)$$

Использование этого критерия обеспечивает выполнение соотношений $0 < \eta_i < 1$, $0 < E_{\Sigma} < 1$, что соответствует части выше перечисленных требований. Полное соответствие (4) требованиям (1-9) зависит от выбора информационных параметров ОПИ_N и формы их представления.

2. ОБОСНОВАНИЕ ОСНОВНЫХ ПАРАМЕТРОВ МНОГОПАРАМЕТРИЧЕСКИХ ОПИ_N ДЛЯ ОЦЕНКИ ИХ ЭФФЕКТИВНОСТИ

В настоящее время существует устоявшаяся система рабочих параметров однопараметрических ОПИ [1] (табл. 1), достоинством которой является их однозначная зависимость от W -параметров иммитансной матрицы зависимого четырехполюсника.

Однако для характеристики многопараметрических ОПИ_N, эта система частично не подходит, т.к. для ОПИ_N ряд параметров теряет физический смысл. Например, для заземленного ОПИ_N (рис. 1 б) теряют смысл коэффициенты T'_k и T'_u – обратного преобразования иммитанса, и коэффициенты невязности K_H (K'_H).

Кроме того, величина $S_{\alpha_i}^T$ является технологической и не влияет на электрические параметры ОПИ_N. Исходя из этого, для сравнительной оценки эффективности многопараметрических ОПИ_N используем следующую систему параметров: T_k ; T_u ; K_c ; K_{ms} ; $\operatorname{Re} W_{\text{max. вых}}$; f_n ; f_{opt} ; P_0 ; $F_{\text{ш}}$.

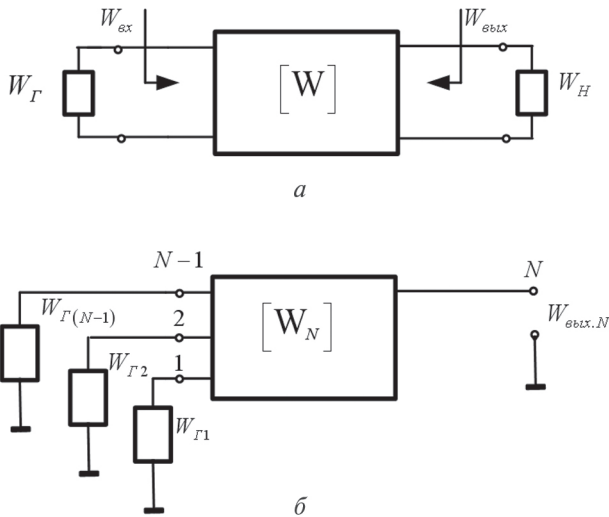


Рис. 1. Однопараметрический ОПИ на базе зависимого четырехполюсника (а) и заземленный многопараметрический ОПИ_N на базе независимого N -полюсника (б)

При выводе выражений для частных КПД преобразования иммитанса необходимо определить потенциальные значения используемых параметров. С учетом результатов работы [2] и вышеперечисленных требований к критерию эффективности, получены частные КПД преобразования иммитанса η_{ji} в каждом канале ОПИ_N (табл. 2).

Таблица 2

Частные КПД преобразования иммитанса в каждом канале многопараметрического ОПИ_N

Наименование коэффициента эффективности ОПИ	Математическое описание коэффициента
1	2
Коэффициент эффективности ОПИ ^R по действительной части коэффициента конверсии иммитанса	$\eta_{TKji}^R = \frac{1}{1 + \frac{ \operatorname{Re} \Delta }{W_0^2}}$
Коэффициент эффективности ОПИ ^X по мнимой части коэффициента конверсии иммитанса	$\eta_{TKji}^X = \frac{1}{1 + \frac{ \operatorname{Im} \Delta }{W_0^2}}$
Обобщенный коэффициент эффективности ОПИ _K по коэффициенту конверсии иммитанса	$\eta_{TKji} = (\eta_{TK}^R \times \eta_{TK}^X)^{\frac{1}{2}}$
Коэффициент эффективности ОПИ ^R _{TI} по действительной части коэффициента инверсии иммитанса	$\eta_{TI}^R = \frac{1}{(1 + \operatorname{Re} W'_{11})(1 + \operatorname{Re} W'_{22})}$
Коэффициент эффективности ОПИ ^X _{TI} по мнимой части коэффициента инверсии иммитанса	$\eta_{TI}^X = \frac{1}{(1 + \operatorname{Im} W'_{11})(1 + \operatorname{Im} W'_{22})}$

Продолжение табл. 2

1	2
Обобщенный коэффициент эффективности ОПИ _I по коэффициенту инверсии иммитанса	$\eta_{TI} = (\eta_{TI}^R \times \eta_{TI}^X)^{\frac{1}{2}}$
Коэффициент эффективности ОПИ по граничной частоте	$\eta_{f\Pi} = \frac{f_{\Pi 2} - f_{\Pi 1}}{f_{\max}}$
Коэффициент эффективности ОПИ по коэффициенту шума	$\eta_{F_{\text{ш}}} = \frac{F_{\text{ш min}}}{F_{\text{ш}}}$
Коэффициент эффективности ОПИ по внутреннему инвариантному коэффициенту устойчивости для режима потенциальной неустойчивости	$\eta_{KC} = \frac{1}{2 + K_C}$
Коэффициент эффективности ОПИ по максимально-достижимому устойчивому коэффициенту передачи	$\eta_{Kms} = \frac{Kms}{1 + Kms}$
Коэффициент эффективности ОПИ по максимально-достижимому значению отрицательного действительного иммитанса	$\eta_{\max}^{R(-)} = \frac{\operatorname{Re} W'_{\max}^{(-)}}{1 + \operatorname{Re} W'_{\max}^{(-)}}$
Коэффициент эффективности ОПИ по энергетическим затратам	$\eta_P = \frac{P_{\text{ш.вх}}}{P_{\text{ш.вх}} + P_0}$

где $\Delta = W_{11}W_{22} - W_{21}W_{12}$, W_0 – иммитанс измерительного тракта; $f_{\max}$ – максимальная частота генерации; $F_{\text{ш.min}}$ – минимально-достижимое значение коэффициента шума; $P_{\text{ш.вх}}$ – мощность шумов на входе ОПИ; $f_{\Pi 2}$ и $f_{\Pi 1}$ – верхняя и нижняя предельные частоты, где $K_C = 1$.

Совместно с (4) полученная система уравнений образует математическую модель эффективности многопараметрического ОПИ_N, для использования которой в основном достаточно знать иммитансные W -параметры ОПИ_N.

3. ПРИМЕР ПРАКТИЧЕСКОГО ПРИМЕНЕНИЯ

В качестве примера практического применения разработанного критерия, рассмотрим эффективность 2-х вариантов ОПИ_N, реализуемых на базе трехполюсника, использующего биполярный транзистор (рис. 2).

Неопределенная матрица биполярного транзистора определяет связь между токами $I_1 - I_3$ полюсов и напряжениями $U_1 - U_3$ между полюсами и общей шиной

$$\begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \\ I_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} y_{11} & y_{22} & y_{33} \\ y_{21} & y_{22} & y_{23} \\ y_{31} & y_{32} & y_{33} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} U_1 \\ U_2 \\ U_3 \end{bmatrix}. \quad (5)$$

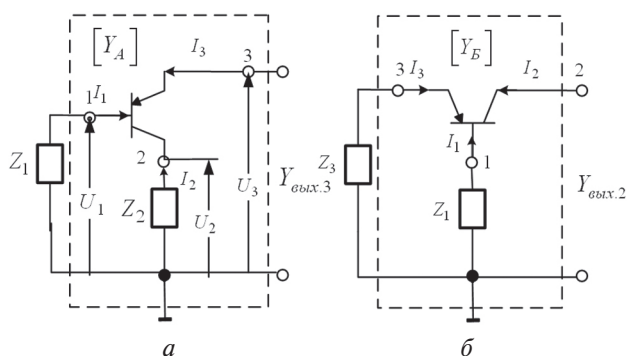


Рис. 2. Варианты построения двухпараметрических ОПИ_N на базе биполярного транзистора

Включение в цепи каждого полюса сопротивлений $Z_1 - Z_3$ ведет к изменению напряжений полюсов, и в результате уравнение (5) принимает вид

$$\begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \\ I_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \bar{y}_{11} & \bar{y}_{22} & \bar{y}_{33} \\ \bar{y}_{21} & \bar{y}_{22} & \bar{y}_{23} \\ \bar{y}_{31} & \bar{y}_{32} & \bar{y}_{33} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \bar{U}_1 \\ \bar{U}_2 \\ \bar{U}_3 \end{bmatrix}. \quad (6)$$

На основании (6) с учетом (5) параметры матрицы проводимости четырехполюсника на рис. 2а будут равны:

$$Y_{11}^A = \bar{y}_{11} = \frac{y_{11} + Z_2 \Delta y_1}{1 + Z_2 \Delta y_1}; \quad Y_{12}^A = \bar{y}_{12} = \frac{y_{13} - Z_2 \Delta y_1}{1 + Z_2 \Delta y_1}; \quad (7)$$

$$Y_{21}^A = \bar{y}_{21} = \frac{y_{31} - Z_2 \Delta y_1}{1 + Z_2 \Delta y_1}; \quad Y_{22}^A = \bar{y}_{22} = \frac{y_{33} + Z_2 \Delta y_1}{1 + Z_2 \Delta y_1},$$

где $\Delta y_1 = y_{11}y_{33} - y_{31}y_{13}$.

Аналогично для четырехполюсника на рис. 2 б, находим:

$$Y_{11}^B = \bar{y}_{22} = \frac{y_{22} + Z_1 \Delta y_2}{1 + Z_1 \Delta y_2}; \quad Y_{12}^B = \bar{y}_{23} = \frac{y_{23} - Z_1 \Delta y_2}{1 + Z_1 \Delta y_2}; \quad (8)$$

$$Y_{21}^B = \bar{y}_{31} = \frac{y_{31} - Z_1 \Delta y_2}{1 + Z_1 \Delta y_2}; \quad Y_{22}^B = \bar{y}_{33} = \frac{y_{33} + Z_1 \Delta y_2}{1 + Z_1 \Delta y_2}.$$

Расчет входящих в неопределенную матрицу уравнения (5) Y-параметров не представляет трудностей, и может быть проведен по одной из методик, рассмотренных в [6], или непосредственно измерены в диапазоне СВЧ [7].

Подставляя Y-параметры (7) и (8) в систему уравнения табл. 2, с учетом аналитических выражений, приведенных в табл. 1, рассчитаны частные η_{ji} КПД преобразования иммитансов в схемах рис. 2 (табл. 3). Для исключения неопределенности, связанной с зависимостью параметров ОПИ_N от величины и характера сопротивлений $Z_1 - Z_3$, считаем $Z_1 = Z_2 = Z_3 = 10 \text{ Ом}$.

При расчете суммарной эффективности E_Σ не учитывался энергетический КПД η_p , т.к. во всех рассматриваемых схемах он одинаковый и не влияет на сравнительную оценку.

В то же время низкое значение этого коэффициента указывает на первостепенную необходимость снижения энергетических затрат P_0

в ОПИ_N, прежде всего в цепях смещения транзисторов. Остальные значения η_i 2-х схем ОПИ_N близки по величине, что обусловило их одинаковую по значению (0,52) суммарную эффективность. Сравнивая результаты табл. 3 с аналогичными результатами для однопараметрических ОПИ на базе биполярных транзисторов [2], наблюдаем почти 2-х кратное снижение эффективности 2-х параметрического ОПИ_N, по сравнению с однопараметрическим, что обусловлено, прежде всего, ростом коэффициента шума ОПИ_N ($\eta_{Fш} = 0,52$), вносимого резисторами $R_1 - R_3$. Использование в качестве преобразуемых иммитансов, реактивных сопротивлений приведет к росту $\eta_{Fш}$, а следовательно, и E_Σ .

Таблица 3

Сравнительная оценка эффективности 2-х параметрического ОПИ_N на базе биполярного транзистора (КТ3115, $f = 0,1 \text{ ГГц}$, $Z_1 = Z_2 = Z_3 = 10 \text{ Ом}$)

Вид ОПИ _N		Рис. 2а		Рис. 2б	
Номер канала		1.3	2.3	1.3	2.3
КПД преобразования иммитанса – η_i	η_{TK}^R	0,97	0,83	0,98	0,63
	η_{TK}^X	0,95	0,62	0,96	0,71
	η_{TK}	0,96	0,97	0,97	0,67
	η_{TI}^R	0,28	0,14	0,11	0,24
	η_{TI}^X	0,24	0,24	0,32	0,22
	η_{TI}	0,26	0,18	0,18	0,23
	η_T	0,5	0,42	0,42	0,39
	η_{KC}	0,65	0,51	0,54	0,44
	η_{Kms}	0,34	0,24	0,32	0,41
	$\eta_{R^{(-)}}_{max}$	0,92	0,91	0,95	0,81
	$\eta_{fш}$	0,92	0,92	0,75	0,65
	$\eta_{f_{opt}}$	0,21	0,25	0,43	0,35
	$\eta_{Fш}$	0,52	0,51	0,54	0,32
	$\eta_p 10^{-19}$	1,6	1,6	1,6	1,6
Коэффициент эффективности	E_j	0,52	0,52	0,53	0,51
	E_Σ	0,52		0,52	

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

1. Разработана общая концепция построения критерия эффективности многопараметрических ОПИ_N, заключающаяся во введении понятия «канала преобразования иммитанса» и оценки эффективности ОПИ_N, как среднее геометрическое от эффективности каждого канала.

2. Обоснованы основные параметры многопараметрических заземленных ОПИ_N, включающие: T , K_c , K_{ms} , $ReW^{(-)}_{max}$, $f_{ш}$, f_{opt} , $F_{ш}$, P_0 , большинство из которых однозначно определяются через параметры неопределенной иммитансной матрицы N-полюсника.

3. Дано аналитическое определение частных критериев эффективности E_i канала преобразования иммитанса, как среднее геометрическое КПД η_j преобразования иммитанса по основным параметрам ОПИ_N, с учетом их аналитической формы, обеспечивающей выполнение условий: $0 < \eta_j < 1$; $0 < E_j < 1$; $0 < E_\Sigma < 1$.

Литература

1. *Філінюк М.А.* Аналіз і синтез інформаційних пристроїв на базі потенційно-нестійких узагальнених перетворювачів імітансу: монографія / М. А.Філінюк. — Вінниця: ВДТУ, 1998. — 85 с.
2. *Філінюк М.А.* Критеріальна оцінка ефективності узагальнених перетворювачів імітансу / М.А. Філінюк, Ле Туан Ту, О.П. Піддубний // Вісник ВПІ. — 1999. — № 1. — С. 85-90.
3. *Кузьмин И.В.* Оценка эффективности и оптимизации АСКУ / И.В. Кузьмин. — М.: Советское радио, 1971. — 296 с.
4. *Филинчук Н.А.* Аналитические требования к критериям эффективности информационных устройств / Н. А. Филинчук, Ле Туан Ту, Р. А. Анфилов // Контроль і управління в технічних системах. — 1997. — Т. 2. — С. 56-62.
5. *Филинчук Н.А.* Критерий эффективности информационных устройств преобразования и управления / Н. А. Филинчук // Изв. вузов СССР. Сер. Приборостроение. — 1984. — Т. 27, № 4. — С. 253.
6. *Спиридонов Н.С.* Основы теории транзисторов / Н.С. Спиридонов. — К.: Техніка, 1975. — 360 с.
7. *Філінюк М.А.* Метрологічні основи негatronіки / М.А. Філінюк, Д.В. Гаврилов. — Вінниця: УНІ-ВЕРСУМ, 2006. — 188 с. — ISBN 966-641-168-7.

Поступила в редколлегию 15.11.2010

Лишинская Людмила Брониславовна, кандидат технических наук, доцент, соискатель Винницкого национального технического университета, область научных интересов: многопараметрические обобщённые преобразователи иммитанса и информационные устройства на их основе.



УДК 62.501.7

Критеріальна оцінка ефективності багатопараметричних УПІ_N / Л.Б. Ліщинська // Прикладна радіоелектроніка: наук.-техн. журнал. — 2010. Том 9. № 4. — С. 542–546.

Розроблена загальна концепція побудови критерію ефективності багатопараметричних УПІ_N, обґрунтовані їх основні параметри, використовувані для порівняльної оцінки ефективності, наводиться аналітичне визначення часткових критеріїв ефективності.

Ключові слова: узагальнені перетворювачі імітансу (УПІ), багатопараметричні УПІ, ефективність, інформаційні пристрої.

Табл. 3. Іл. 2. Бібліогр.: 7 найм.

UDC 62.501.7

Criterion estimation of efficiency of multiparameter GCI_{Ns} / L.B. Lishchynska // Applied Radio Electronics: Sci. Mag. — 2010. Vol. 9. № 4. — P. 542–546.

A general concept of constructing the criterion of efficiency of multiparameter GCI_{Ns} is developed, their basic parameters used for the comparative estimation of the efficiency are grounded, analytical determination of subtests of efficiency is given.

Keywords: generalized transformers of immittance (GCI), multiparameter GCIs, efficiency, information devices.

Tab. 3. Fig. 2. Ref.: 7 items.

ЭЛЕКТРОННАЯ И ЛАЗЕРНАЯ ТЕХНИКА, ОПТОЭЛЕКТРОНИКА И ТЕХНОЛОГИИ

УДК 621.373.8.038.825

ФОРМИРОВАНИЕ СПЕКТРА ИЗЛУЧЕНИЯ ТВЕРДОТЕЛЬНЫХ ЧИП ЛАЗЕРОВ С ПОЛУПРОВОДНИКОВОЙ НАКАЧКОЙ

Ю.П. МАЧЕХИН, О.А. МЕДВЕДЕНКО

В работе представлены результаты исследований особенностей формирования спектра излучения твердотельного чип лазера. Рассмотрены условия формирования полем накачки режима одномодовой генерации. Показано, что, используя селектор Фокса — Смита, можно реализовать условия генерации одночастотного излучения. Показано, что добиться требуемой девиации оптической частоты для ее стабилизации по пикам насыщенного поглощения в йоде, можно с помощью модуляции интенсивности излучения накачки.

Ключевые слова: твердотельный лазер, полупроводниковая накачка, спектр излучения, стандарт частоты.

ВВЕДЕНИЕ

Современная лазерная прецизионная измерительная техника немыслима без оптических стандартов частоты (ОСЧ). Требования, которые предъявляются в настоящее время к ОСЧ, заключаются не только в высоком уровне стабильности и воспроизводимости частоты излучения, но и в удобстве, надежности и длительном сроке их эксплуатации. Над созданием компактных ОСЧ уже не одно десятилетие ведутся как исследовательские, так и конструкторские работы. Первоначально, полагалось, что для создания ОСЧ достаточно использовать полупроводниковые лазеры, с одночастотным излучением. Однако, использование полупроводниковых лазеров позволило достичь принципиально важных результатов, но только при создании стационарных ОСЧ, в которых в качестве оптических частотных реперов используются линии поглощения охлажденных атомов или ионов.

Существенным прорывом в развитии малогабаритных ОСЧ стали достижения в создании твердотельных чип лазеров с полупроводниковой накачкой. В традиционных лазерных средах высокая концентрация активных ионов приводит к повышению нежелательных безизлучательных переходов с верхнего состояния вследствие Nd^{3+} - Nd^{3+} взаимодействия и уменьшает время жизни уровня. Если ионы Nd^{3+} входят в состав кристаллической решетки стехиометрически, то благодаря большому расстоянию друг от друга, обладают слабым взаимодействием даже при их высоких концентрациях (40-50 %). Эта особенность позволила создавать лазерные активные среды с концентрацией Nd^{3+} до 40 % и более.

В активных средах, имеющих высокую концентрацию Nd^{3+} , линия поглощения (~ 4 нм на длине волны 808 нм) хорошо согласуется с параметрами спектрально узкого излучения полупроводниковых лазеров накачки. Для поглощения

более 95% накачки концентрация ионов неодима должна быть не менее $1,4 \cdot 10^{20} \text{ см}^{-3}$, в результате чего размеры активной среды вместе с резонатором могут быть очень малыми, не более 1 мм. Эти монолитные, линейные и кольцевые твердотельные лазеры на основе $\text{Nd}:\text{YVO}_4$, $\text{Nd}:\text{YAG}$, $\text{Nd}:\text{LSB}$ с длиной волны излучения около 1,064 мкм накачиваются излучением полупроводниковых лазеров, специальным образом сформированного в пространстве. Чтобы обеспечить стабилизацию частоты у чип лазеров, необходимо выполнить два условия. Во-первых, излучение чип лазера должно быть одномодовым и одночастотным. Во-вторых, для поиска частотного репера и стабилизации частоты излучения по нему, необходимо использовать модуляционный метод, т.е. необходимо осуществлять сканирование и модуляцию длины резонатора лазера. При стабилизации частоты чип лазера по линиям насыщенного поглощения в йоде необходимо осуществить удвоение частоты генерации, в результате вторая гармоника — 532 нм попадает в область поглощения молекулярного йода.

Классическим примером линейного чип-лазера на основе твердотельных активных сред является лазер, выполненный из высококачественного монокристалла $\text{Nd}:\text{YVO}_4$, один торец кристалла плоский, а второй — сферический с радиусом кривизны 10 см. Длина резонатора (активного элемента) 1,5 мм [1]. Лазерные зеркала наносятся непосредственно на торцы активного элемента. Мощность излучения в одномодовом режиме составляет несколько десятков мВт.

В других известных конструкциях твердотельных чип лазеров с внешним резонатором [1] одно из зеркал устанавливается на пьезокерамический, линейный преобразователь. Одномодовый и одночастотный режим в таком резонаторе реализуется за счет взаимного расположения оптических элементов, обеспечивающих интерфе-

ренцию Ллойда [2]. В результате, конструкция становится соизмеримой с резонатором газового лазера, и преимущества малогабаритного чип лазера исчезают.

Тем не менее, современные тенденции развития твердотельных чип лазеров позволяют рассчитывать на создание перспективных миниатюрных средств измерений. В настоящее время ведутся исследовательские работы по созданию твердотельного чип лазера с удвоением частоты в виде компактного многослойного оптического устройства, т.е. вырезанного вдоль оптической оси диска активного элемента (толщиной 1 мм и диаметром 2-4 мм) и нелинейного кристалла (КТР толщиной 1 мм). Однако, чтобы такую конструкцию можно было использовать при создании ОСЧ, не выходя за пределы миниатюрной конструкции чип-лазера, необходимо решить целый ряд научных и технических задач. Одной из них является обеспечение устойчивого режима одномодового и одночастотного излучения чип-лазера.

Целью настоящей работы были исследования условий формирования спектра излучения твердотельного чип лазера, обеспечивающих генерацию основной поперечной моды и одной продольной моды. В тех случаях, когда чип-лазер планируется использоваться в составе ОСЧ, необходимо, чтобы в лазере были реализованы условия, обеспечивающие создание требуемой девиации оптической частоты, путем модуляции длины резонатора. Учитывая, что конструкция чип лазера представляет собой монолитную конструкцию, в работе исследуется возможность модуляции частоты излучения через модуляцию интенсивности излучения накачки.

1. СЕЛЕКЦИЯ ПОПЕРЕЧНЫХ МОД ЧИП ЛАЗЕРА

Эффективность использования лазерной накачки для твердотельных лазеров характеризуется двумя параметрами. Во-первых, частота накачки должна быть максимально близкой к центральной частоте линии поглощения, а спектр излучения лазера накачки не должен превышать ширину полосы поглощения. Во-вторых, накачка должна полностью поглощаться активной средой и обеспечивать возбуждение и устойчивую генерацию только основной поперечной моды резонатора. Здесь следует обратить внимание на тот факт, что линейные размеры активной среды, используемой в чип лазерах, выбираются из условия максимального поглощения мощности накачки.

Можно выделить два направления разработки условий применения полупроводниковых лазеров для накачки чип лазеров.

Первое направление связано с использованием вертикально излучающих лазеров в качестве лазеров накачки. Преимущество этих лазеров по многим параметрам очевидно. Выходное излучение имеет расходимость в пределах 10-15 граду-

сов, форма пучка в сечении круговая. Генерация может осуществляться на любых длинах волн в диапазоне 750-960 нм, при этом ширина линии излучения составляет величину не более 100 МГц. В одномодовом режиме генерации мощность излучения не более 0,5 мВт. Последнее условие - очень малый уровень выходной мощности излучения, является в настоящее время основным, не позволяющим использование этого типа полупроводникового лазера для накачки чип лазеров. Тем не менее, дальнейшее развитие этих полупроводниковых лазеров, связанное с достижением более высоких уровней мощности (на два, три порядка), позволит использовать эти лазеры для накачки чип-лазеров. Если при этом спектральные и пространственные характеристики излучения этих полупроводниковых лазеров не ухудшатся, то они будут наилучшими кандидатами для обеспечения эффективной накачки чип лазеров без дополнительной многоэлементной оптики.

Второе направление связано с использованием обычных гетеролазеров с достаточно высоким уровнем мощности излучения, но со сложными пространственно частотными характеристиками. Для накачки чип лазера с активной средой Nd:YVO₄ используется полупроводниковый лазер с длиной волны излучения 808 нм и мощностью до 500 мВт.

В резонаторе линейного чип-лазера возбуждение поперечных мод зависит от степени пространственного совмещения объема сформированного пучка излучения накачки и объема генерируемых мод. Поэтому, когда объем пучка накачки не превышает объем основной моды, генерация будет осуществляться только на основной поперечной моде ТЕМ₀₀. В общем случае поле накачки в активной среде можно рассматривать в качестве диафрагмы, регулирующей генерацию поперечных мод.

Если поперечные размеры пучка накачки будут значительно превышать или будут значительно меньше поперечного размера основной генерируемой моды, то в этих условиях будет наблюдаться генерация поперечных мод высших порядков. Любое пространственное рассогласование пучка накачки и основной моды резонатора приводит к условиям возбуждения поперечных мод высших порядков в чип-лазерах. Поскольку размеры пучка определяются реальным уровнем мощности излучения, то при расчетах следует учитывать, что, объем генерируемой моды, всегда превышает объем моды пустого резонатора. В этой связи, управляя каустикой пучка накачки можно реализовывать одномодовый или многомодовый режим генерации.

Первоначально необходимо определить размеры резонатора, основываясь на полосе усиления и коэффициенте поглощения выбранного активного элемента; на следующем этапе необходимо выбрать конфигурацию резонатора чип-лазера, после чего можно рассчитать оптическую систему для формирования пучка накачки.

В работе, для расчета генерируемой основной моды излучения TEM_{00} был использован метод лучевых матриц.

Были выбраны длины резонаторов 15, 1,5 и 1 мм. Длина волны генерируемого излучения 1064 нм. Одно зеркало резонатора, через которое вводится излучение – сферическое и его радиус подбирался, а второе, выходное плоское. Радиус каустики генерируемого поля в резонаторе, в зависимости от расстояния от плоского зеркала, имеет вид, изображенный на рис. 1.

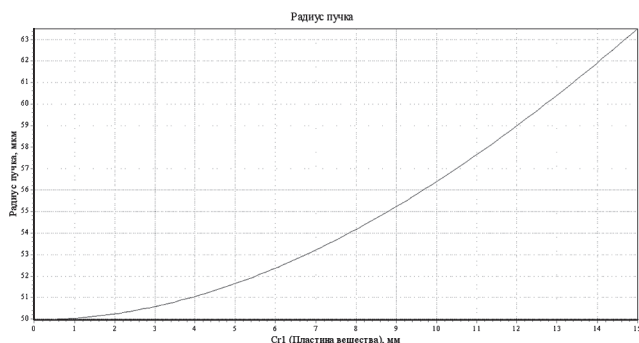


Рис. 1. Каустика генерируемого поля в резонаторе

Радиус каустики на сферическом зеркале зависит от радиуса этого зеркала. В зависимости от радиуса сферического зеркала можно наблюдать изменение каустики. В зависимости от этого требуется рассчитать конкретную для этого резонатора оптическую систему для формирования пучка накачки.

На рис. 2 изображена зависимость размера основной моды TEM_{00} излучения на зеркалах резонатора в зависимости от радиуса сферического зеркала.

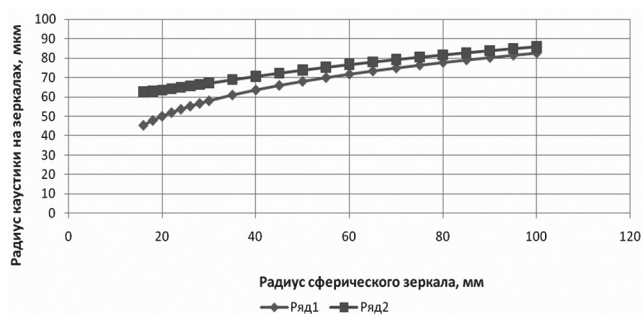


Рис. 2. Размеры пятен основной моды на зеркалах резонатора

Как уже было отмечено выше, мощность накачки активной среды Nd:YVO₄ составляет величину около 500мВт. Накачка должна обеспечивать возбуждение и устойчивую генерацию основной поперечной моды резонатора – TEM_{00} , поэтому требуется определить каустику вводимого в резонатор излучения с установленной мощностью, после чего определить каустику генерируемой моды с учетом мощности ее излучения, определенную через коэффициент трансформации мощности накачки.

При формировании каустики поля накачки необходимо учесть, что сечение пучка накачки

имеет эллиптическую форму, которая будет провоцировать генерацию высших поперечных мод, если за радиус каустики будет браться размер малой оси эллипса. Поэтому при расчете оптической системы формирования пучка накачки, первоначально необходимо учесть установку цилиндрической линзы, уменьшающей эллиптичность излучения полупроводникового лазера.

Оптимальное согласование размеров перетяжек, а также уменьшение эллиптичности излучения накачки, позволили уменьшить уровень поперечных мод, а также ширину линии генерации. Использование сферических зеркал при формировании устойчивого резонатора чип лазера позволяет создавать условия, при которых каустика основной моды наиболее удачно согласуется со сходящимся пучком излучения накачки.

Таким образом, для формирования эффективной накачки можно использовать оптическую схему, изображенную на рис. 3.



Рис. 3. Вариант исполнения оптической системы для формирования пучка накачки

Оптическая система накачки подбирается таким образом, чтобы входной пучок был немного меньше диаметра пятна основной моды на сферическом зеркале, который мы рассчитывали методом лучевых матриц. В то же время, точка схождения лучей пучка накачки должна находиться вблизи плоского зеркала резонатора. Пример хода лучей накачки в такой оптической системе показан на рис. 4.

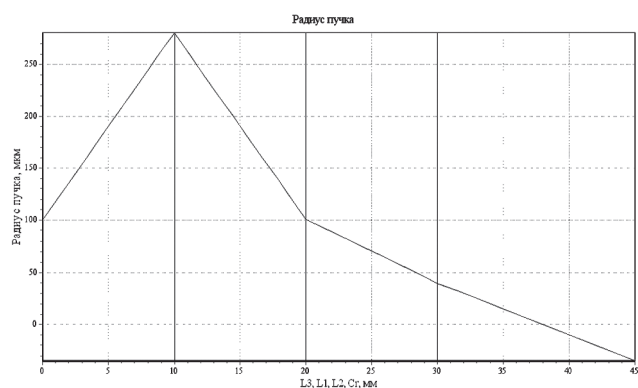


Рис. 4. Ход оптических лучей в системе накачки

2. СЕЛЕКЦИЯ ПРОДОЛЬНЫХ МОД ЧИП ЛАЗЕРА

Проблема обеспечения в монолитных чип лазерах условий одночастотного излучения связана с очень широкой полосой усиления активной твердотельной среды. Даже при малых длинах резонаторов (единицы и доли миллиметров) при значительном превышении порога в лазерах наблюдается генерация нескольких продольных мод. Поэтому добиться одночастотного излучения

путем уменьшения длины резонатора возможно только при небольшом превышении усиления над потерями. Однако, при разработках оптических стандартов частоты на основе твердотельных чип лазеров необходимо обеспечить одночастотный режим излучения при любом усилении активной среды, поскольку уровень мощности играет основную роль при насыщении поглощающей среды – паров йода. В этой связи, в работе была изучена возможность использования селектора Фокса-Смита совместно с конструкцией твердотельного чип лазера, длина резонатора которого составляет несколько миллиметров.

Как правило, применение селектора Фокса-Смита связано с селекцией продольных мод у лазеров с большой длиной резонатора (He-Ne лазеры с двухметровой длиной резонатора) [3, 4]. Оптическая схема такого резонатора показана на рис. 1.

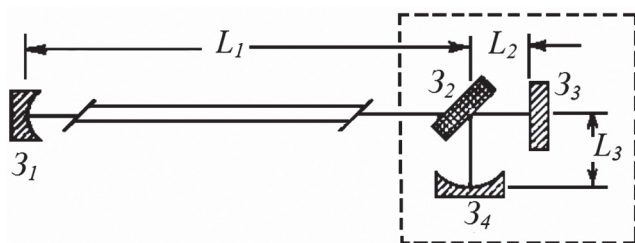


Рис. 5. Схема селекции продольных мод. Три зеркала $3_2, 3_3, 3_4$ образуют перестраиваемый отражатель для резонатора лазера

В схеме на рис. 5 одно из зеркал лазерного резонатора заменяется тремя зеркалами $3_2, 3_3, 3_4$. Эти три зеркала вместе образуют вторичный, дополнительный резонатор, являющийся фактически зеркалом с селективными частотными характеристиками. С точки зрения резонатора лазера такое устройство ведет себя подобно одному зеркалу, коэффициент отражения, которого на данной частоте можно плавно менять. Это зеркало (вторичный резонатор) настраивают на отражение той моды, которую желательно получить в излучении лазера.

Следуя теории селектора Фокса-Смита ширина полосы пропускания (отражения) селектора определяется коэффициентом отражения зеркала 3_2 , при этом 3_3 и 3_4 являются полностью отражающими. Оптическая длина селектора, равная $L_2 + L_3$, определяет частотное расстояние между полосами пропускания. Так в случае применения селектора в резонаторе лазера, работающего в многомодовом режиме, характеристика отражения трехзеркального селективного отражателя имеет вид, приведенный на рис. 6. Следовательно, для того чтобы частотный интервал между резонансами трехзеркального резонатора был больше, чем ширина полосы генерации лазера, величина $L_2 + L_3$ должна быть мала.

Применение селектора Фокса-Смита в чип-лазере позволяет решить проблему селекции продольных мод, но при этом параметры селектора будут иметь другие величины (рис. 7).

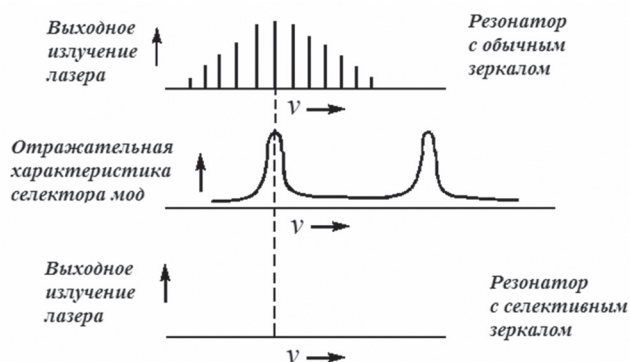


Рис. 6. Селектор мод настроен таким образом, что лазер генерирует на одной моде вблизи центра контура его усиления

Генерация нескольких мод в резонаторе чип лазера обусловлена шириной полосы усиления активной среды. При этом, частотное расстояние между модами, определяемое длиной резонатора ($L_1 + L_2$), например 13 мм, будет составлять величину около 11,53 ГГц. Создавать в этих условиях селектор с размерами много меньшими, чем размер резонатора лазера, технически сложно, поэтому рассматривается возможность использования селектора с много большей оптической длиной. Если длина селектора ($L_3 + L_2$) равна 78 мм, то частотное расстояние между полосами пропускания будет 1,923 ГГц. В этом случае, условие, при котором совпадают полосы пропускания селектора с частотой генерации, будет выполняться на частотном интервале, большем, чем полоса усиления активной среды. Следуя выбранным параметрам резонатора лазера и селектора, частотное расстояние между первым совпадением, которое может быть организовано с помощью подстройки длины селектора, и вторым совпадением, которое выполняется при условии

$$m1,923 = n11,53, \quad (1)$$

где m и n целые числа, может быть значительно большим, чем ширина полосы усиления активной среды. Таким образом, если длина селектора обеспечивает некрatное отношение его частотного расстояния между полосами пропускания к длине межмодовому расстоянию резонатора чип лазера, то из всех продольных мод будет возбуждаться только одна мода, на которую настроен селектор (рис. 7).

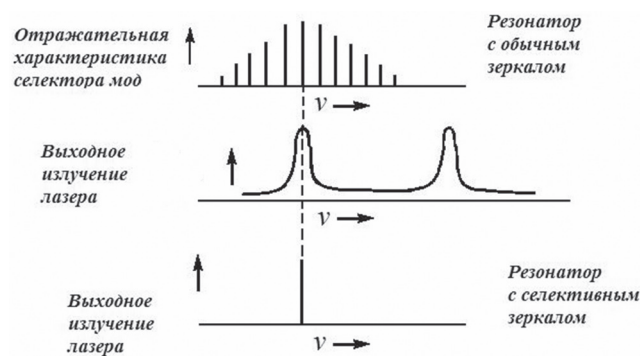


Рис. 7

На рис. 8 представлена структура резонатора чип лазера, состоящая из двух частей. Первая часть, выполнена из активного материала, с одной стороны имеет сферическое резонаторное зеркало, с другой стороны имеет поверхность, расположенную под 45 градусов к оптической оси резонатора. На эту поверхность наносится делительное покрытие на длине волны генерации и просветляющее покрытие на длине волны второй гармоники. К поверхности с делительным покрытием прижимается оптический элемент, выполненный из пассивного оптического материала, но с показателем преломления близким к показателю преломления активной среды.

Длина, определяемая вдоль оптической оси от делительного зеркала до глухого зеркала резонатора, представляет собой одну часть длины резонатора селектора. Другая часть определяется по направлению излучения, отраженного от делительного зеркала до второго зеркала, установленного на расстоянии большем, чем длина резонатора лазера. Вторая часть селектора может быть выполнена полностью из оптического, пассивного материала или представлять собой свободное пространство, в которое можно установить ячейку поглощения, когда используется внутрирезонаторная генерация второй гармоники.

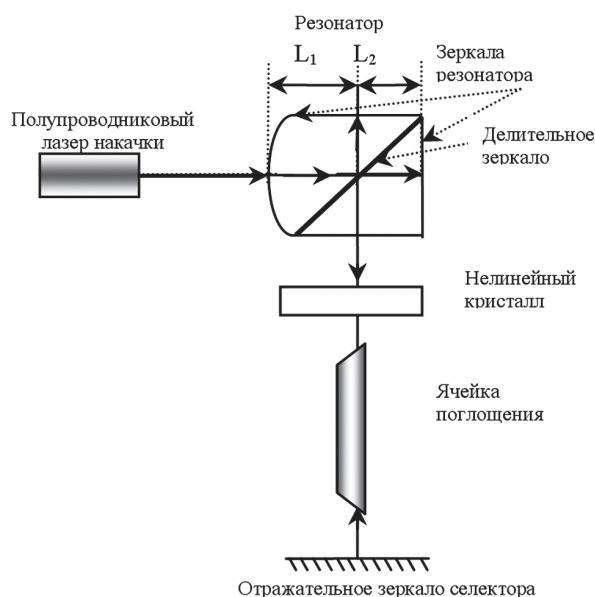


Рис. 8. Чип лазер с селектором продольных мод

Таким образом, одновременно с решением задачи одночастотного режима генерации, дополнительный резонатор с нелинейным элементом может обеспечить взаимодействие с нелинейной поглощающей средой при внутрирезонаторном расположении йодной ячейки. Следовательно, использование дополнительного к чип-лазеру резонатора позволяет решить как основную задачу - выделение одной продольной моды, так и обеспечение условий стабилизации частоты по линиям насыщенного поглощения в молекулярном йоде.

Стабилизация частоты осуществляется по пикам насыщенного поглощения в области

532 нм, поэтому температурный режим нелинейного кристалла играет определяющую роль при установлении точного значения частоты второй гармоники. Нелинейный кристалл должен находиться в отдельном термостате.

3. ФОРМИРОВАНИЕ ПОИСКОВОЙ МОДУЛЯЦИИ

При стабилизации частоты излучения лазеров по естественным частотным реперам, одним из основных методов регистрации линий поглощений является модуляционный метод. Для реализации этого метода необходимы механизмы и устройства, обеспечивающие модуляцию длины резонатора. В том случае, когда резонатор лазера представляет собой самостоятельное устройство, в котором зеркала устанавливаются на пьезокерамических преобразователях, то обеспечение поисковой модуляцией представляет собой квалифицированную техническую работу.

С развитием лазерной физики создаются новые конструкции твердотельных чип лазеров, в том числе и на основе монокристаллических конструкций, в которых совмещены активная среда и оптический резонатор. Дальнейшее развитие такой конструкции твердотельных лазеров может привести к созданию миниатюрных оптических стандартов частоты, в основе которых будет монокристаллическая конструкция лазерного источника оптического излучения.

Рассматривая твердотельный чип лазер как основу оптического стандарта частоты, естественным становится вопрос, каким образом можно осуществлять модуляцию и сканирование длины резонатора лазера. Одно из решений, которое обычно реализуется при использовании монокристаллического активного элемента, это применение внешнего зеркала, в качестве второго зеркала резонатора.

В том случае, когда конструкция твердотельного чип лазера используется без внешнего зеркала, установленного на пьезокерамике, то необходимо использовать альтернативный метод модуляции длины резонатора.

В этой связи, целью настоящих исследований было исследование возможности и условий реализации поисковой модуляции в монокристаллическом, твердотельном чип-лазере.

Результаты измерения с помощью сканирующего интерферометра, ширины спектра излучения чип лазера [1], показали сильную зависимость частоты излучения от мощности накачки и параметров чип лазера (температура, угол падения излучения накачки). Ширина спектра при этом могла достигать величин порядка 200-300 МГц. Основываясь на экспериментальных результатах, можно сделать предположение, что необходимая поисковая модуляция на частоте в несколько кГц и амплитудой, которая, в соответствии с международными рекомендациями, должна приводить к ширине девиации оптической частоты

$1 \pm 0,2$ МГц [2] может быть осуществлена путем модуляции у лазера накачки интенсивности излучения. Реализация этого способа заключается в изменении температурного режима активной среды, под воздействием поля накачки.

При периодическом изменении мощности накачки наблюдается модуляция собственной частоты резонатора лазера. Аналогичная задача была исследована при стабилизации частоты Ег: стеклянного, монокристаллического лазера, работающего на длине волны 1,53 мкм по линиям поглощения в ацетилене [5-7].

Главная особенность, которую необходимо учитывать при использовании предлагаемого метода модуляции, заключается в возможности установления требуемой девиации оптической частоты [2]. Другая особенность, которая должна быть учтена при организации поисковой модуляции, заключается в качестве самого модуляционного сигнала. Нелинейность модуляционного сигнала не должна превышать -70 дБ.

Чтобы обеспечить выполнение этих особенностей, необходимо учесть характер воздействия поля накачки на частотные характеристики излучения твердотельного чип-лазера. В общем случае изменение нормированной оптической частоты от частоты модуляции накачки описывается графиком, представленным на рис. 9 [6].

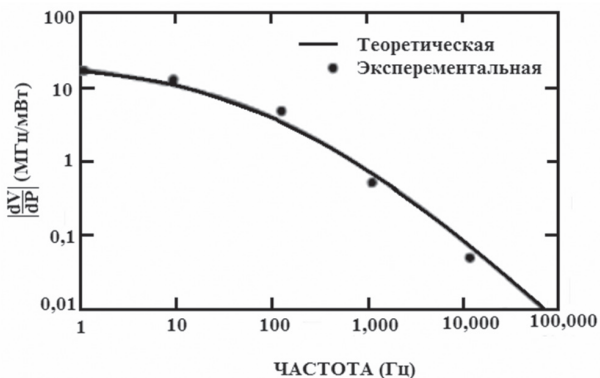


Рис. 9

Учитывая, что мощность накачки влияет на распределение температурного поля активного элемента лазера, то, естественно, с повышением частоты модуляции скорость изменения температурного поля уменьшается, что в свою очередь приводит к уменьшению девиации частоты оптического излучения.

Ориентируясь на проведенные эксперименты [5], можно выбрать оптимальную частоту модуляции, которая обеспечивает требуемую девиацию оптического излучения при разумных изменениях мощности излучения. В результате оценки условий модуляции, в чип-лазере необходимо на уровне средней мощности накачки в 250 мВт осуществлять на частоте 1 кГц гармонические изменения с амплитудой 1 мВт. Так для Nd:YAG при частоте модуляции 1 кГц и амплитуде модулирующего сигнала 10 мВ, подаваемого на блок питания лазера накачки, отклик был оце-

нен как 0,634 МГц/мВт. Таким образом, подбирая амплитуду модуляции тока лазера накачки, можно добиться рекомендованной величины девиации оптической частоты. Для обеспечения такого режима накачки твердотельного, активного элемента чип-лазера требуется установить определенный режим работы полупроводникового лазера накачки. В первую очередь это касается одномодового режима работы лазера. В процессе амплитудной модуляции мощности излучения, путем синусоидального изменения тока инжекции лазера, может наблюдаться перестройка с одной продольной моды на другую. В этом случае в характере поведения мощности излучения будет наблюдаться возбуждение гармоник частоты модуляции. Для того, чтобы избежать такого режима работы полупроводникового лазера, необходимо путем подбора условий работы устанавливать односторонний режим работы в середине зоны устойчивости, происходит через изменение температурного поля среды активного элемента.

В общем случае, изменение резонансной частоты лазера, т.е. частоты излучения, в зависимости от изменения средней температуры активного элемента описывается выражением

$$d\nu = -\Lambda dT_{\text{сред}},$$

где $\Lambda = v \left(\frac{\partial n}{\partial T} + \alpha n \right)$, n — показатель преломления активной среды; α — коэффициент температурного линейного расширения.

$T_{\text{сред}}$ представляет собой среднее значение температуры, усредненной по объему моды

$$T_{\text{сред}} = \frac{2}{\pi r_m^2 l} \int_0^l \int_0^{2\pi} \int_0^\infty T \exp\left(-\frac{2r^2}{r_m^2}\right) r dr d\theta dz.$$

С другой стороны, пространственно-временное распределение температурного поля описывается уравнением

$$\frac{dT}{dt} = \alpha \nabla^2 T + \frac{Q}{\rho c},$$

где Q — тепловые источники в единице объема, α — температурная диффузия, k — теплопроводность.

В работе [3] была подробно проанализирована математическая модель тепловой модуляции активного элемента лазера. Если не рассматривать в явном виде конечный размер поля накачки в активной среде, то коэффициент изменения оптической частоты с изменением мощности накачки описывается уравнением

$$\left| \frac{d\nu(\omega)}{dP(\omega)} \right| = \frac{v_0 K}{l} \left(\alpha + \frac{1}{n} \frac{\partial n}{\partial T} \right) \frac{\omega_0}{\omega}.$$

Здесь: ω — частота модуляции; v_0 — частота лазера; P — мощность накачки; l — длина резонатора; $\omega_0 = 8\alpha / (r_m^2 + r_p^2)$ — частота, обусловленная коэффициентом температурного расширения активной среды и размерами пучка накачки, может быть в пределах нескольких сот герц.

В каждом конкретном случае необходимо определять термодинамические коэффициенты активной среды и, исходя из них, вычислять характерную частоту.

Для того, чтобы обеспечить требуемую девиацию оптической частоты в 1 МГц, необходимо осуществлять изменения мощности накачки с амплитудой в 1 мВт на частоте около 1 кГц.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В настоящее время, наибольшее распространение получили твердотельные чип-лазеры с полупроводниковой накачкой в качестве высокоэффективных лазеров, используемых не только при обработке материалов, но и в информационных технологиях. Одним из перспективнейших направлений использования чип-лазеров является их применение в измерительной технике. Создание оптических стандартов частоты, которые характеризуются очень малыми габаритами, представляет собой актуальнейшую задачу современной лазерной техники. В настоящей работе были изучены условия формирования одночастотного и одномодового излучения чип лазера. Также показано, что с помощью поля накачки можно модулировать оптическую частоту и устанавливать требуемую для стабилизации девиацию оптической частоты. В лазере в зависимости от частоты и глубины модуляции мощности накачки можно обеспечить гармонический режим девиации оптической частоты, который позволит осуществлять стабилизацию частоты по пикам насыщенного поглощения в йоде.

Литература.

- [1] Брославец Ю.Ю., Фомичев А.А., Коваль Ю.П. Кобякова М.Ш., Кузьмин О.В. «Спектральные характеристики излучения микрочип-лазера с высококонцентрированной активной средой Nd:LSB и накачкой лазерным диодом» «Исследовано в России», <http://zhurnal.mipt.ru>, 1999.
- [2] Vitushkin L. Orlov O. A compact frequency-stabilized Nd:YVO₄/KTP/12 laser at 532 nm for laser interferometry and wavelength standards. Proc. of SPIE, Vol.5856, 2005, 281-286.
- [3] P. W. Smith, "Stabilized single frequency output from a long laser cavity," IEEE J. Quantum Electron. QE-1, 343-348 (1965).
- [4] Merkle, G.; Heppner, J. CO₂ waveguide laser with Fox-Smith mode selector, IEEE Journal of Quantum Electronics (ISSN 0018-9197), vol. QE-19, Nov. 1983, p. 1663-1667.
- [5] Marc Brunel and Marc Vallet Wavelength locking of CW and Q-switched Er³⁺ microchip lasers to acetylene absorption lines using pump-power modulation 2007 / Vol. 15, No. 4 / OPTICS EXPRESS 1612-1620.

- [6] Zayhowski J.J., Keszenheimer J.A. Frequency tuning of microchip lasers using pump-power modulation, IEEE Journal of Quantum Electronics Vol.28 Issue 4, pages 1118-1122, 1992.

Поступила в редколлегию 10.09.2010



Мачехин Юрий Павлович, доктор технических наук, лауреат Государственной премии Украины в области науки и техники, заслуженный метролог Украины, академик академии наук прикладной радиоэлектроники, заведующий кафедрой ФОЭТ ХНУРЭ. Область научных интересов: лазерная измерительная техника и оптоэлектронные приборы.



Медведенко Оксана Анатольевна, магистр факультета электронной техники ХНУРЭ. Область научных интересов: лазерная физика, оптические стандарты частоты, твердотельные лазеры с полупроводниковой накачкой.

УДК 621.373.8.038.825

Формування спектру випромінювання твердотілого чіп лазеру з напівпровідниковій накачкою / Ю.П. Мачехін, О.А. Медведенко // Прикладна радіоелектроніка: наук.-техн. журнал. — 2010. Том 9. № 4. — С. 547-553.

У роботі наведено результати досліджень спектру випромінювання чіп лазерів з напівпровідниковою накачкою. Показано, як можна формувати спектр продольних та поперечних мод випромінювання у разі використання цих лазерів в оптичних стандартах частоти.

Ключові слова: твердотілий лазер, напівпровідникове накачування, спектр випромінювання, стандарт частоти.

Іл. 9. Бібліогр.: 6 найм.

UDC 621.373.8.038.825

Forming spectrum radiation of solid-state chip lasers with laser semiconductor pumping / Yu.P. Machekhin, O.A. Medvedenko // Applied Radio Electronics: Sci. Mag. — 2010. Vol. 9. № 4. — P. 547-553.

The paper presents the results of theoretical researches of monolithic solid-state chip lasers with semiconductor pumping, which may be used for designing compact optical standards of frequency. Conditions of forming a single mode generation regime by a pumping field are considered. It is shown that using the Fox — Smith selector one can realize the conditions of single frequency radiation generation. Obtaining the required deviation of optical frequency for its stabilization in peaks of saturated absorption in iodine is shown to be possible by means of modulation of pumping radiation intensity.

Keywords: solid-state laser, semiconductor pumping, radiation spectrum, frequency standard.

Fig. 9. Ref.: 6 items.

О КЛАССИФИКАЦИИ ТРАНЗИСТОРНЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ МОЩНОСТИ

В.Г. КРЫЖАНОВСКИЙ, А.С. ПРИЛИПСКАЯ

Предложено расширить классификацию усилителей мощности путем введения понятия пространственно-развитых усилителей, включающих более одного усилителя, выполненного по обычным схемам одиночного усилительного каскада. Для одиночных каскадов усилителей мощности поддерживается спектральный подход к классификации.

Ключевые слова: усилители мощности, классификация усилителей мощности, усилители с высоким КПД, класс E, класс F.

ВВЕДЕНИЕ

В настоящее время общее число названий классов усилителей мощности (УМ) ВЧ и микроволнового диапазонов превысило три десятка [1-16], поэтому актуальным вопросом является правильное применение этих названий. В работах [1-8, 17, 18] рассматриваются способы классификации УМ, однако современное состояние данной отрасли электроники требует уточнения правил их классификации.

Основной характеристикой УМ является КПД усилителя, несмотря на то, что в практических конструкциях на первый план выходит линейность усиления сигнала. Способ достижения высоких значений КПД является главным критерием для классификации УМ. С целью повышения линейности процесса усиления при сохранении высокого КПД в настоящее время разрабатываются сложные схемы усилителей, которые в данной работе предлагается выделить в отдельный тип — *пространственно-развитые* усилители.

Их основой являются одиночные усилительные каскады, которые можно назвать *каноническими* или *сосредоточенными* усилителями. Способы классификации этих УМ являются предметом дискуссии.

Далее анализируется процесс получения максимального (в случае отсутствия потерь 100%) КПД в нелинейной системе, каковой является УМ.

1. УСЛОВИЯ ПОЛУЧЕНИЯ 100% КПД УСИЛИТЕЛЯ, ОПРЕДЕЛЕННЫЕ В СПЕКТРАЛЬНОЙ ОБЛАСТИ

На рис. 1 показана обобщенная схема цепи, содержащей один нелинейный элемент — активное сопротивление, которое может быть управляемым, и тогда схема отображает усилитель. В реальных усилителях большое значение имеют нелинейные емкости транзисторов, но рассмотрение их влияния выходит за рамки данной работы.

Основываясь на работе Пантелла [19], рассмотрим процессы в усилителе мощности как в цепи с нелинейным сопротивлением. На рис. 1 первая ветвь — это источник постоянного тока с дросселем, вторая — нелинейное сопротивление, третья — генератор на частоту ω_0 , четвертая — одна из бесконечного числа ветвей, настроенных

на гармоники основной частоты. Предположим, что напряжение — однозначная функция тока, поэтому и ток, и напряжение на нелинейном сопротивлении можно разложить в ряд Фурье. Ряды Фурье запишутся

$$v = \sum_{m=-\infty}^{m=\infty} V_m e^{jmx}, \quad i = \sum_{m=-\infty}^{m=\infty} I_m e^{jmx}, \quad x = \omega_0 t.$$

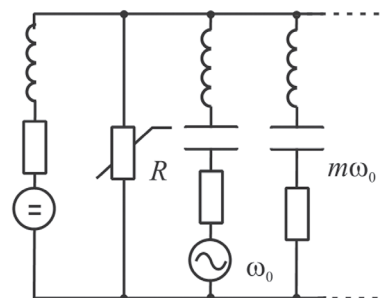


Рис. 1. Цепь с нелинейным сопротивлением

Постоянный ток соответствует $m = 0$. Так как ток и напряжение — реальные величины, то

$$V_m = V_{-m}^*, \quad I_m = I_{-m}^*.$$

Средняя мощность, ассоциированная с m -той гармоникой, равна

$$W_m = 2 \operatorname{Re} [V_m I_m^*] = V_m I_m^* + V_m^* I_m.$$

Комплексная амплитуда гармоники равна

$$V_m = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} v e^{-jmx} dx, \quad (1)$$

поэтому

$$\sum_{m=-\infty}^{m=\infty} jm V_m I_m^* = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} v \sum_{m=-\infty}^{m=\infty} jm I_m^* e^{-jmx} dx. \quad (2)$$

Сумму в правой части можно выразить

$$\frac{\partial i}{\partial x} = \sum_{m=-\infty}^{m=\infty} I_m j m e^{jmx} = - \sum_{m=-\infty}^{m=\infty} I_m^* j m e^{-jmx}.$$

Подставляя это выражение в (2), получим

$$\sum_{m=-\infty}^{m=\infty} jm V_m I_m^* = - \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} v \frac{\partial i}{\partial x} dx = - \frac{1}{2\pi} \int_{i(0)}^{i(2\pi)} v di. \quad (3)$$

Умножая (1) на $-m^2 I_m^*$, получим

$$\sum_{m=-\infty}^{m=\infty} -m^2 V_m I_m^* = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} v \sum_{m=-\infty}^{m=\infty} -m^2 I_m^* e^{-jmx} dx. \quad (4)$$

Уравнение (4) можно переписать в форме

$$-\sum_{m=-\infty}^{m=\infty} m^2 V_m I_m^* = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} v \frac{\partial^2 i}{\partial x^2} dx. \quad (5)$$

Правую часть проинтегрируем по частям и, учитывая периодичность тока и напряжения, получим

$$\sum_{m=-\infty}^{m=\infty} m^2 V_m I_m^* = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} \frac{\partial i}{\partial v} \left(\frac{\partial v}{\partial x} \right)^2 dx. \quad (6)$$

Учитывая

$$\sum_{m=-\infty}^{m=\infty} m^2 V_m I_m^* = \sum_{m=0}^{m=\infty} m^2 [V_m I_m^* + V_m^* I_m] = \sum_{m=0}^{m=\infty} m^2 W_m,$$

получим желаемое соотношение [19]

$$\sum_{m=0}^{m=\infty} m^2 W_m = h_m, \quad (7)$$

где

$$h_m = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} \frac{\partial i}{\partial v} \left(\frac{\partial v}{\partial x} \right)^2 dx.$$

В правой части стоит разность энергий всех гармоник сигнала, поступающих и выделяющихся на нелинейном сопротивлении. Если сопротивление линейное, то

$$\frac{\partial i}{\partial v} = G = const.$$

Тогда

$$h_m = 2G \sum_{m=0}^{m=\infty} m^2 V_m V_m^*.$$

То есть $W_m = 2GV_m V_m^*$ и вся мощность на каждой гармонике рассеивается в сопротивлении.

До этого предполагалось, что сопротивление положительное, и мощность в нем рассеивалась, если же сопротивление отрицательно (т.е. $\partial i / \partial v \leq 0$), то оно само генерирует мощность и необходимость в генераторе на частоте ω_0 отпадает.

В предположении стационарности процесса переключения транзистора и близости его режима к ключевому можно предположить зависимость $\partial i / \partial v$ только от времени и разложить эту величину в ряд Фурье

$$\frac{\partial i}{\partial v}(t) = G(\omega t) = \sum_{r=-\infty}^{\infty} G_r e^{jr\omega t},$$

так как $\partial i / \partial v$ реальная величина, то $G_{-r} = G_r^*$, тогда выражение для h_m

$$h_m = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} \sum_{r=-\infty}^{\infty} G_r e^{jrx} \left(\frac{\partial v}{\partial x} \right)^2 dx.$$

В свою очередь

$$\begin{aligned} \left(\frac{\partial v}{\partial x} \right)^2 &= \frac{dv}{dx} \frac{dv^*}{dx} = \frac{d}{dx} \sum_m V_m e^{jmx} \frac{d}{dx} \sum_n V_n^* e^{-jnx} = \\ &= \sum_{m,n} V_m V_n^* (-mn) e^{j(m-n)x}. \end{aligned}$$

Тогда величина h_m равна

$$\begin{aligned} h_m &= \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} d(x) \sum_{r=-\infty}^{\infty} G_r e^{jrx} \left(\frac{\partial v}{\partial x} \right)^2 = \\ &= \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} d(x) \sum_{r=-\infty}^{\infty} G_r \sum_{m,n} V_m V_n^* (-mn) e^{j(m-n+r)x} = \\ &= \sum_{m,n} G_{n-m} V_m V_n^* (-mn). \end{aligned}$$

И выражение для действительной мощности примет вид [19]

$$\sum_{m=0}^{\infty} m^2 P_m = \sum_{m,n} G_{n-m} V_m V_n^* (-mn).$$

Это выражение связывает выделяемые мощности на гармониках с напряжениями, развиваемыми на всех временных гармониках при наличии нелинейной проводимости. Если проводимость линейная, то $G_{n-m} \equiv G_0$ и уравнение превращается в тождество. С другой стороны, если нелинейная проводимость стремится к ключу, характеризуемому наличием двух состояний $G_{off} = 0$ и $G_{on} = G_{ON}$, где «off» и «on» — соответственно разомкнутое и замкнутое состояние ключа, а G_{ON} достаточно большая (стремящаяся к бесконечности) проводимость замкнутого ключа ($G_{ON} = 1/R_{ON}$, где R_{ON} — сопротивление ключа в замкнутом состоянии), то, обращаясь к уравнению, полученному из (5) и (7)

$$-\sum_{m=0}^{\infty} m^2 P_m = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} v \frac{\partial^2 i}{\partial x^2} dx, \quad (8)$$

получим для правой части, интегрируя по частям

$$\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} v \frac{\partial^2 i}{\partial x^2} dx = \frac{1}{2\pi} \left[v \frac{\partial i}{\partial x} \Big|_0^{2\pi} - \int_0^{2\pi} \frac{\partial v}{\partial x} \frac{\partial i}{\partial x} dx \right].$$

Поскольку ток и напряжение — периодические с периодом 2π , то первый член в скобках равен нулю и

$$\begin{aligned} \sum_{m=0}^{\infty} m^2 P_m &= \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} \frac{\partial v}{\partial x} \frac{\partial i}{\partial x} dx = \\ &= \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} \Delta V \delta(x - x_1) \Delta I \delta(x - x_2) dx. \end{aligned}$$

Получившийся результат совпадает с результатами Молнара [20] и Казимирчука [21]. Мощность, генерируемая ключевым элементом на всех гармониках, зависит (выделяется только при наличии) от скачков тока и/или напряжения на ключе. При реализации режима работы без скачков тока и напряжения (режим класса E_M [6])

$$\sum_{m=1}^{\infty} m^2 P_m = 0. \quad (9)$$

То есть из работы Пантелла [19] получается результат Теледжи, Молнара и Сокала [6], где выражение (9) трактуется как новое общее уравнение для УМ, включающих линейные или нели-

нейные цепи управляемые идеальным ключом и работающие в режиме без потерь с гладкими формами напряжения и/или тока. «И» — для случая нелинейной цепи, а также линейной с инжекцией гармоник, «или» — если цепь линейна.

Работы Молнара и Казимирчука [20, 21], посвященные рассмотрению работы идеального ключевого усилителя во временной области, показывают, что 100% КПД можно получить только при выполнении определенных условий:

1) наличие скачка (разрыва первого рода) во временных формах зависимости тока и напряжения на активном элементе;

2) наличии неперекрывающихся, но примыкающих форм (ненулевых значений) тока и напряжения на активном элементе;

3) отсутствие рассеяния энергии на частотах высших гармоник, которые обязательно должны присутствовать в токе и/или напряжении активного элемента вследствие условия 1.

Следуя работе [22] при получении КПД, равного 100 %, в полигармонических усилителях должно выполняться условие, схожее с (8), записанное в виде

$$\sum_{n=2}^{\infty} V_n I_n \cos(\varphi_n - \psi_n) = 0, \quad (10)$$

где φ_n и ψ_n — фазы напряжения и тока n -гармоники. Равенство (10) выполнится в четырех случаях ($n \geq 2$):

- а) все $V_n = 0$ и $I_n = 0$,
- б) не все $I_n = 0$, но все $V_n = 0$, или наоборот,
- в) либо $V_n = 0$, либо $I_n = 0$,
- г) $\cos(\varphi_n - \psi_n) = 0$.

Равенство а) противоречит предположению идеального ключа и условию получения 100% КПД и относится к классу А с его 50% КПД.

Равенство б) соответствует прямым и инверсным классам АВ, В и С. КПД стремится к 100 % при стремлении числа гармоник тока к бесконечности, но выходная мощность стремится к нулю вследствие нарушения условия 2.

Третье равенство в) соответствует классам F и F инверсный. Согласно работам [2-5, 9, 18] усилители семейства F можно трактовать как те, в которых выполняется условие существования четных гармоник напряжения в токе и нечетных — в напряжении. В инверсном классе F состав гармоник меняется, теперь в токе присутствуют нечетные гармоники, а в напряжении — четные. Выполнение этих условий уже полностью соответствует отсутствию перекрытия форм тока и напряжения, а также наличию скачка тока или напряжения.

Равенство г) соответствует классу E.

Уже исследованы классы, в которых выполняются условия в) на одних гармониках, условия г) — на других. Это классы E/F и DE [2, 4, 5, 9].

В связи с этим можно охарактеризовать (и ввести понятие семейства) классы семейства

F (классы F, F инверсный, АВ/F, D, D инверсный) как усилители, в которых стремятся получить симметричные формы токов и напряжений на активных элементах, а классы семейства E (классы E, E инверсный, классы E/F и EF) как усилители, в которых условия минимизации потерь получаются при несимметричных относительно центра интервала «включено» (выключено) формах тока и напряжения. Таким образом, для получения высокого КПД необходимо обеспечить выполнение условий (10) на максимально большем числе гармоник. То есть надо управлять (манипулировать) определенным числом гармоник тока и напряжения активного прибора [18].

По существующим традициям наиболее распространенными являются три принципа классификации: по углу отсечки (углу протекания тока); по режимам работы активного прибора — генератор тока или ключ; по числу гармоник, которыми можно управлять в выходной цепи усилителя (то есть которые присутствуют в токе и напряжении активного прибора). Учет этих признаков позволяет конкретно назвать тот или иной класс работы усилителя.

Классификация по углу отсечки не полностью отражает современное понимание (определение) классов работы транзисторных усилителей мощности. Усилители классов E и F могут иметь угол отсечки, отличающийся от 90° [2, 23].

Для получения 100% КПД необходимо устранить потери энергии в усилителе. Если пренебречь потерями в эквивалентных активных сопротивлениях схемы и мощностью управления, то остаются потери в транзисторе при его работе в активном режиме и коммутационные потери.

Потери в активном приборе (АП) происходят, когда одновременно на нем присутствует напряжение и через него протекает ток. Коммутационные потери — процесс рассеяния энергии, запасенной в реактивных элементах, подключенных к ключу — в параллельной емкости и в последовательной индуктивности, которые происходят при переключении активного элемента (даже идеального ключа). С точки зрения принципа работы усилителя эти два случая (параллельная емкость и последовательная индуктивность) являются дуальными, то есть преобразуемыми друг в друга при замене форм тока на формы напряжения и обратно [2-5, 16, 24].

Устранения потерь за счет рассеяния энергии в активном элементе можно добиться выполнением условия 2), реализовав на нем такие формы напряжения и тока, при которых интеграл от их произведения за период сигнала равен нулю. Это эквивалентно условию ортогональности системы функций, представляющих высшие гармоники, то есть в случае разложения в ряд Фурье по тригонометрическим функциям, они должны иметь или угол 90° между одинаковыми гармониками тока и напряжения, или присутствовать либо в токе, либо в напряжении [1-4]. Такие усилители

(режимы) предложено называть в [22] *полиреактивными* усилителями, подчеркивая тот факт, что на реактивной нагрузке не происходит рассеяния мощности. Другое определение — *полирезонансные* усилители, так как при резонансе не происходит обмена энергией со сторонними источниками, а наблюдается преобразование энергии из электрического поля в магнитное и обратно. То есть энергия гармоник не рассеивается, но участвует в создании требуемых форм тока и напряжения на активном приборе.

Устранить коммутационные потери можно путем предотвращения замыкания ключом выходной емкости при наличии на ней заряда и размыкания ключа в момент протекания тока через включенную последовательно с ним индуктивность. То есть формы напряжения и тока на активном элементе должны быть неперекрывающимися (устранение первой причины потерь) и в момент переключения должны отсутствовать напряжение на активном элементе и ток через него (устранение второй причины потерь). Отсутствие напряжения в момент замыкания ключа (перехода транзистора из режима отсечки в активный режим) называется условием переключения при нулевом напряжении (ПНН — ZVS — zero voltage switch). Соответственно отсутствие тока в момент размыкания ключа (перехода транзистора из активного режима в режим отсечки) — условие ПНТ (переключение при нулевом токе). Эти условия следует отличать от введенного в ряде работ термина «переключение при нулевых напряжении и токе» (ПННТ), который характеризует в режиме класса Е выполнение двух условий: равенство нулю напряжения на стоке и равенство нулю производной напряжения на стоке в момент замыкания ключа ($\partial v/\partial t = 0$), что соответствует отсутствию тока через емкость, включенную параллельно ключу.

Таким образом, реализовать работу активного элемента в режиме с предельно высоким КПД без скачков или тока, или напряжения невозможно, если нет инжекции мощности на гармониках и выходная цепь не содержит нелинейных элементов [6]. В работе [6] как раз вводится режим работы с инжекцией высших гармоник, названный классом E_M — вначале в знак того, что такой режим наиболее выгоден в микроволновом диапазоне, а затем в честь Б. Молнара, автора работ [6, 20]. Класс E_M характеризуется одновременным выполнением условий ПНН и ПНТ, что достигается инжекцией мощности на частоте высших гармоник (лучший результат получается со второй гармоникой). Вместе с тем, этот и подобные классы работы усилителей мощности стоят вне классификации традиционных схем усилителей и их естественно отнести к усилителям второго типа — пространственно-развитым усилителям. Класс E_M является подвидом усилителей с инжекцией гармоник и в пределе приближается к параметрическому усилителю.

2. КЛАССИФИКАЦИЯ УМ НА ОСНОВЕ СПЕКТРАЛЬНОГО ПРЕДСТАВЛЕНИЯ

Предлагается не изменять названия устоявшихся общепринятых классов канонических усилителей.

Поскольку невозможно точно реализовать ни ключевой режим работы АП, ни режим генератора тока, то в основе классификации сосредоточенных УМ предложено использовать название наиболее близкого класса по методу повышения КПД — из семейства класса F или семейства класса E. То есть, по виду реактивной нагрузки, используемой на гармониках: короткое замыкание, холостой ход или чисто реактивная [21].

В основу классификации предложено положить число используемых (управляемых) гармоник сигнала. Усилители, в которых число управляемых гармоник теоретически стремится к бесконечности и на всех выполняются условия какого-то класса, логично называть усилителями соответствующих классов. Усилители с ограниченным набором управляемых гармоник (к такому преимущественно относятся усилители СВЧ диапазона, так как у них выходная емкость прибора, даже кристалла транзистора, создает фиксированный импеданс на высших гармониках) можно называть соответствующим классом, с указанием числа гармоник, по которым производится управление. В силу ограниченности числа гармоник в токе и напряжении прибора, их формы для различных классов похожи друг на друга, и вопрос режима сводится не столько к получению идеальных форм, сколько к обеспечению оптимальных амплитудных и фазовых соотношений между гармониками.

Название класса будет определяться по доминирующему принципу повышения КПД с нумерацией при необходимости числа гармоник, по которым выполняются условия минимизации рассеяния энергии в УМ. Например, класс B_{1-4} для одноконтурного высокочастотного УМ может означать работу при угле отсечки 90° и обеспечении равного нулю нагрузочного импеданса на частотах 2, 3 и 4 гармоник входной частоты. Нагрузочное сопротивление на основной частоте рассчитывается исходя из необходимого соотношения между первыми гармониками напряжения и тока при заданных выходной мощности, напряжении питания и классе работы [2-4, 7, 8].

Число реактивно нагруженных гармоник определяет максимально достижимый КПД, поэтому различные классы, управляющие (манипулирующие) одинаковым числом гармоник, имеют одинаковый предельный КПД при условии использования идеального ключа [17] (небольшие отличия, полученные при аналитическом решении, показаны в [25]).

Даже при одинаковом отношении первых гармоник тока и напряжения на активном приборе при различных формах токов и напряжений на них можно получить различные КПД и выходную

мощность УМ. Связано это с тем, что выходная мощность пропорциональна среднему (постоянному) току прибора, в то время как потери пропорциональны среднеквадратичному току через активный прибор.

Работы по тематике высокоэффективных классов УМ предлагают подробную методику классификации усилителей по их принципам работы, не ограничивая возможностей совершенствования режимов работы и конструкций усилителей [7, 8]. Неточная или не обладающая достаточной общностью терминология, вводимая в ряде оригинальных публикаций, побуждает научное сообщество к дискуссии, и коррекция терминологии происходит достаточно быстро. Форсированное изменение терминологии [5], на наш взгляд, затрудняет освоение данной проблематики исследователями и инженерами.

Классификация по числу и способу использования высших гармоник сигнала не отрицает использования форм тока и напряжения на АП. По этим формам возможно точно определить место каждого конкретного режима в системе классификации несмотря на возможные отличия в построении схемы — однотактная или двухтактная, с параллельным или последовательным включением основных реактивных элементов, формирующих спектральный или временной отклик выходной цепи.

Классификация усилителей по формам сигналов на АП рассматривается в [1-8]. Такой подход безусловно оправдан и должен продолжать развиваться, поскольку дает ясную и практически важную картину физических процессов в усилителях с высоким КПД, особенно на низких частотах и в двухтактных схемах. Но на высоких частотах, даже имея возможность наблюдать формы сигналов на выводах транзистора, эти формы сигналов становятся мало информативными в силу влияния внутренних паразитных элементов транзистора.

Примером учета спектрального состава гармоник наряду с определенными условиями смещения и нагрузочным импедансом является введение класса АВ/В [26]. Это название оправдано точным описанием работы усилителя и получаемым преимуществом — повышением его линейности.

О возможности расширения классификации усилителей свидетельствует определение режима класса N (от английского negative), в котором для получения высокого КПД в усилителе на биполярном транзисторе используется накопление энергии во внутренних нелинейных емкостях транзистора — база-эмиттер и база-коллектор [10]. Похожий механизм действует и в усилителях класса E, где емкость является внешней. За счет переразряда емкости обеспечивается протекание тока в отрицательном направлении при положительном направлении потенциала, что снижает мощность, рассеиваемую в активном состоянии транзистора.

Несмотря на ограниченное число гармоник, на которых в диапазоне СВЧ разработчик способен управлять нагрузочным импедансом, это не означает, что число гармоник, участвующих в формировании тока и напряжения на транзисторе ограничено только этим числом. Работа усилителя с отсечкой тока создает гармоники с достаточно большими номерами, которые участвуют в процессе преобразования энергии. В СВЧ диапазоне выходная емкость самой транзисторной структуры создает для высших гармоник реактивное нагрузочное сопротивление, снижая потери в транзисторе. Таким образом, в диапазоне СВЧ на высших гармониках как бы автоматически формируются условия, схожие с классами E и F, то есть емкостная нагрузка, соизмеримая с нагрузочным сопротивлением, и короткое замыкание на высших гармониках. Исказить эту идеальную картину может паразитное сопротивление потерь, включенное последовательно с внутренней (выходной) емкостью транзистора.

На рис. 2 на плоскости гармонических составляющих тока и напряжения активного элемента демонстрируются свойства классов усиления. По координатным осям показаны высшие гармоники, по горизонтальной оси — четные и нечетные компоненты тока, по вертикальной оси — четные и нечетные компоненты напряжения. Точка в центре определяет класс A, при котором в токе и напряжении присутствуют только первые гармоники тока и напряжения. Стрелка, проведенная вдоль горизонтальной оси, показывает наличие в токе соответствующих составляющих при существовании только одной (первой) гармоники напряжения. Такие условия характерны для класса B — в токе присутствуют только четные гармоники (стрелка от центра вправо). Для класса C (чьим частным случаем является класс B) характерно наличие как четных, так и нечетных гармоник, при стремлении угла отсечки к нулю их число и амплитуды становятся равными, это отображает пунктирная линия через диаграмму.

Аналогично отображаются классы D, DI. Символ I обозначает инверсный класс — класс, в котором спектральные составляющие тока и напряжения высших гармоник меняются местами. При этом меняется нагрузочный импеданс на основной частоте. В спектре тока согласующей цепи в классе D присутствует только первая гармоника тока, но в спектре тока АП присутствуют те же гармоники, что и в спектре тока класса F, где имеются первая и все четные гармоники тока. Таким образом, класс D (DI) может быть представлен как двухтактный класс F (FI) [17], что показано стрелками на рис. 2.

Классы F и FI содержат четные гармоники в токе и нечетные гармоники в напряжении (F) и наоборот (FI). Отличия возникают при отображении класса F с уменьшенным углом отсечки [23], когда возникают все гармоники и в токе и напряжении. Получение выигрыша в КПД или коэф-

фициенте использования транзистора возможно при некоторых значениях углов отсечки, когда отсутствуют некоторые гармоники тока и можно использовать соответствующие гармоники напряжения для формирования временной зависимости тока и напряжения на активном элементе.

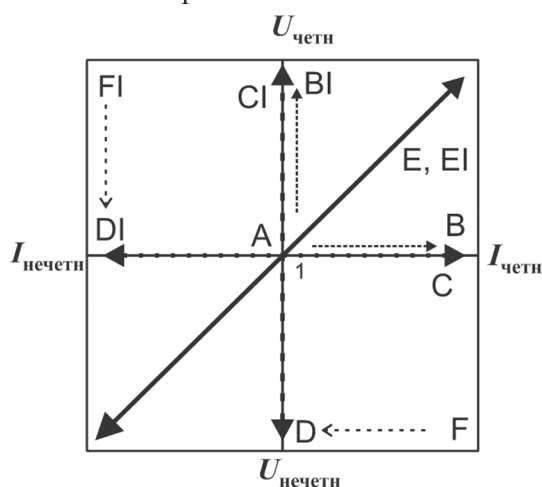


Рис. 2. Классы усиления

В практическом плане эти режимы наиболее близки бигармоническим режимам — класс С с добавлением обнуленной в токе гармоники напряжения [27]. На рис. 2 это показано стрелкой, направленной в сторону соответствующей составляющей напряжения. При этом появляется неоднозначность прочтения класса работы. Для устранения этой неоднозначности предлагается ввести третье измерение — номер гармоники (рис. 3). Тогда появляется возможность отобразить спектральный состав соответствующего класса.

Класс Е характеризуется наличием всех составляющих тока и напряжения, но между ними обеспечивается сдвиг фаз 90° , поэтому энергия на этих гармониках не рассеивается. На рис. 2 это показано двухнаправленной стрелкой, размещенной по диагонали, между токами и напряжениями с одинаковыми номерами, что обозначает их ортогональность. При этом классы Е и ЕI будут показаны в одной области, хотя в классе Е ток опережает напряжение (емкостная нагрузка), а в ЕI отстает (индуктивная нагрузка) [8, 16].

Класс Е/Ф в таких координатах (рис. 3) будет показан как последовательность векторов, характеризующих наличие и фазовый сдвиг соответствующих гармоник тока и напряжения, поднимающихся от первой гармоники к бесконечности. Естественно, что вклад последующих гармоник в повышение КПД будет немонотонно убывать [9], но их присутствие является принципиально важным для получения максимального КПД.

Классы, характеризующиеся свойствами класса F (на частоте гармоники не равны нулю или ток, или напряжение) и класса E (ток и напряжение на частоте гармоники сдвинуты на угол 90°), отображаются на рис. 3 набором векторов, отражающих наличие гармоник тока и/или напряжения и фазовых углов между ними. Напри-

мер, класс Е/Ф_{2,3} имеет только гармонику напряжения на удвоенной частоте и только ток на частоте третьей гармоники (соответственно классу FI), на основной частоте импеданс выбирается для получения условий ПНН. На высших частотах (начиная с четвертой гармоники) присутствуют гармоники и тока, и напряжения, сдвинутые на 90° , вследствие влияния емкости, параллельной ключу.

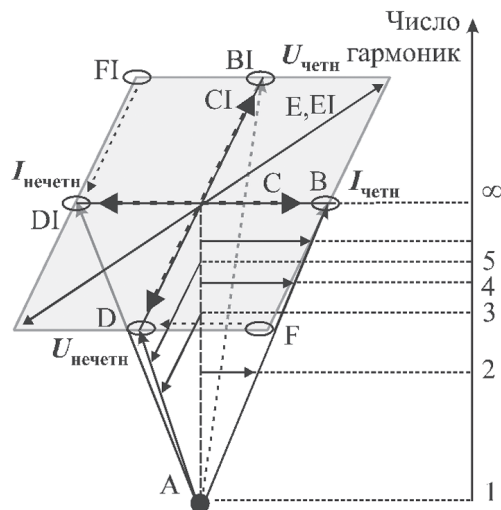


Рис. 3. Классы усиления с учетом числа гармоник

Отличия классов Е, Е/Ф и EF показаны, например, в работе [28], как и в работе [9] использование этих классов позволяет повысить выходную мощность при максимально высоком КПД.

3. ПРОСТРАНСТВЕННО РАЗВИТЫЕ УСИЛИТЕЛИ

На рис. 4 показана схема канонического усилителя мощности.

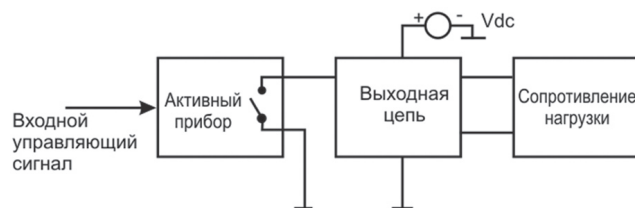


Рис. 4. Схема усилителя первого вида

На рис. 5. представлена схема усилителя второго вида — пространственно развитого.

На рис. 5 цифрами 1 и 2 обозначены схемы делителей/сумматоров мощности (возможно активные), 3 и 4, соответственно, цепи связи вперед и обратной связи, 5 и 6 — частотно-зависимые ответвители. В зависимости от исполнения элементов усилителя эта схема может соответствовать усилителям класса Е_М, Догерти, усилителям с взаимодействием на гармониках и многим другим.

Классификация пространственно развитых УМ еще не проводилась, можно только привести список групп, на которые они могут быть разбиты. Все эти усилители в качестве составных частей могут содержать УМ первого вида. Перечислим предлагаемые группы классификации пространс-

твенно-развитых УМ. Названы не все примеры каждой группы.

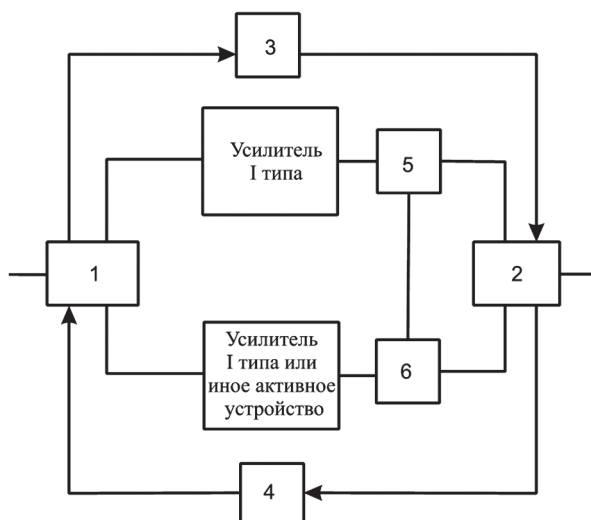


Рис. 5. Схема усилителя второго типа

Усилители с модуляцией нагрузки — усилители Догерти [3].

Дефазированные усилители — усилители по схеме Чайрекса [3].

Усилители с модуляцией характеристик — усилители по схеме Канна, усилители с широтно-импульсной модуляцией [3].

Усилители с нелинейными элементами во внешних цепях, например выходной [6, 29].

Усилители с инжекцией гармоник — например класс E_M [6].

Усилители с суммированием мощности и неидентичными каскадами — усилители с распределенным усилением, усилители бегущей волны, усилители по схеме HRA — harmonic reaction amplifier (усилители с взаимодействием на гармониках), усилители по расширенной резонансной методике [4, 30–32].

Усилители с реактивными нагрузками — интегрированные с антеннами, с пьезоэлектрическими трансформаторами [4, 33].

Усилители с активными связями — усилители со связью вперед, с устройствами предискажений, с цифровой коррекцией характеристик. Последнее решение открывает новые возможности перед разработчиками систем с рекордными характеристиками [34, 35].

Видно, что многие схемы усиления могут попадать в различные группы классификации, а применение морфологического анализа позволит создать схемы усиления, обладающие новыми наборами свойств.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

На основе рассмотрения общих свойств усилителей с высоким КПД делается вывод о целесообразности использования в основе их классификации спектрального состава гармоник тока и напряжения активного элемента. Предложена графическая схема классификации усилителей мощ-

ности, основанная на наличии тех или иных гармоник тока и напряжения на активном элементе и фазовых соотношений между ними. Предлагается для построения системы классификации существующих и новых усилителей мощности использовать понятия двух видов усилительных каскадов — сосредоточенных и пространственно-развитых.

Литература.

- [1] Sokal N.O. RF power amplifiers, classes A through S: how the circuits operate, how to design them, and when to use each — short course / CD-ROM 2000 IEEE MTT-S IMS, Workshop notes, 12 June 2000, Boston, MA.
- [2] Albulat M. RF Power Amplifiers. Atlanta: Noble publ.— 2001. — 376 p.
- [3] Cripps S.C. RF Power Amplifiers for Wireless Communications. Artech House Books, 1999. — 376 p.
- [4] Крыжановский В.Г. Транзисторные усилители с высоким КПД. Донецк: Апекс, 2004. — 448 с.
- [5] Алипов А.С., Козырев В.Б. Систематизированная классификация транзисторных усилителей мощности // Электросвязь, 2006. — №10. — С. 37–43.
- [6] Telegdy A., Molnar B., Sokal N.O. Class- E_M Switching-Mode Tuned Power Amplifier — High Efficiency With Slow-Switching Transistor // IEEE Trans. on MTT. — Vol. 51.— No. 6, June 2003. — P. 1662–1676.
- [7] Kazimierzczuk M. K. RF Power Amplifier. Chichester, John Wiley & Sons, 2008. — 405 p.
- [8] Grebennikov A., Sokal N.J. Switchmode RE Power Amplifiers. Burlington, Newnes, Elsevier, 2007. — 423 p.
- [9] Kee S.D., Aoki I., Hajimiri A., Rutledge D. The Class-E/F Family of ZVS Switching Amplifiers//IEEE Trans. on MTT.— Vol. 51.— No. 6, June 2003.—P. 1677–1690.
- [10] Rudiakova A.N., Rassohina Yu.V., Kazimierzczuk M.K., Krizhanovski V.G. Class-N High-Frequency Power Amplifier /Proceedings of IEEE Inter. Symp. on Circuits and Systems, Vol. 5, pp. 517–520, Phoenix, AZ, May 2002.
- [11] Bausov I., Stolarczyk L. G. Class-L power-output amplifier Pat. USA 6,993,302. January 31, 2006.
- [12] Wright P., Lees J., Benedikt J., Tasker P.J., Cripps S. C. A Methodology for Realizing High Efficiency Class-J in a Linear and Broadband PA // IEEE Tran. On Microwave Theory And Techniques, Vol. 57, No. 12, P. 3196–3204, December 2009.
- [13] Сиверс М.А., Спириденков Э.М., Сергеев А.Я. Широкополосный транзисторный усилитель мощности // Изв. ВУЗов — Радиоэлектроника. — Т. 50, № 1, 1972. — С.99–102.
- [14] Blakey P.A. $\pi/2$ -Mode Operation of Class E Power Amplifiers / Int. Symp. on Signals, Systems and Electronics, 2007. ISSSE'07. July 30 2007–Aug. 2 2007.— P. 205 — 208.
- [15] Баранов А.В. Проектирование СВЧ усилителей большой мощности в классе «Е». Радиотехника (Москва), 2006, т. 12, с. 65–70.
- [16] Баранов А.В. СВЧ усилители мощности класса Е дуального типа /В кн. «17-я межд. Крымская конф. “СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии” Севастополь, 10–14 сентября 2007 г.: Материалы конф.» —Севастополь: “Вебер”, 2007. — С. 56–57.
- [17] Raab F. H. Class-E, Class-C, and Class-F Power Amplifiers Based Upon a Finite Number of Harmonics // IEEE Trans. of MTT, vol. 49, No 8, (Aug. 2001), p. 1462–1468.

- [18] Colantonio P., Giannini F., Leuzzi G., Limiti E. Multi-harmonic Manipulation for Highly Efficient Microwave Power Amplifiers // Int. Journal RF and Microwave CAE. — V.11. — 2001. — P. 366-384.
- [19] Pantell R. H. General Power Relationships for Positive and Negative Nonlinear Resistive Elements // Proc. IRE, Dec. 1958. — V. 46. — P. 1910-1913.
- [20] Molnar B. Basic limitations of waveforms achievable in single-ended switching-mode (Class E) power amplifiers // IEEE J. Solid-State Circuits. — Vol. SC-19, pp. 144-146, Feb. 1984.
- [21] Kazimierzczuk M. K. Generalization of conditions for 100-percent efficiency and nonzero output power in power amplifiers and frequency multipliers // IEEE Trans. on Circuits and Systems.—V. CAS-33.—No. 8, August 1986.—P. 805-807.
- [22] Крыжановский В.Г., Рассохина Ю.В., Рудякова А.Н., Шевченко И.Н. Транзисторные усилители с высоким КПД: общие условия реализации // Технологии и конструирование в электронной аппаратуре.—2000.—№5-6.—С.5-8.
- [23] Raab F.H. Class-F power amplifiers with reduced conduction angles // IEEE Trans. on Broadcasting. — V.44, No. 4, Dec. 1995. — 455-459.
- [24] Cantu H.I., Mury T., Fusco V.F. Inverse Class E amplifier and oscillator phase noise characteristics /European Microwave Conf., 2007. 9-12 Oct. 2007. — P. 740-742.
- [25] Juhas A., Novak L.A. Comments on “Class-E, Class-C, and Class-F Power Amplifier Based Upon a Finite Number of Harmonics”// IEEE Tran. on MTT, V. 57, N. 6, June 2009 P.1623-1625.
- [26] Kang D., Yu D., Min K., Han K., Choi J., Kim D., Jin B., Jun M., and Kim B. A Highly Efficient and Linear Class-AB/F Power Amplifier for Multimode Operation// IEEE Trans. on MTT.—V.56.— No.1.—P. 77 - 87, Jan. 2008.
- [27] Фузик Н.С. Бигармонические режимы настроенного усилителя мощности ВЧ // Радиотехника, 1970. — Т. 25, № 7.—С. 62-71.
- [28] Kaczmarczyk Z. High-Efficiency Class E, EF2, and E/F3 Inverters // IEEE Trans. on Industrial Electronics, Vol. 53, No. 5, October 2006.—P. 1584-1593.
- [29] Козырев В.Б., Петров Б.Е., Попов А.И. КПД генератора с нелинейной емкостью в контуре // Радиотехника, 1971. — Т. 26, № 11. — С. 90-103.
- [30] Martin A.L., Mortazawi A. A class-E power amplifier based on an extended resonance technique //IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques. — V.48, 2000, No. 1. — P. 93-97.
- [31] Aoki I., Kee S. D., Rutledge D. B., Hajimiri A. Distributed active transformer: A new power combining and impedance transformation technique// IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. 50, pp. 316-331, Jan. 2001.
- [32] Eccleston K.W. Compact Dual-Fed Distributed Power Amplifier// IEEE Trans. On MTT, Vol. 43, No. 3, Part 1, March 2005. — P. 825-831.
- [33] Bowers J.H., Dutcher F. Drive circuits for reactive loads. US Patent 5 926 093, G08B 13/14, Заявл. 15.08.1997, Оpubл. 20.07.20, 1999.
- [34] Woo Y. Y., Kim J., Yi J., Hong S., Kim I., Moon J., Kim B. Adaptive digital feedback predistortion technique for linearizing power amplifiers //IEEE Trans. on Microw. Theory Tech., vol. 55, No. 5, May 2007. — P. 932-940.
- [35] Abed K.H., Kazimierzczuk M.K., Nerurkar S.B., Senadeera M.P. Linearization techniques in power amplifiers for 1.9 GHZ wireless transmitters / 48th Midwest Symposium on Circuits and Systems, 2005. Vol. 2, 7-10 Aug. 2005. — P. 1103 – 1106.

Поступила в редколлегию 23.09.2010.



Крыжановский Владимир Григорьевич, доктор технических наук, доцент, профессор кафедры радиопроизведения Донецкого национального университета. Область научных интересов: электроника и электродинамика СВЧ.



Прилипская Анна Сергеевна, аспирант кафедры радиопроизведения Донецкого национального университета. Работает в области моделирования пространственно развитых усилителей СВЧ.

УДК 621.375

Про класифікацію транзисторних підсилювачів потужності / В.Г. Крижановський, Г.С. Прилипська // Прикладна радіоелектроніка: наук.-техн. журнал. — 2010. Том 9. № 4. — С. 554-561.

Розглянуто використання в основі класифікації підсилювачів підходу на основі обліку кількості та виду маніпулювання гармоніками напруги та струму на транзисторі підсилювального каскаду. Обговорюються варіанти його графічного відображення. Запропоновано розглядати два види підсилювачів — зосереджені (канонічні) та просторово розвинені для опису схем підсилення, що з'являються.

Ключові слова: підсилювачі потужності, класифікація підсилювачів потужності, підсилювачі з великим ККД, клас Е, клас F.

Л. 5. Бібліогр.: 35 найм.

UDC 621.375

On transistor power amplifier classification / V.G. Kryzhanovskiy, A.S. Prilipskaya // Applied Radio Electronics: Sci. Mag. — 2010. Vol. 9. № 4. — P. 554-561.

An approach for classification of power amplifiers is considered, which is based on taking into account the number of voltage and current harmonics at the power transistor as well as the type of manipulations on them. Possible ways of graphical representation of this approach are considered. In order to encompass the newly emerging schemes of power amplifiers, it is proposed to differentiate two types of amplifiers — concentrated (canonical) and spatially-developed ones.

Keywords: power amplifier, classification of power amplifiers, high efficiency power amplifier, class E, class F.

Fig. 5. Ref.: 35 items.

ИССЛЕДОВАНИЕ ДИНАМИЧЕСКИХ ХАРАКТЕРИСТИК МИКРОМЕХАНИЧЕСКИХ ТЕРМОРЕЗИСТОРНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ ФИЗИЧЕСКИХ ПАРАМЕТРОВ ЖИДКОСТИ И ГАЗА НА АППАРАТНОЙ ПЛАТФОРМЕ NI ELVIS II В ПРОГРАММНОЙ СРЕДЕ LABVIEW

А.В. БОРИСОВ, И.С. ДЕЙНЕКА, Б.И. ЛУПИНА

Измерены динамические параметры терморезисторного микромеханического преобразователя прямого разогрева в различных физических средах. Описаны архитектура аппаратной части разработанного автоматизированного стенда на основе платформы ELVIS II, приведены программное обеспечение и интерфейс пользователя в среде LabVIEW. Приведены формулы для расчета основных динамических параметров МЭМС ТРП, рассчитано значение тепловой постоянной времени исследуемой структуры. Результаты расчет сравниваются с экспериментальными данными. Представлены и проанализированы экспериментальные результаты измерения характеристик терморезисторного преобразователя, полученные с помощью описываемого стенда.

Ключевые слова: терморезисторный преобразователь, микроэлектромеханическая структура, программно-аппаратный комплекс.

ВВЕДЕНИЕ

Анализ публикаций показывает, что современные методики измерения параметров газовой среды или жидкости базируются на анализе переходных теплообменных процессов или установившегося теплообмена чувствительного элемента с внешней средой при питании нагревателей переменным током [1, 2].

Использование терморезисторных первичных преобразователей (ТРПП) физических величин в указанных режимах позволяет повысить информативность измерительного сигнала, расширить сферу их использования, снизить погрешность измерения. В результате при разработке ТРПП возникает необходимость определения их динамических параметров, к которым традиционно относятся динамический коэффициент рассеивания мощности G_{thD} , тепловая τ_{th} и электрическая τ_e постоянные времени, теплоёмкость чувствительного элемента C_{th} , динамический множитель D , динамическое электрическое сопротивление R_{Td} . Типичные численные значения постоянной времени современных пассивных ТРПП, изготовленных по технологии микроэлектромеханических систем на кремнии (МЭМС) с размещением чувствительных элементов на тонкой диэлектрической мембране или мостике, составляют единицы миллисекунд в воздухе при нормальных условиях [3].

Теплоёмкость первичного преобразователя при этом составляет величину порядка (10^{-6} — 10^{-8}) Дж/°С. Это позволяет расширить частотный диапазон чувствительности ТРПП до нескольких килогерц и реализовать скорость изменения температуры отдельных элементов первичного преобразователя свыше 10^5 °С/с на нагревании и охлаждении [3]. Приведенные выше численные значения параметров тепловых преобразователей в МЭМС исполнении указывают на проблематичность применения традиционных методик их

измерения, определенных действующими нормативными документами [4], и на необходимость использования при этом достаточно быстродействующих автоматизированных средств. Выбрав программно-аппаратную платформу NI Elvis II за основу автоматизированного стенда для исследования динамических параметров МЭМС ТРПП, разработчик первичного преобразователя избегает необходимости написания собственного драйвера устройства и имеет свободный доступ к библиотекам программ от производителя аппаратной части с открытым кодом в среде графического программирования LabView [5].

В состав NI Elvis II входят усилители измеряемых сигналов с программно управляемым коэффициентом усиления, высокоразрядные аналого-цифровые и цифро-аналоговые преобразователи (АЦП и ЦАП), генератор сигналов специальной формы, регулируемые источники постоянного напряжения, встроенный USB-интерфейс, что значительно расширяет возможности построения специализированных измерительных стендов с программно управляемой гибкой архитектурой.

Целью работы является измерение динамических параметров ТРПП, изготовленных по технологии МЭМС, в различных физических средах с использованием современных программно-аппаратных средств.

1. ДИНАМИЧЕСКИЕ ПАРАМЕТРЫ ТЕРМОРЕЗИСТОРНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ

Традиционно динамическими принято считать параметры, определяющие переходные электрические и тепловые процессы в ТРПП. Они не обязательно должны явно определять временные характеристики преобразователя, а некоторые из них (например, динамическое сопротивление и динамический коэффициент рассеивания мощности) могут быть определены из статической вольтамперной характеристики. Динамическое

сопротивление R_{Td} определяется производной от напряжения по току в выбранной рабочей точке вольтамперной характеристики. Динамический коэффициент рассеивания мощности G_{thD} также рассчитывают в конкретной рабочей точке по наклону касательной к кривой зависимости разности температур ΔT чувствительного элемента и окружающей среды от рассеиваемой на нагревателе электрической мощности разогрева P .

G_{thD} определяется термодинамическими параметрами материалов как преобразователя, так и окружающей среды, геометрическими размерами объектов теплообмена, наличием массопереноса внутри канала. Этот факт позволяет использовать ТРПП с активным нагреванием в качестве измерителя параметров окружающего газа или жидкости и через указанные зависимости коэффициента рассеивания реализовать измерительный механизм в статическом или динамическом режимах.

В предыдущих работах авторов [6] экспериментально подтверждено, что для перегревов не более 180°C градус-ваттные характеристики исследуемых ТРПП являются практически линейным, что позволяет использовать единый коэффициент рассеивания, численно равный статическому G_{th} .

Традиционно теплоёмкость чувствительного элемента преобразователя определяется через количество тепла, которое аккумулируется в элементах его конструкции при изменении температуры на 1°C . Для ТРПП в МЭМС исполнении можно говорить об эффективном значении указанного параметра, поскольку теплоёмкость окружающей среды, непосредственно участвующей в измерительном преобразовании, может быть одного порядка с теплоёмкостью элементов конструкции первичного преобразователя или даже многократно превышать её (характерно при исследовании параметров жидкости).

Например, для мостикового никелевого ТРП толщиной $0,1\text{ мкм}$ на диэлектрической подложке $\text{SiO}_2/\text{Si}_3\text{N}_4$ шириной 40 мкм , толщиной $0,3\text{ мкм}$ и длиной 1 мм суммарная расчетная теплоёмкость мостика составляет около $4 \cdot 10^{-8}\text{ [Дж/}^\circ\text{C]}$. При размещении такого первичного преобразователя в измерительном канале высотой 100 мкм теплоёмкость воздушной среды, подверженной тепловому возбуждению мостиком в процессе измерительного преобразования, при нормальных условиях составит около $7 \cdot 10^{-9}\text{ [Дж/}^\circ\text{C]}$, теплоёмкость спирта этилового в канале над нагревателем — $7,6 \cdot 10^{-6}\text{ [Дж/}^\circ\text{C]}$, воды — $16 \cdot 10^{-6}\text{ [Дж/}^\circ\text{C]}$.

Согласно [4] теплоёмкость ТРПП C_{th} [Дж/°C] является расчетным параметром, который определяется произведением тепловой постоянной времени τ_{th} [сек] и коэффициента рассеивания G_{th} [Вт/°C]:

$$C_{th} = \tau_{th} \cdot G_{th}. \quad (1)$$

Следовательно, методы определения тепловой постоянной времени первичного преобразователя можно применять и для определения его

эффективной теплоёмкости при условии, что коэффициент рассеивания известен.

Динамический множитель D отражает внутренние электрические и тепловые обратные связи преобразователя и связывает скорость установления температурного равновесия чувствительного элемента преобразователя со скоростью установления электрической рабочей точки. Динамический множитель определяется по следующему выражению [7]:

$$D = -\frac{P}{R_T} \frac{dR_T}{dP} = \frac{R_T - R_{Td}}{R_T + R_{Td}}, \quad (2)$$

где R_T , R_{TD} — соответственно статическое и динамическое сопротивления терморезистора, P — электрическая мощность, рассеиваемая на преобразователе в выбранной рабочей точке вольт-амперной характеристики.

Для металлических ТРПП с положительным температурным коэффициентом сопротивления (ТКС) динамическое сопротивление R_{Td} всегда выше чем статическое R_T , в результате множитель D_m является отрицательной величиной и определяется в соответствии с выражением:

$$D_m = -\frac{\alpha \cdot P / G_{th}}{1 + \alpha \cdot P / G_{th}}, \quad (3)$$

где α — температурный коэффициент сопротивления (ТКС) терморезистора.

Тепловая постоянная времени τ_{th} характеризует инерционность ТРПП в процессах установления теплового равновесия между ним и окружающей средой. Для традиционных объемных ТРПП τ_{th} определяется по графику изменения температуры чувствительного элемента во времени при ступенчатом изменении температуры среды.

В [4] для измерения τ_{th} рекомендуется механический перенос преобразователя в среду с другой температурой. Однако, учитывая численные значения этого параметра для МЭМС ТРПП на уровне единиц — десятков миллисекунд, применение традиционных методик его непосредственного измерения таким способом на практике является проблематичным.

Электрическая постоянная времени τ_{el} характеризует скорость изменения тока и напряжения в процессе их установления в электрической цепи с ТРПП; она связана с тепловой постоянной τ_{th} и динамическим множителем D соотношением [7]:

$$\tau_{el} = \frac{\tau_{th}}{1 + D}. \quad (4)$$

Тепловая постоянная времени МЭМС ТРПП требует отдельного аналитического исследования. В [6] авторами показано, что приближение мостикового преобразователя является достаточно точным для определения статических параметров исследуемого в работе мембранного элемента микромеханического ТРПП. Для оценки его динамических параметров воспользуемся выражениями для зависимости изменения температуры

мостикового электропроводящего преобразователя от времени после начала пропускания ступенчатого импульса разогревающего тока из [8].

Точное выражение, описывающее этот переходной процесс, включает сумму экспонент, слагаемые которой быстро уменьшаются с ростом порядкового номера: амплитуды слагаемых уменьшаются как кубы нечётных чисел, а показатели экспонент в множителях – как квадраты. Поэтому в первом приближении проведём анализ только первого слагаемого суммы, показатель экспоненты которого включает три составляющих:

$$\frac{1}{\tau_{th}} = \frac{1}{C\gamma S_m L} \left(\frac{\pi^2 k S_m}{L} + HpL - \frac{I^2 \rho_0 \alpha L}{S_e} \right), \quad (5)$$

где C , γ , k – усредненные удельная теплоёмкость, плотность и теплопроводность мостика соответственно, S_m и S_e – площади поперечного сечения несущего мостика и электропроводного слоя соответственно, H – коэффициент теплообмена поверхности мостика с окружающей средой, p – периметр поперечного сечения мостика, L – длина мостика.

Первое слагаемое (5) описывает процессы нагрева мостика с учётом теплопроводности по его длине; второе слагаемое отражает процессы теплообмена с окружающей средой, третье – учитывает обратную электротепловую связь, которая заключается в дополнительном изменении сопротивления преобразователя в процессе нагрева измерительным током:

$$\begin{aligned} \tau_{конд} &= C\gamma SL \frac{L}{\pi^2 k S} = C_{th} \frac{L}{\pi^2 k S}; \\ \tau_{обм} &= C\gamma SL \frac{1}{HpL} = \frac{C_{th}}{HpL}; \\ \tau_{зв} &= C\gamma SL \frac{1}{I^2 \rho_0 \alpha L} = \frac{C_{th}}{\alpha I^2 R_0} = \frac{C_{th}}{\beta P_0}; \end{aligned} \quad (6)$$

где $C_{th} = C\gamma SL$ – теплоемкость мостика, определяемая по усредненным значениям удельных характеристик составляющих материалов.

Определим численные значения параметров быстродействия для никелевого мостика толщиной 0,1 мкм на подложке $\text{SiO}_2/\text{Si}_3\text{N}_4$ общей толщиной 0,3 мкм, шириной 40 мкм и длиной $L = 1$ мм. Удельная теплоёмкость составляющих материалов: никеля $C_{Ni} = 446 \text{ Дж/кг} \cdot ^\circ\text{C}$, диэлектрика $C_{\text{SiO}_2/\text{Si}_3\text{N}_4} = 700 \text{ Дж/кг} \cdot ^\circ\text{C}$, плотность $\gamma_{Ni} = 8900 \text{ кг/м}^3$, теплопроводность $k_{Ni} = 72 \text{ Вт/м} \cdot ^\circ\text{C}$, $\alpha = 0,005 \text{ } 1/^\circ\text{C}$. Усреднённые характеристики материалов рассчитаем по общепринятой методике с учётом геометрии мостика [9]. Тогда $C_{th} = 4,8 \cdot 10^{-8} \text{ [Дж/}^\circ\text{C]}$.

В неподвижной воздушной среде при нормальных условиях коэффициент теплообмена

мостика описанной геометрии с окружающей средой в канале высотой около 300 мкм составляет около $H = 600 \text{ Вт/м}^2$.

При рассеянии на элементе мощности 10 мВт, получаем результирующее численное значение тепловой постоянной времени:

$$\tau_{th} = \frac{C_{th}}{\frac{(2n-1)^2 \pi^2 k S}{L} + HpL - \frac{I^2 \rho_0 \beta L}{S}} = 4,4 \cdot 10^{-3} \text{ [сек]}. \quad (7)$$

Как видно из (7), быстродействие мостика в воздухе при нормальных условиях преимущественно определяют процессы теплообмена с окружающей средой (слагаемое в знаменателе, которое соответствует вкладу теплопроводности вдоль мостика, более чем на порядок меньше слагаемого, характеризующего теплообмен с окружающим газом). К тому же для ТРПП в МЭМС исполнении существенным для быстродействия является тепловая обратная связь (третий отрицательный член в знаменателе выражения (7)). Тепловая постоянная времени исследуемых ТРПП при токе 10 мА, который обеспечивает перегрев около 100°C , составляет 4,4 мс.

Определение эффективной теплоёмкости элемента ТРПП может быть проведено и по другой методике, которая детально описана в [10].

Через активный элемент пропускается переменный ток с постоянной составляющей I_0 , на которую наложена синусоидальная составляющая малой амплитуды $I_{\max}$, так что выполняется условие: $I_{\max} \ll I_0$. Воспользуемся уравнением теплового баланса, записав его для колебаний температуры ΔT относительно среднего значения T_0 , как это показано в [7]:

$$C_{th} \frac{d\Delta T}{dt} + G_{th} \Delta T = P - P_0, \quad (8)$$

где P – полная мощность, рассеиваемая на нагревателе, P_0 – постоянная составляющая этой мощности. Полная мощность, рассеиваемая на нагревателе, определяется выражением:

$$P = I_0^2 R_0 + 2I_0 R_0 I_{\max} \sin 2\pi \cdot f \cdot t + I_0^2 \alpha R_0 \Delta T, \quad (9)$$

где $f[\text{Гц}]$ – частота переменного сигнала, $t[\text{с}]$ – время, $R_0[\text{Ом}]$ – постоянная составляющая сопротивления нагревателя, $\Delta R[\text{Ом}]$ – переменная составляющая сопротивления. Постоянная составляющая мощности, рассеиваемой на активном элементе:

$$P_0 = G_{th} (T_0 - T_{н.с.}) = I_0^2 R_0. \quad (10)$$

Подставив выражения (9, 10) в (8), получим линейное однородное дифференциальное уравнение следующего вида:

$$C_{th} \frac{d\Delta T}{dt} + (G_{th} - \alpha P_0) \Delta T = 2I_0 R_0 I_{\max} \sin 2\pi \cdot f \cdot t. \quad (11)$$

Решение уравнения (11) представляет собой периодическую во времени функцию вида:

$$\Delta T = \Delta T_{\max} \sin(2\pi \cdot f \cdot t - \varphi), \quad (12)$$

где $\Delta T_{\max}$ — амплитуда колебаний температуры, φ — сдвиг фаз между колебаниями тока, который пропускается через нагреватель, и температурой активного элемента. Амплитуда колебаний температуры и теплоёмкость преобразователя определяются следующими выражениями:

$$\Delta T_{\max} = \frac{2I_0 I_{\max} R_0}{2\pi \cdot f \cdot C_{th}} \sin \varphi. \quad (13)$$

$$C_{th} = \frac{I_0 I_{\max} R_0}{\Delta T_{\max} \pi \cdot f} \sin \varphi. \quad (14)$$

Таким образом, измерив амплитуду колебаний тока и температуры, сдвиг фаз между током и колебаниями температуры от времени на частоте переменной составляющей питающего сигнала, а также постоянные составляющие тока и сопротивления нагревателя, из (14) можно определить теплоёмкость ТРПП.

2. СТЕНД ДЛЯ ИССЛЕДОВАНИЯ ДИНАМИЧЕСКИХ ХАРАКТЕРИСТИК МЭМС ТРПП НА АППАРАТНОЙ ПЛАТФОРМЕ NI ELVIS II

Стенд для исследования динамических параметров МЭМС ТРПП создан в соответствии с основными требованиями современной технологии виртуальных инструментов (ТВИ) [5]. ТВИ предусматривает сочетание специальных технических средств измерения и управления, прикладного программного обеспечения и стандартных промышленных компьютерных технологий.

Преимуществом ТВИ при использовании ее в научных исследованиях является именно функциональная гибкость, программная и аппаратная открытость, необходимые при модернизации автоматизированных стендов в случае постановки новых исследовательских задач.

Внешний вид стенда представлен на рис. 1.

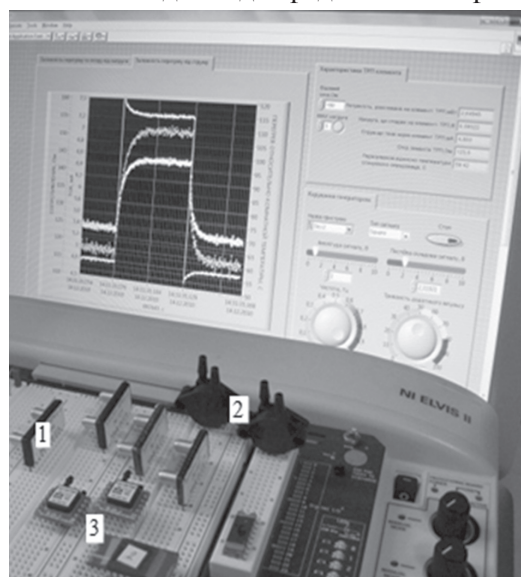


Рис. 1. Автоматизированный стенд для исследования динамических параметров ТРПП.

Цифрами обозначены структуры:

- 1 — ТРПП отечественного производства типа УР3201,
2 — резисторные преобразователи производства компании «Motorola», 3 — компании «Microbridge»

Алгоритм работы стенда на базе программно-аппаратного комплекса NI Elvis II в части измерения вольт-амперных и градус-ваттных характеристик ТРПП разработан и описан авторами ранее [6]. Сигналы с входных аналоговых портов через разъём PCI между программно-аппаратным комплексом и платой коммутации поступают на входы 8-канального 16-разрядного АЦП Elvis II, обрабатываются аппаратной частью комплекса и через USB-интерфейс поступают на ПК.

Для дальнейшей обработки сигналов с аналоговых входов программно-аппаратного комплекса NI Elvis II программный код доработан в соответствии с расширенными возможностями программного обеспечения LabView 8.6.

Фрагмент программного кода приведен на рис. 2.



Рис. 2. Фрагмент программного кода автоматизированного стенда для измерения динамических параметров МЭМС ТРПП

Расчет текущего значения температуры элементов ТРПП выполняется подпрограммой согласно уравнению Каллендара-ван-Дьюзена. Температура в каждой измеренной рабочей точке (I ; U) рассчитывается по предварительно определенным сопротивлениям R_0 каждого из преобразователей при 0°C , их температурным коэффициентам сопротивления α , и по измеренным текущим значениям падения напряжения U на преобразователе и тока I через него [6, 9]:

$$T(R_T) = \frac{U/I - R_0}{\alpha R_0}. \quad (15)$$

Подпрограмма DAQ Assistant обеспечивает считывание входных сигналов по каждому каналу с частотой («Sampling rate») 10 кГц, при этом количество измерений за одно считывание («Samples to read») составляет 1000 значений. Указанные параметры считывания позволяют надежно регистрировать процессы неустановившегося теплообмена между отдельными элементами МЭМС ТРПП, происходящие с постоянной времени порядка миллисекунд. Погрешность определения температуры элементов не превышает $\pm 1,5^\circ\text{C}$.

3. РЕЗУЛЬТАТЫ РАБОТЫ

С использованием описанного стенда получены графики временных зависимостей напряжения, сопротивления и температуры активного элемента ТРПП типа УР3201 отечественного производства от времени при питании с выхода функционального генератора.

На активный элемент подавались прямоугольные импульсы программно регулируемой частоты, скважности, постоянной составляющей и амплитуды переменной составляющей.

Пример графических зависимостей указанных величин для преобразователя в воздухе при нормальных условиях приведен на рис. 3. Переменная составляющая сигнала питания делителя амплитудой 0,65 В, частотой 10 Гц и скважностью 2 наложена на постоянную составляющую, равную 1,7 В. Измеренное значение электрической постоянной времени активного элемента составляет 3,75 мс.

Динамический коэффициент рассеивания мощности в соответствии с (2) можно определить как отношение изменения электрической мощности к изменению температуры элемента. В [6, 11] авторами показано, что для центрального элемента ТРПП изменение мощности в 10 мВт вызывает изменение температуры в 100°C , т.е. $G_{th} = 0,1 \text{ мВт}/^\circ\text{C}$.

Для исследуемых образцов ТКС тонкопленочного никелевого активного элемента равен $\alpha \approx 0,005 \text{ } 1/^\circ\text{C}$, что в соответствии с (3) даёт возможность определить динамический множитель: $D = -0,332$. Подставив полученное значение в (4), рассчитаем величину тепловой постоянной времени: $\tau_{\text{теп}} = 5 \text{ мс}$.

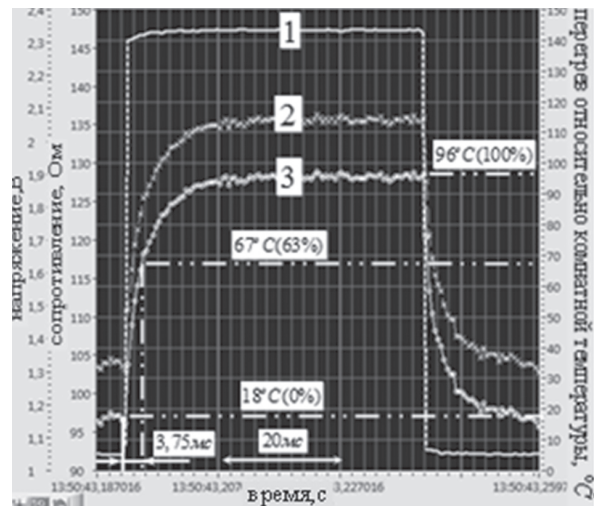


Рис. 3. Зависимости напряжения на делителе (кривая 1), сопротивления (2) и температуры (3) активного элемента от времени при ступенчатом изменении напряжения на нём

Как видим, полученный экспериментально результат является достаточно близким к теоретически рассчитанному в соответствии с выражением (7) значению тепловой постоянной времени ТРП. Окончательно из (1) можно подсчитать эффективную теплоёмкость активного элемента исследуемого мембранного МЭМС ТРПП: $C_{th} = 5 \cdot 10^{-7} \text{ [Дж/}^\circ\text{C]}$ в воздухе при нормальных условиях, что сравнимо с характеристиками подобных преобразователей других производителей [3].

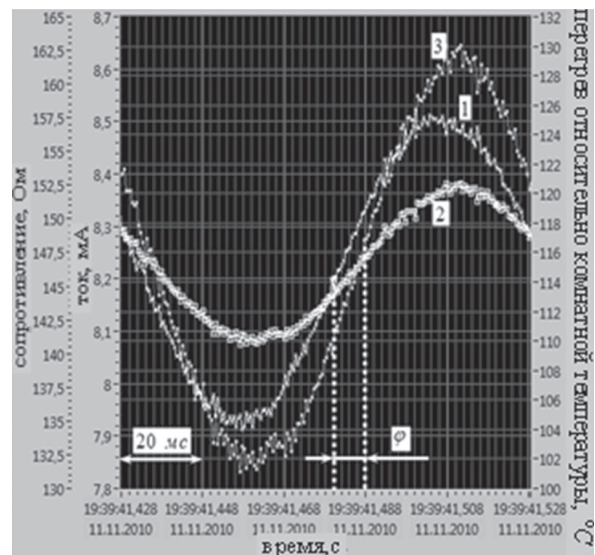


Рис. 4. Зависимости тока (1), сопротивления (2) и температуры (3) нагревателя от времени

Для определения теплоёмкости активного элемента по методике, изложенной в [10], были сняты временные зависимости тока, питающего активный элемент исследованного ТРПП, сопротивления и температуры нагревателя. Экспериментальные кривые приведены на рис.4. Переменная составляющая тока питания ТРПП синусоидальной формы амплитудой 0,25 мА и частотой 10 Гц наложена на постоянную составляющую 8,2 мА.

На рис. 4. представлены временные зависимости тока через нагреватель, его сопротивления и температуры, из которых определим амплитуду колебаний температуры $\Delta T_{\max} = 14^\circ\text{C}$, сдвиг фаз между током разогрева и температурой $\varphi \approx 35^\circ$ и среднее значение (постоянную составляющую) сопротивления нагревателя $R_0 \approx 147\ \text{Ом}$.

Подставив экспериментально полученные значения в формулу (7), можно подсчитать теплоёмкость активного элемента исследованного ТРПП:

$$C_{\text{th}} = \frac{8,2 \cdot 10^{-3} \cdot 0,25 \cdot 10^{-3} \cdot 147}{13,5 \cdot 3,14 \cdot 10} \cdot \sin 35^\circ \approx 4,2 \cdot 10^{-7} \frac{\text{Дж}}{^\circ\text{C}}.$$

Как видно, значения эффективной теплоёмкости активного элемента исследованного МЭМС ТРПП в воздухе при нормальных условиях, полученные по двум различным экспериментальным методикам, практически совпадают.

Авторами получены временные зависимости напряжения на делителе, а также зависимости сопротивления и температуры активного нагревателя от времени при погружении ТРП в этиловый 96%-ный спирт (рис. 5) и в дистиллированную воду (рис. 6).

Постоянная составляющая напряжения на делителе для указанных измерений составляла 2,56 В, амплитуда переменной составляющей 1,3 В, частота 0,5 Гц, скважность 0,5.

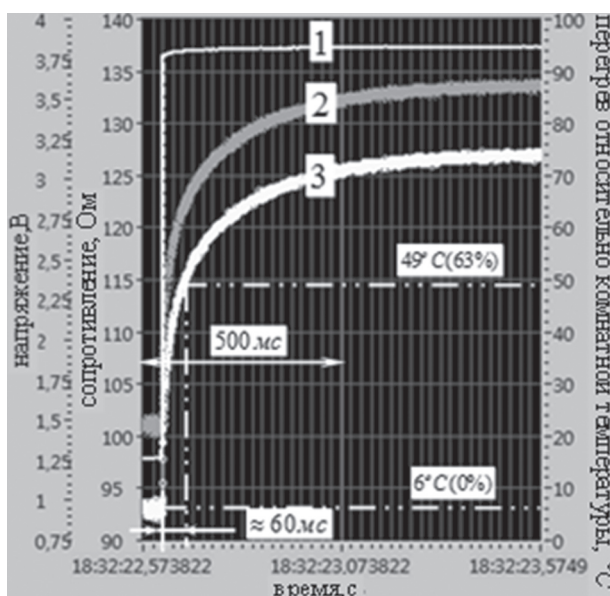


Рис. 5. Временные зависимости напряжения на делителе (1), сопротивления (2) и температуры (3) активного нагревателя при погружении ТРП в этиловый 96%-ный спирт

Из приведенных экспериментальных кривых видна разница более чем в три раза в относительном изменении температуры и, соответственно, активного электрического сопротивления ТРПП в установившемся режиме теплообмена в спирте и в воде при рассеивании на нем одинаковой мощности. Видны также существенные отличия во временных характеристиках переходного ре-

жима теплообмена. При изменении мощности от 2,5 мВт до 22,5 мВт относительное увеличение сопротивления ТРПП в спирте составляет 32,6%, что соответствует росту температуры на 68°C (рис. 6 а) и постоянной рассеяния около 0,29 мВт / $^\circ\text{C}$. При том же изменении мощности относительное увеличение сопротивления нагревателя в дистиллированной воде составило 10,2%, что соответствует росту температуры на 22°C и постоянной рассеяния около 0,91 мВт / $^\circ\text{C}$. Значение тепловой постоянной времени ТРПП в указанных веществах также существенно отличаются: 60 мс в спирте и 40 мс в воде.

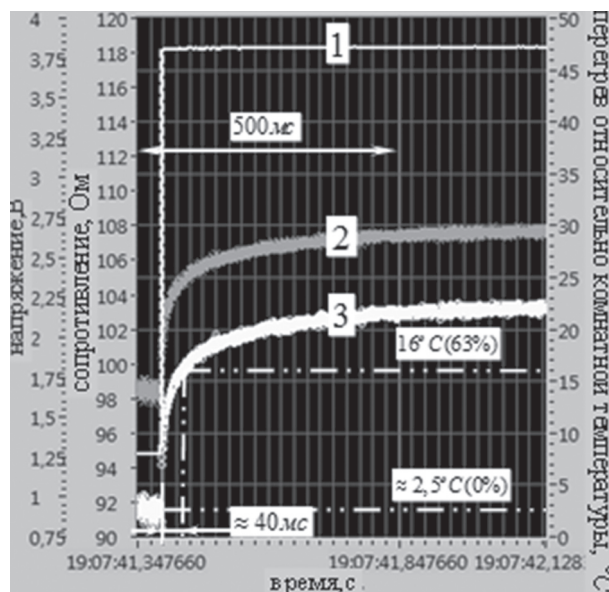


Рис. 6. Временные зависимости напряжения на делителе (1), сопротивления (2) и температуры (3) активного нагревателя при погружении ТРП – в дистиллированную воду

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

1. Теплоёмкость активного элемента исследованного ТРПП при нормальных условиях в воздухе составляет $5 \cdot 10^{-7}$ Дж/ $^\circ\text{C}$, а величина тепловой постоянной времени равна 5 мс. Таким образом, измеренные в работе значения динамических параметров МЭМС терморезисторных преобразователей отечественного производства не уступают образцам известных мировых производителей и достаточно точно соответствуют теоретически рассчитанным в рамках модели преобразователя мостиковой геометрии.

2. Измеренные экспериментально временные характеристики переходных теплообменных процессов и численные значения параметров установившегося теплообмена исследуемых МЭМС ТРПП активного нагревания с окружающей средой указывают на возможность их использования в качестве датчиков физических параметров и химического состава жидкостей и газов (например, процентного содержания спирта в водных растворах).

3. Аппаратная платформа NI Elvis II под управлением среды графического программирова-

ния LabVIEW является удобным и полнофункциональным инструментом с гибкой программной архитектурой для исследования динамических характеристик терморезисторных преобразователей, изготовленных по технологии МЭМС.

Литература

- [1] Damean N. Measurement concepts: from a classical transducers to new MEMS / Damean N., Regtien Paul P. L. // Measurement, 27 (2000), - p.p. 159-178.
- [2] Заворотний В.Ф. Спосіб визначення густини газів / В.Ф. Заворотний, О.В. Борисов, Б.І. Лупина, С.М. Осінов // – Патент на корисну модель №18749, 2006 р., Бюл. № 11.
- [3] Thermal Conductivity Gauge TCG-3880 from Xensor Integration, Data Sheet. Режим доступа к источнику: www.xensor.nl. – Название с экрана.
- [4] Перетворювачі опору. Загальні технічні вимоги та методи випробувань: ДСТУ 2858-94. – [Чинний від 1994-11-23]. – К.: Держспоживстандарт України 1994 – 106 с. – (Національний стандарт України).
- [5] Комплект виртуальных измерительных приборов для учебных лабораторий NI Elvis. Руководство пользователя. – НГТУ, 2006. – 101 с. – Режим доступа к источнику: [http://digital.ni.com/worldwide/russia.nsf/87e62f4c89ea9df9862564250075e6e4/4c8ee60c0abac2388625745e004968fb/\\$FILE/NI%20ELVIS.%20Руководство%20пользователя.pdf](http://digital.ni.com/worldwide/russia.nsf/87e62f4c89ea9df9862564250075e6e4/4c8ee60c0abac2388625745e004968fb/$FILE/NI%20ELVIS.%20Руководство%20пользователя.pdf). – Название с экрана.
- [6] Борисов О.В. Автоматизованний стенд на основі плати збору даних NI USB-6009 для вимірювання статичних параметрів мікромеханічного терморезисторного перетворювача / О.В. Борисов, І.С. Дейнека, Б.І. Лупина // Електроніка і зв'язь. – 2010. – №5. – с. 113-119.
- [7] Шашков А.Г. Терморезисторы и их применение / Шашков А.Г. – М.: Энергия, 1967. – 320 с.
- [8] Попов В.С. Подогреваемые электрические сопротивления в электроизмерительной технике и автоматике / Попов В.С. – М.-Л.: Наука, 1964. – 228 с.
- [9] Chen Y.-M. Parameter extraction of resistive thermal sensors / Chen Y.-M., Shie J.-S., Hwang T. // Sensors and Actuators A, -55 (1996) – p.43-47.
- [10] Лупина Б.І. Моделювання та оптимізація конструкції мікромеханічного терморезисторного перетворювача / Б.І. Лупина, О.В. Борисов, В.Ф. Заворотний, І.І. Кацан, С.М. Осінов // 2-й Міжнародний радіоелектронний форум «Прикладна радіоелектроніка. Состояние и перспективы развития». Харьков, Украина, 19-23 сентября 2005 г. Том 3, с. 240-243.

Поступила в редколлегию 7.10.2010

Борисов Александр Васильевич, кандидат технических наук, профессор, академик Академии наук прикладной радиоэлектроники, первый заместитель декана факультета электроники Национального технического университета Украины «Киевский политехнический институт», учёный секретарь научно-методической комиссии по электронике МОН Украины. Область научных интересов: нелинейные диэлектрики, сенсорика.



Лупина Борис Иванович, заведующий Межкафедральной лабораторией медицинской сенсорики факультета электроники Национального технического университета Украины «Киевский политехнический институт». Область научных интересов: первичные преобразователи физических величин для лабораторного и медицинского оборудования.

Дейнека Иван Сергеевич, магистрант кафедры микрoeлектроники, учебный мастер Межкафедральной лаборатории медицинской сенсорики факультета электроники Национального технического университета Украины «Киевский политехнический институт». Область научных интересов: автоматизированные стенды для лабораторных исследований, нехимические датчики концентрации кислорода в атмосферном воздухе.



УДК 621.317.2, 621.3.084.2

Дослідження динамічних характеристик мікроемеханічних терморезисторних перетворювачів фізичних параметрів рідини та газу на апаратній платформі NI Elvis II в програмному середовищі LabVIEW / О.В. Борисов, І.С. Дейнека, Б.І. Лупина // Прикладна радіоелектроніка: наук.-техн. журнал. – 2010. Том 9, № 4. – С. 562-568.

Виміряно динамічні параметри терморезисторного мікроемеханічного перетворювача прямого розігрівання в різних фізичних середовищах. Описано архітектуру апаратної частини розробленого автоматизованого стенду на основі платформи Elvis II, наведені програмне забезпечення та інтерфейс користувача в середовищі LabVIEW. Наведені формули для розрахунку основних динамічних параметрів МЕМС ТРП, розраховано значення теплової сталої часу досліджуваної структури. Результати розрахунку порівнюються з експериментальними даними. Представлені та проаналізовані експериментальні результати вимірювання характеристик терморезисторного перетворювача, отримані за допомогою описаного стенду.

Ключові слова: терморезисторний перетворювач, мікроелектромеханічна структура, програмно-апаратний комплекс.

Іл. 06. Бібліогр.: 10 найм.

UDC 621.317.2, 621.3.084.2

Investigations of dynamic characteristics of the micro-mechanical thermistor transducers of physical parameters of liquid and gas on the base of hardware complex NI Elvis II in program environment LabVIEW / O.V. Borisov, I.S. Deineka, B.I. Lupina // Applied Radio Electronics: Sci. Mag. – 2010. Vol. 9, № 4. – P. 562-568.

The dynamic properties of a micromechanical thermal structure are measured and its basic parameters are determined and specified for directly heated resistive membrane elements. The hardware architecture on the ELVIS II basis, software description and user interface of the automated stand into the LabVIEW environment are designed, presented and analysed. The formulas for calculating the basic dynamic parameters of MEMS TRP are presented, value of the thermal time constant of the structure is calculated. Calculated results are compared with experimental data. The experimental results of measuring the transducer's characteristics obtained with the help of the said stand are given and analysed.

Keywords: thermistor converter, microelectromechanical structure, software and hardware complex.

Fig. 06. Ref.: 10 items.

ПРИБОРОСТРОЕНИЕ И ИЗМЕРИТЕЛЬНАЯ ТЕХНИКА

УДК 615.47

УЛУЧШЕНИЕ ТЕХНИЧЕСКИХ ПОКАЗАТЕЛЕЙ ПОРТАТИВНОГО СПИРОМЕТРА С ТУРБИННЫМ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕМ ПОТОКА

Р. С. ТОМАШЕВСКИЙ

В статье дано описание измерительной части портативного спирометра, реализованной на турбинном преобразователе потока, и приведены уравнения движения чувствительного элемента — лепестков ротора. В ходе работы предложены и обоснованы способы уменьшения интервалов дискретизации измеряемой величины. Путем анализа уравнений движения получены зависимости для определения размеров основных элементов конструкции при реализации предложенных способов.

Ключевые слова: спирометр, турбинный датчик, технические показатели, инструментальная погрешность.

ВВЕДЕНИЕ

Под термином спирометрия понимают метод исследования функции внешнего дыхания, суть которого состоит в измерении объемов и расходов на различных этапах дыхательного маневра пациента. Наиболее клинически значимые сведения дает анализ экспираторного маневра (выдоха). Особое внимание уделяется средствам индивидуального и скринингового контроля населения, к которым в первую очередь относятся портативные спирометры. Повышение качества портативных спирометров в настоящее время является актуальной задачей и дальнейшее ее решение перспективно [1]. В первую очередь это касается совершенствования измерительной части спирометра и повышению его информативности. К техническим параметрам, по которым можно оценить качество измерительной части, можно отнести чувствительность, точность и полосу пропускания частот входного сигнала.

Метод измерения расхода с помощью турбинного преобразователя потока (ТПП) предполагает преобразование объемной скорости движущегося воздуха во вращение ротора, с последующим преобразованием его угловой скорости в частоту следования импульсов. Так как в конструкции датчика необходимо обеспечить минимальную нагрузку на вал ротора [2], в спирометрической аппаратуре используются неконтактные способы преобразования угловая скорость-частота.

В общем случае, такое преобразование может быть реализовано с помощью современных преобразователей угла поворота ротора — энкодеров. Они подразделяются на инкрементальные и абсолютные и могут достигать очень высокого разрешения до 10000 дискрет на один оборот.

К сожалению, использование подобных устройств в спирометрической аппаратуре сопряжено с рядом трудностей (в большинстве случаев невозможно). Применение их в аксиальных турбинах ограничено конструктивными особенностями —

конструкция оптического энкодера предполагает расположение дополнительных элементов на роторе турбины, что приводит к увеличению момента инерции. Кроме того, внесение частей энкодера в рабочую часть турбины приводит к увеличению пневматического сопротивления и существенно усложнению санитарной обработки.

Наиболее перспективными для портативного спирометра с турбинным преобразователем потока являются фотоэлектрические тахометры [3]. Принцип работы таких тахометров основан на прерывании или отражении светового луча элементом ротора. При его вращении происходит модуляция светового потока, который подается на фотоприемный элемент. Также следует отметить, что фотоэлектрический способ измерения угловой скорости не накладывает на ротор, каких-либо ограничений, связанных с его массой и материалом изготовления.

Особенностью тахометров является то, что информационным параметром выходного сигнала является частота сигнала. С одной стороны, частотно модулированный сигнал обладает высокой помехоустойчивостью [4]. С другой стороны, теоретически невозможно определить мгновенное значение частоты, так как она вычисляется как величина обратная периоду, который в свою очередь представляет собой временной интервал между двумя характерными точками сигнала, например фронтами импульсов. Такой прием приводит к усреднению частоты за определенное время — интервал дискретизации. Уменьшение интервала дискретизации дает возможность повысить разрешающую способность тахометра и расширить полосу пропускания входного сигнала [5].

Целью данной работы является реализация и обоснование способа улучшения технических показателей портативного спирометра с турбинным преобразователем потока, в основе которого лежит определение усредненных значений объем-

ной скорости воздушного потока на интервалах меньших, чем период вращения ротора.

1. СПОСОБЫ УМЕНЬШЕНИЯ ИНТЕРВАЛА ДИСКРЕТИЗАЦИИ

В качестве конструкции (рис. 1) ТПП будет рассмотрена та, которая активно применяется ведущими производителями спирометрической аппаратуры — Medical International Research, Shiller и др.

Буквенными обозначениями на рис. 1 показаны: т. А и т. D — точки вхождения инфракрасного (ИК) луча через поверхность корпуса измерительной турбины; т. С и т. F — точки выхода ИК луча; т. О — геометрический центр турбины, полюс (при рассмотрении в полярной системе координат); ОВ и ОЕ — перпендикуляры, опущенные из т. О на отрезки АС и DF соответственно; т. X₁ и X₂ — точки, соответствующие краям лепестков ротора; ОУ — полярная ось, α — угол между полярной осью и отрезком ОX₁; γ — угол между ОВ и ОЕ. Примем ОX₁ = r₁, ОX₂ = r₂, ОВ = L₁, ОЕ = L₂.

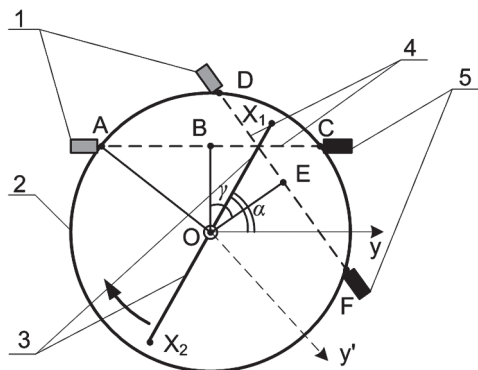


Рис. 1. Базовая конструкция ТПП:

- 1 — светоизлучающие диоды; 2 — прозрачный корпус измерительной турбины; 3 — лепестки ротора;
- 4 — траектории ИК лучей; 5 — фотоприемники

Несмотря на наличие двух оптических пар, в качестве тахометрического устройства используется лишь одна (АС), другая (DF) служит для определения направления вращения ротора. Рассмотрим работу такого преобразователя в статическом режиме, т.е. при постоянной объемной скорости.

Движение ротора может быть описано функциями $x_1(t)$ и $x_2(t)$ перемещения точек X₁ и X₂ относительно полярной оси ОУ. Тогда при постоянной угловой скорости ($\omega = \text{const}$) в параметрическом виде получим:

$$\begin{cases} x_1(t) = r_1 \cdot \sin(\alpha(t) + \pi) \\ x_2(t) = r_2 \cdot \sin(\alpha(t)) \end{cases}, \quad (1)$$

где $\alpha(t) = \omega t$.

Лепестки ротора, пересекая ИК луч на отрезке АС (см. рис. 2, а), модулируют световой поток и на выходе фотоприемников (ФП) формируется электрический сигнал (рис 2, б)

$$u_{\text{ФП}}(t) = \begin{cases} "1", & \text{если } x_1(t) \geq L_1 \wedge x_2(t) \geq L_1 \\ "0", & \text{если } x_1(t) < L_1 \vee x_2(t) < L_1. \end{cases} \quad (2)$$

Затем по фронту выходных импульсов $u_{\text{ФП}}$ формирователь прямоугольных импульсов (ФИ) формирует короткие импульсы через временные интервалы T_1 и T_2 (см. рис. 2, в) за один оборот ротора $T_{\text{об}}$.

Однако точное измерение расхода за время равное половине периода вращения ротора возможно лишь при условии равенства интервалов T_1 и T_2 . Это может быть обеспечено при выполнении условия равенства длин лепестков

$$r_1 = r_2. \quad (3)$$

Таким образом, интервал дискретизации в рассмотренном случае будет равен $T_{\text{об}}/2$ (коэффициент передачи ТПП $k = 2$). Уменьшение интервала дискретизации до $T_{\text{об}}/4$ ($k = 4$) возможно при использовании в качестве информационных параметров фронтов и срезов импульсов $u'_{\text{ФП}}(t)$ (см. рис. 2, г). Равенство периодов $T_1 - T_4$ обеспечивается выполнением условий 3 и 4.

$$L_1 = r_1 \cos \frac{\pi}{4}. \quad (4)$$

Дальнейшее уменьшение интервала дискретизации реализуется при использовании дополнительной оптической пары (DF) в качестве элемента тахометрического преобразователя. При этом коэффициент передачи ТПП $k = 8$. Уравнения движения ротора относительно ИК луча DF (см. рис. 3, б) можно получить, совершив переход в другую полярную систему координат ОУ', которая сдвинута относительно ОУ на угол γ.

$$\begin{cases} x'_1(t) = r_1 \cdot \sin(\alpha(t) + \pi + \gamma) \\ x'_2(t) = r_2 \cdot \sin(\alpha(t) + \gamma) \end{cases}. \quad (5)$$

Тогда выходной сигнал ФП (см. рис. 3, в и г), будет состоять из сигналов $u_{\text{ФП1}}(t) = u_{\text{ФП}}(t)$ (см. выр. 2) и $u_{\text{ФП2}}(t)$ формируемыми первым и вторым фотоприемником:

$$u_{\text{ФП2}}(t) = \begin{cases} "1", & \text{если } x'_1(t) \geq L_2 \wedge x'_2(t) \geq L_2 \\ "0", & \text{если } x'_1(t) < L_2 \vee x'_2(t) < L_2. \end{cases} \quad (6)$$

Для обеспечения равенства периодов $T_1 - T_8$ выходного сигнала ФИ (рис. 3, д) необходимо выполнения (кроме 3 и 4) еще двух условий

$$L_2 = r_1 \cos \frac{\pi}{4}; \quad (7)$$

$$\gamma = \pi/4. \quad (8)$$

Следует подчеркнуть, что эти условия получены путем анализа уравнений 2, 6 и геометрических соотношений элементов базовой конструкции (рис. 1).

Дальнейшее уменьшение интервала дискретизации принципиально возможно двумя способами:

- за счет увеличения количества лепестков ротора;
- за счет увеличения количества оптических пар излучатель — фотоприемник.

Обеспечение равенства периодов следования информационных импульсов может быть выполнено применением при конструировании ТПП соотношений 9 – 11, которые являются обобщенными вариантами 3, 4, 7, 8.

$$r = \sum_{i=1}^n r_i / l; \quad (9)$$

$$L = r \cdot \cos \frac{\pi}{2 \cdot l}; \quad (10)$$

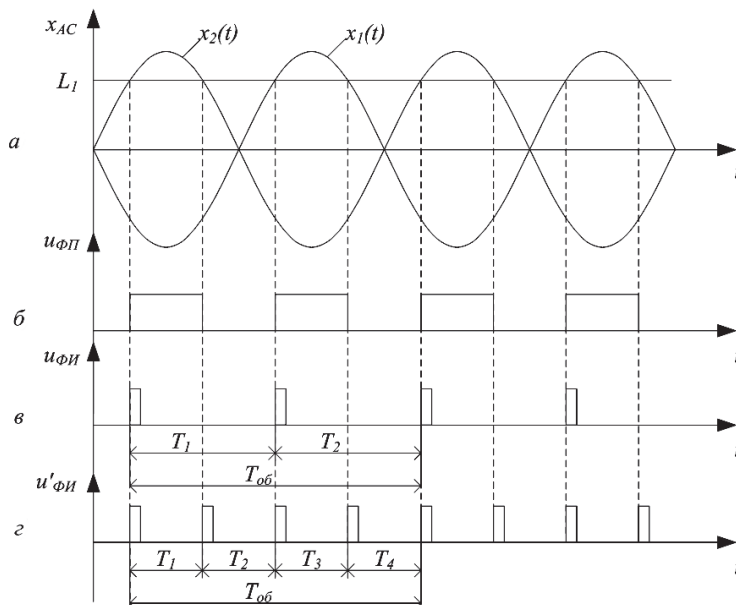


Рис. 2. Временные диаграммы работы ТПП с использованием одной оптической пары

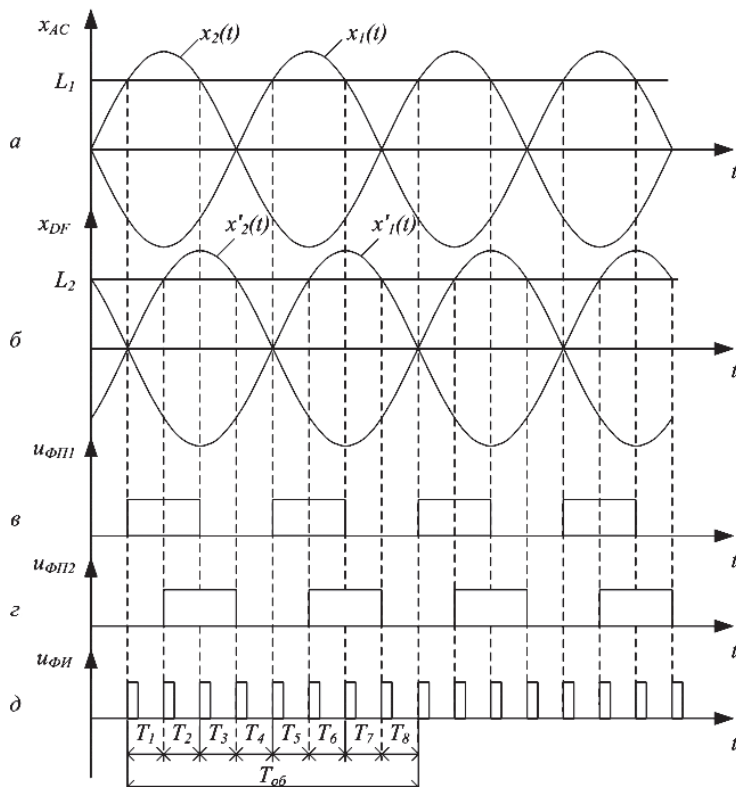


Рис. 3. Временные диаграммы работы ТПП при использовании двух оптических пар

$$\gamma = \frac{\pi}{m \cdot l}, \quad (11)$$

где l – количество лепестков ротора; m – количество оптических пар.

Эти способы могут в равной степени быть использованы для повышения технико-эксплуатационных показателей портативных спирометров, однако при их применении следует учитывать, что при увеличении количества лепестков пропорционально возрастает масса ротора, а при увеличении количества оптических пар необходимо

включать в расчет угол освещения светодиода во избежание перекрестной засветки.

2. АНАЛИЗ ИНСТРУМЕНТАЛЬНОЙ ПОГРЕШНОСТИ ПРЕОБРАЗОВАНИЯ

При производстве спирометрической аппаратуры следует помнить, что технологический разброс параметров неизбежен, и это может существенно повлиять на результат преобразования. Поэтому для корректного использования предложенных способов уменьшения интервала дискретизации необходимо детальное исследование влияния разброса на точность преобразования.

Рассмотрим влияние технологического разброса параметров на инструментальную погрешность σ_i в случае использования двух оптических пар ($k = 8$), которая связана с отличием полученных интервалов T_i и расчетных $T_{об}/8$

$$\sigma_i = \frac{T_i - T_{об}/8}{T_{об}/8}. \quad (12)$$

Согласно условиям 9, 10, 11 значение инструментальной погрешности будет состоять из четырех элементов

$$\sigma_i = \sigma_{ri} + \sigma_{L1i} + \sigma_{L2i} + \sigma_{\gamma i}, \quad (13)$$

где σ_{ri} – погрешность преобразования, вызванная неравенством длин лепестков, σ_{L1i} – вызванная отклонением в соотношении длины лепестка и расположения элементов первой оптической пары, σ_{L2i} – вызванная отклонением в соотношении длины лепестка и расположения элементов второй оптической пары, $\sigma_{\gamma i}$ – вызванная отклонением взаимного расположения оптических пар.

Отклонение значения периода T_i можно записать как функцию нескольких переменных:

$$\sigma_i = f(\Delta r^*, \Delta L_1^*, \Delta L_2^*, \Delta \gamma^*), \quad (14)$$

где $\Delta r^* = (r_1 - r_2)/r_1$ — относительная разница в длинах лепестков; $\Delta L_1^* = (L_1 - r_1 \cos(\pi/2))/r_1 \cos(\pi/2)$ — относительное отклонение в расположении элементов оптической пары; $\Delta L_2^* = (L_2 - r_1 \cos(\pi/2))/r_1 \cos(\pi/2)$ — относительное отклонение в расположении элементов оптической пары; $\Delta \gamma^* = 4(\gamma - \pi/4)/\pi$ — относительное отклонение во взаимном расположении оптических пар.

Для оценки влияния каждой из этих составляющих и их в целом на результат преобразования решим уравнения 1 и 5 в точках пересечения ИК луча и лепестков

$$\begin{cases} L_1 = r_1 \sin \omega t \\ L_2 = r_1 \sin(\omega t - \gamma) \\ L_1 = r_2 \sin(\omega t - \pi) \\ L_2 = r_2 \sin(\omega t - \pi - \gamma) \end{cases} \quad (15)$$

относительно t и выразим интервалы $T_1 - T_8$:

$$\begin{cases} T_1 = (\arcsin \frac{L_2}{r_1} + \gamma - \arcsin \frac{L_1}{r_1})/\omega; \\ T_2 = (-\arcsin \frac{L_1}{r_1} + \pi - \arcsin \frac{L_2}{r_1} - \gamma)/\omega; \\ T_3 = (-\arcsin \frac{L_2}{r_1} + \gamma + \arcsin \frac{L_1}{r_1})/\omega; \\ T_4 = (\arcsin \frac{L_1}{r_2} - \gamma + \arcsin \frac{L_2}{r_1})/\omega; \\ T_5 = (\arcsin \frac{L_2}{r_2} + \gamma - \arcsin \frac{L_1}{r_2})/\omega; \\ T_6 = (-\arcsin \frac{L_1}{r_2} - \gamma + \pi - \arcsin \frac{L_2}{r_2})/\omega; \\ T_7 = (-\arcsin \frac{L_2}{r_2} + \gamma - \arcsin \frac{L_1}{r_2})/\omega; \\ T_8 = (\arcsin \frac{L_1}{r_1} - \gamma + \arcsin \frac{L_2}{r_2})/\omega. \end{cases}$$

На основании выражений в приложении MathCad была создана математическая модель преобразования угловой скорости вращения ротора в импульсную последовательность с информационным параметром T_i . В разработанной модели была введена возможность варьирования ключевых геометрических размеров $r_1, r_2, L_1, L_2, \gamma$ в зависимости от допуска для номинальных размеров при изготовлении вплоть до $\pm 0,05$. Результаты серии экспериментов представлены в виде графических зависимостей наибольшей инструментальной погрешности преобразований $\sigma_{\max}$ от величин отклонений Δ^* приведенных в выр. 14. Также приведены результаты исследований для погрешности преобразования частоты

$$\delta f = 2\pi(\omega k / 2\pi - 1/T)/\omega k \quad (16)$$

следования импульсов $f = 1/T$, так как именно частота является информационным параметром пропорциональным скорости Q воздушного потока.

Проведенные исследования показали, что наибольшее влияние на результат преобразования имеет отклонение в размерах лепестков ротора. При относительном отклонении этих длин друг от друга $\pm 0,05$ значение инструментальной погрешности преобразования $\sigma_{\max}$ (рис. 4, а) составило от $-0,14$ до $0,12$, а значение погрешности преобразования частоты δf (рис. 4, б) составило от $-0,11$ до $0,16$. Влияние отклонений ΔL^* и $\Delta \gamma^*$ оказалось менее значимым ($\Delta L^* = \Delta L_1^* = \Delta L_2^*$, так как их влияние на результат преобразования одинаковый). Также были проведены исследования комплексного влияния отклонений основных геометрических соотношений, на рис 4, в и г изображены результаты погрешностей преобразования временных интервалов и частоты соответственно при наихудших случаях разброса параметров ТПП.

На основании проведенных исследований установлено, что при теоретически возможном разбросе $\pm 0,05$ наибольшее значение погрешности преобразования временного интервала составило $-0,17$, а частоты $0,2$. На практике для исключения этого влияния рекомендуется применять программные методы корректировки результатов преобразования [6].

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В работе обоснованы способы улучшения технических показателей портативного спирометра за счет уменьшения интервалов дискретизации. Кроме того, в результате анализа уравнений движения лепестков ротора проведены исследования влияния технологического разброса параметров на результат преобразования, и даны рекомендации по реализации тахометрического фотоэлектрического преобразователя для измерительной части спирометра.

Литература:

- [1] *Enright P.L.* Office spirometers: the good, the bad, and the ugly / P.L. Enright, M. Swanney, D. Burton and G. Liistro // The buyers' guide to respiratory care products. — 2007 — 5-18 pp.
- [2] *Кремлевский П. П.* Расходомеры и счетчики количества: Справочник. 4-е изд., перераб. и доп. / Пантелеймон Петрович Кремлевский. — Л.: Машиностроение, Ленинградское отделение, 1989. — 701 с., ил.
- [3] *Куликовский К.Л., Купер В.Я.* Методы и средства измерений: Учеб. пособие для вузов. — М.: Энергоатомиздат, 1986. — 448с.
- [4] *Кипенский А. В.* Импульсно-цифровые и цифро-импульсные преобразователи: Учебное пособие / Андрей Владимирович Кипенский. — Харьков: НТУ"ХПИ", 2000. — 132 с.
- [5] *Сокол Е.И.* Измерительная система современного спирометра и пути ее усовершенствования / Е.И. Сокол, А.В. Кипенский, Е.И. Король, Р.С. Томашевский // Вестник НТУ «ХПИ». Тематический выпуск: «Новые решения в современных технологиях». — Харьков НТУ «ХПИ» — 2009. — № 37 — С 22-25.

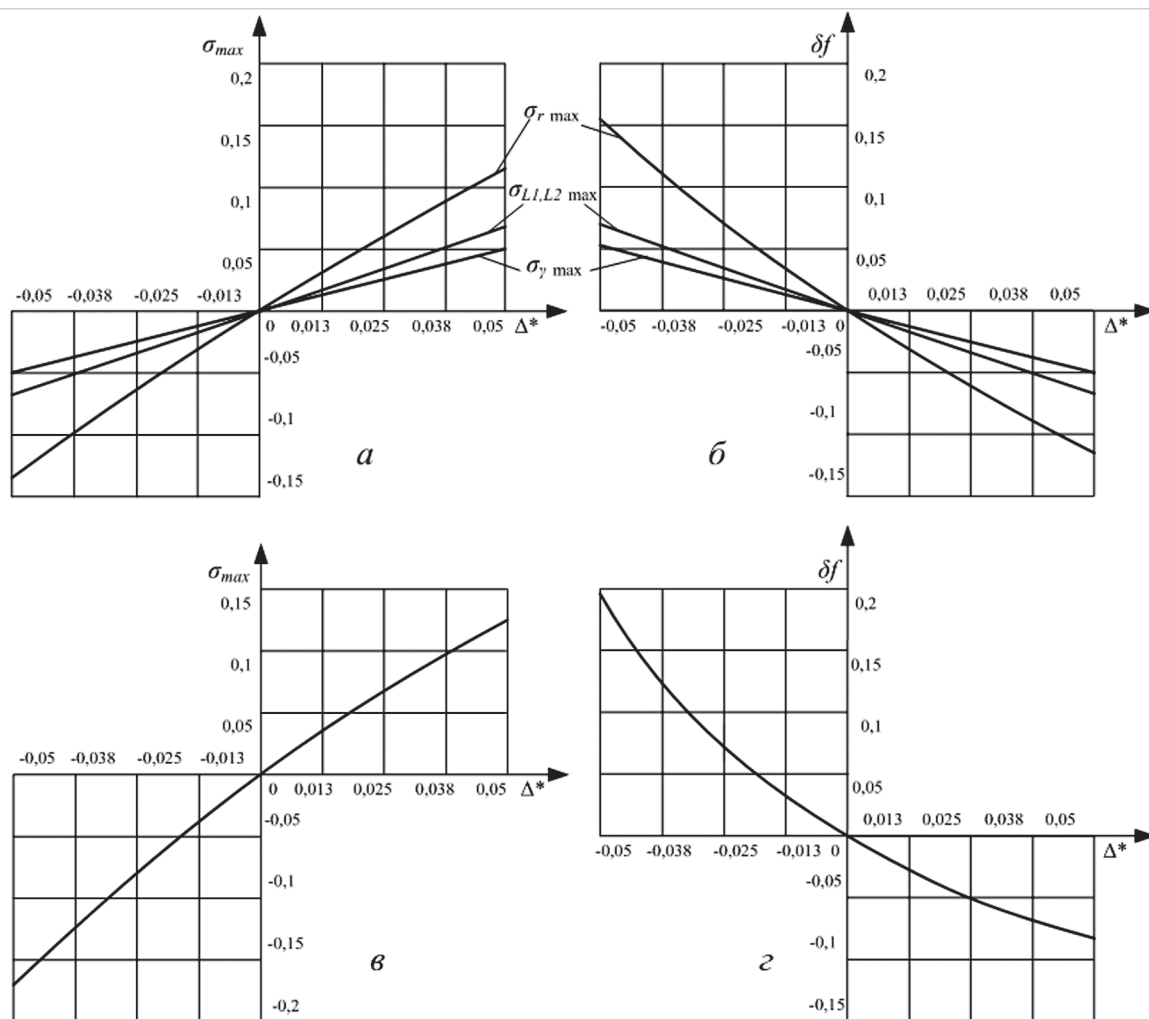


Рис. 4. Результаты исследований влияния технологического разброса основных геометрических соотношений ТПП на точность преобразования

[6] Сокол Е.И. Адаптивный метод снижения инструментальной погрешности турбинного датчика в процессе его эксплуатации / Е.И. Сокол, А.В. Кипенский, Р.С. Томашевский, Е.И. Король // «Технічна електродинаміка» Тематичний випуск. Силова електроніка та енергоефективність. – Ч.2 – Київ: ІЕД НАНУ, 2010. – С. 265 – 268.

Поступила в редколлегию 17.11.2010



Томашевский Роман Сергеевич, ассистент кафедры «Промышленная и биомедицинская электроника» НТУ «ХПИ». Область научных интересов: улучшение характеристик медицинских аппаратуры с помощью микропроцессорных систем импульсного управления.

УДК 615.47

Поліпшення технічних показників портативного спірометра з турбінним перетворювачем потоку / Р.С. Томашевський // Прикладна радіоелектроніка: наук.-техн. журнал. – 2010. Том 9. № 4. – С. 569-573.

У статті дано опис вимірювальної частини портативного спірометра, реалізованої на турбінному пере-

творювачі потоку, і наведені рівняння руху чутливого елемента – пелюсток ротора. У ході роботи запропоновані й обґрунтовані способи зменшення інтервалів дискретизації вимірюваної величини. Шляхом аналізу рівнянь руху отримані залежності для визначення розмірів основних елементів конструкції при реалізації запропонованих способів.

Ключові слова: спірометр, турбінний датчик, технічні показники, інструментальна похибка.

Іл. 04. Бібліогр.: 6 найм.

UDC 615.47

Improving technical performances of portable spirometer with turbine flow converter / R.S. Tomashevskiy // Applied Radio Electronics: Sci. Mag. – 2010. Vol. 9. № 4. – P. 569-573.

The paper describes the measurement part of a portable spirometer realized on a turbine flow transducer, and gives the equations of the motion of a sensor – rotor blades. Some ways of reducing the sampling intervals of the measured value are suggested and justified. Functions for sizing up the main construction elements at the realization of the ways suggested are obtained by analysing motion equations.

Keywords: spirometer, turbine sensor, technical performances, instrumental error.

Fig. 04. Ref.: 6 items.

UDC 004.932.2

IMAGE INVARIANT RECOGNITION METHODS IN THE SPACE OF PROJECTIONS

A.V. GOROKHOVATSKIY

Image recognition methods based on invariant features of projections are investigated. Influence of geometrical distortions on Radon space is shown, systems of invariant features for recognition based on Radon transform and classical moment invariants are suggested. Computer modeling results on real images are shown.

Keywords: Radon transform, projection, invariant features, moment invariants, recognition.

INTRODUCTION

Artificial intelligence applications in the tasks of the automatic image processing, analysis and pattern recognition attract greater attention of researchers. It can be explained by the development of computer technologies, which enables the decision of complex practical problems, related to the image analysis and interpretation [1]. Solution of similar tasks often becomes difficult because of external influences, different background and local covering by noise components. One of methods, which can avoid these problems is Radon transform (RT), that presents an image as a set of projections [1-3]. The advantages of this method are the high level of Radon transform features informing, good noise immunity (because of integral properties), as well as rapid realization possibility of projections processing [3-6]. Mostly RT (or its separate projections) is the base for the subsequent invariant feature systems construction. The known approaches, which use RT, need improvement from the point of view of necessity of influence transform estimations, sufficient quality recognition provision and features construction for the variety of practical applications.

The purpose of this paper is the development of invariant pattern recognition methods with changeover to the space of one-dimensional projections.

1. INFLUENCE OF IMAGE GEOMETRICAL DISTORTIONS ON RADON TRANSFORM

The research of distortions influence on Radon transform gives the possibility of corresponding mathematical models construction for their compensating with the purpose of reaching invariance. We will designate a_1, a_2 as image movement parameters along coordinate axes, φ — is the rotation corner, α, β — are scaling parameters. We consider traditionally, that geometrical transforms do not bring image brightness function outside the range D of its definition. The essence of RT consists in the integration of image brightness function $B(x, y)$ along lines under different projecting corners $\theta \in \Theta$, that can be formally written down like:

$$R(p, \theta) = \iint_{x, y} B(x, y) \delta(p - x \cos \theta - y \sin \theta) dx dy,$$

where p — is the distance from the center of coordinates to the fixed line which projecting is carried out, θ — is the rotation corner of coordinate axes. Recognition procedure can be properly written down as a sequence of input image reflections into the invariant feature system and further into one of reference etalons:

$$\text{Rec}: I \rightarrow B_E, \text{Rad}: B \rightarrow I, B_{\text{input}}: B_E \rightarrow B,$$

where Rec is a recognition operator, Rad is Radon transform operator, $I = \{I_1, I_2, \dots, I_k\}$ — is the system of invariant features, $B_E = \{B_1, B_2, \dots, B_n\}$ — is the set of etalons, $B = \langle a_1, a_2, \varphi, \alpha, \beta \rangle$ — is an input image under the action of distortions or transforms.

The result of the most widespread geometrical transforms influence (movements, rotating and scaling) on RT $R(p, \theta)$ can be estimated as [4]:

$$R(p, \theta, a_1, a_2) = \iint_{x', y'} B(x', y') \delta(p - x' \cos \theta - y' \sin \theta + a_1 \cos \theta + a_2 \sin \theta) dx' dy', \quad (1)$$

$$R(p, \theta, \varphi) = \iint_{x', y'} B(x', y') \delta(p - y' \sin(\theta - \varphi) - x' \cos(\theta - \varphi)) dx' dy', \quad (2)$$

$$R(p, \theta, \alpha, \beta) = \frac{1}{\alpha \beta} \iint_{x', y'} B(x', y') \delta(p - \frac{x'}{\alpha} \cos \theta - \frac{y'}{\beta} \sin \theta) dx' dy', \quad (3)$$

$$R(p, \theta, \alpha) = \frac{1}{\alpha} \iint_{x', y'} B(x', y') \delta(\alpha p - x' \cos \theta - y' \sin \theta) dx' dy', \quad (4)$$

where $B(x, y)$ and $B(x', y')$ — are initial and distorted images accordingly, $R(p, \theta, \langle P \rangle)$ — is the RT of the distorted image B with parameters $\langle P \rangle$.

Under combination of rotating and movement transforms, we have an expression:

$$R(p, \theta, a_1, a_2, \varphi) = R(p + a_1 \cos(\theta - \varphi) + a_2 \sin(\theta - \varphi), \theta - \varphi).$$

For the combination of homogeneous scaling and moving, we get:

$$R(p, \theta, \alpha, a_1, a_2) = \frac{1}{\alpha} R(\alpha p + a_1 \cos \theta + a_2 \sin \theta, \theta).$$

Under combination of homogeneous scaling and rotation transforms, we have:

$$R(p, \theta, \alpha, \varphi) = \frac{1}{\alpha} R(\alpha p, \theta - \varphi).$$

In the most difficult situation with simultaneous presence of moving, rotating and homogeneous scaling, we have common formal expression like that:

$$R(p, \theta, \alpha, \varphi, a_1, a_2) = \frac{1}{\alpha} R(\alpha p + a_1 \cos(\theta - \varphi) + a_2 \sin(\theta - \varphi), \theta - \varphi).$$

2. INVARIANT FEATURE SYSTEMS

Combining of RT with the known invariant features construction methods (moment invariants, Fourier transform invariants etc.) based on one-dimensional projections processing makes it possible to speed up the recognition process. Let us consider the method of construction and comparison of invariant feature system based on RT and moment invariants.

In accordance with (1), image displacement comes over to displacement of each one-dimensional projection to the value of $a_1 \cos \theta + a_2 \sin \theta$ at fixed value of $\theta = \hat{\theta}$, in its turn, central moments μ_k of order k are invariant to displacements. Thus, expressions like:

$$\mu_k = \int_{p'} (p' - \frac{m_1}{m_0})^k R(p', \hat{\theta}) dp', \quad m_0 = \int_{p'} R(p', \hat{\theta}) dp',$$

$$m_1 = \int_{p'} (p' - a_1) R(p', \hat{\theta}) dp', \quad k = 0, 1, 2, \dots$$

are invariant to displacements for all RT projections.

The systems of invariant features for other transform types we can build from ratio $I_k = m_k / (m_0)^z$, where $m_k = \int_p p^k R(p, \hat{\theta}) dp$, $m_0 = \int_p R(p, \hat{\theta}) dp$ with fixed $\hat{\theta}$ parameter. Here z parameter provides a scale-invariance in accordance with (3), (4). Taking into account properties of RT and (4) we have:

$$m_0 = \int_{p'} \frac{1}{\alpha} R(p', \hat{\theta}) \frac{1}{\alpha} dp', \quad m_k = \int_{p'} (\frac{p'}{\alpha})^k \frac{1}{\alpha} R(p', \hat{\theta}) \frac{dp'}{\alpha}.$$

Making substitution of m_0, m_k values in expression for I_k , we will get $z = (k + 2) / 2$. As a result, the invariant features system to combination of homogeneous scaling and moving looks like:

$$I_k^{\alpha, a_1, a_2} = \mu_k / (\mu_0)^{\frac{k+2}{2}}. \quad (5)$$

In the more general case in operations of heterogeneous scale changing with parameters α and β it is suggested to use the system on the basis of expressions $M_k / (m_0)^z$, $M_k = \int p^k (R(p, \hat{\theta}))^z dp$ like this:

$$I_k^{\alpha, \beta, a_1, a_2} = \int_p (R(p, \hat{\theta}))^{k+1} (p - \frac{m_1}{m_0})^k dp / (\mu_0)^{k+1}. \quad (6)$$

As we can see, ratios (5) and (6) are based on separate projections of RT only. At the same time, the rotation influence results in displacement of projections space (that follows directly from (2)). For the features construction in case of rotating presence it is possible to fix the $p = \hat{p}$ value and use a few projections of image. We will notice, however, that the use of complete projection information for all p values in this case is more justified because of greater noise immunity level. Invariant systems in conditions of moving, rotating and scaling presented simultaneously can be constructed as:

$$I_k^{\alpha, \varphi, a_1, a_2} = \int_{\theta \in \Theta} I_k^{\alpha, a_1, a_2}(\theta) d\theta,$$

$$I_k^{\alpha, \beta, \varphi, a_1, a_2} = \int_{\theta \in \Theta} I_k^{\alpha, \beta, a_1, a_2}(\theta) d\theta. \quad (7)$$

Experimental error of the (7) system is about 3-4%.

The method of construction and comparison of image invariant features systems based on RT and moment invariants consists of the following stages: RT implementation; m_k, μ_k, M_k functionals determination; calculation of required invariant values (5)-(7) depending on the type of transforms; pattern values matching based on selected proximity measure.

3. EXPERIMENTAL RESULTS

Research of quantitative parameters of recognition quality was made on the test sets of binary images [5, 6] and images of the real scenes. Average probability of recognition (at the amount of templates in a database from 10 to 30 size of 64x64) in the conditions of transforms is from 0.9 to 1.0 with recognition time using the only projection of about 0.4 sec.

Experimental research of the suggested recognition methods have been carried out on the example of a vehicle license plate images (fig. 1). Because of rotation distortion absence a system of (6) features was used, time of single character processing was about 0.12 sec. (including segmentation, selection, invariant features construction and searching in the database). Size of etalon database contained 279 images (16 font types of size 36), value of binary threshold was equal to 149 and was found in the interactive mode.

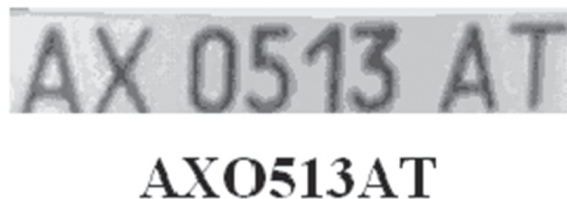


Fig. 1. Example of license plate recognition

Fig. 2 shows an example of invariants type (6) usage for the solution of a news feed updating time on a website recognition task. Suggested method can be realized on the basis of training or self-training for rec-

ognition of a great number of classes of objects on different types of images.

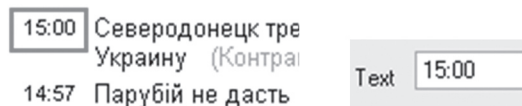


Fig. 2. Example of updating news time recognition

CONCLUSION

Application of Radon transform and its functional processing allow to build the systems of effective invariant features, suitable for visual objects recognition on images. Change-over to the space of one-dimensional projections allows to improve the speed parameters in comparison to the systems of classic two-dimensional processing [4]. Analysis of several projections can increase reliability of recognition procedure and noise immunity of invariant features. Experimental research confirmed efficiency of suggested methods for solution of real computer vision tasks [5, 6].

The scientific novelty of the paper are suggested methods of construction and comparison of image invariant features system based on the space of projections and moment invariants which give an opportunity of properties flexibly managing in the recognition system (speed performance, noise immunity, accuracy level, number of invariants) with engaging additional projection information into the process.

Research prospects are related to the construction of suggested methods modifications in case of local type noise influences.

References

- [1] Шапиро Л. Компьютерное зрение / Л. Шапиро, Дж. Стокман.; [пер. с англ. А.А. Богуславского под ред. С.М. Соколова]; М.: БИНОМ, Лаборатория знаний, 2006.— 752 с.
- [2] Хермен Г. Восстановление изображений по проекциям. / Г. Хермен. — М.: Мир, 1983. — 350 с.
- [3] Toft P. The Radon Transform: Theory and Implementation // PhD thesis, Dept. of Math. Modelling Section for Digital Signal Processing, Technical Univ. of Denmark, 1996.
- [4] Путятин Е.П. Построение инвариантных моментных признаков изображений с использованием одномерных проекций / Е.П.Путятин, А.В. Гороховатский // Вестник НТУ «ХПИ». Системный анализ, управление и информационные технологии. — 2006. — №39. — С.125—132.
- [5] Гороховатский А.В. Проекционные методы в задачах нормализации и распознавания изображений / А. В. Гороховатский // АСУ и приборы автоматики. — №147. — 2009. — С.64-70.
- [6] Projective methods of image recognition / Y.Putyatin, V.Gorohovatsky, A.Gorohovatsky, E.Peredriy // Intelligent Technologies and Application/ K. Markov et al. (Eds.). — Sofia: FOI ITHEA. — Information Science and Computing.—No 5. — 2008. — P. 37-43.

Manuscript received November 2, 2010



Gorokhovatskyi Alexey Vladimirovich, candidate of technical sciences, engineer of Department of Informatics, Kharkiv National University of Radio Electronics. Fields of interest: image processing, pattern recognition.

УДК 004.932.2

Методы инвариантного распознавания изображений в пространстве проекций / А.В. Гороховатский // Прикладная радиоэлектроника: науч.-техн. журнал. — 2010. Том 9. № 4. — С. 574-576.

В статье исследуются методы инвариантного распознавания образов на основе проекционных признаков. Показано влияние геометрических искажений на радонский образ. Предложены системы инвариантных признаков для распознавания на основе преобразования Радона и классических моментных инвариантов. Приведены результаты компьютерного моделирования на реальных изображениях.

Ключевые слова: преобразование Радона, проекция, инвариантные признаки, моментные инварианты, распознавание.

Ил.02. Библиогр.: 06 назв.

УДК 004.932.2

Методи інваріантного розпізнавання зображень в просторі проєкцій / О.В. Гороховатський // Прикладна радіоелектроніка: наук.-техн. журнал. — 2010. Том 9. № 4. — С. 574-576.

В статті розглянуто методи інваріантного розпізнавання зображень на основі проєкційних ознак. Наведено вплив геометричних викривлень на радонівський образ. Запропоновано системи інваріантних ознак для розпізнавання із використанням перетворення Радона та класичних моментних інваріантів. Наведено результати комп'ютерного моделювання на реальних зображеннях.

Ключові слова: перетворення Радона, проєкція, інваріантні ознаки, моментні інваріанти, розпізнавання.

Іл. 02. Бібліогр.: 06 найм.

ОПТИМИЗАЦИЯ СТРУКТУРНО-ИЕРАРХИЧЕСКИХ МЕТОДОВ АНАЛИЗА ИЗОБРАЖЕНИЙ

В.А. ГОРОХОВАТСКИЙ

Приведены результаты исследований по оптимизации параметров структурно-иерархических методов анализа изображений, применяемых для распознавания видео-объектов в условиях пространственных помех. Целевая функция соответствует значениям статистических критериев среднего риска или полной вероятности ошибки. Параметрами оптимизации выступают пороги для числа фрагментов и величины сходства фрагментов объекта и эталона. Приводятся результаты сравнительных расчетов и компьютерных экспериментов.

Ключевые слова: компьютерное зрение, структурные методы распознавания изображений, характерные признаки, иерархия, помехозащищенность, оптимизация.

ВВЕДЕНИЕ

Структурно-иерархические методы (СИМ) эффективны при решении проблемы анализа и распознавания изображений в условиях пространственных помех, вызванных воздействием заслоняющих и фоновых объектов [1,2]. Принцип их построения предполагает вычисление локально-пространственной меры подобия $\vartheta_{\Lambda}(\Lambda^1, \Lambda^2)$ между множествами Λ^1, Λ^2 структурных описаний объекта и эталона. Вариант СИМ для случая преобразований смещения — это метод частных корреляций (МЧК) [2]. Его суть состоит в вычислении локального подобия между соответствующими друг другу фрагментами (как правило, независимыми внутри одного описания) объекта и эталона, логической обработке полученного вектора значений и формировании итогового подобия на этой основе. В результате мера подобия описывается векторно-пространственной моделью

$$\vartheta_{\Lambda}(\Lambda^1, \Lambda^2) = \Upsilon[\{\rho(\lambda_i^1, \lambda_i^2)\}_{i=1}^s, L^*, \delta_1],$$

где $\lambda_i^1 \in \Lambda^1, \lambda_i^2 \in \Lambda^2, \{\rho(\lambda_i^1, \lambda_i^2)\}_{i=1}^s$ — вектор локальных значений подобия для фрагментов, s — число фрагментов, L^* — предикат для обработки значений ρ , δ_1 — порог для величины подобия, который предназначен для устранения помех, Υ — функционал, определяющий способ вычисления результирующего подобия объект-эталон. После вычисления ϑ_{Λ} , как правило, дополнительно осуществляется логический анализ значимости ϑ_{Λ} с применением порога δ_2 , который в большинстве применений сводится к заданию значимого числа фрагментов, которые могут представлять объект в задаче обнаружения или распознавания.

Нас будет интересовать главный вопрос, насколько эффективны подходы, в основу которых положен иерархический принцип обработки, и, в первую очередь, насколько он эффективнее традиционных подходов. Отметим как факт значительно более высокую помехозащищенность иерархического МЧК по отношению к традиционному корреляционному подходу. В частности, локальное искажение 30% точек изображения для

известных методов снижает вероятность правильного обнаружения объектов до величины 0,6, в то время как применение иерархических методов обеспечивает правильное обнаружение с вероятностью 0,95 при локальных искажениях до 75% точек изображения [1, 2].

Цель работы — обсуждение принципов оптимизации СИМ и получение сравнительных оценок именно в аналитическом виде. Представляет теоретический интерес оценить эффективность СИМ в сравнении с традиционным корреляционным методом в плане помехоустойчивости к воздействию флуктуационных и пространственных помех. Один из путей решения этой задачи — аналитическое представление функции среднего риска (или вероятности ошибки) и оценка его значения для обоих методов в зависимости от δ_1, δ_2 . Важным есть также получение практических рекомендаций по выбору оптимальных значений порогов δ_1, δ_2 .

1. ПРИНЦИП ОПТИМИЗАЦИИ СИМ

Принцип оптимизации параметров СИМ заключается в аналитическом описании статистических критериев с учетом меры подобия и вида фрагментов, а также распределений помех [3, 4].

В работе [3] получено аналитическое соотношение для среднего риска при применении МЧК для случая независимых фрагментов, когда функция яркости объекта и эталона имеет равномерное распределение, аддитивная помеха распределена по нормальному закону с известными параметрами, а в качестве локального подобия используется метрика суммы модулей разности яркостей. Для этой упрощенной ситуации аналитическое соотношение для среднего риска при принятии гипотезы о наличии эталона в предъявленном изображении объекта можно вывести, опираясь на схему независимых испытаний Бернулли, т.к. фрагменты не пересекаются между собой. Выражение для среднего риска при одинаковых стоимостях ошибок имеет вид

$$R(\delta_1, \delta_2) = \sum_{k=\delta_2+1}^s C_s^k p_1^k q_1^{s-k} + \sum_{k=1}^{\delta_2} C_s^k p_0^k q_0^{s-k}, \quad (1)$$

где δ_1, δ_2 — пороги (параметры оптимизации), p_0, p_1 — вероятности отклонения сходства в пределах порога δ_1 , которые вычисляются путем интегрирования n^2 -мерной совместной плотности распределения, полученной для системы из трех случайных величин — объект, эталон, помеха (n^2 — число точек фрагмента).

Обсудим поиск минимума функции среднего риска (1) от величин порогов δ_1, δ_2 . Заметим, что (1) зависит еще и от размера изображения, от величин n, s , а также от параметров аддитивной помехи. Для упрощения анализа считаем все эти величины фиксированными. Из приведенных соотношений видим сложный нелинейный вид зависимости $R(\delta_1, \delta_2)$. При этом параметр δ_1 является одним из аргументов функции Лапласа, используемой при вычислении p_0, p_1 , а дискретная величина δ_2 задает количество членов в суммах. Аналитическое решение такой задачи оптимизации в явном виде затруднено.

Численное решение задачи оптимизации проводилось путем компьютерного моделирования в целях вычисления целевой функции (1) для дискретных значений δ_1, δ_2 из фиксированного диапазона — отрезка $[0, 1]$. Для нормированных величин порогов (δ_1 — относительно n^2 , δ_2 — относительно s), и конкретно выбранных значений $s=64$, $n=2$ минимум риска (1) численно оценивался величиной $R=0,005$, а область соответствующих оптимальных значений порогов имеет вид $0,6 < \delta_1 < 0,8$; $0,4 < \delta_2 < 0,6$. В качестве эталона в экспериментах использовалось изображение квадрата единичной яркости размером 8×8 элементов на нулевом фоне в поле зрения 16×16 .

Таким образом, численное решение задачи минимизации среднего риска при фиксированных параметрах СИМ и уровня помех позволяет выбирать диапазон оптимальных с точки зрения минимума среднего риска значений для порогов δ_1, δ_2 .

2. ВИД СТАТИСТИЧЕСКИХ КРИТЕРИЕВ С УЧЕТОМ ПРОСТРАНСТВЕННЫХ ПОМЕХ

Еще более сложный аналитический вид имеют математические выражения для критерия среднего риска с учетом модели пространственной помехи, т.к. в этом случае уже имеем систему из четырех случайных величин [4]. Поэтому сравнительный анализ иерархического и традиционного методов проведем на доступном примере с соблюдением всех предположений, но для небольшого количества точек. Это дает возможность сделать качественные выводы. Пусть изображение задано на двух фрагментах, а каждый фрагмент состоит из одной точки. Порог $\delta_2 = 1$ зафиксируем так, чтобы принимать гипотезу об обнаружении эталона, если хотя бы одна из двух величин подобия фрагментов принадлежит интервалу $(-\delta_1, \delta_1)$.

Полученные выражения для полной вероятности ошибки иерархического P_H и тради-

онного P_T методов при таких предположениях представим в виде

$$\begin{aligned} P_H &= 0,5\{1 + p_1 p_2 [4\Phi^2(\delta_1) - [F_1(\delta_1)]^2] + (p_1 q_2 + p_2 q_1) \times \\ &\times F_2(\delta_1) [2\Phi(\delta_1) - F_1(\delta_1)] - (p_1 + p_2) [2\Phi(\delta_1) - F_1(\delta_1)]\}, \\ P_T &= 0,5\{1 + p_1 p_2 [\Phi((\delta_1 + 2E)/\sqrt{2}) + \Phi((\delta_1 - 2E)/\sqrt{2}) - \\ &- 2\Phi(\delta_1/\sqrt{2})] + (p_1 q_2 + p_2 q_1) [\Phi((\delta_1 - A + E)/\sqrt{2}) + \\ &+ \Phi((\delta_1 + A - E)/\sqrt{2}) - \Phi((\delta_1 - A)/\sqrt{2}) - \\ &- \Phi((\delta_1 + A)/\sqrt{2})]\}, \end{aligned} \quad (2)$$

где Φ — функция Лапласа, E — значение эталона, A — величина различия между значениями пространственной помехи и эталона, q_1, q_2 — вероятности появления пространственной помехи,

$$F_1(\delta_1) = \Phi(E + \delta_1) - \Phi(E - \delta_1),$$

$$F_2(\delta_1) = \Phi(A + \delta_1) - \Phi(A - \delta_1).$$

3. РЕЗУЛЬТАТЫ ЧИСЛЕННОГО МОДЕЛИРОВАНИЯ

Типичные зависимости вероятности ошибок (2) от параметра δ_1 для конкретных величин q_1, q_2 приведены на рис. 1, где штриховые кривые 1,3 относятся к традиционному методу, сплошные кривые 2,4 — к иерархическому МЧК. Для осуществления качественной оценки приведены зависимости при $A=10$ (кривые 3,4), что характеризует существенное различие помехи и объекта, а также при $A=1$ (кривые 1,2) — незначительное отличие. Разное число точек в кривых объясняется зависимостью диапазона изменения порога δ_1 от величины A .

Анализ рис. 1 показывает, что при существенных отличиях ($A=10$) иерархический метод имеет ощутимые преимущества: минимум вероятности ошибки для него составляет 0,16 против 0,35 для традиционного метода. В то же время при незначительных отличиях преимущества практически нет: минимумы равняются 0,48 и 0,43. Это можно объяснить более значительными интегральными свойствами традиционного метода, потому что при значении $A \approx 0$ действие пространственных помех можно считать эквивалентным аддитивным флуктуациям. Этот факт подчеркивает тесную связь более универсального МЧК и традиционного метода, который можно считать его частным случаем, не использующим разбиения на фрагменты. Преимущества применения МЧК усиливаются с увеличением различий между значениями пространственной помехи и объекта.

Эксперименты показали, что минимум вероятности ошибки (значение 0,21) практически совпадает у обоих методов при $A=3,5$. Полученные зависимости (рис. 1) характерны для всех диапазонов значений q_1, q_2 . Предположение о зависимости P_H, P_T от вероятностей q_1, q_2 не подтвердилось. Приведенный пример подтверждает возможность оптимального выбора порогов в иерархическом методе, при которых показатель его

помехоустойчивости (вероятность ошибки) будет лучше, чем у традиционного подхода.

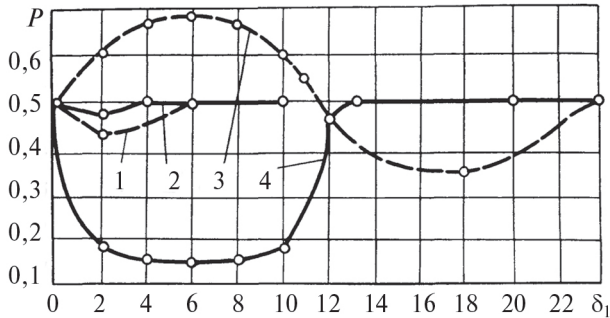


Рис. 1. Зависимости вероятности ошибки от порога δ_1

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Впервые предложен и обоснован принцип оптимизации параметров иерархических корреляционных методов распознавания изображений, который предусматривает оптимизацию в соответствии с аналитически представленными статистическими критериями и с учетом меры подобия фрагментов, а также распределений помех, что подтвердило преимущества и универсальность синтезированных методов с применением иерархической обработки. На основе аналитических соотношений доказано, что в случае значительных отличий пространственной помехи и объекта иерархический метод имеет ощутимые преимущества с точки зрения минимума критерия ошибки.

По результатам аналитических исследований и проведенного компьютерного моделирования делаем вывод о преимуществах и гибкости иерархического метода в случае действия локальных помех. Путем использования комбинаций фрагментов и построенных на них мерах сходства в иерархических методах удастся учесть и исключить возможные искажения отдельных фрагментов, вызванные пространственными помехами. Эти преимущества усиливаются с увеличением отличий между яркостями помехи и объекта.

Перспективы исследования связаны с адаптацией разработанных методов к уровню пространственной помехи, что дало бы возможность управлять выбором параметров.

Литература

- [1] Гороховатский В.А. Структурное распознавание изображений на основе моделей голосования признаков характерных точек / В.А. Гороховатский, Е.П. Путятин // Реєстрація, зберігання і обробка даних.— 2008.— Т.10.— №4.— С.75-85.
- [2] Путятин Е.П. Обработка изображений в робототехнике / Е.П. Путятин, С.И. Аверин. — М.: Машиностроение, 1990. — 320 с.
- [3] Гороховатский В.А. Оптимизация иерархических корреляционных алгоритмов анализа изображений / В.А. Гороховатский, В.В. Шляхов // Изв. вузов. Радиоэлектроника.—1988.—Т.31.— №1.— С.28–33.
- [4] Гороховатский В.А. Анализ иерархических алгоритмов совмещения изображений на фоне пространственных локальных помех / В.А. Гороховатский, В.В. Шляхов // Изв. вузов. Радиоэлектроника.— 1991.— Т.34.— №1.— С. 75–78.

Поступила в редколлегию 15.10.2010



Гороховатский Владимир Алексеевич, канд. техн. наук, доцент, профессор кафедры информатики ХНУРЭ. Область научных интересов: модели, методы, информационные технологии анализа и распознавания изображений.

УДК 004.932.2:004.93'1

Оптимізація структурно-ієрархічних методів аналізу зображень / В.О. Гороховатський // Прикладна радіоелектроніка: наук.-техн. журнал. — 2010. Том 9. № 4. — С. 577-579.

Наведено результати досліджень з оптимізації параметрів структурно-ієрархічних методів аналізу зображень, що застосовуються для розпізнавання відео-об'єктів в умовах дії просторових завад. Цільова функція відповідає значенням статистичних критеріїв середнього ризику або повної ймовірності помилки. Параметрами оптимізації є пороги для числа фрагментів та значення схожості фрагментів об'єкту та еталону. Наводяться результати порівняльних розрахунків та комп'ютерних експериментів.

Ключові слова: комп'ютерний зір, структурні методи розпізнавання зображень, характерні ознаки, ієрархія, завадостійкість, оптимізація.

Лл. 1. Бібліогр.: 4 найм.

UDC 004.932.2:004.93'1

Optimization of structurally-hierarchical methods of image analysis / V. A. Gorohovatskiy // Applied Radio Electronics: Sci. Mag. — 2010. Vol. 9. № 4. — P. 577-579.

The results of researches on optimization of structurally-hierarchical method parameters of image analysis, that are applied for video-objects recognition in conditions of spatial influences are shown. The result function corresponds to values of statistical middle risk or complete probability error criteria. Thresholds are used as optimization parameters for the quantity of fragments and value of object and etalon fragments similarity. Results of comparative calculations and computer experiments are shown.

Keywords: computer vision, structural image recognition methods, characteristic features, hierarchy, noise immunity, optimization.

Fig. 1. Ref.: 4 items.

ОБЛАСТИ ДОСТАТОЧНОСТИ И НЕОБХОДИМОСТИ ПРИ РЕШЕНИИ ЗАДАЧ АЛЬТЕРНАТИВНОГО ПОИСКА ВИДЕОДАНЫХ

С.В. МАШТАЛИР, К.С. ЩЕРБИНИН

В работе предложен подход по решению задач альтернативного распознавания данных разной природы в произвольном метрическом пространстве. Рассмотрены условия формирования областей необходимости и достаточности в случае поиска на основе двух альтернатив, а также их соотношение между собой.

Ключевые слова: контекстный поиск, сходство, метрика, области достаточности и необходимости.

ВВЕДЕНИЕ

Распространение цифровых средств обработки видеоданных, Internet и локальных вычислительных сетей обусловили накопление информации, представленной в виде баз данных, которые, в зависимости от области применения, могут иметь произвольное содержание либо принадлежать к ограниченному классу. При этом наличие больших объемов данных не есть критично в условиях развития компьютерной техники. С другой стороны в задачах анализа и обработки видеоданных часто возникают ситуации, связанные с определением сходства различных мультимедийных фрагментов, что сделать довольно непросто ввиду большого количества обрабатываемых данных. В частности, это характерно для поиска в базах видеоданных. Это весьма развивающееся направление, связанное с интенсификацией информации и, зачастую, недостаточностью информации в текстовом режиме и даже в виде изображений [1-3].

При этом обработка видеопотоков связана с довольно серьезными затратами времени и системных ресурсов, поэтому необходимо разрабатывать подходы, позволяющие ускорить процесс поиска и максимально сократить, количество сравнений, которые нужно провести. В связи с этим одним из подходов по решению подобных задач может быть переход к многомерным временным рядам с дальнейшим их анализом [4-9], с целью выделения характеристик, по которым можно определить сходство тех или иных видео фрагментов. Далее, если мы можем выделить некоторые такие характеристики, то можно сформулировать задачу альтернативного поиска для данных произвольной природы, т.к. в таком случае осуществим переход непосредственно от видео файлов к некоторому их числовому описанию, что позволяет использовать подходы, основанные на метрических сравнениях объектов.

Целью работы является формирование условий для областей необходимости и достаточности в задачах поиска на основе двух альтернатив.

1. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

Рассмотрим в некотором фазовом метрическом пространстве конечную конфигурацию точек, для которой нам известна матрица расстоя-

ний, то есть K — конфигурация точек $x_1, \dots, x_n \in \Phi$ — фазовое пространство и

$$\rho = \rho(x_i, x_j), \quad (1)$$

где $\rho(x_i, x_j)$ — расстояние между точками x_i, x_j для $i, j \in 1, \dots, n$.

Для выбранной текущей точки $y \in \Phi$ зададим расстояние до некоторой опорной точки $x^* \in K$, т.е.

$$\rho(y, x^*) = \delta. \quad (2)$$

Введем порог сходства объектов Δ , который характеризует меру сходства точек метрического пространства Φ с текущей точкой y . Таким образом, если

$$\rho(y, x_k) > \Delta, \quad (3)$$

то будем говорить, что точка x_k настолько отличается от y , что ее нет смысла сравнивать с ней в метрике фазового пространства Φ . Схематично описанное выше представлено на рис. 1.

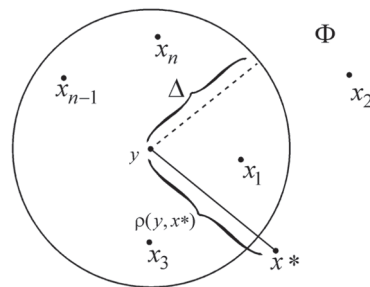


Рис. 1 Модель поиска сходства объектов в фазовом метрическом пространстве

На основе вышеперечисленного, ставим задачу создания процедуры определения наиболее близких точек конфигурации K к заданной точке $y \in \Phi$. При этом считаем, что существует матрица расстояний P , построенная на основе (1), мера сходства Δ (3) и известно расстояние между текущей точкой y и опорной точкой $x^* \in K$ (2).

2. ОПИСАНИЕ ОБЛАСТЕЙ ДОСТАТОЧНОСТИ И НЕОБХОДИМОСТИ

Зафиксируем две точки заданной конфигурации $x_1, x_2 \in K$. Тогда естественно, что знание или построение процедуры выбора ближайшей среди них к текущей точке y позволяет в целом решить

поставленную задачу. При этом будем считать, что анализ (выбор ближайшей) любых пар точек множества K , а всего вариантов для анализа C_n^2 , в смысле временных и материальных затрат на фоне непосредственно измерения расстояния $\rho(y, x_1)$ и $\rho(y, x_2)$ является незначительной величиной. Так часто происходит на практике, в частности, для задачи обработки видеопоследовательностей, поскольку нахождение наиболее схожих кадров последовательности к заданному, т.е. нахождение ближайшей точки к y часто необходимо проводить в реальном времени, или хотя бы в условиях жестких временных ограничений. При этом надо учитывать, что измерение расстояний в фазовом пространстве Φ сложная и достаточно громоздкая процедура.

В связи с этим, стоит задача нахождения или формирования определенных критериев, которые позволили бы в фазовых пространствах типа $\mathbb{R}^n$, т.к. исходные данные — это набор чисел (расстояний), часть из которых представлена в виде матрицы, находить области достаточности и необходимости. Дадим следующие определения.

Определение 1. Областью достаточности D назовем область из $\mathbb{R}^n$, которая обладает следующими свойствами:

- 1) существует функция $\varphi: K \times K \rightarrow \mathbb{R}^n$, т.е.

$$\varphi(x_1, x_2) = (\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_n);$$

- 2) для этой функции выполняется свойство: — если $\varphi(x_1, x_2) \in D$, то этого достаточно для нахождения

$$\min(\rho(y, x_1), \rho(y, x_2)). \quad (4)$$

При этом значения расстояний из (4) нам не известны, но мы можем сказать, какое из них наименьшее.

Определение 2. Областью необходимости N назовем область из $\mathbb{R}^n$, которая обладает следующими свойствами:

- 1) существует функция $\psi: K \times K \rightarrow \mathbb{R}^n$, т.е.

$$\psi(x_1, x_2) = (\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_n);$$

- 2) для этой функции выполняется свойство: — если мы можем указать правильное неравенство из набора

$$\begin{aligned} \rho(y, x_1) &\geq \rho(y, x_2) \\ \rho(y, x_2) &\geq \rho(y, x_1), \end{aligned} \quad (5)$$

то должно выполняться условие $\psi(x_1, x_2) \in N$.

Смысл этих определений состоит в том, что размерность областей достаточности и необходимости определяется тем, насколько полно используется исходную информацию (т.е. чем полнее, тем размерность больше). С другой стороны, попадание $\varphi(x_1, x_2)$ в область D достаточно для выбора ближайшей точки к текущей точке y . И наоборот, если нам известна ближайшая точка к y , то необходимо, чтобы значение функции $\psi(x_1, x_2) \in N$. Знание области достаточности

позволяет в целом решить поставленную задачу. Ясно, что возможность выбирать ближайшую из любой пары точек позволяет последовательно найти ближайшую из множества K , если следовать процедуре:

1. Выбираем ближайшую из x_1 и x_2 .

2. Предположим, что это точка x_1 . Тогда x_2 — отбрасываем и переходим к шагу 3.

3. Выбираем ближайшую из x_1 и x_3 и переходим к шагу 2.

В итоге приходим к ближайшей точке по всему множеству K . При этом количество процедур выбора равно $\text{card}(K) - 1$. Тогда может быть сформулировано утверждение.

Утверждение. Знание области достаточности D для произвольной пары точек $x_1, x_2 \in K$ позволяет найти ближайшую к текущей точке y .

Далее проанализируем область необходимости. Для этого рассмотрим сначала свойство областей достаточности и необходимости.

Области D и N разбиваются на две подобласти D_1, D_2 (N_1, N_2). Область D_1 соответствует ситуации, когда

$$\rho(y, x_1) \geq \rho(y, x_2), \quad (6)$$

а D_2 , когда

$$\rho(y, x_2) \geq \rho(y, x_1). \quad (7)$$

Тогда $D = D_1 \cup D_2$ и $D_1 \cap D_2 = \emptyset$ кроме ситуации, когда $\rho(y, x_1) = \rho(y, x_2)$. Аналогично свойство выполняется для N .

Теперь предположим: заведомо известно, что выполняется неравенство (6) или (7), тогда очевидно, что при справедливости (6) должно иметь место $\psi(x_1, x_2) \in N_1$, а при выполнении (7) — $\psi(x_1, x_2) \in N_2$.

Допустим, что

$$\psi(x_1, x_2) \notin N_1, \quad (8)$$

тогда из этого следует, что (6) не выполняется, а следовательно имеет место (7). Т.е. из $\psi(x_1, x_2) \notin N_1$ вытекает условие (7), т.е. оно является достаточным для (7) или же

$$\psi(x_1, x_2) \notin N_1 \subset D_2. \quad (9)$$

С другой стороны, если справедливо (8), то выполняется (7), а значит и $\psi(x_1, x_2) \in N_2$, таким образом, для областей справедлива цепочка включений

$$N_2 \subset \psi(x_1, x_2) \notin N_1 \subset D_2,$$

т.е.

$$N_2 \subset D_2. \quad (10)$$

Но D_2 — область достаточности неравенства (7), из которого вытекает область необходимости N_2 , таким образом

$$D_2 \subset N_2. \quad (11)$$

Из (10)-(11) вытекает, что $D_2 = N_2$. Аналогично можно показать, что $D_1 = N_1$. Следовательно, имеем

$$N = D. \quad (12)$$

На основании этого анализа сформулируем теорему.

Теорема. В случае задач нахождения ближайшей точки к текущей среди заданной конфигурации, когда выбор осуществляется на основе двух альтернатив (6), (7) область достаточности совпадает с областью необходимости, т.е. условия, характеризующие их, являются необходимыми и достаточными.

Замечание. Из теоремы вытекает, что если нам удалось построить область необходимости, то это в полном объеме решает поставленную задачу в смысле необходимых и достаточных условий. С другой стороны любая подобласть области достаточности также является таковой, таким образом, область достаточности можно сужать, чего нельзя делать с областью необходимости. Фактически теорема утверждает, что максимальная область достаточности совпадает с областью необходимости. В нашей ситуации области достаточности и необходимости должны удовлетворять включению $D \subset N$ и только $D_{\max} = N$.

В рассуждениях предшествующих теореме конечно считается, что D_1, D_2 — максимальные области достаточности для выполнения неравенств (6) и (7) соответственно.

Отметим, что при решении не альтернативных задач области D и N не должны удовлетворять теореме. В этом легко убедиться рассмотрев классическую задачу нахождения минимума или максимума для функции одной или нескольких переменных.

В заключение отметим, что можно ввести понятие совокупного фазового пространства.

Определение 3. Совокупным фазовым пространством F назовем двойку

$$F = \langle \Phi, U \rangle.$$

где Φ — фазовое пространство, которому принадлежит текущая точка y и конфигурация точек K , а U — набор исходных данных.

Тогда все результаты, полученные выше, справедливы и для обобщенного фазового пространства F . Это связано с тем, что при рассмотрении условий достаточности и необходимости мы не рассматривали набор исходных данных, который можно описать в виде

$$U = \{P, \delta, \Delta\}.$$

3. ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫЙ АНАЛИЗ ПРЕДЛОЖЕННОГО ПОДХОДА

Далее необходимо рассмотреть возможность сравнения некоторых данных с целью определения меры их сходства, а также для определения мощностей областей достаточности и необходимости для заданных множеств точек и некоторого порогового значения (3). Для этого было выбрано множество из 100 точек, расположенных

на декартовой плоскости, которое представляло собой фазовое метрическое пространство. Было задано критичное расстояние Δ — порог сходства объектов. Была случайным образом выбрана точка y и был проведен процесс поиска областей достаточности и необходимости. В результате мы получили, что при альтернативном сравнении определение множества элементов сходных с y , было проведено в 17 раз быстрее, чем при полном переборе. Таким образом, мы можем утверждать, что получили достаточно эффективную процедуру поиска сходных объектов в условиях анализа сложных данных.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Предложен подход по решению задачи альтернативного поиска данных различной природы. Получены условия формирования областей необходимости и достаточности. Рассмотрены данные области для данной задачи и проанализировано их соотношение, на основе чего предложена теорема о том, какие должны быть условия для формирования областей необходимости и достаточности в условиях поиска на базе двух альтернатив.

Литература

- [1] Baigarova, N. S. and Bukhshtab, Yu. A., Some Principles of Organization for Searching through Video Data / Programming and Computer Software, Vol. 25, Nu. 3, 1999, pp. 165-170.
- [2] Ritendra Datta, Dhiraj Joshi, Jia Li and James Z. Wang Image Retrieval: Ideas, Influences, and Trends of the New Age / ACM Computing Surveys, vol. 40, no. 2, article 5, pp. 1-60, 2008.
- [3] R. Smith, S.-F. Chang. VisualSeek: a fully automated content-based image query system // Proc. ACM Intern. Conf. Multimedia, Boston, MA. — 1996. — P. 87-98.
- [4] Ширлев А.Н. Статистический последовательный анализ. — Москва: Наука, 1976. — 272 с.
- [5] Никифоров И.В. Последовательное обнаружение изменения свойств временных рядов. — Москва: Наука, 1983. — 198 с.
- [6] Обнаружение изменений свойств сигналов и динамических систем // М. Бассвиль, А. Вилски, А. Банвенист и др. — М: Мир, 1989. — 278 с.
- [7] Гребенюк Е.А. Методы анализа нестационарных временных рядов с неявными изменениями свойств // Автоматика и телемеханика. — 2005. — №12. — С. 3-30 [8] Маликаускас В. Оценка моментов изменения свойств многомерных случайных последовательностей // Статистические проблемы управления. — 1988. — Вып.83. — С. 199-204.
- [9] Иберла К. Факторный анализ. — Москва: Статистика, 1980. — 398 с.

Поступила в редколлегию 23.11.2010



Машталир Сергей Владимирович, канд. техн. наук, доцент кафедры информатики ХНУРЭ. Область научных интересов: обработка изображений, анализ временных рядов.



Щербинин Константин Сергеевич, аспирант кафедры информатики ХНУРЭ. Область научных интересов: контекстный поиск.

УДК 004.032 26

Області достатності та необхідності при розв'язанні задач альтернативного пошуку відеоданих / С.В. Машталір, К.С. Щербінін // Прикладна радіоелектроніка: наук.-техн. журнал. — 2010. Том 9. № 4. — С. 580-583.

В роботі запропонований підхід по розв'язанню задач альтернативного пошуку даних різної природи в довільному метричному просторі. Розглянуті умови

формування областей необхідності та достатності в випадку пошуку на базі двох альтернатив, а також їх співвідношення між собою.

Ключові слова: контекстний пошук, схожість, метрика, області необхідності та достатності.

Ил. 1. Библиогр.: 9 назв.

UDC 004.032 26

The sufficiency and necessity areas in solving problems of video alternative search / S.V. Mashtalir, K.S. Shcherbinin // Applied Radio Electronics: Sci. Mag. — 2010. Vol. 9. № 4. — P. 580-583.

This paper proposes an approach to the solution of problems of alternative data recognition in arbitrary metric spaces. The conditions for the formation of necessity and sufficiency areas in the case of search based on two alternatives and their relationship to each other are considered.

Keywords: content-based search, similarity, metrics, necessity and sufficiency areas.

Fig. 1. Ref.: 9 items.

ЧАСТОТНЫЙ МЕТОД ИЗМЕРЕНИЯ ДЛИНЫ ОПТИЧЕСКОГО ВОЛОКНА

В.М. БАЛАБАН, Ю.П. МАЧЕХИН, А.И. РАСЧЕКТАЕВА, Е.П. ТИМОФЕЕВ

В статье рассмотрены вопросы метрологического обеспечения параметров оптического волокна, предложен новый метод измерения времени распространения лазерного излучения в оптическом волокне реализованный в национальном эталоне Украины.

Ключевые слова: время распространения лазерного излучения в оптическом волокне, генератор оптических импульсов, неопределенность измерения, оптическое волокно.

ВВЕДЕНИЕ

В настоящее время волоконно-оптические системы связи и передачи информации (ВОСП) стали доминирующими во всех индустриальных странах мира. Одним из центральных направлений дальнейшего развития ВОСП являются TDM, WDM и DWDM системы передачи информации [1]. Главной особенностью этих систем является разделение во времени (TDM) или по частоте (WDM) информационных сигналов. Международным телекоммуникационным союзом (ITU) был разработан частотный план [2], в соответствии с которым весь частотный диапазон разделяется на спектральные каналы шириной 100 ГГц. С развитием оптической связи ширина этих каналов последовательно будет уменьшаться и, соответственно, увеличиваться количество каналов. В перспективе ширина каждого канала будет не более 12,5 ГГц. Понятно, что при таких частотных полосах не только стабильность частоты излучения должна обеспечивать прохождение оптических сигналов только по заданному частотному каналу, но и качество оптического волокна начинает влиять на прохождение оптических информационных импульсов. С другой стороны, существуют научные задачи, решение которых основывается на применении обычных оптических линий связи, но при этом их характеристики оказывают принципиальное влияние на качество выполняемых измерений. К таким задачам относятся вопросы передачи высокостабильных оптических частотных сигналов с относительной нестабильностью до 10^{-17} по оптическим каналам связи длиной до 1000 км. В этой связи точное знание параметров используемых оптических каналов связи необходимо для решения очень важных научных и прикладных задач.

При производстве одномодового волокна (ОВ) его сертифицируют на основе результатов измерений параметров оптического волокна. В процессе длительной эксплуатации ВОСП в оптическом волокне возникают деградационные эффекты, приводящие к изменению параметров волокна, в частности возрастанию потерь, а также

внезапным нарушениям целостности оптического волокна.

Все перечисленные задачи требуют знания длины оптического волокна, и погонных потерь, на основе измерения временных интервалов распространения оптического импульса в волокне. Эти измерения обычно проводятся с помощью оптических рефлектометров (ОР). Принцип работы оптического рефлектометра заключается в измерении интенсивности релеевского рассеяния при распространении по волокну зондирующего импульса. Вопросы калибровки оптических рефлектометров ранее рассматривались неоднократно (например, [3]). Преимущество измерений по обратному расстоянию состоит в том, что они требуют доступа только к одному концу волокна, при этом позволяют определить состояние волокна на протяжении всей его длины.

На Украине эксплуатируется более 300 оптических рефлектометров. В связи со стремительным развитием оптической связи (увеличением объемов и скорости передачи данных) фирмы-производители рабочих средств измерительной техники (СИТ) постоянно совершенствуют характеристики приборов, расширяют диапазоны измерений и повышают точность измерений. Поэтому условия и средства калибровки этих приборов также требуют совершенства и модернизации.

Целью настоящей работы была разработка высокоточного метода и средства калибровки СИТ измерения времени распространения лазерного излучения в оптическом волокне.

1. МЕТОД ИЗМЕРЕНИЯ ВРЕМЕННЫХ ИНТЕРВАЛОВ

В работах [3, 4] были подробно исследованы условия формирования в замкнутом оптическом контуре, с линией задержки, периодического оптического сигнала, который по своей форме очень близок к форме меандра. В связи с чем, генерируемый сигнал был назван оптическим меандром. Временные характеристики оптического меандра однозначно связаны с физической длиной линии задержки.

Как было показано в [4], устойчивость генерации зависит от стабильности усиления оптического сигнала в замкнутом контуре. В отсутствие усиления работа системы становится неустойчивой, точнее, генерируемая последовательность оптических импульсов представляет собой последовательностью затухающих по амплитуде импульсов. Контролируемое усиление оптического сигнала требует сложного аппаратного обеспечения. В этой связи, для реализации метода [4] требуются такие технические условия, которые обеспечат формирование стабильного уровня амплитуды оптического меандра.

Модифицированный генератор оптического меандра основан на управлении работой полупроводникового лазера через волоконную линию задержки. Если измерить частоту f_1 следования оптического меандра в случае, когда оптическое волокно внесено в тракт задержки оптического сигнала, а частоту генерации f_0 в случае, когда волокно изъято из оптического тракта, то по этим двум частотам можно вычислить время распространения оптического излучения в волокне по (1):

$$T = \frac{1}{2} \left(\frac{1}{f_1} - \frac{1}{f_0} \right). \quad (1)$$

Исследуемое оптическое волокно вводится в оптический тракт между оптическим аттенюатором и приемниками излучения. Цикл начинается с момента, когда напряжение на входе порогового устройства (компаратора) отсутствует. В этой ситуации включается питание полупроводникового лазера и генерируемое оптическое излучение заполняет всю линию задержки. Как только оптическое излучение достигает фотоприемника, электрический сигнал с выхода фотоприемника поступает на компаратор. Когда напряжение на входе компаратора превысит пороговое значение, то блок питания источника оптического излучения через некоторое время, определяемое постоянными времени порогового устройства и самого блока питания, выключит питание полупроводникового лазера. В результате излучение перестает поступать на вход оптического волокна, полностью выходит из него (в течение времени, пропорционального оптической длине волокна), после чего сигнал на выходе фотоприемника и напряжение на входе порогового устройства уменьшаются до нуля.

В момент, когда напряжение на входе порогового устройства становится меньше порогового значения, блок питания источника оптического излучения (опять же, через время, определяемое постоянными времени порогового устройства и самого блока питания) включает лазер. Непрерывное излучение снова поступает на вход оптического волокна, полностью заполняет его, после чего сигнал на выходе фотоприемника и напряжение на входе порогового устройства увеличи-

ваются до первоначального значения. При этом в момент, когда напряжение на входе порогового устройства превысит пороговое значение, блок питания выключит полупроводниковый лазер и описанный выше процесс повторится с начала.

Таким образом, устройство генерирует периодическую последовательность прямоугольных импульсов, частота следования которых определяется суммарной постоянной времени распространения сигнала по электронному участку цепи, включая фотоприемник оптического излучения, и пороговое устройство.

Основным эффектом, влияющим на погрешность измерения времени распространения оптического сигнала, является нестабильность величины постоянной времени электронного участка цепи. Проведенные исследования показали, что минимизацию погрешности измерения частоты следования импульсов или длительности времени распространения оптического излучения по замкнутому контуру, можно осуществить, контролируя времени прохождения сигнала по электронному участку цепи. Была установлена зависимость времени прохождения электрического сигнала от амплитуды оптического сигнала. Для управления влиянием этого эффекта в состав комплекса был введен оптический аттенюатор. С помощью оптического аттенюатора осуществлялось уменьшение или увеличение ослабления, что позволяло добиться максимального значения частоты генерации последовательности импульсов. Экспериментально измеренная зависимость частоты следования прямоугольных импульсов от значения затухания, установленного с помощью оптического аттенюатора, представлена на рис. 1.

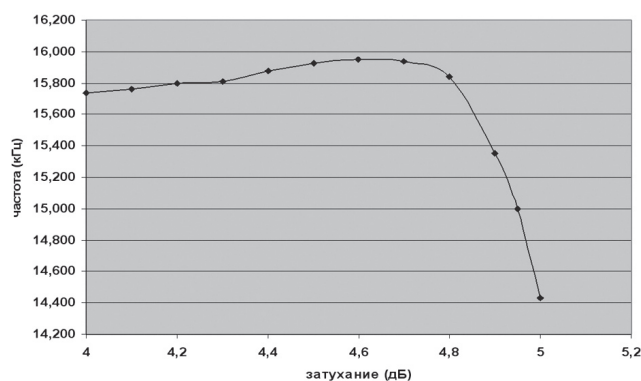


Рис. 1. Зависимость частоты следования прямоугольных импульсов от значения затухания, установленного с помощью оптического аттенюатора

Существенно, что суммарная постоянная времени электронного участка цепи не зависит от наличия волокна в оптическом тракте.

2. СРЕДСТВА ИЗМЕРЕНИЙ НАИВЫСШЕЙ ТОЧНОСТИ

Разработанная методика измерения времени распространения оптического сигнала по исследуемому волокну была использована при создании Государственного первичного эталона

Украины единиц средней мощности в импульсе излучения, мощности непрерывного излучения в световоде и времени распространения излучения в световоде. На рис. 2 показан комплекс аппаратуры эталона для воспроизведения единицы времени распространения излучения в световоде.

Основой эталона Украины стал автогенератор с оптической линией задержки, в цепях которого происходит преобразование оптического сигнала в электрический и наоборот. Для работы в инфракрасном диапазоне спектра излучения в автогенератор введены PIN фотодиоды на базе германия (Ge) и индий-галлий-арсенида (InGaAs). Тем не менее, поскольку последние лишены таких недостатков германиевых фотодиодов, как температурная зависимость, то для выполнения прецизионных калибровочных работ в эталонном измерителе используется фотодиод на базе InGaAs.

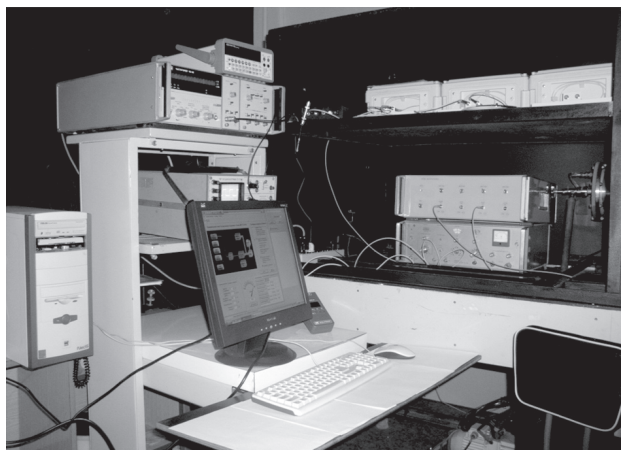


Рис. 2. Комплекс аппаратуры эталона для воспроизведения единицы времени распространения излучения в световоде

Эталонные меры времени распространения излучения в световоде представляют собой оптическое волокно, намотанное на стандартные катушки и помещенное в термостатированный корпус. Хранение эталонных мер включает в себя периодическое измерение их длины в линии задержки оптического автогенератора.

Погрешность измерения оптической длины волокна L_{op} полностью определяется погрешностями измерения частот генерации f_0 и f_1 , а также нестабильностью этих частот. Такие частоты можно измерять с относительными погрешностями порядка 10^{-8} – 10^{-9} , которые значительно ниже возможных погрешностей измерения опти-

ческой длины волокна в эталоне. Очевидно, что более важным фактором, определяющим суммарную погрешность измерения оптической длины, является нестабильность частот генерации.

Аппаратура обеспечивает воспроизведение времени распространения излучения в световоде на фиксированных длинах волн со среднеквадратическим отклонением (СКО) результата измерения S_T , которое не превышает $(1 \times 10^{-11} + 0,5 \times 10^{-6} \times T)$ с. Неисключенная систематическая погрешность (НСП) Θ_T , не превышает $(2 \times 10^{-11} + 2 \times 10^{-6} \times T)$ с. Расширенная неопределенность не превышает $U_{0,95} = (2,5 \times 10^{-11} + 2 \times 10^{-6} \times T)$ с для доверительной вероятности $p=0,95$; и $U_{0,99} = (3,75 \times 10^{-11} + 3 \times 10^{-6} \times T)$ с для доверительной вероятности $p=0,99$ [8].

Сравнивая основные характеристики двух национальных эталонов России и Украины (табл. 1), можно сделать вывод об успешности применения разработанного метода в эталоне. Достигнуто значительное повышение точности воспроизведения единицы времени распространения излучения в оптическом волокне (длины оптического волокна).

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Воспроизведение единицы длины волокна осуществляется путем прямого измерения времени распространения электромагнитной волны в оптическом волокне, что связано с современным определением метра, принятым в 1983 году Международной комиссией по мерам и весам, и связывает единицу длины с единицей времени и частоты через фундаментальную константу скорость света, значение которой принято по международному соглашению.

Практическое значение полученных результатов состоит в следующем. Разработан и экспериментально подтвержден метод измерения времени распространения излучения в световоде (длины оптического волокна). На основании исследования существующих конструкций генераторов оптических импульсов впервые в Украине разработан и внедрен автогенератор оптических импульсов с оптической линией задержки. Государственный первичный эталон единиц средней мощности в импульсе излучения, мощности непрерывного излучения в световоде и времени распространения излучения в световоде обеспечивает единство и достоверность измерений времени распространения излучения в световоде, мощности непрерывного излучения в световоде и

Таблица 1

	Расширенная неопределенность (с)	Диапазон воспроизводимых значений времени распространения оптического сигнала T (с)	Диапазон воспроизводимых значений длины L (м)
Национальный специальный эталон (Российская федерация) [4-6]	от 8×10^{-10} до $4,8 \times 10^{-9}$	от 1×10^{-7} до 5×10^{-3}	от 1×10^1 до 5×10^5
Государственный эталон ДЕТУ 11-03-09 (Украина)	от $2,5 \times 10^{-11}$ до 3×10^{-9}	от $1,5 \times 10^{-8}$ до $1,5 \times 10^{-3}$	от 3 до 3×10^5

средней мощности в импульсе излучения в Украине.

Метрологические характеристики государственного первичного эталона единиц средней мощности в импульсе излучения, мощности непрерывного излучения в световоде и времени распространения излучения в световоде в части воспроизведения единицы времени распространения излучения в световоде превосходят аналогичные характеристики Российского государственного эталона.

Литература

- [1] Андрэ Жирар. Руководство по технологии и тестированию систем WDM. Москва: EXFO, 2001. 262 с.
- [2] International telecommunication union. G.694.1 Spectral grids for WDM application; DWDM frequency grid. 2002.
- [3] Machehkhin Yu.P., Raschektayeva A.I. Metrology maintenance optic time-domain reflectometers //Proc. LFNМ'2001 3rd International Workshop on Laser and Fiber-Optical Networks Modeling. 2001. PP. 202-205.
- [4] Данелян А.Г., Мачехин Ю.П., Расчектаева А.И. Исследование устойчивой работы генератора оптического меандра // Прикладная электроника. 2007. Том 6. № 4. С. 578–582.



Поступила в редколлегию 25.11.2010

Балабан Василий Михайлович, старший научный сотрудник Национального научного центра “Институт метрологии”. Области научных интересов: оптико-физические измерения, измерение энергетических характеристик лазерного излучения.



Мачехин Юрий Павлович, доктор технических наук, лауреат Государственной премии Украины в области науки и техники, заслуженный метролог Украины, академик академии наук прикладной радиоэлектроники, заведующий кафедрой ФОЭТ ХНУРЭ. Область научных интересов: лазерная измерительная техника и оптоэлектронные приборы.



Расчектаева Анжелика Ивановна, научный сотрудник Национального научного центра “Институт метрологии”. Области научных интересов: метрология, оптико-физические измерения, волоконная оптика, метрологическое обеспечение волоконно-оптических систем передачи информации.



Тимофеев Евгений Петрович, кандидат технических наук, ведущий научный сотрудник Национального научного центра “Институт метрологии”. Области научных интересов: оптико-физические измерения, измерение энергетических характеристик лазерного излучения.

УДК 681.7.068.4.089.6

Частотний метод вимірювання довжини оптичного волокна / В.М. Балабан, Ю.П. Мачехін, А.І. Расчектаєва, Є.П. Тимофєєв // Прикладна радіоелектроніка: наук.-техн. журнал. — 2010. Том 9. № 4. — С. 584–587.

У статті розглянуто питання метрологічного забезпечення параметрів оптичного волокна, запропоновано новий метод вимірювання часу розповсюдження лазерного випромінювання в оптичному волокні, який було реалізовано у національному еталоні України.

Ключові слова: час розповсюдження лазерного випромінювання в оптичному волокні, генератор оптичних імпульсів, невизначеність вимірювання, оптичне волокно.

Табл. 01. Іл. 02. Бібліогр.: 04 найм.

UDC 681.7.068.4.089.6

Frequency method of measurement of optical fibre length / V.M. Balaban, Yu.P. Machehkhin, A.I. Raschektayeva, E.P. Timofeev // Applied Radio Electronics: Sci. Mag. — 2010. Vol. 9. № 4. — P. 584–587.

The paper considers problems of metrological provision of parametres of an optical fibre. A new method of measuring time of laser radiation distribution in an optical fibre realised in the national standard of Ukraine is offered.

Keywords: time of laser radiation distribution in an optical fibre, generator of optical impulses, uncertainty of measurement, optical fibre.

Tab. 01. Fig. 02. Ref.: 04 items.



К 40-летию юбилею со дня рождения ЛАЗОРЕНКО Олега Валерьевича

Лазоренко Олег Валерьевич — украинский радиофизик, доктор физико-математических наук, доцент, профессор кафедры физики Харьковского национального университета радиоэлектроники.

О. В. Лазоренко родился 11 мая 1970 г. в г. Харькове в семье военнослужащего. В 1987 г. он с золотой медалью окончил среднюю школу в пгт Озерное, Житомирского района, Житомирской области, а в 1993 г. с отличием — радиофизический факультет Харьковского государственного университета. В 1999 г. защитил кандидатскую диссертацию в спецсовете Института радиофизики и электроники НАН Украины, а в 2010 г. — докторскую диссертацию в спецсовете Харьковского национального университета имени В. Н. Каразина. Избран членом-корреспондентом АН Прикладной радиоэлектроники Беларуси, России и Украины (2008 г.).

До 2000 г. О. В. Лазоренко занимался вопросами моделирования дисперсионных искажений сверхширокополосных сигналов, возникающих при их распространении в диспергирующих средах, в частности, в ионосфере и магнитосфере Земли, а также межпланетном пространстве.

В настоящее время его научные интересы связаны с созданием новых видов сверхширокополосных (СШП) сигналов и их моделированием; решением задачи обнаружения СШП сигналов на фоне помех; использованием, развитием и созданием новых нетрадиционных методов время-частотного анализа СШП сигналов, а также соответствующих программных средств в рамках систем компьютерной математики; изучением реальных СШП сигналов и процессов искусственного и естественного происхождения.

В работах О. В. Лазоренко получили развитие нетрадиционные методы цифровой обработки новых видов сигналов. Он принимал активное участие в модификации основного уравнения дистанционного радиозондирования на случай использования СШП сигналов, в создании и совершенствовании таких современных методов анализа сигналов и процессов, как адаптивное преобразование Фурье и системный спектральный анализ. Им развиты и реализованы идеи использования вейвлет-анализа, нелинейных преобразований Вигнера и Чои-Вильямса для время-частотной обработки и изучения СШП сигналов и процессов, созданы новые виды вейвлетов и нелинейных интегральных преобразований класса Козна, основанные на теории атомарных функций, предложены новые виды СШП сигналов и новые параметры для их адекватного описания.

Опубликовано 35 научных статей в ведущих отечественных и зарубежных журналах, в том числе 10 обзорных, представлено на отечественные и международные конференции более 50 научных докладов. Является автором (совместно с Л. Ф. Черногором) монографии «Сверхширокополосные сигналы и процессы».

О. В. Лазоренко с 2000 г. занимал должность старшего преподавателя, а с 2001 г. — доцента кафедры моделирова-

ния профессиональных знаний (до 2003 г. — кафедры международной информации) Международного Славянского университета (МСУ) (г. Харьков). В 2001 — 2007 гг. работал на должности декана факультета международных отношений МСУ (г. Харьков). В 2004 г. перешел на должность доцента кафедры физики в Харьковский национальный университет радиоэлектроники (ХНУРЕ). В 2007 — 2009 гг. там же проходил обучение в докторантуре по специальности 01.04.03 — радиофизика. С 2010 г. — профессор кафедры физики ХНУРЕ.

Лазоренко О. В. активно занимается преподавательской деятельностью. Им разработано и читается около 10 профессионально-ориентированных курсов, в частности, «Физика» для направлений «информационная безопасность», «компьютерные системы автоматизации управления» и «системная инженерия» (ХНУРЕ), «Методы математической физики» для направления «физика» (ХНУ имени В. Н. Каразина), «Математический анализ», «Линейная алгебра и аналитическая геометрия», «Теория вероятностей и математическая статистика», «Информационные войны», «Международные информационные технологии» (МСУ) и др. Является соавтором (вместе с Л. Ф. Черногором) уникального сборника задач по курсу «Нелинейная радиофизика».

Кандидат в мастера спорта по шахматам (с 1990 г.).

НАУЧНЫЕ НАПРАВЛЕНИЯ ИССЛЕДОВАНИЙ О. В. ЛАЗОРЕНКО, ВЫПОЛНЕННЫХ В 1993 — 2010 гг.

1. Проведено моделирование дисперсионных искажений СШП сигналов, возникающих при их распространении в диспергирующих средах, в частности, в околоземном и космическом пространствах, а также в межпланетной среде.

Основное уравнение дистанционного радиозондирования (основное уравнение радиолокации) обобщено на случай применения СШП сигналов. Учтена возможность возникновения «электромагнитного снаряда».

С учетом возможности возникновения дисперсионных искажений рассчитаны параметры радиотехнических систем дистанционного радиозондирования околоземного и космического пространств при использовании СШП сигналов.

2. Развита идея применения новых нетрадиционных методов анализа (вейвлет-анализ, преобразования Вигнера и Чои-Вильямса) для время-частотной обработки СШП сигналов и процессов. Разработаны новые виды вейвлетов (АКР-вейвлеты) и нелинейных интегральных преобразований класса Козна, основанные на теории атомарных функций.

3. Предложены новые классы СШП сигналов и процессов (фрактальные, нелинейные, с переменной средней частотой, случайные), изучены их свойства и возможности.

4. Принято участие в создании новых методов анализа сигналов и процессов, а именно, адаптивного преобразования Фурье и системного спектрального анализа.



К 60-летию юбилею со дня рождения ЧЕРНОГОРА Леонида Феокистовича

Черногор Леонид Феокистович — признанный в Украине и за рубежом радиофизик, космофизик, доктор физико-математических наук, профессор, лауреат Государственной премии СССР в области науки и техники (1989 г.), а также премий Совета Министров СССР.

Л. Ф. Черногор родился 2 июня 1950 г. на Харьковщине, в пгт Сахновщина. В 1972 г. он с отличием закончил радиофизический факультет Харьковского государственного университета, в 1975 г. защитил кандидатскую, а в 1987 г. — докторскую диссертации. Избран академиком АН Прикладной радиоэлектроники Беларуси, России и Украины (1993 г.), академиком АН Высшей школы Украины (2005 г.).

До 1991 г. Л. Ф. Черногор занимался разработкой физических основ новых радиосистем контроля космического пространства, ракетно-космической обороны и обнаружения ядерных взрывов.

В настоящее время его научные интересы связаны с проблемами космической радиофизики, дистанционного радиозондирования атмосферы и геокосмоса, физикой высокоэнергичных явлений в системе Земля — атмосфера — ионосфера — магнитосфера (в системе ЗАИМ), активными экспериментами в этой системе. Им сформулирована и развита концепция о том, что образование ЗАИМ — открытая динамическая нелинейная система, исследованы механизмы взаимодействия подсистем, определены пороги возбуждения и изучены проявления спусковых механизмов в подсистемах. Еще в 1980-х гг. им экспериментально установлено и теоретически объяснено составляющее предмет открытия неизвестное ранее явление возникновения крупномасштабных (более 1000 км) возмущений в околоземной плазме и геомагнитном поле, вызванных воздействием на ионосферу мощного нестационарного радиоизлучения.

Опубликовано более 600 научных трудов, представлено на отечественные и международные конференции более 500 докладов и сообщений.

Л. Ф. Черногор с 1975 г. занимает должность доцента, а с 1988 г. — профессора кафедры космической радиофизики Харьковского национального университета имени В. Н. Каразина. Им поставлено более 10 новых курсов. В них ученый сформулировал и развил концепцию о том, что окружающий мир — нелинеен, он описывается нелинейными уравнениями; нелинейное естествознание гораздо богаче явлениями, чем линейная наука о природе.

Является автором 17 книг, в том числе единственно в мире учебного пособия «Нелинейная радиофизика», оригинального учебного пособия «Дистанционное радиозондирование атмосферы и космоса», монографий «О нелинейности в природе и науке», «Радиофизические и геомагнитные эффекты стартов ракет» и др.

ОСНОВНЫЕ НАУЧНЫЕ НАПРАВЛЕНИЯ ИССЛЕДОВАНИЙ Л. Ф. ЧЕРНОГОРА, ВЫПОЛНЕННЫХ В 1970–2009 гг.

1. Получили развитие теоретические и экспериментальные исследования взаимодействия мощного нестационарного радиоизлучения различных диапазонов с околоземной и космической средами. Построены основы нестационарной теории и осуществлена ее экспериментальная проверка. На этой основе разработана и реализована комплексная диагностика параметров геокосмической плазмы. Разработаны приложения мощных пучков радиоволн.

2. Предложены новые и развиты существующие методы контроля космического пространства и диагностики околоземной и космической сред на основе дистанционного радиозондирования атмосферы и геокосмоса. Исследованы крупномасштабные и глобальные физические процессы в атмосфере и геокосмосе, сопровождавшие старты, полеты ракет и космических аппаратов, мощные химические и ядерные взрывы, падения крупных космических тел естественного и искусственного происхождения и т. п. Построены основы эмпирических и теоретических моделей соответствующих явлений и процессов.

3. Получили развитие теоретические и экспериментальные исследования сверхширокополосных (СШП) процессов и сигналов. Предложены новые классы фрактальных и нелинейных СШП сигналов. Установлена связь между сверхширокополосными сигналами и вейвлетами. Предложен системный спектральный анализ процессов и сигналов на основе ряда линейных и нелинейных интегральных преобразований для случая гауссовских и негауссовских помех. Основное уравнение дистанционного радиозондирования (основное уравнение радиолокации) обобщено на случай применения СШП сигналов.

4. Обоснована целесообразность использования геостационарных стратостатов для решения телекоммуникационных проблем и задач дистанционного радиозондирования, а также мониторинга поверхности Земли и воздушно-космического пространства. Определены основные массо-габаритные, кинематические, динамические, энергетические, радиофизические и информационные показатели соответствующих систем телекоммуникаций, дистанционного радиозондирования и мониторинга сред.

5. Разработан и реализован комплексный подход к анализу радиофизических и геофизических эффектов, а также геоэкологических последствий современных военных действий, катастроф на военных объектах и высокоэнергоемких производствах. Заложены основы соответствующего нового научного направления в геоэкологии.

6. Сформулированы основы нелинейной парадигмы. Обосновано, что нелинейность — универсальное фундаментальное и главное свойство мира.

ПРИКЛАДНАЯ РАДИОЭЛЕКТРОНИКА

Научно-технический журнал

Ответственный секретарь

Е. Б. Исаева

Корректор

А. И. Шахова

Перевод на английский язык

К. Т. Умаров

Компьютерный дизайн и верстка

Е. Б. Исаева

Рекомендовано засіданням Бюро Президії Академії наук прикладної радіоелектроніки
(протокол № 4 від 28.12.2010 р.).

Рекомендовано Вченою радою Харківського національного університету радіоелектроніки
(протокол № 67 від 29.12.2010 р.).

Свідцтво про державну реєстрацію КВ № 6037 від 09.04.2002 р.

Журнал включен в список специальных изданий ВАК Украины
по техническим наукам
(постановление президиума ВАК Украины № 1-05/2 от 10.03.2010),
по физико-математическим наукам (физика)
(постановление президиума ВАК Украины № 1-05/5 от 1.07.2010)

Підписано до друку 29.12.2010. Формат 60 × 84 ¹/₈.
Папір офсет. Друк офсет. Умов.-друк. арк. 11,16. Облік.-вид. арк. 12,0.
Тираж 300 прим. Ціна договірна.

Надруковано ФОП Андреев К.В.
61166, м. Харків, просп. Леніна, 14. Тел. 757-63-27