

РАДИОТЕХНИКА И СВЯЗЬ

УДК 621.397.62

**М. Л. КОСТОЧКИН
В. А. АРЖАНОВ**Омский государственный
технический университет

АНАЛИЗ МЕТОДОВ ПОВЫШЕНИЯ ЛИНЕЙНОСТИ УСИЛИТЕЛЕЙ

Рассмотрены современные методы повышения линейности усилителей. Акцентировано внимание на усилителях с «бесшумной» линейной отрицательной обратной связью (ЛООС) и усилителях с прямой связью. Приведена сравнительная оценка параметров различных схем усилителей с «бесшумной» ЛООС.

Ключевые слова: динамический диапазон, чувствительность, линеаризация, «бесшумная» ЛООС.

Важнейшей характеристикой любых электронных устройств усиления и обработки сигналов является динамический диапазон (ДД), который связан, с одной стороны, с порогом чувствительности устройства, определяемой его собственными шумами, а с другой — с проявлением его нелинейных свойств. Поэтому повышение линейности передаточных характеристик (ПХ) усилителей, составляющих радиоприемное устройство (РПУ), является важнейшей задачей. В данной работе рассмотрены методы повышения линейности усилителей, связанные с уменьшением интегральной нелинейности ПХ.

Существующие методы повышения линейности усилителей высокой частоты (УВЧ) довольно разнообразны (рис. 1) [1].

Значительно расширить ДД устройств в широком диапазоне частот позволило появление малошумящих усилительных приборов (УП) с большим диапазоном линейности ПХ, например, мощных СВЧ транзисто-

ров (КТ920, КТ939, КП905, КП907, КТ610 и т.п.), а также оптимизация режима по постоянному току и динамического режима усилителя [2]. Для обеспечения необходимых требований по линейности в усилителях высокой частоты РПУ используют режим работы А, характеризующийся минимальными нелинейными эффектами (НЭ).

Наиболее эффективным методом уменьшения НЭ усилителей является ЛООС. Однако ЛООС по-разному действует на НЭ различных порядков.

Простейшие варианты однокаскадного и двухкаскадного усилителей с комбинированной ЛООС представлены на рисунке 2. В однокаскадной схеме резистор R_3 образует последовательную ЛООС по току, а резистор R_{oc} — параллельную по напряжению. Сочетание данных ЛООС обеспечивает в широкой полосе частот постоянство коэффициента усиления каскада, его входного и выходного сопротивлений. Перечисленные параметры фактически определяют

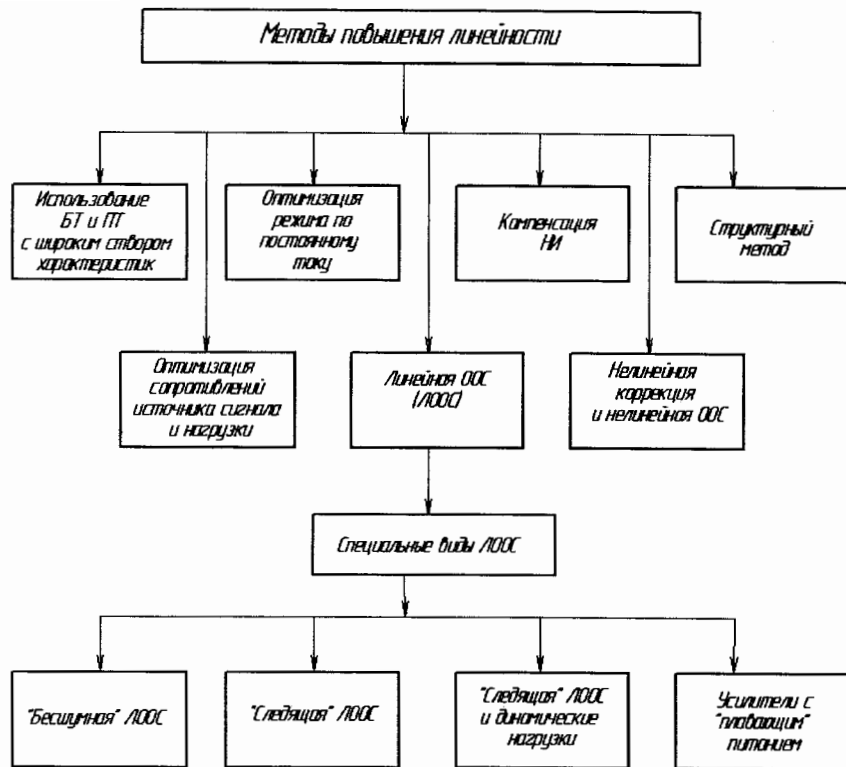


Рис. 1. Методы повышения линейности усилителей

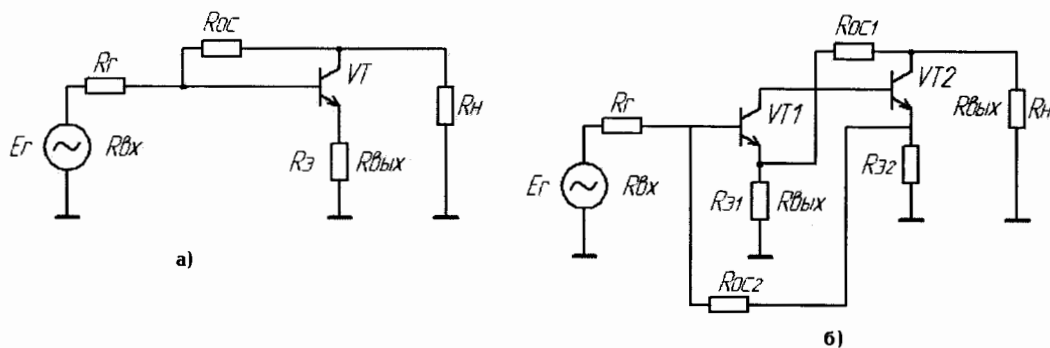


Рис. 2. Однокаскадный (а) и двухкаскадный (б) усилители с комбинированной ЛООС

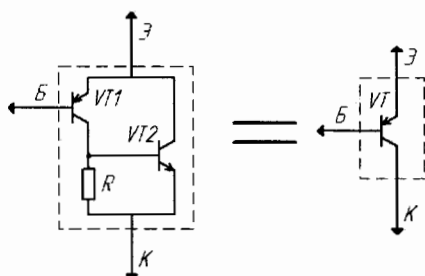


Рис. 3. Схема с взаимной коррекцией характеристик транзисторов разной проводимости

ся сопротивлениями обратной связи. Благодаря двум ветвям ЛООС происходит линейзация как входной цепи (R_3), так и выходной цепи (R_{OC}) транзистора, что особенно важно для расширения ДД по интермодуляции высоких порядков [3].

Коррекция нелинейности характеристик транзистора позволяет на 10...15 дБ увеличить ДД каскада по интермодуляции без существенного усложнения схемы. На рис. 3 приведен пример схемы с взаимной

коррекцией характеристик транзисторов разной проводимости. При этом транзистор VT1 желательно выбирать малощумящим, а VT2 — достаточно мощным и линейным. Указанное соединение двух транзисторов эквивалентно одному транзистору с более высокими общими параметрами [3].

Варианты схем усилителей, где используется, так называемая, «бесшумная» ЛООС, представлены на рис. 4. Схема усилителя с трансформаторной обратной связью (УТОС), предложенная Нортоном [4], состоит, по существу, всего из двух элементов — транзистора и трансформатора, включенных так, что из-за трансформаторной отрицательной обратной связи обеспечено согласование на входе и на выходе. Из-за малых потерь в трансформаторе и почти полной передачи входной мощности на выход усилитель имеет предельно низкий шум-фактор. Принципиальные недостатки данной схемы — сравнительно малый коэффициент усиления, трудности с реализацией трансформатора при увеличении максимальной частоты и коэффициента трансформации ($n > 1$), невозможность компенсации потерь и нелинейных искажений в ферритовом сердечнике.

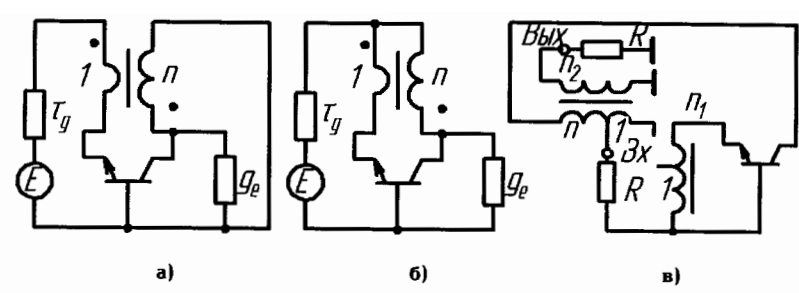


Рис. 4. Схемы усилителей с «бесшумной» ЛООС: а) УТОС, б) УАТОС, в) отрицательная и положительная ОС

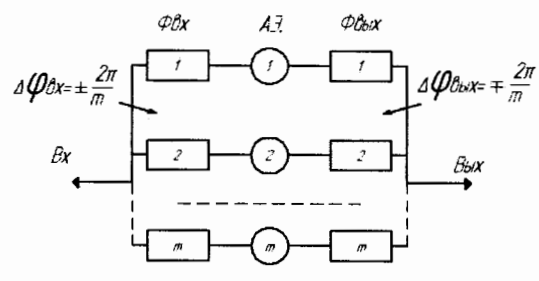


Рис. 5. Параллельная многофазная схема

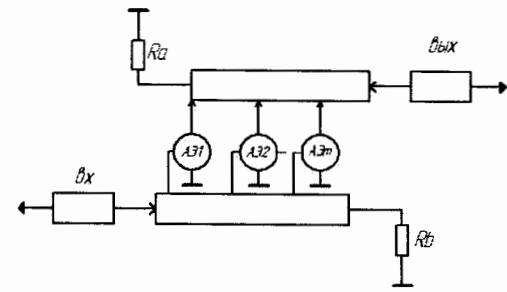


Рис. 6. Усилитель с распределенным усилением

Таблица 1

Тип схемы	УТОС	УАТОС	Отр. и пол. ОС
Параметры			
Коэффициент усиления мощности, дБ	7	7	13
Полоса пропускания, МГц	1,5...40	1...88	2...30
КСВ входа	1,2	1,2	1,3
КСВ выхода	1,4	1,2	1,3
Динамический диапазон D ₂₁ , дБ	102	103	86
Шум-фактор	1,75	-	-
U _н , В	25	20	20
I _н , мА	55	50	50

В отличие от УТОС, характеристики усилителя с автотрансформаторной обратной связью (УАТОС) почти не зависят от параметров трансформатора [5], что исключает большинство ограничений, связанных с его неидеальностью.

Наиболее полезной представляется схема усилителя с отрицательной и положительной обратной связью, позволяющая реализовать довольно значительный коэффициент передачи при достаточно низких значениях коэффициентов трансформации. Однако, ее недостатком является существенно меньший динамический диапазон и усложнение схемы. В табл. 1 представлены экспериментальные характеристики усилителей на основе КТ939А, реализованных по схемам УТОС, УАТОС и схемы с отрицательной и положительной обратной связью.

К структурным методам повышения линейности усилителей относятся параллельная многофазная схема, каскадная многофазная схема, усилитель с распределенным усилением и усилитель с прямой связью.

Параллельная многофазная схема (рис. 5) представляет собой устройство, состоящее из параллельно соединенных по входу и выходу широкополосных усилительных каскадов, выполненных на идентичных активных элементах (АЭ). Подключение АЭ к общим входу и выходу усилителя осуществляется через широкополосные фазоразностные цепи $\varphi_{\text{вх}}$ и $\varphi_{\text{вых}}$, которые на входе преобразуют сигнал источника в m-фазный сигнал с постоянным относительным фазовым сдвигом в широком диапазоне частот между соседними L и L + 1 входами. Фазоразностные цепи на выходе аналогичны входным и осуществляют обратное преобразование m-фазного сигнала после прохождения его через АЭ в однофазный. При таком построении схемы в нагрузке происходит синфазное сложение линейных составляющих сигналов от всех АЭ усилителя, а нелинейные помехи вида взаимной модуляции складываются противофазно [6].

Из рис. 5 следует, что хорошо известная двухтактная схема является простейшей из многофазных

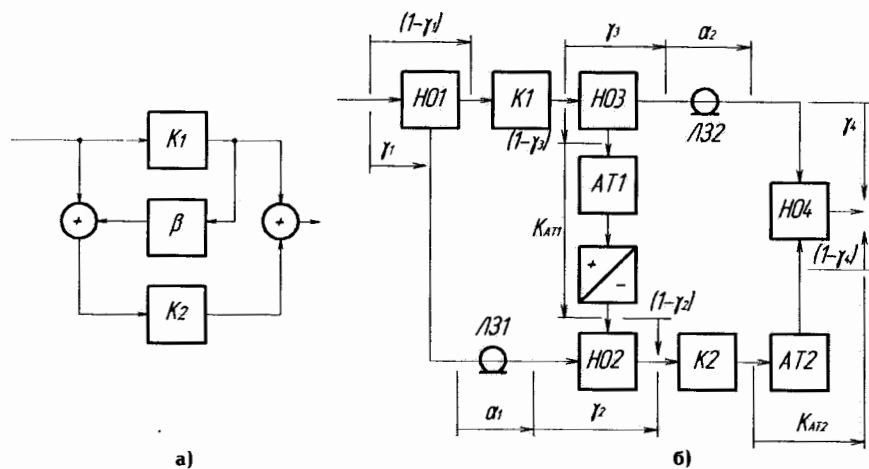


Рис. 7. Схемы усилителя с прямой связью:
а) – базовая схема, б) – расширенная схема

и обеспечивает дополнительную компенсацию только нелинейных продуктов четного порядка, а из наиболее опасных — продуктов взаимной модуляции второго порядка. Из многофазных двухтактная схема выполняется наиболее просто, так как требуемый относительный фазовый сдвиг в 180° легко получается путем применения в схеме симметричного трансформатора. Тщательно сбалансированные двухтактные схемы могут обеспечить выигрыш в линейности по интермодуляции второго порядка не более 10—20 раз.

Каскадная многофазная схема имеет ограниченное распространение, вследствие трудности выполнения ряда требований [6].

Каскад с распределённым усилением (усилитель бегущей волны) состоит из нескольких одинаковых АЭ, включённых параллельно (рис. 6). Индуктивности, соединяющие управляющие электроды, и индуктивности, соединяющие их выходные электроды, образуют искусственные линии, в которых при определенных условиях [7] устанавливается режим бегущей волны. Приращение входного напряжения распространяется вдоль входной линии, оказываясь поочередно приложенным к управляющим электродам. В выходной линии коэффициенты усиления всех АЭ складываются. Собственные шумы отдельных электронных приборов в этой схеме статистически независимы, интенсивность шумов растет пропорционально числу электронных приборов, но сигналы от отдельных электронных приборов в нагрузке алгебраически складываются. В результате в схеме с распределённым усилением удается получить меньший коэффициент шума, чем в одном каскаде в режиме согласования. Вследствие разных фазовых сдвигов суммирование в общей нагрузке нелинейных продуктов, возникших в отдельных электронных приборах, происходит в случайных фазах, тогда как линейный полезный сигнал складывается алгебраически. Благодаря этому схема с распределённым усилением дает выигрыш в линейности, примерно равный выигрышу в шумах (в \sqrt{m} раз по сравнению с одиночным каскадом, здесь m — количество АЭ).

Как известно, радикальным средством повышения линейности каскада по нелинейным продуктам второго порядка является частотная избирательность [6, 7, 8]. Она может быть применена и в широкополосных антенных усилителях, если их выполнить в виде нескольких каскадов с фильтрами на входе и выходе ($\Phi_{вх}$ и $\Phi_{вых}$), параллельно подключенных к общим

источнику и нагрузке. Требуемое повышение линейности в таком усилителе может быть достигнуто, но при этом получается большое число фильтров, значительная неравномерность АЧХ и ФЧХ усилителя и их не-стабильность при длительной эксплуатации.

Среди возможных подходов к проблеме повышения линейности выделяется структурный метод на основе принципа инвариантности, который в усилительной технике получил распространение в виде усилителей с подачей сигнала вперед или усилителей с прямой связью (рис. 7) [9]. Принцип функционирования усилителя с прямой связью заключается в выделении в результате сравнения с входным сигналом искажений, шумов и нестабильностей основного усилителя У1 и вычитании их из выходного сигнала после масштабирования в усилителе ошибки У2. При выполнении условий $1-K_1\beta=0$ и $1-K_2\beta=0$ в системе происходит полное подавление выходных флуктуаций основного усилителя при сохранении коэффициента передачи цепи на уровне K_1 .

Базовая структура усилителя с прямой связью для обеспечения направленности и фазности передачи сигналов в высокочастотном диапазоне дополняется делителями мощности НО₁ и линиями задержки ЛЗ₁ (рис. 7) [10]. Выделение и компенсация флуктуаций основного усилителя обеспечивается противофазностью путей передачи сигнала на вход усилителя ошибки во входном контуре и на выход тракта от У1 в выходном контуре, что возможно в результате применения инвертирующих усилителей или противофазного трансформатора в диагонали прямой связи. Структурно эти решения эквивалентны, однако с учетом эффективности оптимизации фазовых соотношений в усилительном тракте предпочтительно использование инвертора в β -цепи.

Применение представленного выше метода позволяет в среднем увеличить ДД по интермодуляции на величину около 20дБ [9, 10, 11], а в сочетании с автотрансформаторной линейной обратной связью («бесшумной» ЛООС) и двухтактной схемой существует потенциальная возможность дальнейшего расширения ДД по интермодуляции.

Библиографический список

1. Богданович, Б. М. Радиоприемные устройства с большим динамическим диапазоном / Б. М. Богданович. — М.: Радио и связь, 1984. — 176 с.

2. Головин, О. В. Профессиональные радиоприемные устройства декаметрового диапазона / О. В. Головин. — М.: Радио и связь, 1985. — 288 с.
3. Бобков, А. М. Реальная избирательность радиоприемных трактов в сложной помеховой обстановке / А. М. Бобков. — СПб.: Абрис, 2001. — 216 с.
4. Абринин, Э. П. Высоколинейные широкополосные усилители с обратной связью / Э. П. Абринин, Ю. М. Брук // Радиотехника. — 1987. — № 4. — С. 31–32.
5. Чельшев, В. Д. Приёмные радиоцентры: Основы теории и расчёта высокочастотных трактов / В. Д. Чельшев. — М.: Связь, 1975. — 264 с.
7. Барановский, Б. К. Аппаратура многократного использования приемных антенн коротковолнового диапазона / Б. К. Барановский. — М.: Связь, 1966. — 76 с.
8. Коровин, А. Н. Исследование возможности уменьшения интермодуляционных искажений в усилителях мощности с раздельным усилением за счет изменения формы спектральной плотности входного сигнала / А. Н. Коровин, Л. В. Ромашова // Радиотехника. — 2007. — № 6. — С. 42–43.
9. Малевич, И. Ю. Расчет высокочастотного усилителя с прямой связью / И. Ю. Малевич // Радиотехника. — 1995. — № 11. — С. 44–47.

10. Головин, О. В. Условия полной компенсации нелинейностей второго и третьего порядков в усилителе с подачей сигнала вперед / О. В. Головин, И. А. Хардон // Электросвязь. — 1994. — № 11. — С. 26–27.
11. Pat. 3891934 USA. Transistor amplifier with impedance matching transformer / Norton D.E. — 22.05.1974, United States Patents. — 6 pp.

КОСТОЧКИН Михаил Леонидович, аспирант кафедры «Радиотехнические устройства и системы диагностики».

АРЖАНОВ Валерий Андреевич, кандидат технических наук, доцент кафедры «Радиотехнические устройства и системы диагностики».

Адрес для переписки: 644050, г. Омск пр. Мира, 11.

Статья поступила в редакцию 09.03.2011 г.

© М. Л. Косточкин, В. А. Аржанов

УДК 621.311.68

Л. Г. РОГУЛИНА

Сибирский государственный университет телекоммуникаций и информатики, г. Новосибирск

МОРФОЛОГИЧЕСКИЙ МЕТОД СИНТЕЗА УСТАНОВОК ЭЛЕКТРОПИТАНИЯ ДЛЯ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИЙ

В работе рассматривается метод морфологического синтеза для многопараметрической оптимизации установки электропитания. Метод представляет собой совокупность трёх составляющих — структурной, параметрической и топологической. Многосторонний, системный подход к анализу установки в установившихся и нестационарных режимах позволяет провести априорную оценку энергетических показателей и внутрисистемных помех.

Ключевые слова: морфологический синтез, установка электропитания, многопараметрическая оптимизация, имитационное моделирование.

Постановка задачи

Анализ современной научно-технической литературы показывает, что в настоящее время для сложных систем, к которым относятся установки электропитания (УЭП), решёнными остаются только задачи структурно-параметрического [1] или структурно-топологического синтеза в установившихся режимах [2]. Используемые методы синтеза базируются на эмпирических и интуитивных оценках уровней помех, полученных из опыта эксплуатации. Повышенная чувствительность современной аппаратуры к внутрисистемным помехам требует их учёта уже на стадии проектирования. Для решения задачи синтеза УЭП с учётом помех использовался морфологический метод, преимуществом которого является возможность алгоритмизации и компьютерной реализации всех этапов проектирования [3]. На основе проведенного анализа существующих современных УЭП по функциональным, структурным и парамет-

рическим признакам можно выделить пять основных иерархических уровней:

I уровень: источники энергии (И), включающие системы генерирования энергии (СГЭ), системы резервирования энергии (РЭ);

II уровень: преобразователи энергии (ПЭ), в состав которых входят выпрямительные устройства (ВУ), инверторы (И) и конверторы (К);

III уровень: системы коммутации (СК), системы передачи и распределения энергии (СП и РЭ);

IV уровень: система — безопасность и среда (Б и С), в состав которой входят система защиты (СЗ), система Вентиляции и кондиционирования воздуха (СВ и КВ);

V уровень: потребители энергии (П), включающие потребителей постоянного тока (ПОТ) и потребителей переменного тока (ПЕТ).

Общая задача синтеза УЭП состоит в расчёте и выборе оптимального варианта с учётом комплекса требований и ограничений.

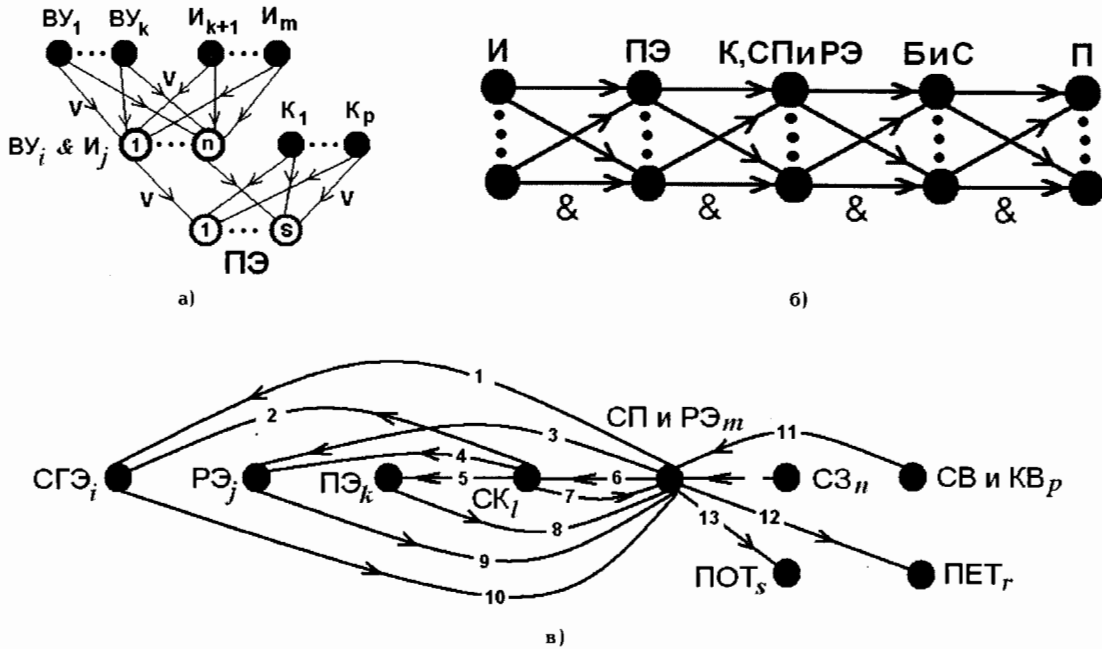


Рис. 1. Графы вариантов системы преобразования энергии (ПЭ) (а) и УЭП (б). Маршруты графа (в)

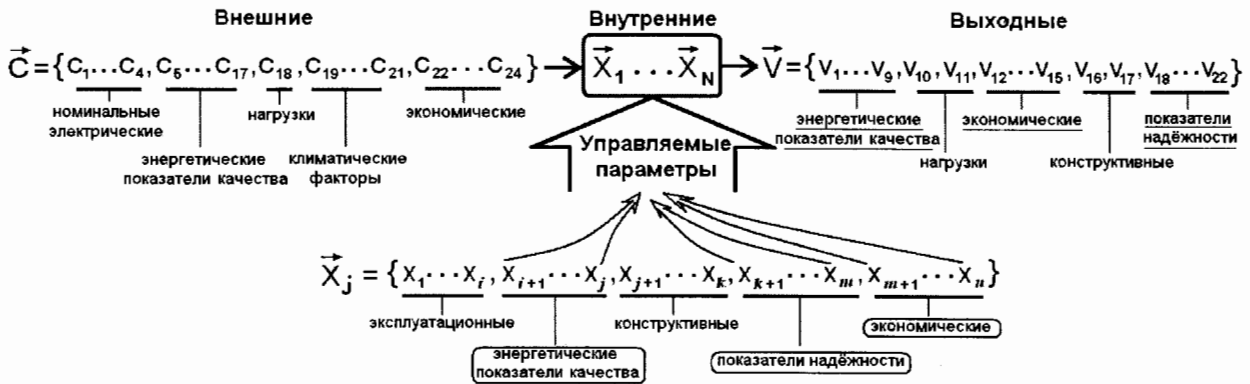


Рис. 2. Параметры УЭП

Для выбора элементов в пределах одного иерархического уровня составлены графы с вырожденными ИЛИ (V) – вершинами для всех пяти уровней. Так, например на 2-м уровне, преобразователи энергии, представлено к рассмотрению k, m и p – варианты типового промышленного оборудования выпрямительных устройств, инверторов и конверторов напряжения, соответственно (рис. 1а), где количество сочетаний выпрямительных устройств и инверторов напряжения варьирует от 1 до p , а количество вариантов преобразователей энергии от 1 до s . Элементы различных уровней имеют логическую И (&) – связь вдоль ствола дерева, как показано на рис. 1б. Для учёта различных конфигураций электрической сети, которым соответствуют определённые конфигурации УЭП, определены все возможные маршруты графа, один из которых приведён на рис. 1в.

Для количественной оценки свойств элементов всех уровней введены векторы параметров: внешние, внутренние и выходные (рис. 2). Внешние параметры характеризуют внешнюю среду, оказывающую влияние на функционирование УЭП, к которой относятся электрическая сеть $\{c_1...c_4\}$, потребители энергии $\{c_{18}\}$, параметры окружающей среды $\{c_{19}...c_{21}\}$, экономические показатели – тарифы на энергопотребление $\{c_{22}...c_{24}\}$. Для оценки устойчивости к внутрисистемным помехам в вектор С включены показатели качества элек-

трической энергии $\{c_5...c_{17}\}$. Выходные параметры являются предметом оптимизации УЭП. Внутренние параметры характеризуют элементы всех уровней, где N – суммарное число элементов, входящих в состав всех уровней, а n – порядок вектора. Определение конкретных значений управляемых переменных производится в зависимости от критериев оптимизации, к которым относятся энергетические и экономические показатели, показатели качества и надёжности. Граничные значения переменных определяются требованиями нормативных документов – ГОСТ13109 – 97; ГОСТР51717.6.5 – 2006; РД45.063 – 99 и ОСТ45.183 – 2001.

Для решения задачи синтеза УЭП используется метод динамического программирования [4]. Синтез проходит четыре взаимосвязанных этапа.

I этап – параметрическая оптимизация количества вершин графов на всех пяти иерархических уровнях ($J = 1...5$) в соответствие с алгоритмом:

1) минимизация целевой функции по всем векторам $\vec{X}_i, i = 1...N$ (рис. 2) для всех вершин графа данного уровня, т.е. поиск

$$\lambda_1 = \max_{(i+1) \leq j \leq N} \vec{X}_i \quad (1)$$

$$2) \lambda_2 = \max[\lambda_1 + \max_{(k+1) \leq l \leq N} \vec{X}_j] \quad (2)$$

$$3) X_i = \max[\lambda_2 + \max_{(m+1) \leq s \leq N} \vec{X}_l] \quad (3)$$

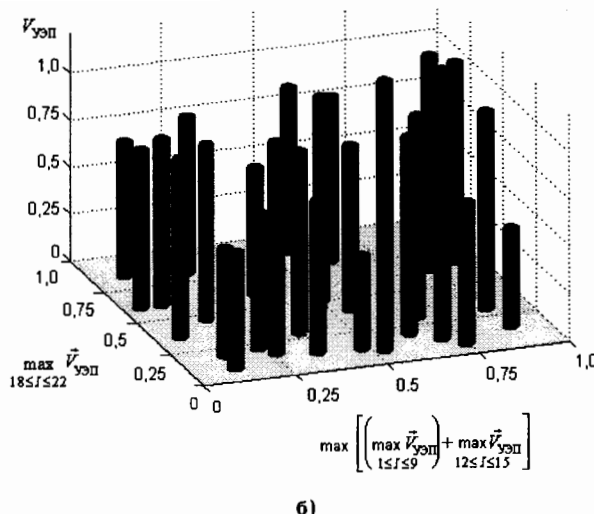
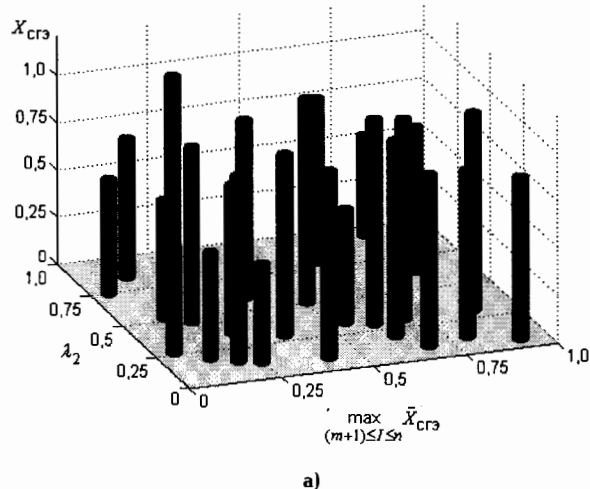


Рис. 3. Результаты синтеза: а) первого этапа; б) второго этапа

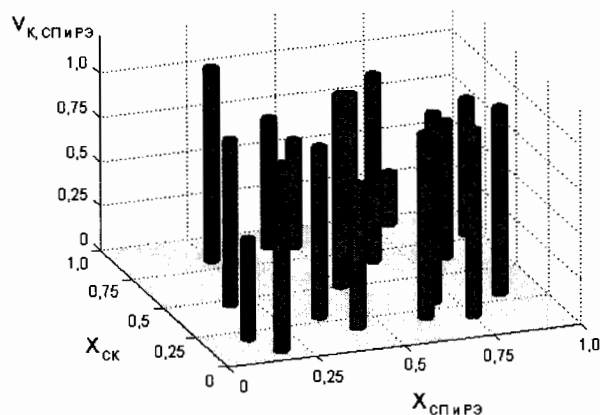


Рис. 4. Результаты третьего этапа синтеза

II этап – структурно-параметрическая оптимизация переменных графа рис. 1б, где исключены элементы подуровня Системы передачи и распределения энергии. Поиск локальных экстремумов целевой функции при заданных граничных условиях производится соответственно по энергетическим, экономическим и показателям надёжности (рис. 2). Процесс оптимизации разбивается на три взаимосвязанных действия:

$$V_I^j(X_I) = \max \left\{ \max \left[\underbrace{\left(\max_{1 \le I \le 9} \bar{V}_I \right)}_I + \max_{12 \le I \le 15} \bar{V}_I \right] + \max_{18 \le I \le 22} \bar{V}_I \right\} \quad (4)$$

Целевая функция представляется в виде:

$$V_{узп} = \sum_{i=1}^{n_I} \sum_{j=1}^{m_I} V_{ij}^I(x_{ij}) + \sum_{i=1}^{n_{II}} \sum_{j=1}^{m_{II}} V_{ij}^{II}(x_{ij}) + \sum_{i=1}^{n_{III}} \sum_{j=1}^{m_{III}} V_{ij}^{III}(x_{ij}) + \sum_{i=1}^{n_{IV}} \sum_{j=1}^{m_{IV}} V_{ij}^{IV}(x_{ij}) + \sum_{i=1}^{n_V} \sum_{j=1}^{m_V} V_{ij}^V(x_{ij}), \quad (5)$$

где n_N – число элементов N -го уровня; m_N – количество вариантов для N -го уровня; V_{ij}^j – состав-

ляющие целевой функции для j -го варианта i -го элемента J -го уровня.

III этап – структурно-топологическая оптимизация с учётом всех возможных маршрутов (рис. 1 в). Объектом синтеза являются электрические сети. Задача синтеза электрической сети сводится к выбору количества и мест пространственного размещения распределительных устройств первичных и вторичных сетей и прикреплении их к потребителям. На размещение узловых точек в монтажном пространстве накладываются ограничения соответствующие условиям нормативных документов (ВСН 332 – 93). Проводится поиск локальных экстремумов при заданных граничных условиях для элементов третьего уровня, а функция цели представляется в виде:

$$\max V_{узп} = \sum_{i=1}^{n_{III}} \sum_{j=1}^{m_{III}} V_{ij}^{III}(x_{ij}),$$

где n_{III} – число элементов 3-го уровня; m_{III} – количество вариантов для 3-го уровня; V_{ij}^{III} – составляющие целевой функции для j -го варианта i -го элемента 3-го уровня.

IV этап – расчёт переходных процессов с помощью разработанных имитационных моделей УЭП в среде MatLab/Simulink для различных режимов работы и воздействиях со стороны системы генерирования энергии и нагрузки [5]. Выполняется параметрическая оптимизация переменных графа рис. 1б по расчётам переходных процессов и, затем, поиск глобального экстремума целевой функции (5), включая элементы пяти уровней с учётом весовых коэффициентов, граничных условий и физической реализуемости вариантов.

Для подтверждения эффективности морфологического метода синтеза установки электропитания был выполнен расчёт УЭП для радиорелейных линий связи при следующих исходных параметрах: мощность потребления нагрузками основной группы цепи постоянного тока 26 кВт с напряжением 48В; технологические нагрузки с напряжением 24 В и мощностью потребления 6 кВт; хозяйственные нагрузки – 10 кВА; ток потребления для аварийного освещения 10 А; полная мощность потребления 12 кВА от однофазной сети 220 В; мощность потребления осветительными и электронагревательными приборами, соответственно, 2 кВт и 6 кВт; время аварийной

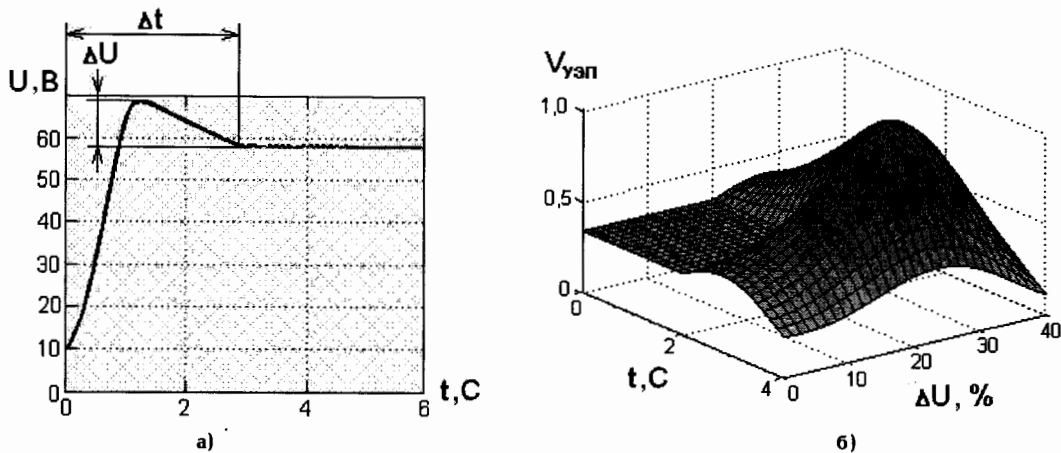


Рис. 5. Результаты четвертого этапа: а) переходный процесс; б) результаты оптимизации

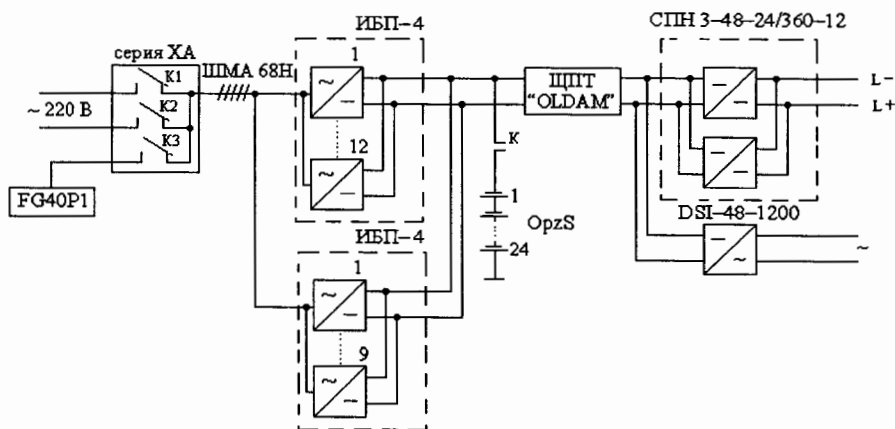


Рис. 6. Оптимальная структура УЭП

работы от АБ – 3 часа, температура окружающей среды 18°C.

На первом этапе выполняется многокритериальная минимизация числа вершин графов всех уровней методом достижения цели Марка Гемблики [6], который используется в пакете Optimization Toolbox в среде MatLab. В качестве примера приведены результаты оценки различных вариантов для Системы генерирования энергии в виде столбцов рис. 3а, где количество вариантов – число столбцов.

На втором этапе выполнена структурно-параметрическая оптимизация переменных графа рис. 1б. Результаты оценки различных вариантов УЭП представлены в виде столбцов рис. 3б, где основные параметры отобранных элементов приведены в табл. 1. В состав наилучших вариантов УЭП вошли следующие элементы: дизельные (ДЭ), газовые (ГЭ) электростанции; аккумуляторные батареи (АБ), а также выпрямительные устройства (ВУ), конвертеры (К) и инверторы (И) напряжения.

На третьем этапе выполнена структурно – топологическая оптимизация с учётом маршрутов рис. 1в. Результаты минимальной оценки вариантов представлены в виде столбцов рис. 4. Численный эксперимент показал, что при минимизации длин кабелей и шин электрической сети, потери в электрической сети не превышают 2%. По результатам выполнения третьего этапа оптимизации отобраны элементы системы коммутации, системы передачи и распределения энергии, основные характеристики которых приведены в табл. 2.

На четвертом этапе синтеза анализу подлежат все устройства отобранных вариантов синтезируемой установки. По результатам расчёта переходных процессов в среде MatLab/Simulink (рис. 5а) проведена параметрическая оптимизация по двум критериям: максимальное отклонение выходного напряжения от установившегося значения ΔU и длительность переходного процесса Δt (рис. 5 б).

По результатам синтеза получена оптимальная структура УЭП, в состав которой входят: ГЭ типа FG40P1 мощностью 80кВА, ГАБ типа OpzS ёмкостью 3000А·ч; ВУ типа ИБП – 4 (две стойки: одна с 12 модулями и вторая с 9 модулями), К – из двух модулей типа СПН 3 – 48 – 24/360 – 12, И – одна основная стойка и одна резервная типа DSI – 48 – 1200 (рис. 6). В результате оптимизации минимальная мощность потребления составляет 79,4419 кВА; интенсивность отказов $\lambda_{уэп} = 7,4683 \cdot 10^{-6}$; объём топлива с учётом продолжительности работы от собственной электростанции $T_m = 3$ ч составляют $V_{МСЭ} = 57,6$ м³; установившееся отклонение напряжения в цепи переменного тока ΔU , не превышает 9 %; коэффициент искажения синусоидальности кривой напряжения не более 10,4 %; коэффициент временного перенапряжения не более 1,4 (рис. 5б); глубина провала напряжения в цепи постоянного тока не более 11 %. Таким образом, все показатели удовлетворяют заданным требованиям и задача оптимизации успешно решена.

Выводы

Численный эксперимент, проведённый в соответствии с вышеизложенным алгоритмом синтеза УЭП,

Таблица 1

Наилучшие варианты системы генерирования энергии: дизельные (ДЭ), газовые (ГЭ) электростанции; системы резервирования энергии (РЭ) и системы преобразователи энергии (ПЭ): выпрямительные устройства (ВУ), конвертеры (К) и инверторы (И) напряжения

Модель		Мощность, кВА	η	λ_3	Примечание
ДЭ	P18SP1	18	–	$2,34 \cdot 10^{-6}$	расход топлива 4,6л/час
	P62EP1S	61,5	–	$2,32 \cdot 10^{-6}$	расход топлива 14, л/час
	P80SP1	80	–	$2,3 \cdot 10^{-6}$	расход топлива 18, 5л/час
ГЭ	<u>FG75E1</u>	75	–	$2,14 \cdot 10^{-6}$	расход газа $0,35 \text{ м}^3/\text{мин}$
	<u>FG40P1</u>	40	–	$2,1 \cdot 10^{-6}$	расход газа $0,16 \text{ м}^3/\text{мин}$
РЭ	OpzS1200		–	$1,58 \cdot 10^{-7}$	количество циклов 200...12000
	OpzV800		–	$1,82 \cdot 10^{-7}$	количество циклов 200...3000
ВУ	PRS I	2,1	0,91	$3,1 \cdot 10^{-8}$	–
	PRS II	2,1	0,91	$2,9 \cdot 10^{-8}$	–
	PRS III	2,1	0,91	$2,7 \cdot 10^{-8}$	–
	ИБП – 4	2,9	0,91	$2,3 \cdot 10^{-8}$	–
К	3 – 48 – 24/360 – 12	8,64	0,8	$2,6 \cdot 10^{-8}$	–
	4 – 48 – 24/240 – 8	5,76	0,8	$2,5 \cdot 10^{-8}$	–
И	DSI – 48 – 1200	1,2	0,98	$5,2 \cdot 10^{-7}$	–
	ИАТ 1000 – 2	1	0,95	$6,1 \cdot 10^{-8}$	–

Таблица 2

Наилучшие варианты системы коммутации (СК) и системы передачи и распределения энергии (СП и РЭ)

Модель		Ном. ток, А	Ном. напряжение, В	Примечание
СК	ЩПТ «OLDAM»	250	220	Мониторинг
		400	220	
		630	220	
	АВР серии ХА «Автоматсервис С»	10...950	380/220	Время перекл. 0,01...10 с
	АВР серии TUR «Автоматсервис С»	10...1100	380/220	Время перекл. 0,01...12 с
СП и РЭ	ШМА 73	1600	–	Сопротивление на фазу 0,031 Ом/км
	ШМА 68Н	2500	–	Сопротивление на фазу 0,027 Ом/км
		4000	–	Сопротивление на фазу 0,013 Ом/км

показал, что многопараметрическая оптимизация позволяет минимизировать уровни внутрисистемных помех уже на этапе проектирования. Данный метод позволит существенно снизить временные затраты на проектирование и модернизацию УЭП при её

эксплуатации. Это позволяет сделать вывод о высокой эффективности метода морфологического синтеза при проектировании и разработке установок электропитания телекоммуникационного оборудования. Системный подход к анализу с применением ими-

тационного моделирования установки в нестационарных режимах обеспечит его применимость при проектировании реальных устройств и систем. Предложенные в работе решения соответствуют существующей в настоящее время тенденции развития теории анализа и синтеза сложных устройств и систем, их оптимизации при проектировании и направлены на повышение надёжности телекоммуникационного оборудования.

Библиографический список

1. Сажнев, А. М. Структурно-параметрический синтез систем электропитания / А. М. Сажнев, Л. Г. Рогулина, С. С. Абрамов. — Научный вестник НГТУ. — 2007. — №4(29). — С. 157–168.
2. Рогулина, Л. Г. Структурно-топологический синтез электрических сетей / Л. Г. Рогулина, Д. Н. Левин // Электросвязь. — 2007. — № 8. — С. 30–33.
3. Одрин, В. М. Метод морфологического анализа технических систем / В. М. Одрин. — М.: ВНИИПИ, 1989. — С. 312.

4. Щербина, О. А. Методологические аспекты динамического программирования / О. А. Щербина // Динамические системы. — 2007. — Вып. 22. — С. 21–36.

5. Рогулина, Л. Г. Оценка внутренних помех систем электропитания радиорелейных линий связи / Л. Г. Рогулина // Омский научный вестник. — 2010. — № 3(93). — С. 285–290.

6. Gembicki, F. W. "Vector Optimization for Control with Performance and Parameter Sensitivity Indices," Ph.D. Thesis, Case Western Reserve Univ., Cleveland, Ohio, 1974.

РОГУЛИНА Лариса Геннадьевна, кандидат технических наук, доцент кафедры беспроводных информационных систем и сетей (БИСС).

Адрес для переписки: e-mail: epus206@sibsutis.ru

Статья поступила в редакцию 26.01.2011 г.

© Л. Г. Рогулина

УДК 621.372.54 : 681.327.8

Д. А. ТИТОВ
Е. Д. БЫЧКОВ

Омский государственный
технический университет
Омский государственный
университет путей сообщения

АЛГОРИТМ КЛАССИФИКАЦИИ ПАРАМЕТРОВ ОБЪЕКТОВ НА ОСНОВЕ НЕЧЕТКОЙ (FUZZY) ЛОГИКИ

Разработан алгоритм классификации параметров объектов с использованием самоорганизации. Алгоритм дает возможность адаптивно изменять количество классов в зависимости от структуры входных данных. Представлены структурные схемы устройств, реализующих разработанный алгоритм.

Ключевые слова: алгоритм, классификация параметров, самоорганизация, коррекция классов.

В настоящее время задача распознавания объектов (радиолокационных целей) имеет высокую актуальность. Так, например, информация о классе и типе объекта позволяет выявить приоритетные цели из множества других. При этом большое значение имеет выбор информативных и устойчивых признаков, а также алгоритмов принятия решения о принадлежности объектов к тому или иному классу (типу) целей [1, 2]. Одним из вариантов построения алгоритмов классификации параметров объектов является использование нечеткой логики для динамической корректировки количества классов в процессе обработки поступающих данных.

Пусть имеется последовательность входных векторов $x^p \in X$, каждый из которых представлен N компонентами: $x^p = (x_1^p, x_2^p, \dots, x_1^p, \dots, x_N^p)$. Данную последовательность необходимо разбить на классы, которые заранее не известны и должны формироваться динамически по мере поступления входных данных. Классы данных характеризуются своими ядрами [3, 4], которые также представлены

набором векторов с N компонентами: $c^m = (c_1^m, c_2^m, \dots, c_1^m, \dots, c_N^m)$. Близость вектора и класса, а также близость двух классов могут быть оценены на основе функций [5]

$$d(x^p, c^m) = \sqrt{\sum_{i=1}^N (x_i^p - c_i^m)^2}$$

$$\text{и } d(c^m, c^k) = \sqrt{\sum_{i=1}^N (c_i^m - c_i^k)^2}, k \neq m$$

соответственно.

Вместо рассмотренных функций возможно использование других, например, представленных в работах [3, 5].

Модель классифицирующего устройства будем задавать в виде нечеткой базы знаний, которая представляет собой совокупность правил ЕСЛИ – ТО, связывающих лингвистические оценки входных и выходных переменных. Действие такой модели описывается функционалом $c^m = F\{S, M\}$, где S – нечеткое множество, элементами которого являются

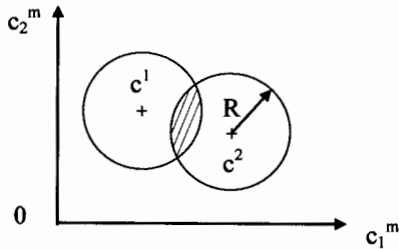


Рис. 1

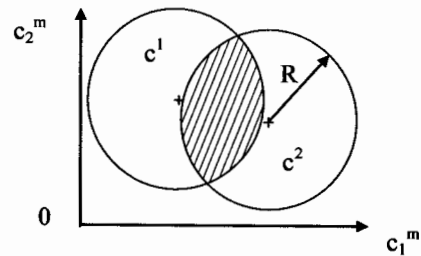


Рис. 2

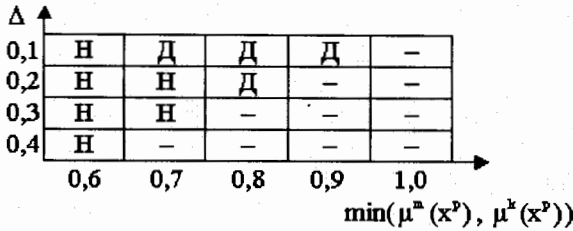


Рис. 3

векторы x^p , M – количество классов данных, т. е. $m = 1, 2, \dots, M$.

Как было упомянуто ранее, классы входных данных не известны, и их количество необходимо изменять в процессе обработки входной информации. Корректировка количества классов требуется после прихода каждого нового входного вектора, либо после прихода нескольких новых входных векторов.

Прежде всего, рассмотрим классификацию входных векторов, не уделяя внимания организации и корректировке множества классов. Каждый входной вектор x^p должен быть отнесен к одному из имеющихся классов c^m , $m = 1, 2, \dots, M$.

Для принятия решения о принадлежности входного вектора одному из организованных классов c^m могут быть использованы нечеткие множества, элементами которых являются $x_1^p, x_2^p, \dots, x_i^p, \dots, x_N^p$. Согласно [6], каждому элементу нечеткого множества соответствует значение функции принадлежности из диапазона $[0, 1]$. Функция принадлежности нечеткого множества устанавливается экспертным путем и может иметь произвольную форму. Наибольшее распространение в технических приложениях получили ступенчатая аппроксимация и аппроксимация кривыми Гаусса. Последний тип аппроксимации предполагает использование функций принадлежности на основе выражения

$$\mu^m(x_i^p) = A_i \cdot \exp\left[-\left(\frac{x_i^p - c_i^m}{y_i}\right)^2\right] \quad (1)$$

где $A_i \in [0, 1]$ и σ_i – параметры настройки функций принадлежности, устанавливаемые экспертным путем. Степень принадлежности вектора x^p классу c^m определяется в соответствии с выражением $\mu^m(x^p) = \min[\mu^m(x_1^p), \mu^m(x_2^p), \dots, \mu^m(x_i^p), \dots, \mu^m(x_N^p)]$. Итогом решения задачи классификации векторов x^p является нахождение номера m класса c^m к которому этот вектор принадлежит. Для каждого вектора x^p можно записать, что $\mu^m(x^p) \equiv \mu(c^m) \equiv \mu(m)$. Решение об отнесении вектора x^p к тому или иному классу может быть принято на основе выражения

$$m^* = \arg \max_m (\mu(m)).$$

Организация (корректировка) классов входных данных c^m производится на основе анализа поступа-

ющих на вход системы векторов x^p . Будем корректировать количество классов M после прихода каждого десятого вектора. Для учета влияния элементов вектора c_i^m на близость между двумя классами c^m и c^k , $k \neq m$ при вычислении значений $d(c^m, c^k)$ может быть использовано взвешенное суммирование. Весовыми коэффициентами могут быть значения $\mu(i) \in [0, 1]$, которые рассматриваются как значения функции принадлежности нечеткого множества <ВЛИЯЮЩИЕ ЭЛЕМЕНТЫ>. В этом случае функция расчета близости между классами будет определяться выражением:

$$d(c^m, c^k) = \sqrt{\sum_{i=1}^N \mu(i) \cdot (c_i^m - c_i^k)^2}, k \neq m.$$

Как было рассмотрено ранее, после поступления на вход системы десяти новых векторов и принятия решения об их принадлежности классам c^m требуется проверить необходимость создания нового класса $c^{M+1} = x^p$. Решение о создании нового класса принимается, если $d > d_{\max}$, где $d = d(x^p, c^h)$, $d_{\max} = \max(d(c^h, c^k))$, j – индекс вектора, имеющего минимальное значение принадлежности к классу, h – индекс класса, к которому принадлежит вектор с минимальным значением принадлежности, $k = 1, 2, \dots, M, k \neq h$. В противном случае новый класс не создается.

Для правильного размещения классов в пространстве необходимо формализовать нахождение их границ. Определение границ классов входных данных может осуществляться различными способами. Наибольшее распространение получило представление границ в виде окружности (для двумерного пространства), центр которой соответствует ядру класса. Иными словами для классов определяются «радиусы» или «диаметры» [3], которые характеризуют удаленность векторов класса от его ядра. Оценить радиус m -го класса можно на основе выражения $R^m = \max(d(x^p - c^m))$, $x^p \in c^m$, т. е. радиус класса – это расстояние между ядром класса и максимально удаленным от ядра вектором, принадлежащим этому классу.

Оценкой «радиуса» m -го класса также может служить минимальное значение степени принадлежности векторов, принадлежащих классу: $r^m = \min(\mu^m(x^p))$, $x^p \in c^m$.

В отдельных случаях может возникнуть необходимость объединения нескольких классов. Предположим, что на вход системы поступил вектор x^p , который имеет одинаковые степени принадлежности к классам c^m и c^k , $k \neq m$, т. е. $\mu(c^m) = \mu(c^k)$, при этом $\mu(c^m)$ имеет достаточно большое значение (например, $\mu(c^m) > 0,5$). В этом случае можно предположить, что классы c^m и c^k целесообразно объединить. Будем считать, что значение $\mu(c^m) = \mu(c^k) = \mu$, $k \neq m$ характеризует близость между классами c^m и c^k . Так, например, при использовании функции принадлежности (1) значения $\mu(c^m)$ возрастают при уменьшении

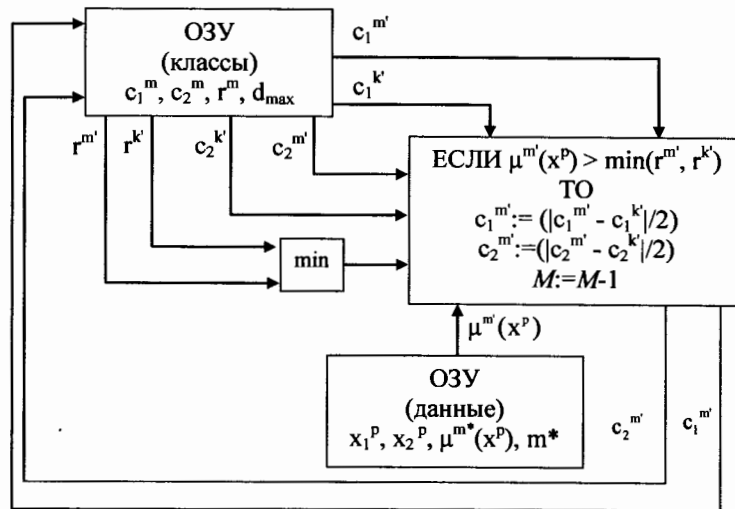


Рис. 4

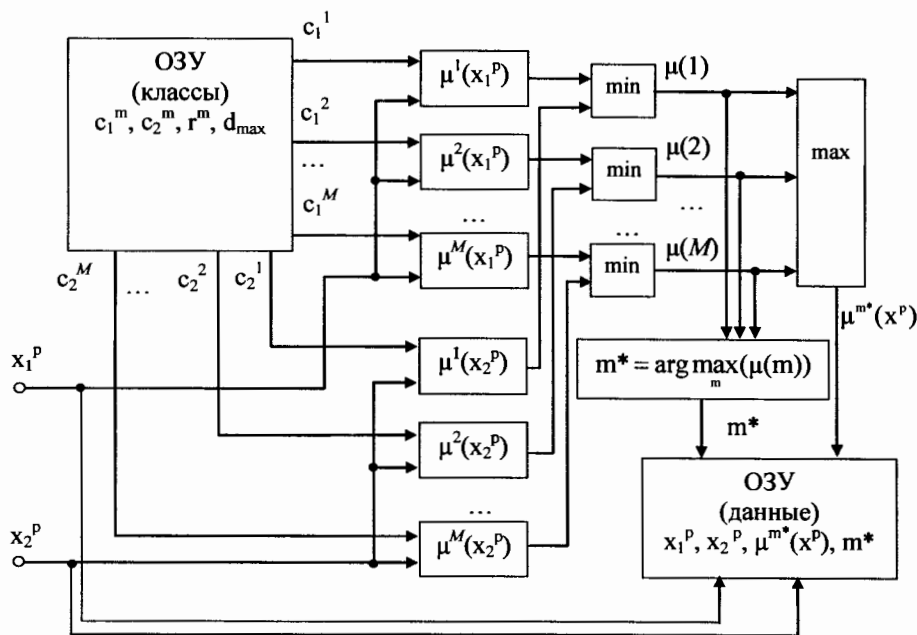


Рис. 5

расстояния между вектором и классом. Таким образом, чем больше значение принадлежности $\mu(c^m) = \mu(c^k)$, $k \neq m$, тем ближе расположены в пространстве классы c^m и c^k .

Критерием объединения двух классов может служить радиус классов. Рассмотрим случай двумерных входных данных, когда принадлежащие классам области пространства представляются окружностями. Пусть существует два класса c^1 и c^2 , имеющих одинаковый радиус $R^1 = R^2 = R$ и их области перекрываются (рис. 1). При увеличении радиуса классов (в случае неизменного положения ядер) увеличивается площадь перекрывания областей, принадлежащих классам (заштрихованный участок на рис. 2). Следовательно, в данных условиях целесообразно объединять классы с большими значениями R . Как было указано ранее, вместо R^m можно использовать значения r^m .

Учитывая сказанное выше, можно построить правило объединения классов, использующее значения их радиусов. Если вектор имеет два равных значения степеней принадлежности $\mu(c^m)$ и $\mu(c^k)$, $\mu(c^m) > 0,5$, $k \neq m$ (обозначим индексы этих классов m' и k'), то необходимо выполнить следующие действия:

ЕСЛИ $\mu > \min(r^{m'}, r^{k'})$, $k \neq m$, ТО объединить классы $c^{m'} := (|c_1^{m'} - c_1^{k'}|/2, |c_2^{m'} - c_2^{k'}|/2, \dots, |c_N^{m'} - c_N^{k'}|/2, \dots$,

$M := M - 1$,

где $:=$ – операция присваивания;

ЕСЛИ $\mu < \min(r^m, r^k)$, $k \neq m$, ТО не объединять классы.

Таким образом, чем больше удалены данные от классов (чем меньше значения r^m, r^k) тем меньше значение может иметь $\mu(c^m)$ для принятия решения об объединении классов.

В некоторых случаях классы c^m и c^k необходимо объединять при $\mu^m(x^p) \neq \mu^k(x^p)$, $k \neq m$. Например, можно объединять классы, имеющие близкие значения $\mu^m(x^p)$ и $\mu^k(x^p)$, $k \neq m$. Согласно работам [6, 7] если некоторый объект x обладает свойством R (порождающим нечеткое множество A лишь в частной мере, т. е. $0 < \mu_A(x) < 1$, то он принадлежит сразу двум противоположным классам: классу объектов, «обладающих свойством R », и классу объектов, «не обладающих свойством R ». При этом объект может принадлежать рассмотренным классам с разной степенью. Такая неопределенность принадлежности объекта максимальна, когда степени принадлежности объекта обоим классам равны, т. е.

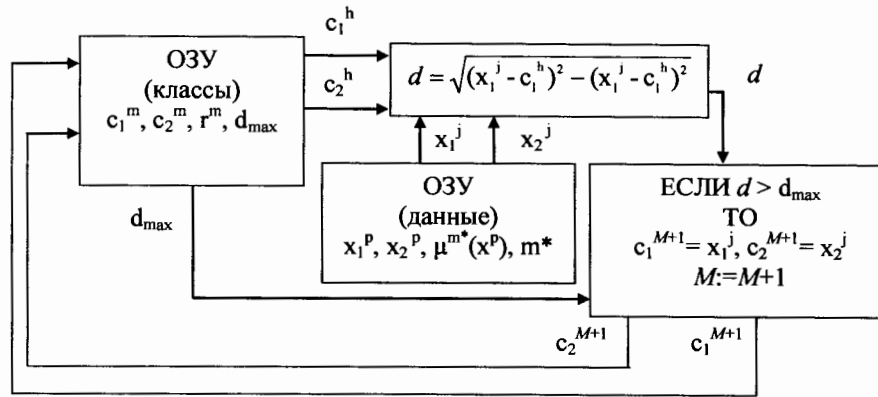


Рис. 6

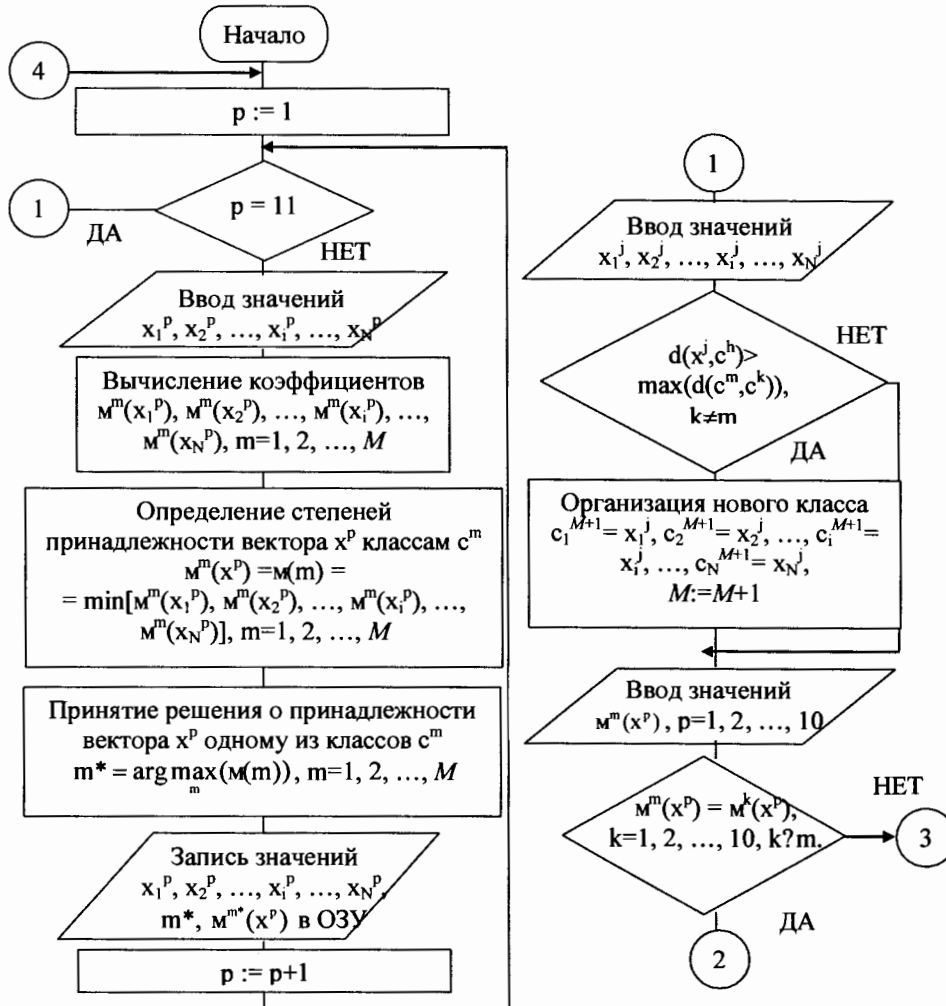


Рис. 7

$$\mu_A(x) = \mu_{\bar{A}}(x) = 0,5,$$

и минимальна, когда объект принадлежит только одному классу, т. е. либо

$$\mu_A(x) = 1 \text{ и } \mu_{\bar{A}}(x) = 0, \text{ либо } \mu_A(x) = 0 \text{ и } \mu_{\bar{A}}(x) = 1.$$

Поэтому будем проверять возможность объединения только тех классов c^m и c^k , значения $\mu^m(x^p)$ и $\mu^k(x^p)$, $k \neq m$ которых превышают 0,5. При близких значениях $\mu^m(x^p)$ и $\mu^k(x^p)$, $k \neq m$ можно считать, что мерой близости классов c^m и c^k является значение $D = |\mu^m(x^p) - \mu^k(x^p)|$. Чем меньше значение D , тем ближе расположены в пространстве классы. При этом также можно считать, что с увеличением значений

$\mu^m(x^p)$ и $\mu^k(x^p)$ классы также располагаются ближе друг к другу. Критерием объединения классов может служить выполнение следующего условия:

$$(\min(\mu^m(x^p), \mu^k(x^p)) - 0,5) > \Delta, k \neq m, \mu^m(x^p) \geq 0,5, \mu^k(x^p) \geq 0,5.$$

На рис. 3 показан пример выполнения данного правила для случая дискретных значений D и $\min(\mu^m(x^p), \mu^k(x^p))$, $k \neq m$.

В данном случае буква Д говорит о необходимости объединения классов, а буква Н означает, что классы не объединяются.

Будем применять рассмотренные правила классификации для каждого вектора, поступающего на вход системы. Корректировку классов будем про-

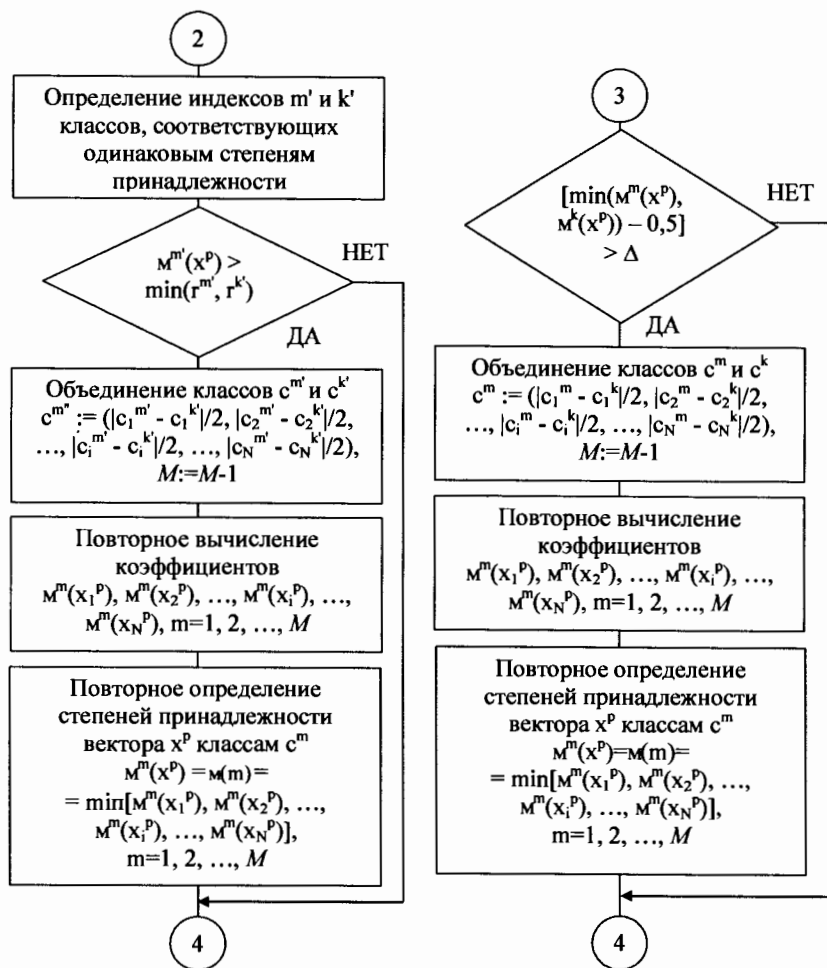


Рис. 8

изводить после поступления на вход системы каждого десятого вектора. Таким образом, алгоритм классификации параметров объекта может быть разделен на два этапа: классификация и накопление данных (I этап) и корректировка классов (II этап).

Структурные схемы устройств, реализующих рассмотренный алгоритм классификации двумерных входных векторов, приведены на рис. 4 – 6. На рис. 4 показана схема объединения двух классов в случае, если вектор принадлежит к ним с одинаковой степенью (степень принадлежности больше 0,5). На рис. 5 представлена структурная схема, предназначенная для накопления (записи) выборки векторов в память. Наряду с записью данная схема принимает решение о принадлежности вектора одному из M имеющихся классов и вычисляет степень принадлежности вектора классу. На рис. 6 показана структурная схема, осуществляющая корректировку множества классов.

Схема рассмотренного алгоритма классификации параметров объектов приведена на рис. 7 – 8.

Разработанный алгоритм может быть применен в современных радиотехнических системах, осуществляющих классификацию данных на основе самоорганизации в условиях быстро изменяющейся обстановки.

Библиографический список

1. Гульшин, В. А. Распознавание радиолокационных целей на основе анализа диаграммы обратного рассеяния / В. А. Гульшин // Современные проблемы создания и эксплуатации радиотехниче-

ских систем: Труды VI Всеросс. науч.-практ. конф. – Ульяновск, 2009. [Электронный ресурс]. – Режим доступа: http://www.confpubs.ru/r6_29.php (дата обращения 09.03.2011).

2. Кутузов, В. М. Радиотехнические системы: учебник для вузов / В. М. Кутузов, Коломенский Ю. А., Казаринов Ю. М.; под ред. Ю. М. Казаринова. – М.: Академия, 2008. – 592 с.

3. Заенцев, И. В. Нейронные сети: основные модели / И. В. Заенцев. – Воронеж: Изд-во ВГУ, 1999. – 76 с.

4. Оссовский, С. Нейронные сети для обработки информации / С. Оссовский. – М.: Высш. шк., 2002. – 440 с.

5. Методы робастного, нейро-нечеткого и адаптивного управления / Под ред. Н. Д. Егупова. – М.: МГТУ им. Н. Э. Баумана, 2001. – 744 с.

6. Нечеткие множества в моделях управления и искусственного интеллекта / Под ред. Д. А. Поспелова. – М.: Наука, 1986. – 312 с.

7. Нечеткие множества в системах управления / Под ред. Ю. Н. Золотухина. – М.: Наука, 1995. – 44 с.

ТИТОВ Дмитрий Анатольевич, кандидат технических наук, доцент кафедры «Радиотехнические устройства и системы диагностики» Омского государственного технического университета.

БЫЧКОВ Евгений Дмитриевич, кандидат технических наук, доцент (Россия), доцент кафедры «Системы передачи информации» Омского государственного университета путей сообщения.

Статья поступила в редакцию 10.03.2011 г.

© Д. А. Титов, Е. Д. Бычков

МОДЕЛИРОВАНИЕ ИСТОЧНИКА ТОКА С УПРАВЛЯЕМЫМ ТЕМПЕРАТУРНЫМ КОЭФФИЦИЕНТОМ ДЛЯ ПРИМЕНЕНИЯ В ИНТЕГРАЛЬНЫХ ТЕРМОКОМПЕНСИРОВАННЫХ КВАРЦЕВЫХ ГЕНЕРАТОРАХ

В статье представлены результаты работы по моделированию интегрального источника тока, предназначенного для последующего внедрения в систему на кристалле. Рассмотрены многотранзисторные источники тока, обладающие отрицательным и положительным температурными коэффициентами. Исследуется влияние изменения величины нагрузки и напряжения питания на стабильность выходного тока.

Ключевые слова: источник тока, температурный коэффициент, биполярный транзистор, токовое зеркало, умножитель.

Тенденция к миниатюризации в современной радиоэлектронике приводит к необходимости разработки большого количества устройств в интегральном исполнении. При разработке источников опорных колебаний проблема миниатюризации ужесточается, поскольку одновременно обостряются противоречащие друг другу требования по габаритным размерам и по стабильности частоты. Классический подход по увеличению температурной стабильности частоты, основанный на применении дискретных температурно зависящих элементов, приводит к неудовлетворительным габаритным показателям генератора. Указанное ограничение снимается при размещении всех элементов схемы (за исключением кварцевого резонатора) на одном кристалле. В зависимости от применяемой технологии весь источник опорных колебаний может быть изготовлен на кремниевой подложке толщиной 0,2 мм и площадью около 6 мм² и менее.

Для осуществления воздействия, компенсирующего температурное отклонение частоты генератора, возможно использование синтезаторов компенсирующей функции [1, 2]. Синтезатор компенсирующей функции состоит из линейного датчика температуры, нескольких умножителей и усилителей. Схема умножителя, построенная на биполярных транзисторах, параметры которых (напряжение перехода база-эмиттер $U_{БЭ}$, ток коллектора I_K , обратный ток коллектора I_S , крутизна S и др.) существенно зависят от температуры, меняет коэффициент пропорциональности между входными и выходным напряжением при изменении температуры. Применение четырехквадрантного умножителя и источников тока с нулевым температурным коэффициентом позволяет получить стабильный в рабочем температурном диапазоне коэффициент пропорциональности напряжений умножителя, что

позволяет существенно повысить точность синтеза компенсирующей функции. Целью работы является исследование многотранзисторных источников тока, применение которых целесообразно при разработке умножителей с коэффициентом пропорциональности напряжений, независящим от температуры.

Для проведения моделирования была выбрана программа схемотехнического моделирования Мiсго-сар, использующая для расчета работы транзисторов модель Гуммеля – Пуна, которая наиболее точно описывает процессы, протекающие в биполярном транзисторе [3, 4] (рис. 1). Ввиду того, что стандартные библиотеки компонентов содержат только модели дискретных транзисторов, в библиотеки были добавлены модели, отражающие основные свойства приборов, получаемых по наиболее распространенной технологии изготовления аналоговых интегральных микросхем [5]: интегрального транзистора вертикальной

n-p-n структуры ($I_S = 1$ фА, $BF = 100$, $VAF = 100$ В, $RBM = 100$ Ом, $CJE = 0,1$ пФ, $CJC = 0,2$ пФ, $CJS = 1$ пФ, $TF = 100$ пс) и интегрального транзистора горизонтальной p-n-p структуры ($I_S = 0,5$ фА, $BF = 50$, $VAF = 50$ В, $RBM = 50$ Ом, $CJE = 0,1$ пФ, $CJC = 0,5$ пФ, $CJS = 2$ пФ, $TF = 150$ пс).

Простой источник тока (ИТ) на одном биполярном транзисторе (рис. 2а) имеет экспоненциальную зависимость тока от температуры (рис. 2б), описываемую выражением:

$$I_K(U_{БЭ}, T) = I_S(T) \cdot e^{\frac{U_{БЭ}}{U_T(T)}} \left(1 + \frac{U_{КЭ}}{U_3} \right),$$

где U_3 – напряжение Эрли, I_S – обратный ток коллектора, U_T – температурный потенциал. Рассмотренная нелинейная зависимость тока огра-

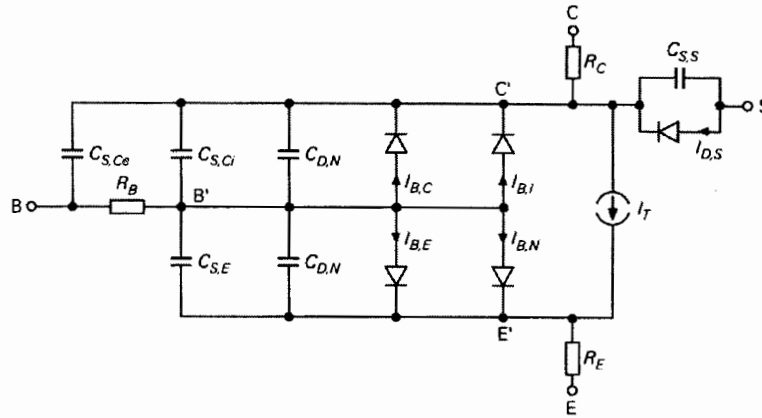
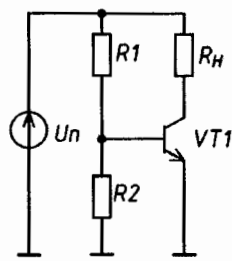
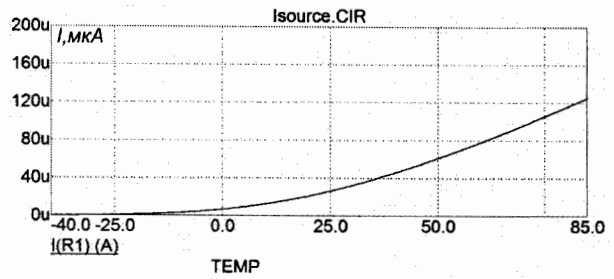


Рис. 1. Полная модель Гуммеля-Пуна для p-p-п транзистора



a)



б)

Рис. 2

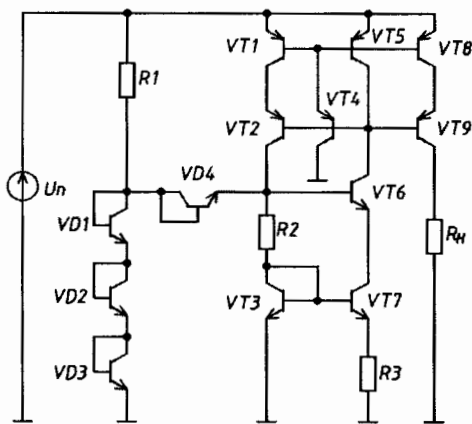


Рис. 3

ничивает его применение в прецизионных устройствах.

Линеаризация зависимости тока ИТ от температуры достигается применением схемы токового зеркала Видлара (VT3, VT7, R3), нагруженной на трехтранзисторное токовое зеркало (VT1, VT4, VT5) с выходной каскодной схемой на транзисторе VT2 (рис. 3). Транзистор VT6, подключенный по каскодной схеме к транзистору VT7 и базой к транзисторному диоду VD4 обеспечивает запуск схемы. Транзисторы VT8, VT9 дополняют трехтранзисторное токовое зеркало до токового зеркала с двойной каскодной схемой на p-n-p транзисторах. Коллектор транзистора VT9 отдает ток в нагрузку. Цепь транзисторных диодов VD1...VD4 и сопротивление R1 формируют напряжение, запускающее источник тока. После запуска схемы падение напряжения на сопротивлении R2 приводит к запираанию VD4 и отделению пусковой схемы, что исключает разбалансировку плеч то-

козадающей структуры. Ток ИТ описывается выражением:

$$I_{IT} = \frac{U_T}{R_3} \ln \frac{I_{S7}}{I_{S3}}$$

Следствием является требование к отношению площадей транзисторов, обратные токи которых входят в выражение под логарифмом $A_7 > A_3$, в противном случае, ИТ работать не будет. В диапазоне температур -40... +85 °С наблюдается монотонное возрастание тока с крутизной 348 нА/°С (рис. 4), что указывает на положительный температурный коэффициент.

При замене токового зеркала Видлара структурой VT2, VT5, R3 (рис. 5), температурный коэффициент источника тока меняет знак, что объясняется другим принципом регулирования, осуществляемым в узле. Пуск схемы осуществляется при помощи базового тока транзистора VT5. Ток, отдаваемый в нагрузку, описывается выражением:

$$I_{IT} \approx \frac{U_T}{R_1} \ln \left(\frac{I_{IT}}{I_{S2}} + 1 \right)$$

Крутизна характеристики тока нагрузки от температуры (рис. 6) составляет -270 нА/°С. Зависимость является монотонно убывающей, т.е. схема обладает отрицательным температурным коэффициентом.

Изменение температурной зависимости выходного тока ИТ осуществляется в схеме (рис. 7), содержащей два плеча с температурными коэффициентами противоположного знака. Изменяя составляющие тока от плеч, возможно изменение температурного коэффициента суммарного тока, протекающего через нагрузку. Учитывая различие по абсолютной величине температурных коэффициентов схем,

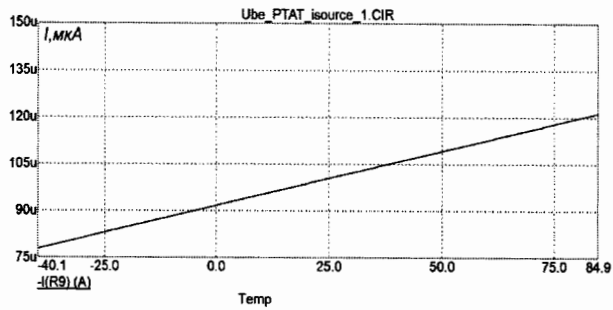


Рис. 4

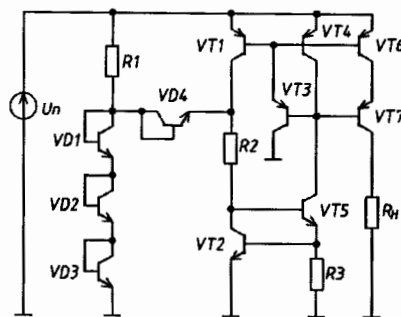


Рис. 5

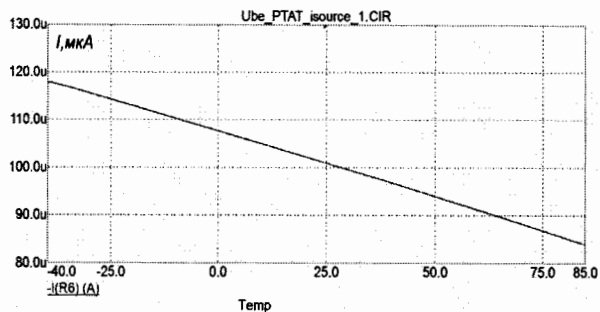


Рис. 6

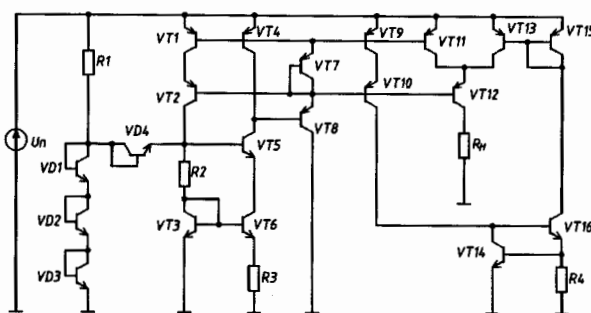


Рис. 7

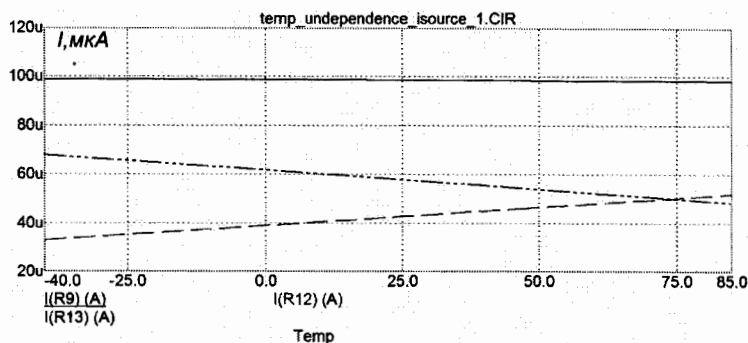


Рис. 8

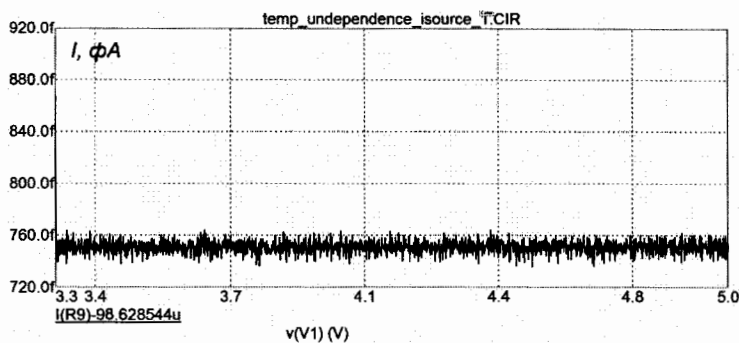


Рис. 9

рассмотренных ранее, для получения нулевого температурного коэффициента необходимо обеспечить распределение токов таким образом, чтобы ток от источника с отрицательным температурным коэффициентом превышал в 1,326 раза ток от второго источника. Этот прием позволяет компенсировать линейное убывание тока одного из источников при изменении температуры возрастанием тока другого источника (рис. 8). Результаты исследования зависимости выходного

тока от напряжения питания (рис. 9) подтверждают высокую стабильность тока. Величина флуктуаций, обусловленная погрешностью расчета тока, не более 18 фА. Для более удобного представления величины ошибки, возникающей при моделировании, из выходного тока ИТ вычтена величина 98,628544 мкА.

Проведенное исследование подтверждает актуальность применения источников тока с нулевым температурным коэффициентом для разработки схем умножителей, обладающих

стабильным коэффициентом пропорциональности напряжений, вне зависимости от текущей температуры.

Библиографический список

1. A MOS Temperature Compensation Function Generator for TCXO Using Differential MOS Multipliers. Proc. Frequency Control Symposium, 2009 Joint with the 22nd European Frequency and Time forum. IEEE International. Besanson, France 20-24 April 2009, pp 990-993.
2. Мурасов, К. В. Применение генераторов термокомпенсирующей функции при разработке стабильных источников опорных колебаний на основе кварцевых резонаторов / К. В. Мурасов, А. В. Косых, И. В. Хоменко // Высокие технологии и фундаментальные исследования. — Санкт-Петербург, 2010. — Т. 4. — С. 217–221.
3. Петров, М. Н. Моделирование компонентов и элементов интегральных схем / М. Н. Петров, Г. В. Гудков. — СПб.: Лань, 2011. — 463 с.
4. Разевиг, В. Д. Система схемотехнического моделирования Micro-CAP 5 / В. Д. Разевиг. — М.: Солон, 1997. — 273 с.
5. Титце, У. Полупроводниковая схемотехника / У. Титце, К. Шенк: пер. с нем. — М.: ДМК Пресс, 2008.

Т. 1. — 828 с.
Т. 2. — 942 с.

МУРАСОВ Константин Владимирович, ассистент кафедры «Радиотехнические устройства и системы диагностики».

КОСЫХ Анатолий Владимирович, доктор технических наук, доцент кафедры «Радиотехнические устройства и системы диагностики», проректор по научной работе.

ЗАВЬЯЛОВ Сергей Анатольевич, кандидат технических наук, доцент кафедры «Радиотехнические устройства и системы диагностики».

ЛЕПЕТАЕВ Александр Николаевич, кандидат технических наук, доцент кафедры «Радиотехнические устройства и системы диагностики».

Адрес для переписки: 644050, г. Омск, пр. Мира, 11.

Статья поступила в редакцию 07.04.2011 г.

© К. В. Мурасов, А. В. Косых, С. А. Завьялов, А. Н. Лепетаев

УДК 621.373

В. А. АРЖАНОВ
Г. С. НИКОНОВА
С. А. ДОБЕРШТЕЙН

Омский государственный
технический университет
Омский научно-исследовательский
институт приборостроения

ГЕНЕРАТОРЫ НА ПОВЕРХНОСТНЫХ АКУСТИЧЕСКИХ ВОЛНАХ С МАЛЫМ УРОВНЕМ ШУМОВ. ОСНОВНЫЕ ПРИНЦИПЫ ПОСТРОЕНИЯ

В статье рассматриваются принципы построения генераторов на поверхностных акустических волнах (ПАВ). Приведены топологии и частотные характеристики ПАВ линий задержки. Предложены фильтровые схемы генераторов на ПАВ.

Ключевые слова: ПАВ-генераторы, ПАВ-фильтры, ПАВ-линии задержки.

Существуют различные схемы построения генераторов на поверхностных акустических волнах (ПАВ) [1, 2], которые условно можно разделить на два типа. Первый представляет собой фильтровую схему, состоящую из усилителя, в цепи обратной связи которого включена ПАВ-линия задержки (ЛЗ) (рис. 1). Генерация в этой схеме возникает при балансе фаз ($\Delta\varphi = 2\pi n$) и балансе амплитуд ($\Delta A > 1$), где $\Delta\varphi$ и ΔA сдвиг фаз и коэффициент усиления по мощности в кольце автогенератора. Для второго типа используется трехточечная схема с ПАВ-резонатором, который может включаться в ветви в качестве одного из сопротивлений Z_2 или Z_1 (рис. 2). В схеме общий эмиттер (общий исток) сопротивлений Z_1 и Z_2 должны быть либо емкостными для емкостной трехточки,

либо индуктивными (индуктивная трехточка). Генерация в схеме возникает, когда $Z_1 + Z_2 + Z_3 = 0$, а усиление по мощности больше единицы. Емкостной или индуктивным характер сопротивлений резонатора обеспечивается соответствующим характером входного сопротивления ПАВ-резонатора.

Каждая схема имеет свои достоинства и недостатки. Так, более простая трехточечная схема хорошо себя зарекомендовала с высокодобротными кварцевыми резонаторами на объемных акустических волнах (ОАВ). Для ПАВ-резонаторов, у которых добротность обычно ниже, чем у резонаторов на ОАВ, требуются усилители с большим коэффициентом усиления и, как следствие, в генераторах увеличиваются шумы.

Для фильтровой схемы можно использовать обычные ПАВ-ЛЗ с малой добротностью, согласующими элементами и специальными топологиями, обеспечивающими одномодовый (одночастотный) режим, что, однако, приводит к усложнению схемы [1]. Однако, если для ЛЗ использовать современные ПАВ-фильтры с малыми потерями (кольцевые структуры и двухпреобразовательные резонаторные фильтры), то схема генератора существенно упрощается и позволяет реализовать малошумящие, с малым потреблением одномодовые генераторы на ПАВ.

Кольцевой фильтр (рис. 3) состоит из входного и выходного двунаправленных встречно-штыревых преобразователей (ВШП), размещенных в параллельных акустических каналах, и двух отражательных многополосковых ответвителей (ОМПО), обеспечивающих передачу ПАВ между этими каналами [3, 4].

Фильтры не требуют согласующих элементов, поскольку обеспечивают заданные активные импедансы 50 – 200 Ом в полосе пропускания за счет самосогласования, когда статическая емкость ВШП компенсируется реактивной проводимостью излучения ПАВ. Фильтры обеспечивают очень малые вносимые потери (около 1 дБ) с фазовым набегом ± 180° в относительной полосе пропускания 1,5 – 5% на срезах YX/128°, YX/64°, YX/41° LiNbO₃ [4]. На рис. 4 приведена измеренная амплитудно-частотная характеристика (АЧХ) и фазо-частотная характеристика (ФЧХ) кольцевого фильтра в тракте 50 Ом на срезе YX/128° LiNbO₃ в относительной полосе пропускания $\Delta f/f_0 = 1,5\%$ с центральной частотой $f_0 = 157$ МГц. Фильтр имеет вносимые потери около 1 дБ, ФЧХ, близкую к линейной в полосе пропускания, с крутизной около 90°/МГц.

В двухпреобразовательной резонаторной структуре акустическая энергия, излученная входным ВШП, локализуется выходным ВШП в пространстве (резонансной полости) между двумя отражательными решетками (ОР) [5, 6] (рис. 5, 6). Фильтры также не требуют согласующих элементов за счет самосогла-

сования и в трактах 75 – 100 Ом обеспечивают малые вносимые потери 1 – 2 дБ, с фазовым набегом ± 180° в относительной полосе пропускания 2 – 6% на срезах YX/42° LiTaO₃, YX/64° и YX/41° LiNbO₃ [6]. На рис. 6 приведена АЧХ и ФЧХ двухпреобразовательного резонаторного фильтра на срезе YX/42° LiTaO₃ в относительной полосе пропускания $\Delta f/f_0 = 2\%$ с центральной частотой $f_0 = 247$ МГц. Фильтр имеет вносимые потери около 2 дБ, ФЧХ, близкую к линейной в полосе пропускания, с крутизной около 35°/МГц.

Известно, что для одномодового режима в ПАВ-генераторах с ЛЗ рабочая длина ЛЗ (расстояние L между ВШП) должна быть не меньше длины узкополосного (полосозадающего) преобразователя [1]. Тогда соседние возможные частоты генерации попадут на нули АЧХ ВШП. Как показывают расчеты, в кольцевых (рис. 3) и резонаторных (рис. 5) структурах с малыми потерями это условие легко выполняется и переходит в другую формулировку: рабочая длина ЛЗ L всегда меньше длины L₁ ОМПО или ОР. В этом случае ОМПО и ОР – полосозадающие элементы, а их полоса пропускания всегда уже полосы пропускания входного и выходного ВШП за счет большего числа пар электродов. Тогда одночастотный режим в генераторе будет выполняться при условии

$$1/\tau > \Delta f,$$

где τ – величина запаздывания в ЛЗ;
 $\Delta f = f_0 / N$ – полоса пропускания ОМПО или ОР;
 N – число пар электродов ОМПО или ОР.

Использование таких фильтров на ПАВ с малыми потерями и необходимым фазовым сдвигом в цепи обратной связи, позволяет реализовать одномодовые малошумящие генераторы без дополнительных элементов согласования, поскольку требуется меньшее усиление усилителя в цепи обратной связи. На кольцевых фильтрах предпочтительно создавать ПАВ-генераторы в диапазоне до 400 МГц (в этом диапазоне

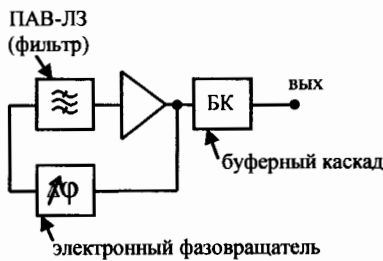


Рис. 1. Генератор с ПАВ-ЛЗ

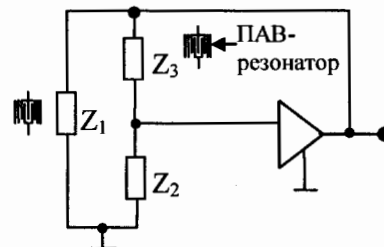


Рис. 2. Генератор с ПАВ-резонатором

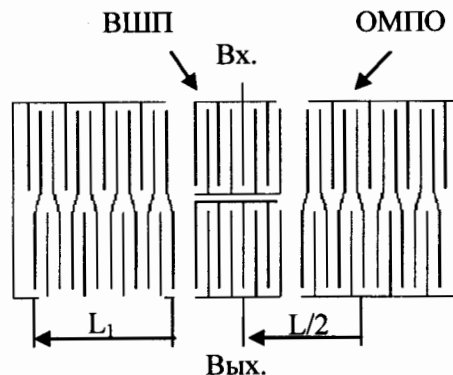


Рис. 3. Кольцевой ПАВ-фильтр

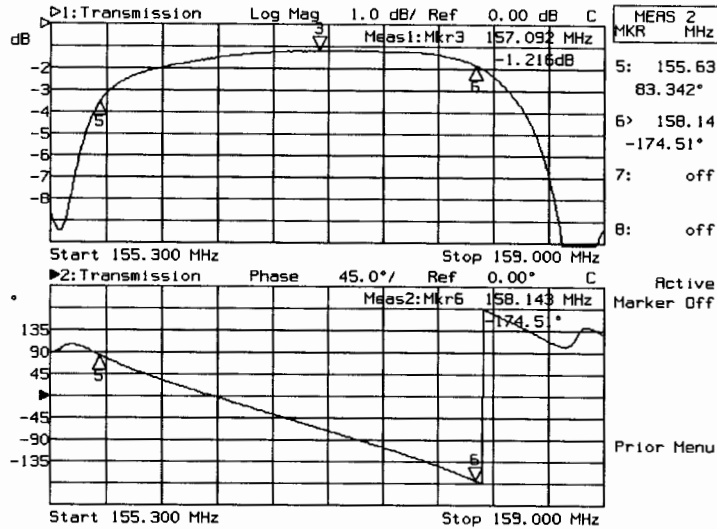


Рис. 4. АЧХ и ФЧХ кольцевого ПАВ-фильтра

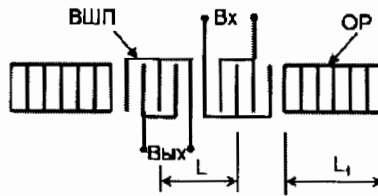


Рис. 5. Резонаторный ПАВ-фильтр

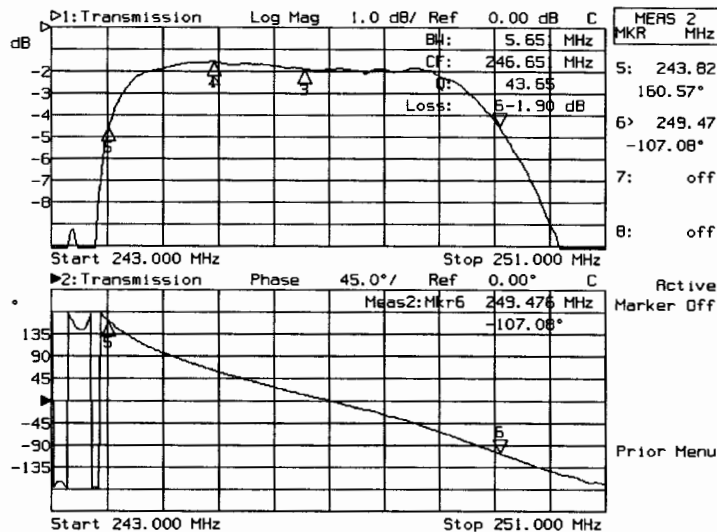


Рис. 6. АЧХ и ФЧХ резонаторного ПАВ-фильтра

фильтры имеют малые габариты и технологически не сложно реализовать ВШП и ОМПО с разным шагом электродов [4]). В диапазоне 100 – 2500 МГц целесообразно применять резонаторные фильтры, в которых используются электроды с примерно одинаковым шагом и шириной в ВШП и ОР, что дает возможность их реализации на высоких частотах [5]. Кроме того, используя электронный фазовращатель в цепи обратной связи усилителя (рис. 1), можно подстраивать или перестраивать такой генератор в пределах полосы пропускания фильтра. При этом возможная перестройка генератора определяется крутизной ФЧХ фильтра, которая обратно пропорциональна его относительной полосе пропускания

$\Delta f/f_0$. Для кольцевых и резонаторных фильтров $\Delta f/f_0$ зависит от среза LiNbO_3 и LiTaO_3 .

Теоретические и экспериментальные исследования ПАВ-генераторов по фильтровой схеме можно проводить по известной методике на основе анализа АЧХ и ФЧХ разомкнутой петли автогенератора [2]. Критериями генерации на центральной частоте f_0 являются усиление по мощности в разомкнутой петле не менее единицы ($\Delta A > 1$) и сдвиг фаз кратный 360° ($\Delta \varphi = n \cdot 360^\circ$, где $n = 0; \pm 1; \pm 2$). При этом целесообразно использовать представление ПАВ-структур, фазовращателя и усилителя через S-параметры (рис. 7), так как современные измерительные приборы – анализаторы цепей – дают

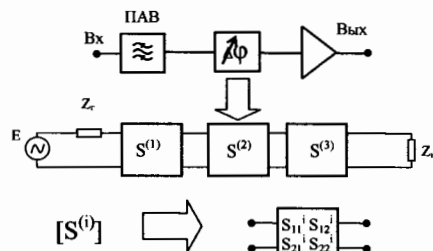


Рис. 7. Эквивалентная схема разомкнутой цепи генератора с ПАВ-ЛЗ

измеренные данные по АЧХ и ФЧХ именно в формате S-параметров. На рис. 7 $S^{(1)}$, $S^{(2)}$, $S^{(3)}$ – S-матрицы ПАВ-фильтра (ПАВ-ЛЗ), фазовращателя и усилителя соответственно.

В заключение следует отметить, что на сегодняшний день ведущие мировые фирмы VECTRON (США), RFM (США), TEMEX (Франция), MURATA (Япония) [7–10] строят генераторы на ПАВ, в том числе и управляемые напряжением, именно по фильтровой схеме (рис. 1) и получают достаточно высокие параметры. В диапазоне частот 125 МГц – 2,5 ГГц такие ПАВ-генераторы обеспечивают общую стабильность частоты от $\pm 50 \cdot 10^{-6}$ до $\pm 100 \cdot 10^{-6}$ и фазовые шумы: – 100 дБ/Гц при отстройке 1 кГц; – 130 дБ/Гц при отстройке 10 кГц; – 150 дБ/Гц при отстройке 100 кГц. При этом размеры генераторов ле-жат в пределах от 25×12×6 мм до 5×7,5×2,5 мм.

Библиографический список

1. Зеленка, И. Пьезоэлектрические резонаторы на объемных и поверхностных акустических волнах / И. Зеленка // *Материалы, технология, конструкция, применение*. – СПб.: Изд-во Мир, 1990. – С. 548.
2. Stehr, U. Design and Optimization of a Low Cost SAW Stabilized Fixed Frequency Oscillator / U. Stehr, B. Adler, H. Kostner // *Proc. 9th EFTF*. – 1995. – P. 480–483.
3. Pollock W. Low-Loss SAW Filter Using Single-Phase IDTs and no External Tuning / W. Pollock, J. Schofield, R. F. Milson, R. J. Murray, I. Flinn // *Proc. IEEE Ultrasonics Symposium*. – 1983. – P. 87–92.
4. Доберштейн, С. А. Кольцевые фильтры на ПАВ с потерями 1 дБ / С. А. Доберштейн, В. А. Малюхов // *Техника радиосвязи*. – 1995. – Вып. 2. – С. 143–149.

5. Morita, T. Wideband Low Loss Double Mode SAW Filters / T. Morita, Y. Watanabe, M. Tanaka, Y. Nakazawa // *Proc. IEEE Ultrasonics Symposium*. – 1992. – P. 95–104.

6. Doberstein, S. A. High Frequency and High Selectivity Balanced Front-End SAW Modules for Handheld Transceivers / S. A. Doberstein // *Proc. IEEE Ultrasonics Symposium* – 2007. – P. 1665–1668.

7. Каталог изделий фирмы VECTRON. – URL: <http://www.vectron.com> (дата обращения: 24.09.2010).

8. Каталог изделий фирмы RFM. – URL: <http://www.rfm.com> (дата обращения: 24.09.2010).

9. Каталог изделий фирмы TEMEX. – URL: <http://www.temex.com> (дата обращения: 24.09.2010).

10. Каталог изделий фирмы MURATA. – URL: <http://www.murata.com> (дата обращения: 24.09.2010).

АРЖАНОВ Валерий Андреевич, кандидат технических наук, доцент кафедры «Радиотехнические устройства и системы диагностики» Омского государственного университета (ОмГТУ).

НИКОНОВА Галина Сергеевна, аспирантка кафедры «Радиотехнические устройства и системы диагностики» ОмГТУ.

ДОБЕРШТЕЙН Сергей Александрович, кандидат технических наук, ведущий научный сотрудник федерального государственного унитарного предприятия «Омский научно-исследовательский институт приборостроения».

Адрес для переписки: 644050, г. Омск, пр. Мира, 11.

Статья поступила в редакцию 01.04.2011 г.

© В. А. Аржанов, Г. С. Никонова, С. А. Доберштейн

Книжная полка

Основы построения систем и сетей передачи информации : учебное пособие: учебно-справочное пособие / В. В. Ломовицкий [и др.]. – М. : Горячая линия-Телеком, 2005. – 382 с. – ISBN 5-93517-201-1.

Систематизированы сведения по вопросам построения современных систем и сетей передачи информации. Приведены основные положения и рассмотрены перспективы развития систем восстановления и управления единой сети электросвязи Российской Федерации, особенности построения первичных и вторичных сетей связи, цифровой сети с интеграцией служб. Рассмотрены основные подходы и методы оценки эффективности функционирования телекоммуникационных сетей общего пользования. Книга базируется как на уже достаточно известных сведениях и подходах к построению систем и сетей передачи информации, так и содержит оригинальный материал по особенностям построения систем связи с повышенной устойчивостью к внешним воздействиям. Для студентов, обучающихся по направлению 654400 – «Телекоммуникации», может быть полезна специалистам, занимающимся эксплуатацией средств связи.

ПЕРЕДАЧА ВИДЕОДАНЫХ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ТЕХНОЛОГИИ WiMAX

Современные алгоритмы видеокодирования отличаются производительностями источника. Поэтому актуальной является задача согласования производительности источника и пропускной способности канала. В статье показана возможность использования технологии WiMAX для передачи видеосигнала.

Ключевые слова: пропускная способность канала, производительность источника, алгоритм видеосжатия, WiMAX.

В настоящее время передача видеоданных применяется в самых разнообразных технических системах. При проектировании таких систем разработчик решает две противоположные задачи. С одной стороны, он пытается улучшить качество передаваемого изображения, а с другой – должен сокращать объем передаваемой информации с целью удешевления канала, по которому эта информация передается. Таким образом, необходим некий компромисс между качеством системы и ее стоимостью. Целью данной статьи является анализ технических возможностей для передачи видеосигнала по радиоканалу на современном этапе.

Итак, как было указано выше, мы имеем дело с источником информации, в качестве которого обычно выступает видеочасть, и с каналом передачи информации. Сначала рассмотрим источник информации.

У источника информации нас интересует только одна характеристика – производительность [1]. В табл. 1 приведены производительности наиболее часто используемых источников. Очевидно, что в настоящее время нет адекватных технических средств, позволяющих передавать такой поток информации по радиоканалу. Следовательно, необходимо использовать алгоритмы сжатия (или кодеки), которые приводят к некоторой утрате качества изображения, что является неизбежной платой за возможность передачи этого изображения по радиоканалу [2]. В табл. 2 приведены производительности наиболее часто используемых источников, где применяют сжатие информации с потерями.

Кодеки имеют целый спектр характеристик и, в зависимости от решаемой задачи, использование какого-то определенного кодека может быть оптимальным решением в одном случае и не быть оптимальным в другом. Поэтому разработчик обычно выбирает источник информации из таблицы (табл. 1) и применяет к нему кодек, представляющийся ему оптимальным. Очевидно, что разные кодеки сжимают информацию по-разному. Сравнение видеокодексов по степени сжатия было проведено лабораторией компьютерной графики и мультимедиа МГУ в мае 2010 года [3].

Результаты сравнения представлены в процентном соотношении в табл. 3, где в качестве базового использован кодек HviD.

Реализованный по стандарту MPEG-4 кодек HviD имеет различные профили кодирования, определяемые параметрами видео. Степени сжатия для каждого профиля и соответствующие значения производительностей видеоисточника приведены в табл. 4 [3].

Мы рассмотрели источник сообщения. В нашем случае, им является видеочасть с одним из рассмотренных кодексов, используемых для сжатия данных. Теперь перейдем к выбору каналообразующей аппаратуры, которая позволит передавать этот поток информации.

Так как источник видеоданных является дискретным источником сообщения, то, в соответствии с теоремой кодирования Шеннона, сообщения всякого дискретного источника могут быть закодированы сигналами на входе канала и восстановлены по сигналам на выходе канала с вероятностью ошибки, сколь угодно близкой к нулю, если производительность источника не превышает пропускной способности канала. Таким образом, возникает проблема согласования пропускной способности канала и производительности источника [1].

Обеспечить заданную скорость передачи данных позволяет технология беспроводного широкополосного доступа на основе WiMax (стандарт IEEE 802.16) [4]. На физическом уровне стандарт предусматривает три различных метода передачи данных – метод модуляции одной несущей, методы модуляции OFDM с 256 несущими и OFDMA с 2048 несущими. В зависимости от ширины канала и вида модуляции формируется широкий набор пропускных способностей канала (табл. 5, 6, 7) [4].

Следует отметить, что стандарт 802.16 поддерживает следующие виды модуляции – BPSK, QPSK, 16-QAM, 64-QAM. Двоичная фазовая манипуляция BPSK (Binary Phase Shift Keying) – самый простой вид фазовой модуляции, при которой каждый символ несет только 1 бит информации, что обуславливает наименьшую скорость передачи данных. При квадратурной фазовой

Таблица 1

Производительность видеисточника без сжатия, Мбит/с

Разрешение кадра, пиксели	Частота кадров, кадр/с		
	30 (24 цветовых бит)	24 (32 цветовых бит)	25 (32 цветовых бит)
1280×1024	900	960	1000
1280×720	633	675	703
720×576	285	304	316
640×480	211	225	234
352×576	139	148,5	155
352×288	69,6	74	77
352×240	58	62	64
320×240	53	56	58,6
176×144	17,4	18,6	19,3
160×120	13	14	14,6

Таблица 2

Производительность видеисточника после кодирования, Мбит/с

Название кодека	Разрешение кадра, пиксели × частота кадров, кадр/с	Производительность источника, Мбит/с	Коэффициент сжатия
MPEG-1	352×240×30	1,5	38,67
	352×288×25		51,33
H.261	352×288×30	0,04–2	34,8–1740
	176×144×30		8,7–435
MPEG-2	Универсальный	3–15	Нет данных
MPEG-3 не принят	Телевидение высокой четкости	20–40	Нет данных
MPEG-4	Универсальный	0,0048–20	Нет данных

Таблица 3

Производительность разных кодеков относительно HviD в процентном отношении

Название кодека	Степень сжатия
x264	60%
MainConcept AVC/H.264 Video Encoder Console Application	72%
DivX AVC/H.264 Video Encoder	75%
Intel® MediaSDK AVC/H.264 transcoder sample application	84%
Elecard AVC Video Encoder 8-bit edition	86%
XviD raw mpeg4 bitstream encoder	100%
Theora encoder	122%

манипуляции QPSK (Quadrature Phase Shift Keying) на символ приходится уже два бита информации, в связи с чем возрастает скорость передачи данных. Квадратурная амплитудная модуляция QAM (Quadrature Amplitude Modulation) позволяет передавать 4 бита информации при 16-уровневой и 6 бит при 64-уровневой модуляции, что обеспечивает высокую скорость потока данных.

Следует отметить, что не все рассмотренные схемы модуляции следует применять для передачи видеоданных в силу определенных причин. Схема BPSK не обеспечивает требуемое значение скорости

передачи данных ввиду малого значения пропускной способности и используется в основном для модуляции пилотных несущих. В свою очередь, QPSK при определенной полосе канала обеспечивает заявленную скорость передачи данных и может быть использована для передачи видеоданных с производительностью источника, не превышающей, в соответствии с теоремой кодирования, пропускную способность при данной схеме модуляции на основе рассматриваемого стандарта. В свою очередь, QAM-модуляция характеризуется повышенной скоростью передачи данных и позволяет обеспечить требуемое значение

Профили и производительность кодека HviD

Название профиля		Разрешение кадра, пиксели × частота кадров, кадр/с	Производительность без сжатия, Мбит/с	Производительность после сжатия, Мбит/с	Коэффициент сжатия
Простой	0,1	176×144×15	11,602	0,060	193,37
	2	352×288×15	46,406	0,125	371,25
	3	352×288×15	46,406	0,375	123,75
Расширенный простой	0,1	176×144×30	23,203	0,125	185,6
	2	352×288×15	46,406	0,375	123,75
	3	352×288×30	92,813	0,750	123,75
	4	352×576×30	185,625	2,930	63,35
	5	720×576×30	379,688	7,813	48,6
DivX	Карманный	176×144×15	11,602	0,525	22,1
	Портативный NTSC	352×240×30	77,344	4,740	16,34
	Портативный PAL	352×288×25	77,344	4,740	16,32
	Домашний кинотеатр NTSC	720×480×30	316,406	4,740	66,75
	Домашний кинотеатр PAL	720×576×25	316,406	4,740	66,75
	HDTV	1280×720×30	843,750	9,481	89,00

Таблица 5

Пропускная способность в режиме модуляции одной несущей, Мбит/с

Ширина канала, МГц	Пропускная способность, Мбит/с		
	QPSK	16QAM	64QAM
20	32	64	96
25	40	80	120
28	44,8	89,6	134,4

Таблица 6

Пропускная способность в режиме OFDM, Мбит/с

Скорость кодирования		1/2	1/2	3/4	1/2	3/4	2/3	3/4	
Ширина канала, МГц	T _g	BPSK		QPSK		16-QAM		64-QAM	
		6 МГц (MMDS)	1/32	2,50	5,00	7,51	10,01	15,01	20,01
1/16	2,43		4,86	7,28	9,71	14,57	19,43	21,85	
1/8	2,29		4,59	6,88	9,17	13,76	18,35	20,64	
1/4	2,06		4,13	6,19	8,26	12,38	16,51	18,58	
7 МГц (ETSI)	1/32	2,92	5,82	8,73	11,64	17,45	23,27	26,18	
	1/16	2,82	5,65	8,47	11,29	16,94	22,59	25,41	
	1/8	2,67	5,33	8,00	10,67	16,00	21,33	24,00	
	1/4	2,40	4,80	7,20	9,60	14,40	19,20	21,60	
20 МГц (U-NII)	1/16	8,13	16,26	24,40	32,53	48,79	65,05	73,19	
	1/8	7,68	15,36	23,04	30,72	46,08	61,44	69,12	
	1/4	6,91	13,82	20,74	27,65	41,47	55,30	62,21	

T_g — длительность защитного интервала передаваемого символа в долях от длительности его полезной части

Таблица 7

Пропускная способность в режиме OFDMA, Мбит/с

Скорость кодирования		1/2	3/4	1/2	3/4	2/3	3/4
Ширина канала, МГц	T _g	QPSK		16-QAM		64-QAM	
		6 МГц (MMDS)	1/32	4,99	7,48	9,97	14,96
1/16	4,84		7,26	9,68	14,52	19,36	21,78
1/8	4,57		6,86	9,14	13,71	18,29	20,57
1/4	4,11		6,17	8,23	12,34	16,46	18,51
7 МГц (ETSI)	1/32	5,82	8,73	11,64	17,45	23,27	26,18
	1/16	5,65	8,47	11,29	16,94	22,59	25,41
	1/8	5,33	8,00	10,67	16,00	21,33	24,00
	1/4	4,80	7,20	9,60	14,40	19,20	21,60

T_g — длительность защитного интервала передаваемого символа в долях от длительности его полезной части

и как следствие — повышает чувствительность системы к шуму. Таким образом, для высокоуровневой QAM-модуляции характерны ошибки демодуляции, что выражается в повышенном требовании к параметру SNR (Signal to Noise Ratio — отношение сигнал/шум).

Таким образом, так как нижняя граница заявленной пропускной способности составляет 9,5 Мбит/с, то для передачи данных может быть рекомендован OFDM режим с характерной шириной канала 20 МГц и модуляцией QPSK, обеспечивающей необходимую скорость передачи данных.

скорости передачи данных, однако, большое число уровней амплитуды сигнала на констелляционной диаграмме повышает вероятность неразличимости двух уровней, расположенных близко друг к другу,

1. Финк, Л. М. Теория передачи дискретных сообщений [Текст] / Л. М. Финк. — 2-е изд., перераб. и доп. — М.: Советское радио, 1970. — 728 с.
2. Ватолин, Д. Методы сжатия данных. Устройство архиваторов, сжатие изображений и видео [Текст]: учеб.-справоч. пособие / Д. Ватолин, А. Ратушняк, М. Смирнов, В. Юкин. — М.: ДИАЛОГ-МИФИ, 2003. — 384 с. — ISBN 5-86404-170-x
3. Dr. Dmitriy Vatolin, Dr. Dmitriy Kulikov, Alexander Parshin. MPEG-4 AVC/H.264 Video Codecs Comparison [Электронный ресурс] / Все о сжатии. — Электрон. текстовые дан. — М.: compression.ru/, 2002. — Режим доступа: http://compression.ru/video/codec_comparison/h264_2010 (дата обращения: 21.01.11).

4. IEEE Standard for Local and metropolitan area networks. Part 16: Air Interface for Fixed Broadband Wireless Access Systems, 2004.

ГРИЦУТЕНКО Станислав Семёнович, кандидат технических наук, доцент кафедры «Системы передачи информации».

КВИТКОВА Елена Борисовна, аспирантка кафедры «Системы передачи информации».

МАРКОВА Елена Игоревна, аспирантка кафедры «Автоматика и системы управления».

Адрес для переписки: e-mail: e-kvitka@mail.ru

Статья поступила в редакцию 17.03.2011 г.

© С. С. Грицутенко, Е. Б. Квиткова, Е. И. Маркова

Книжная полка

УДК 621.37/39/Ш71

Шмаков, С. Б. Энциклопедия радиолюбителя. Современная элементная база [Текст] / С. Б. Шмаков. — СПб.: Наука и техника, 2010. — 382 с. — ISBN 978-5-94387-830-5.

Справочник обобщает сведения по современной элементарной базе, которую используют радиолюбители в своем творчестве или при ремонте бытовой аппаратуры. Электронные компоненты рассматриваются в систематизированных разделах: характеристики, принцип действия, цветовая и кодовая маркировка, обозначения в схемах, рекомендуемые аналоги.

Денисенко, А. Н. Сигналы. Теоретическая радиотехника : справочное пособие / А. Н. Денисенко. — М.: Горячая линия-Телеком, 2005. — 704 с. — ISBN 5-93517-214-3.

В сжатой, приемлемой для инженерной и исследовательской практики форме обобщены и достаточно полно изложены методы анализа детерминированных сигналов (часть 1) и случайных сигналов и шумов (часть 2), используемые в теоретической радиотехнике. В каждом разделе теоретическая часть заканчивается расчетными выражениями и примерами расчета по ним. Для инженеров и исследователей, работающих в области радиотехники, преподавателей, студентов старших курсов радиотехнических факультетов вузов, аспирантов.

Шахтарин, Б. И. Случайные процессы в радиотехнике : учебное пособие / Б. И. Шахтарин. — М.: Горячая линия-Телеком, 2010. — 520 с. — ISBN 978-5-9912-0154-4.

Излагаются основы статистической радиотехники. Приводятся данные по различным случайным процессам, их воздействию на линейные радиотехнические устройства. Представлены специальные случайные процессы $AP(p)$, $CC(q)$, $APCC(p, q)$. Рассмотрены оптимальные фильтры случайных сигналов и помех (согласованный, фильтры Винера, Калмана), а также основы нелинейной оптимальной фильтрации Стратоновича, включая расширенные фильтры Калмана. Анализ и синтез фильтров проводится для непрерывных и дискретных процессов и систем. Книга содержит много примеров. Для студентов старших курсов, обучающихся по радиотехническим специальностям, и аспирантов. Может быть полезна преподавателям, читающим соответствующие курсы.

Ерофеев, А. А. Теория автоматического управления : учебник для вузов / А. А. Ерофеев. — М.: Политехника, 2008. — 302 с. — ISBN 978-5-7325-0903-8.

Учебник соответствует программе курса лекций по теории автоматического управления для бакалавров. Содержит основные идеи и представления о классической и современной теории управления. Отражен образовательный стандарт курса в рамках концепции «модели—анализ—синтез». Изложение доведено до алгоритмических процедур и охватывает в едином плане теорию управления с ориентацией на многомерность — теорию всех типов систем (непрерывных, дискретных, в том числе и особых). Учебник предназначен для студентов вузов, а также может быть полезен для инженеров и аспирантов.

Каганов, В. И. Радиотехника : учебное пособие / В. И. Каганов. — М.: Academia, 2006. — 352 с. — ISBN 5-7695-2271-2.

Изложены принципы функционирования систем радиосвязи, радиовещания, радиолокации, радионавигации, радиоуправления, телевидения. Рассмотрены основы работы электронных приборов, радиопередатчиков, радиоприемников и СВЧ устройств. Приведены сведения из истории радиотехники, рассказано об ученых, изобретателях и инженерах, внесших наиболее весомый вклад в развитие этой науки. Для студентов средних профессиональных учебных заведений. Может быть полезно широкому кругу читателей.