

В. Федчуи.

На правах рукописи

Федчук Андрей Александрович

**ФОРМИРОВАНИЕ И ПРИЕМ РАДИОСИГНАЛОВ
С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ
КВАДРАТУРНЫХ СХЕМ ПРЕОБРАЗОВАНИЯ ЧАСТОТЫ**

**Специальность 05.12.04 – Радиотехника,
в том числе системы и устройства телевидения**

АВТОРЕФЕРАТ

**диссертации на соискание ученой степени
кандидата технических наук**

Таганрог – 2010

Работа выполнена на кафедре Радиоэлектронных средств защиты и сервиса (РЭС ЗИС) Технологического института Федерального государственного автономного образовательного учреждения высшего профессионального образования "Южный федеральный университет" Министерства образования и науки Российской Федерации.

Научный руководитель:

Румянцев Константин Евгеньевич,
доктор технических наук, профессор

Официальные оппоненты:

Федосов Валентин Петрович,
доктор технических наук, профессор,
Технологический институт
Южного федерального университета,
г. Таганрог

Сучков Петр Валентинович,
кандидат технических наук, доцент,
Южно-Российский государственный
университет экономики и сервиса,
г. Шахты

Ведущая организация:

ФГУП ВНИИ «ГРАДИЕНТ»,
г. Ростов-на-Дону

Защита состоится "9" сентября 2010 г. в 14 часов 20 минут на заседании диссертационного совета Д 212.208.20 при Южном федеральном университете в Технологическом институте по адресу:
Ростовская область, г. Таганрог, пер. Некрасовский, 44, ауд. Д-406.

С диссертацией можно ознакомиться в зональной научной библиотеке Южного федерального университета по адресу:
г. Ростов-на-Дону, ул. Пушкинская, 148.

Просим Вас прислать отзыв, заверенный гербовой печатью учреждения, по адресу:
347928, ГСП-17, Ростовская область, г. Таганрог, пер. Некрасовский, 44, Технологический институт Южного федерального университета Ученому секретарю Совета.

Автореферат разослан "7" сентября 2010 г.

Ученый секретарь
диссертационного совета Д 212.208.20
кандидат технических наук, доцент



В.В. Савельев

2010A
18659

ОБЩАЯ ХАРАКТЕРИСТИКА РАБОТЫ

Актуальность темы. В настоящее время в радиотехнике широко используются цифровые радиосистемы передачи информации (ЦРСПИ).

Внедряемое 4-е поколение мобильной (сотовой) связи (технология LTE), цифровое телевидение (технологии DVB, ISDB, DTMB), цифровое радиовещание (технологии DRM, DAB, IVOC), ЦРСПИ локальных сетей (технология WiFi – стандарты IEEE 802.11a/g/n), системы мобильного и фиксированного радиодоступа (технология WiMAX – стандарты IEEE 802.16d/e), многие системы фиксированного радиодоступа миллиметрового диапазона и цифровые радиорелейные системы предполагают использование радиосигналов с мультиплексированием с разделением по ортогональным частотам (OFDM). Также в современных ЦРСПИ часто обрабатываются групповые радиосигналы с двухпозиционной частотной манипуляцией (ДЧМ), фазовой (ФМ) и квадратурной амплитудной (КАМ) манипуляциями, в частности, в базовых станциях систем мобильной (сотовой) связи 2-го/3-го поколений. Большинство из перечисленных технологий и систем предназначены в основном для работы в диапазоне сверхвысоких частот и используют радиосигналы с полосами частот от единиц-десятков мегагерц до единиц гигагерц.

В передатчиках и приемниках, использующих OFDM-радиосигналы или групповые радиосигналы, наиболее часто применяется техника прямого преобразования (ПП), а в ней чаще всего применяются аналоговые квадратурные схемы преобразования частоты (АКСПЧ) – квадратурные модуляторы (КМ) и квадратурные демодуляторы (КД). Квадратурные OFDM-сигналы и квадратурные групповые сигналы формируют в цифровом виде, и они уже представляют собой модулированные сигналы, поэтому впоследствии с помощью них в КМ выполняется преобразование частоты квадратурных сигналов с одной боковой полосой (ПЧ-ОБП) с помощью двухфазного метода (ДФМ). При приеме OFDM-радиосигналов или групповых радиосигналов в КД выполняется их квадратурное преобразование на нулевую промежуточную частоту (ПЧ), а впоследствии выполняется цифровая обработка сигналов (ЦОС).

При реализации ПЧ-ОБП наличие амплитудного и фазового дисбаланса квадратурных каналов КМ приводит к формированию бесполезного излучения остатка второй боковой полосы (ВБП) радиосигнала. При реализации преобразования радиосигнала на нулевую ПЧ наличие амплитудного и фазового дисбаланса квадратурных каналов КД приводит в дальнейшем к исполному подавлению сигнала зеркального канала (ЗК). Выпускаемые интегральные микросхемы (ИМС) КМ и КД не всегда обеспечивают точность баланса квадратурных каналов, необходимую для реализации радиопередатчиков и радиоприемников современных ЦРСПИ с заданными характеристиками.

Проведенные исследования позволяют заключить, что разработка новых методов формирования и приема радиосигналов современных ЦРСПИ, использующих АКСПЧ, для уменьшения бесполезного излучения остатка ВБП при повышающем преобразовании частоты и уменьшения остатка сигнала ЗК при понижающем преобразовании частоты, а также разработка методов коррекции дисбаланса квадратурных сигналов КМ и КД являются актуальными научными задачами.

Применение методов коррекции дисбаланса квадратурных сигналов (обычно в виде ЦОС) совместно с ДФМ при формировании и приеме радиосигналов не является единственно возможным вариантом решением описанной проблемы. Можно пойти по пути разработки или использования других методов ПЧ-ОБП, позволяющих при таких же АКСПЧ достичь более низкого относительного уровня остатка ВБП или сигнала ЗК. В теории однополосной модуляции (ОМ) известен фазофильный метод (ФФМ), использующий для формирования радиосигналов КМ, а КД – для их приема (Е.Г. Момот, Д.К. Уивер мл.), и который подходит для этой цели.

Однако современный уровень знаний оставляет нерешенным вопрос о возможности использования ФФМ для формирования и приема радиосигналов современных ЦРСПИ. Для ФФМ не исследовано влияния дисбаланса квадратурных сигналов на радиосигналы, как при их формировании, так и при их приеме. Нет соответствующих ФФМ моделей дисбаланса квадратурных сигналов и методов его коррекции, а также для него не описана обработка квадратурных модулирующих сигналов. Ряд недостатков ФФМ ставит вопрос о разработке нового метода ПЧ-ОБП лишённого их, но обладающего его преимуществами.

РОС. НАЦИОНАЛЬНАЯ
БИБЛИОТЕКА
С.-Петербург
03 2010 акт 747

Целью диссертации является уменьшение внеполосного излучения остатка ВБП и уменьшение остатка сигнала ЗК путем разработки нового метода ПЧ-ОБП и новых методов коррекции дисбаланса квадратурных сигналов АКСПЧ.

Объектом исследования являются методы ПЧ-ОБП, методы коррекции дисбаланса квадратурных сигналов АКСПЧ, а также устройства их реализующие.

Предметом исследования является формирование радиосигналов с помощью ПЧ-ОБП и коррекция дисбаланса квадратурных сигналов АКСПЧ.

Для достижения поставленной цели необходимо решить следующие частные задачи:

- 1) провести анализ существующих в теории ОМ методов ПЧ-ОБП и установить перспективные направления для уменьшения внеполосного излучения остатка ВБП;
- 2) разработать и исследовать новый метод ПЧ-ОБП, обеспечивающий отсутствие внеполосного излучения остатка ВБП в сформированном радиосигнале;
- 3) показать возможность прямого формирования промежуточных квадратурных сигналов нового метода ПЧ-ОБП и ФФМ для осуществления ПЧ-ОБП;
- 4) показать возможность применения ФФМ для формирования и приема радиосигналов современных ЦРСПИ;
- 5) показать применимость существующих моделей дисбаланса квадратурных сигналов АКСПЧ и методов его коррекции для нового метода ПЧ-ОБП и ФФМ;
- 6) разработать новые модели дисбаланса квадратурных сигналов АКСПЧ и методы его коррекции для нового метода ПЧ-ОБП и ФФМ;
- 7) провести исследования по практической реализации разработанных и исследованных методов и устройств на их основе.

Методы исследования. Для решения поставленных в работе задач использованы методы теории формирования и приема радиосигналов, численные методы, математические расчеты применительно к реальным характеристикам радиосигналов, методы математического моделирования с применением ЭВМ, а также экспериментальные исследования.

Основные научные положения, выдвигаемые для защиты:

- 1) устранение внеполосного излучения остатка ВБП в радиосигнале возможно путем преобразования на нулевую среднюю частоту первичных квадратурных сигналов с одной боковой полосой с получением промежуточных квадратурных сигналов и последующего преобразования частоты этих сигналов с одной боковой с получением заданного радиосигнала;
- 2) прямое формирование промежуточного квадратурного OFDM-сигнала возможно путем формирования относительно нулевой частоты двух OFDM-сигналов, представляющие нижнюю и верхнюю части спектра первичного квадратурного OFDM-сигнала относительно его средней частоты с последующим их объединением в единый квадратурный сигнал; прямое формирование промежуточных квадратурных групповых сигналов возможно путем формирования одноканальных квадратурных сигналов на их промежуточных частотах из первичных квадратурных или модулирующих сигналов с последующим объединением в единый квадратурный сигнал;
- 3) модель дисбаланса сигналов АКСПЧ заключается в раздельном описании дисбаланса при преобразовании частоты сигналов двух половин спектра первичного преобразуемого сигнала относительно частоты преобразования, используемой до/в КМ/КД;
- 4) при осуществлении нового метода ПЧ-ОБП и ФФМ коррекция дисбаланса квадратурных сигналов АКСПЧ при дисбалансе выходных каналов фазовращателя КМ/КД возможна путем создания дисбаланса сигналов частоты низкочастотного преобразования или путем создания дисбаланса преобразуемых/преобразованных сигналов низкочастотного преобразования; коррекция дисбаланса квадратурных сигналов АКСПЧ при дисбалансе входных/выходных каналов КМ/КД возможна путем создания дисбаланса преобразуемых/преобразованных сигналов низкочастотного преобразования;
- 5) при реализации нового метода ПЧ-ОБП и ФФМ искажения от сигнала остатка ВБП в формируемых радиосигналах можно представить как ошибку модуляции.

Научная новизна работы состоит в следующем:

1. Разработан и исследован новый метод ПЧ-ОБП, обеспечивающий отсутствие внеполосного излучения остатка ВБП в сформированном радиосигнале;

2. Разработаны методы прямого формирования промежуточных квадратурных OFDM-сигналов и промежуточных групповых квадратурных КАМ- и ДЧМ-сигналов нового метода ПЧ-ОБП и ФФМ для осуществления ПЧ-ОБП;

3. Разработан вариант реализации ФФМ для осуществления ПЧ-ОБП с обработкой квадратурных модулирующих сигналов;

4. Разработаны модели дисбаланса сигналов АКСПЧ для нового метода ПЧ-ОБП и ФФМ и разработаны соответствующие методы коррекции дисбаланса квадратурных сигналов.

5. Получены аналитические выражения для описания искажений в сформированных и принимаемых радиосигналах с цифровыми видами модуляций при осуществлении нового метода ПЧ-ОБП и ФФМ.

Практическая ценность работы заключается в следующем:

1. Разработано устройство «Формирователь однополосного сигнала», защищенное патентом на полезную модель 70060 РФ, формирующее радиосигнал с ОМ без внеполосного излучения остатка ВБП, используя для этого новый метод ПЧ-ОБП;

2. Разработано устройство «Формирователь группового радиосигнала», защищенное патентом на полезную модель 75121 РФ, формирующее OFDM-радиосигнал или групповой радиосигнал без внеполосного излучения остатка ВБП с помощью усовершенствованной схемы ФФМ, адаптированной к обработке квадратурных модулирующих сигналов;

3. Разработано устройство «Формирователь группового сигнала», защищенное патентами на полезную модель 75121 РФ и 75810 РФ, формирующее OFDM-радиосигнал или групповой радиосигнал без внеполосного излучения остатка ВБП, используя для этого новый метод ПЧ-ОБП;

4. Разработаны технические решения формирователей промежуточных квадратурных OFDM-сигналов и промежуточных групповых квадратурных КАМ- и ДЧМ-сигналов для осуществления ПЧ-ОБП с помощью КМ без внеполосного излучения остатка ВБП;

5. Разработано техническое решение реализации нового метода ПЧ-ОБП с двумя КМ, позволяющее осуществлять фильтрацию внутрисполосного остатка ВБП конечного радиосигнала;

6. Разработаны технические решения коррекции дисбаланса квадратурных сигналов при формировании и приеме радиосигналов с помощью нового метода ПЧ-ОБП и ФФМ;

7. Показана применимость нового метода ПЧ-ОБП и ФФМ для формирования и приема OFDM-радиосигналов и для формирования групповых КАМ- и ДЧМ-радиосигналов современных ЦРСПИ без коррекции дисбаланса квадратурных сигналов существующих АКСПЧ;

8. Описана методика определения дисбаланса квадратурных сигналов для осуществления коррекции дисбаланса квадратурных сигналов при реализации нового метода ПЧ-ОБП и ФФМ.

Внедрение результатов работы. Результаты диссертационной работы использовались в НИОКР ООО Фирма «Анкад», г. Москва и в ОКР ОАО Московское конструкторское бюро «Компас», г. Москва.

Апробация работы. Основные положения диссертационной работы докладывались и обсуждались на научно-технических конференциях: III Ежегодной научной конференции студентов и аспирантов базовых кафедр Южного научного центра РАН (г. Таганрог, 19 апреля 2007 г.); XIV Международной научно-практической конференций студентов и аспирантов «Радиоэлектроника, электротехника и энергетика» (г. Москва, 28-29.02.2008 г.); XVII Международной научно-технической конференции «Современное телевидение» (г. Москва, 17-18 марта 2009 г.); XI Международной Конференции и Выставке «Цифровая обработка сигналов и ее применение – DSPA-2009» (г. Москва, 2009 г.).

Публикации. Основные положения диссертационной работы отражены в 10 печатных работах, из них 3 статьи, опубликованные в ведущих рецензируемых научных журналах, определенных ВАК для изложения основных научных результатов: «Журнал научных публикаций аспирантов и докторантов» (1 статья, 2007 г.), «Известия ЮФУ. Технические науки» (2 статьи, 2009 г.). Также 1 статья опубликована в электронном научном журнале «Журнал радиоэлектроники» (2010 г.), а 2 из указанных печатных работ опубликованы в сборниках материалов всероссийских и международных конференций: «Труды 17-й Международной научно-технической конференции «Современное телевидение», Москва, 2009 г. и «Труды 11-й Международной конференции «Цифровая обработка сигналов и ее применение – DSPA-2009», Москва, 2009 г. По материалам работы получены 3 патента РФ на полезные модели.

Все основные научные результаты, приведенные в диссертации, получены автором лично.

Структура диссертационной работы. Диссертация состоит из введения, пяти глав, заключения, списка используемой литературы и приложений. Общий объем диссертационной работы составляет 220 страниц, включая 90 иллюстраций и 21 таблицу, список литературы состоит из 165 наименований на 10 листах, в том числе 11 работ автора, отражающих материалы диссертации.

СОДЕРЖАНИЕ РАБОТЫ

Во введении приведена общая характеристика работы, обоснована актуальность темы, определены цель, предмет и объект исследований, сформулирована научная задача, на решение которой направлена диссертационная работа, приведены научная новизна и практическая значимость результатов работы, а также представлены основные научные положения и наиболее существенные научные результаты, выдвигаемые для защиты.

В первой главе рассматриваются формирование, обработка и свойства информационных (модулирующих) сигналов, представленных в виде квадратурных сигналов. Даны определения первичных OFDM-сигналов, первичных групповых OFDM-, КАМ- и ДЧМ-сигналов в виде аналитических выражений. Рассмотрены устройства обработки квадратурных сигналов в современных ЦРСП и принципы их работы. Проведен анализ существующих в теории ОМ методов ПЧ-ОБП и методов подавления ЗК, проблемы дисбаланса квадратурных сигналов, а также осуществлена постановка научной задачи диссертации.

Квадратурными будет считать пару сигналов, описываемых выражениями:

$$I_0(t) = A(t) \cos \varphi(t), \quad (1)$$

$$Q_0(t) = A(t) \sin \varphi(t), \quad (2)$$

где функция $A(t)$ – представляет амплитуду модулирующего сигнала, а функция $\varphi(t)$ – фазу модулирующего сигнала. Вещественный модулирующий сигнал $u_0(t)$ в данном случае также описывается выражением (1) и представляется в виде произведения двух функций $A(t)$ и $\cos \varphi(t)$, являющихся случайными. Сигнал $I_0(t)$ называется синфазным сигналом (синфазной частью), сигнал $Q_0(t)$ – квадратурным сигналом (квадратурной частью). Квадратурным сигналом часто называют и пару этих сигналов.

Первичный групповой КАМ-сигнал можно записать в виде:

$$G_{КАМ}(t) = \sum_{k=0}^{N-1} C_k(t) \cos[(\omega_0 + k\Delta\omega)t + \varphi_k(t)], \quad (3)$$

где $C_k(t) = \sqrt{I_k^2(t) + Q_k^2(t)}$, $\varphi_k(t) = \arctg[Q_k(t)/I_k(t)]$, $I_k(t)$ – синфазная компонента модулирующего сигнала k -го канала, а $Q_k(t)$ – квадратурная компонента модулирующего сигнала k -го канала, $\Delta\omega$ – частотный разнос между каналами (сетка частот); N – число несущих частот (число каналов, число одноканальных КАМ-сигналов), ω_0 – круговая частота первой несущей частоты. Сигналы с ФМ-2 и ФМ-4 являются частными случаями КАМ-сигнала.

Первичный OFDM-сигнал можно представить в комплексном виде:

$$\hat{S}_n = \sum_{k=0}^{N-1} C_k(nT) \exp(j2\pi knT/\tau), \quad (4)$$

где N – число несущих в OFDM-сигнале, а первичный групповой OFDM-сигнал можно записать в комплексном виде:

$$\hat{G}_{OFDM}(nT) = \sum_{l=0}^{L-1} \left\{ \sum_{k=0}^{N-1} C_{k,l}(nT) [\cos(\omega_0 + l\Delta\omega + 2\pi k/\tau)nT] + j \sum_{k=0}^{N-1} C_{k,l}(nT) [\sin(\omega_0 + l\Delta\omega + 2\pi k/\tau)nT] \right\}, \quad (5)$$

где $C_{k,l}(nT)$ – модулирующий символ КАМ k -й несущей; τ – длительность модулирующих символов КАМ; T – интервал дискретизации; L – число каналов (число одноканальных OFDM-сигналов), N – число несущих частот в одноканальном OFDM-сигнале; l – номер канала; ω_0 – круговая частота первой несущей частоты.

Первичный групповой ДЧМ-сигнал можно записать в виде:

$$G_{\text{ДЧМ}}(t) = \sum_{k=0}^{N-1} \{ [1 - \lambda_k(t)] A_k \cos[(\omega_0 - \omega_{\text{ДЧВ}} + k\Delta\omega)t] + \lambda_k(t) A_k \cos[(\omega_0 + \omega_{\text{ДЧВ}} + k\Delta\omega)t] \}. \quad (6)$$

где $\lambda_k(t)$ – значение информационного бита (0 или 1) k-го канала; A_k – амплитуда k-го канала; $\omega_{\text{ДЧВ}}$ – девиация частоты; N – число каналов (число одноканальных ДЧМ-сигналов).

Квадратурные дополнения (Q) первичных сигналов можно получить, произведя сдвиг их фазы на 90 градусов. Первичные групповые сигналы считаем широкополосными сигналами, спектры которых расположены только в положительной области частот в окрестностях нулевой частоты, по аналогии с первичным OFDM-сигналом.

Распространенным вариантом формирования радиосигналов является ПЧ-ОБП с помощью КМ (рисунок 1, а) при реализации ДФМ. Распространенным вариантом приема радиосигналов является их преобразование на нулевую ПЧ с помощью КД (рисунок 1, б). На рисунке 1 введены обозначения: П – умножитель; ФВ – фазовращатель; С – сумматор, Г – вход сигнала генератора (гетеродина), I/Q – входы/выходы квадратурных каналов КМ/КД.

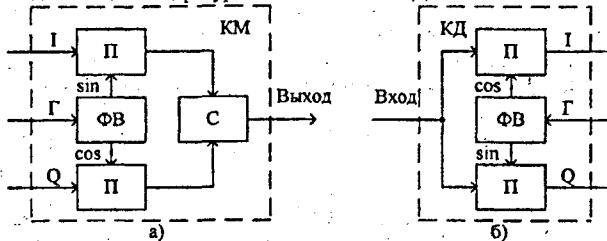


Рисунок 1

ДФМ и ФМ являются двумя методами известными в теории ОМ, реализующимися с помощью КМ и КД. При ДФМ синфазная (I) и квадратурная (Q) компоненты модулирующего сигнала (рисунок 2, а), подаваемые на КМ с помощью соответственно I/Q компонент гармонического сигнала с частотой F_{Γ} преобразуются на эту несущую частоту. Нижние боковые полосы (БП) в полученных двух сигналах противофазны и уничтожаются при сложении в сумматоре КМ, в результате чего получается требуемый полезный радиосигнал, но амплитудный и фазовый дисбаланс квадратурных каналов КМ приводит к формированию остатка ВБП (рисунок 2, б).

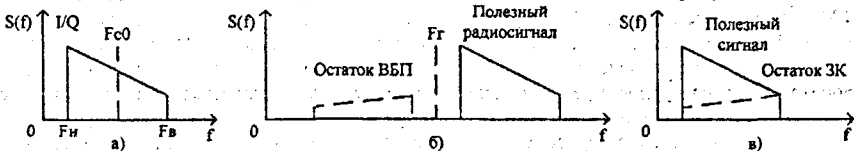


Рисунок 2.

В КД полезный радиосигнал вместе с сигналом ЗК с помощью такого же гармонического сигнала F_{Γ} преобразуются в квадратурные сигналы нулевой ПЧ. Ненужные высокочастотные (ВЧ) компоненты этих сигналов фильтруются. При сдвиге одного квадратурного сигнала на 90 градусов относительно второго сигнала непосредственно или в процессе демодуляции сигнала и их сложении выделяется полезный (или демодулированный) сигнал. Амплитудный и фазовый дисбаланс квадратурных каналов КД приводит к получению остатка сигнала ЗК (рисунок 2, в).

Подавления ВБП или ЗК (обычно 30...40 дБ) недостаточно для формирования (требуется ~40...120 дБ) или присма (требуется обычно не менее 60 дБ) радиосигналов современных ЦРСПИ.

Схема устройства, реализующего ФМ, показана на рисунке 3.

Сначала в П1 и П2 происходит квадратурное преобразование вещественного модулирующего сигнала на нулевую среднюю частоту с помощью I/Q компонент гармонического сигнала генератора низкой частоты (ГНЧ). Частота его равна средней частоте в спектре модулирующего сигнала (рисунки 4, а и 4, б).

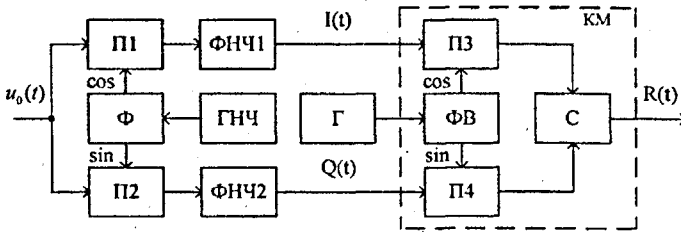


Рисунок 3

Выделение нижних БП (рисунки 4, в и 4, г) из сигналов данного преобразования производится с помощью фильтров нижних частот (ФНЧ), в результате получают промежуточные квадратурные сигналы $I(t)$ и $Q(t)$. Затем, при квадратурном преобразовании с помощью соответственно I/Q компонент гармонического сигнала частоты F_{Γ} на эту среднюю частоту в КМ ВБП формируется внутри спектра полезного радиосигнала $R(t)$ (рисунки 4, д и 4, е) и ее остаток в сформированном радиосигнале (рисунок 4, ж) не приводит к формированию внеполосного излучения.

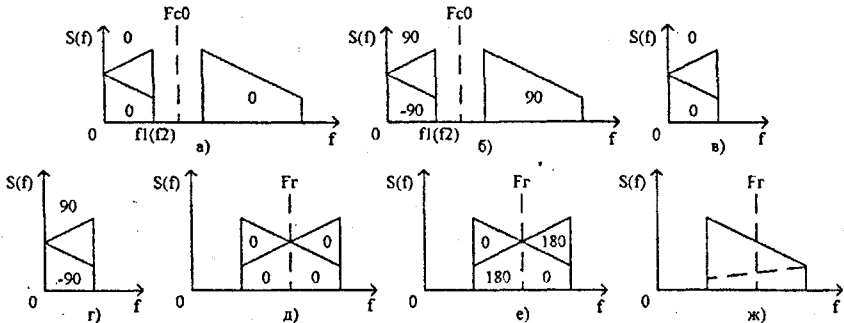


Рисунок 4

ФФМ обеспечивает меньший уровень внеполосного излучения, особенно при цифровой фильтрации ФНЧ, не зависящий от дисбаланса квадратурных каналов в КМ, по сравнению с ДФМ. Прием радиосигнала с помощью ФФМ происходит обратно формированию радиосигнала. Сначала в КД происходит квадратурное преобразование принимаемого радиосигнала на нулевую среднюю частоту (рисунки 4, а и 4, б). ВЧ компоненты этого преобразования фильтруются (рисунки 4, в и 4, г). Затем происходит квадратурное преобразование полученных сигналов с помощью соответственно I/Q компонент гармонического сигнала частоты F_{C0} на эту среднюю частоту (рисунки 4, д и 4, е, вместо $F_{\Gamma} - F_{C0}$). Сигнал ЗК является инверсией спектра полезного сигнала, при сложении 2-х сигналов полезный сигнал будет с остатком ЗК (рисунок 4, ж).

Во второй главе описана разработка нового метода ПЧ-ОБП – каскадного двухфазного метода (КДФМ). Вместо схем фильтрового метода в ФФМ (рисунок 3) для выделения БП можно использовать схемы ДФМ. Здесь сначала происходит выделение БП с помощью ДМ при квадратурном преобразовании модулирующего сигнала на нулевую среднюю частоту, а затем происходит выделение БП с помощью ДФМ при квадратурном преобразовании полученного сигнала на несущую частоту. На рисунке 5, а показана структурная схема устройства, реализующего КДФМ, где введены обозначения: В1, В2 – вычитатели; $\varphi_{01} \dots \varphi_{04}$ – фазы сигнала ПЧ. Все варианты КДФМ, получающие сигнал с верхней БП, приведены в таблице 1 и приводят к результатам (в частности, $I(t)$ и $Q(t)$), аналогичным ФФМ. Дополнительно к рисунку 5, а для получения радиосигнала с ОМ используется фазовращатель для получения квадратурного сигнала из вещественного (патент №70060), для получения OFDM- или группового радиосигнала используется модулятор первичного квадратурного сигнала (патенты №75121 и №75810) по выражениям (3) – (6).

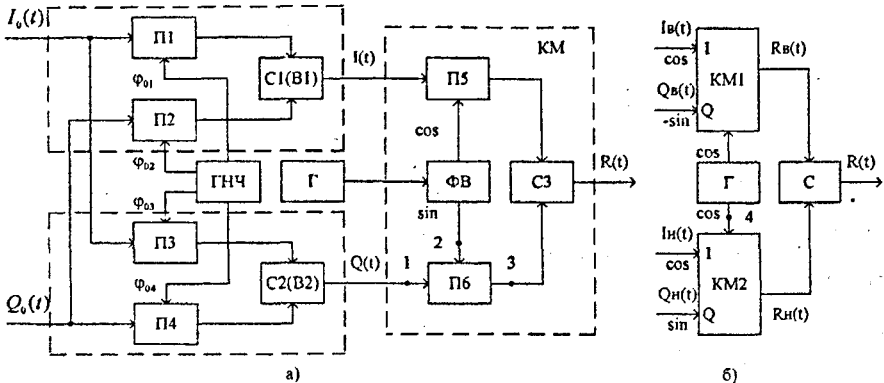


Рисунок 5

Таблица 1

Комбинация сумматоров и вычитателей	Соотношение фаз $\varphi_{01} / \varphi_{02} / \varphi_{03} / \varphi_{04}$, градусов	Вариант сложения или вычитания сигналов перемножителей П1...П4
С1, С2	0/90/90/180	П1+П2, П3+П4
С1, В2	0/90/90/0	П1+П2, П3-П4
С1, В2	0/90/-90/180	П1+П2, П4-П3
В1, С2	0/-90/90/180	П1-П2, П3+П4
В1, С2	180/90/90/180	П2-П1, П3+П4
В1, В2	0/-90/90/0	П1-П2, П3-П4
В1, В2	0/-90/-90/180	П1-П2, П4-П3
В1, В2	180/90/90/0	П2-П1, П3-П4
В1, В2	180/90/-90/180	П2-П1, П4-П3

При использовании С1, С2, сигналы с их выходов и с выходов П1, П3, П5, П6 и С3 совпадают с сигналами показанными соответственно рисунками 4, в, г, а, б, д-ж. Спектры сигналов с выходов П2 и П4 имеют противоположную фазу верхних БП по сравнению с сигналами, показанными соответственно рисунками 4, а и 4, б. Получение промежуточных квадратурных сигналов I(t) и Q(t) и радиосигнала R(t) можно описать выражениями:

$$I(t) = A(t) \cos[\varphi(t)] \cos[2\pi F_{C0}t] + A(t) \sin[\varphi(t)] \sin[2\pi F_{C0}t]. \quad (7)$$

$$Q(t) = A(t) \cos[\varphi(t)] \sin[2\pi F_{C0}t] - A(t) \sin[\varphi(t)] \cos[2\pi F_{C0}t]. \quad (8)$$

$$R(t) = I(t) \cos[2\pi F_{\Gamma}t] + Q(t) \sin[2\pi F_{\Gamma}t] = A(t) \cos[2\pi(F_{\Gamma} - F_{C0})t + \varphi(t)]. \quad (9)$$

Спектр сформированного радиосигнала R(t) является сдвинутой на среднюю частоту F_{Γ} копией спектра модулирующего сигнала (несущая частота $F_{\Gamma} - F_{C0}$).

Промежуточные квадратурные сигналы в соответствии с (3) – (6) в общем случае получаются сдвигом спектров первичных квадратурных сигналов вниз по частоте на величину F_{Ck} , в частности, на F_{C0} , в соответствии с КДФМ и ФФМ.

Представим промежуточный квадратурный OFDM-сигнал в виде комплексного сигнала:

$$\hat{S}_0(nT_1) = \sum_{k=0}^{N-1} C_k[nT_1] \cos[2\pi(k-m)nT_1/\tau] - jC_k[nT_1] \sin[2\pi(k-m)nT_1/\tau], \quad (10)$$

где M – число всех несущих частот в этом сигнале; здесь F_{Ck} – одна из ортогональных частот первичного OFDM-сигнала; $m = F_{Ck} / f_1$; $T_1 \geq 1 / [2f_1(M-1)]$ – интервал дискретизации f_1 – первая ортогональная частота.

Тогда прямое формирование (без преобразования частоты) этого сигнала представим в виде суммы двух квадратурных OFDM-сигналов (в комплексном виде):

$$\hat{S}_1(nT_1) = \sum_{k=0}^{N-m-1} C_{k+m}[nT_1] \cos[2\pi knT_1/\tau] - j \sum_{k=0}^{N-m-1} C_{k+m}[nT_1] \sin[2\pi knT_1/\tau], \quad (11)$$

$$\hat{S}_2(nT_1) = \sum_{k=0}^m C_{m-k}[nT_1] \cos[2\pi knT_1/\tau] + j \sum_{k=0}^m C_{m-k}[nT_1] \sin[2\pi knT_1/\tau], \quad (12)$$

где нулевая частота модулируется только в одном сигнале.

Схема синтезированного по выражениям (11) и (12) устройства, формирующего OFDM-радиосигнал, приведена на рисунке 6. В OFDM-модуляторе-1 формируется верхняя половина от спектра первичного квадратурного OFDM-сигнала, а в OFDM-модуляторе-2 – нижняя. Синфазные и квадратурные компоненты складываются соответственно в цифровых сумматорах ЦС1 и ЦС2 и преобразуются в цифроаналоговых преобразователях (ЦАП1 и ЦАП2) в аналоговый вид.

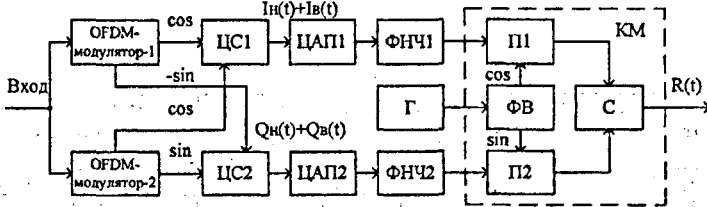


Рисунок 6

Прямое формирование промежуточного группового квадратурного OFDM-сигнала можно представить как сумму первичных одноканальных квадратурных OFDM-сигналов, преобразованных каждый на свою промежуточную частоту $\omega_{ПЧ} = \omega_0 + k\Delta\omega - 2\pi F_{Ck}$ в виде:

$$I_{B1}(t) = A_{0B1}(t) \cos \varphi_{0B1} t \cos \omega_{ПЧ} t - A_{0B1}(t) \sin \varphi_{0B1} t \sin \omega_{ПЧ} t, \quad (12)$$

$$Q_{B1}(t) = A_{0B1}(t) \cos \varphi_{0B1} t [-\sin \omega_{ПЧ} t] - A_{0B1}(t) \sin \varphi_{0B1} t \cos \omega_{ПЧ} t, \quad (13)$$

$$I_{H1}(t) = A_{0H1}(t) \cos \varphi_{0H1} t \cos \omega_{ПЧ} t + A_{0H1}(t) \sin \varphi_{0H1} t \sin \omega_{ПЧ} t, \quad (14)$$

$$Q_{H1}(t) = A_{0H1}(t) \cos \varphi_{0H1} t \sin \omega_{ПЧ} t + A_{0H1}(t) \sin \varphi_{0H1} t [-\cos \omega_{ПЧ} t], \quad (15)$$

где индексы В, Н – обозначают сигналы верхних и нижних несущих частот каналов относительно частоты F_{Ck} ; $\omega_{ПЧ}$ – крутовая промежуточная частота для l -го канала.

Промежуточный групповой квадратурный КАМ-сигнал может быть напрямую сформирован путем КАМ каждой из несущих частот $\omega_0 + k\Delta\omega - 2\pi F_{Ck}$ и сложения полученных одноканальных квадратурных КАМ-сигналов. При точном наложении зеркальных несущих частот одноканальных сигналов в промежуточных групповых квадратурных OFDM- и КАМ-сигналах, возможно их формирование путем сложения первичных одноканальных квадратурных сигналов и преобразования частоты/модуляции относительно общих зеркальных частот (общий вид дан ниже выражениями (25) и (26), где зеркальный сигнал – более высокочастотный). При этом количество несущих до 2 раз меньше, чем в исходном групповом квадратурном сигнале. Промежуточный групповой квадратурный ДЧМ-сигнал напрямую формируется путем ДЧМ каждой из несущих частот $\omega_0 + k\Delta\omega - 2\pi F_{Ck}$ и сложения полученных одноканальных квадратурных ДЧМ-сигналов. При этом для отрицательных несущих частот, модулируются их модули с инверсной закона модуляции (вместо 0 – 1 и наоборот). Для соответствующих случаев используются КАМ- и ДЧМ-модуляторы на заданные несущие частоты с неизменными или измененными модулирующими сигналами.

Сигналы, показанные на рисунке 5, 6, описываются выражениями (F_{C0} – частный случай F_{Ck}):

$$I_B(t) = A_B(t) \cos[\varphi_B(t) - 2\pi F_{C0} t], \quad (16)$$

$$Q_B(t) = -A_B(t) \sin[\varphi_B(t) - 2\pi F_{C0} t], \quad (17)$$

$$I_H(t) = A_H(t) \cos[2\pi F_{C0}t - \varphi_H(t)], \quad (18)$$

$$Q_H(t) = A_H(t) \sin[2\pi F_{C0}t - \varphi_H(t)], \quad (19)$$

$$R_B(t) = I_B(t) \cos \omega_{\Gamma}t + Q_B(t) \sin \omega_{\Gamma}t = A_B(t) \cos[2\pi(F_{\Gamma} - F_{C0})t + \varphi_B(t)], \quad (20)$$

$$R_H(t) = I_H(t) \cos \omega_{\Gamma}t + Q_H(t) \sin \omega_{\Gamma}t = A_H(t) \cos[2\pi(F_{\Gamma} - F_{C0})t + \varphi_H(t)]. \quad (21)$$

Исходная компонента $A_B(t) \cos \varphi_B(t)$ — часть спектра выше средней частоты, а исходная компонента $A_H(t) \cos \varphi_H(t)$ — часть спектра ниже средней частоты F_{C0} в спектре сигнала $u_0(t)$.

Формирование радиосигнала по КДФМ можно представить как согласованное по амплитуде и фазе формирование двух радиосигналов по ДФМ по отдельности с последующим их сложением. КМ1 используется для получения по ДФМ верхней БП, то есть части спектра сигнала $R(t)$ выше частоты F_{Γ} . КМ2 используется для получения по ДФМ нижней БП, то есть части спектра сигнала $R(t)$ ниже частоты F_{Γ} . Схема устройства, показанная на рисунке 5, б дополняется формирователями промежуточных квадратурных сигналов без объединения сигналов для двух половин спектра в единый квадратурный сигнал.

Предложен новый вариант реализации ФФМ, предназначенный для обработки квадратурного модулирующего сигнала. На рисунке 3 убирается фазовращатель Φ , сигнал ГНЧ подается на П1 и П2, сигнал $I_0(t)$ — на П2, а $Q_0(t)$ — на П1 (патент №75121). Нижние БП сигналов с выходов П1 и П2 имеют соответственно обратный и такой же фазовые спектры, как и у сигналов соответственно рисунков 4, б и 4, а. Полезная БП и ВБП на выходе П3 и П4 имеют фазы соответственно 90, -90 и 90 градусов. Получаемый радиосигнал $R(t)$ отличается от известного варианта ФФМ только фазовым сдвигом 90 градусов относительно входного сигнала. При приеме радиосигнала выходные сигналы КД имеют такую же и сдвинутую на 90 градусов фазу, как у сигналов рисунков 4, д и 4, е.

В третьей главе проведен анализ КДФМ и ФФМ.

Установлено, что преобразование спектра частот входного сигнала в КДФМ аналогично таковому в ФФМ. При любом значении частоты ГНЧ и любой ширине полосы частот входного сигнала для КДФМ возможно выделение БП при низкочастотном (НЧ) преобразовании, в отличие от ФФМ. Количество арифметических операций над разными квадратурными сигналами всегда одинаково и равно 6 на квадратурную пару отсчетов, в отличие от цифровой фильтрации в ФФМ.

На рисунке 7, а приведен условный спектр сформированного КДФМ радиосигнала, где m [дБ] — величина подавления верхней БП при НЧ преобразовании, n [дБ] — величина подавления ВБП в КМ. Выбор частоты F_{C0} средней в спектре модулирующего сигнала для КДФМ оптимален — остаток ВБП полностью внутри спектра полезного радиосигнала, внеполосного излучения ВБП нет. При прямом формировании промежуточных квадратурных сигналов отсутствуют внеполосные побочные спектральные компоненты НЧ преобразования (рисунок 7, б). При реализации КДФМ с двумя КМ возможно дополнительное подавление внутрисполосного остатка ВБП фильтрацией сигналов с выходов КМ и до их сложения.

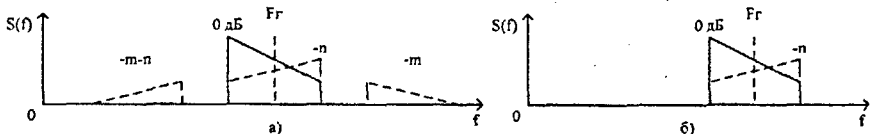


Рисунок 7

Для КДФМ за счет фазового подавления БП при ЦОС НЧ преобразования частота дискретизации сигналов может быть вплоть до минимальной $F_{Д} = 2F_B$ (при условии $F_{C0} \leq F_B$).

Для цифроаналогового преобразования при одинаковых ФНЧ и частоте дискретизации для КДФМ, ФФМ и ДФМ большая частотная расстройка гармоник для КДФМ и ФФМ приводит к лучшей их фильтрации — внеполосное излучение меньше, или наоборот ФНЧ для КДФМ и ФФМ могут быть проще, чем для ДФМ. За счет «сворачивания» спектра сигнала для КДФМ и ФФМ, возможно цифроаналоговое преобразование в $2F_B / (F_B - F_H)$ раза более широкой полосы частот и в $(2F_B + F_H) / F_B$ раза более высокочастотного сигнала, чем с помощью ДФМ.

Для КДФМ и ФФМ невозможно увеличение внеполосного излучения остатка ВБИ радиопередатчика при увеличении дисбаланса квадратурных сигналов в КМ, в отличие от ДФМ.

В четвертой главе рассматриваются вопросы анализа и коррекции дисбаланса квадратурных сигналов для КДФМ и ФФМ.

Дисбаланс квадратурных сигналов в КМ и КД как величина относительная, сведен к каналу Q. Модель реального КМ заключается в изменении в точках 1, 2, 3 (рисунок 5, а) амплитуды и фазы сигналов соответственно (во временной области): в $k_1(t)$ и на $\varphi_1(t)$, в k_2 и на φ_2 , в $k_4(t)$ и на $\varphi_4(t)$, а модель реального КД (обратно КМ) – в изменении в точках 1, 2, 3 амплитуды и фазы сигналов соответственно: в $k_3(t)$ и на $\varphi_3(t)$, в k_2 и на φ_2 , в $k_5(t)$ и на $\varphi_5(t)$. Для КДФМ и для ФФМ при узкополосных радиосигналах величины $k_4(t)$ и $\varphi_4(t)$, $k_5(t)$, $\varphi_5(t)$ могут быть сведены к константам, и далее к составляющим k_2 и φ_2 . Модели дисбаланса квадратурных сигналов для КДФМ и ФФМ для КМ (выход перемножителя канала Q) и КД (выход Q) представлена соответственно выражениями:

$$u_{M1}(t) = 0,5k_1(t)k_2\{-A_B(t)\cos[\omega_{\Gamma t} - \varphi_B(t) + \omega_{C0}t - \varphi_1(t) + \varphi_2] + A_B(t)\cos[\omega_{\Gamma t} + \varphi_B(t) - \omega_{C0}t + \varphi_1(t) + \varphi_2] + A_H(t)\cos[\omega_{\Gamma t} - \omega_{C0}t + \varphi_H(t) - \varphi_1(t) + \varphi_2] - A_H(t)\cos[\omega_{\Gamma t} + \omega_{C0}t - \varphi_H(t) + \varphi_1(t) + \varphi_2]\}, \quad (22)$$

$$u_{M2}(t) = 0,5k_2k_3(t)\{A_B(t)\cos[\varphi_B(t) - \omega_{C0}t - 90^\circ - \varphi_2 + \varphi_3(t)] + A_H(t)\cos[\omega_{C0}t - \varphi_H(t) + 90^\circ + \varphi_2 + \varphi_3(t)]\}, \quad (23)$$

где $A_H(t)$, $\varphi_H(t)$, $A_B(t)$, $\varphi_B(t)$ – соответственно амплитуды и фазы соответственно НЧ и ВЧ половин модулирующего/принимаемого сигнала относительно частот $\omega_{C0} = 2\pi F_{C0}$, $\omega_{\Gamma} = 2\pi F_{\Gamma}$.

Для КДФМ и ФФМ коррекция дисбаланса составляющих $k_1(t)$ и $\varphi_1(t)$, k_2 может быть сведена к изменению входного сигнала канала Q КМ соответственно в $1/k_1(t)$ и на $-\varphi_1(t)$, в $1/k_2$, для ФФМ коррекция дисбаланса составляющих $k_3(t)$ и $\varphi_3(t)$, k_2 может быть сведена к изменению выходного сигнала канала Q КД соответственно в $1/k_3(t)$ и на $-\varphi_3(t)$, в $1/k_2$. Такие варианты коррекции дисбаланса квадратурных сигналов известны для ДФМ.

Разработанные методы коррекции дисбаланса квадратурных сигналов заключаются в следующем. Для КМ для КДФМ (для ПЗ и П4) и ФФМ (для П2) коррекция дисбаланса составляющих k_2 и φ_2 может быть сведена к изменению амплитуд и фаз сигналов ГНЧ соответственно в $1/k_2$ и на $-\varphi_2$, для КД для ФФМ (для П2) – аналогично. Изменение сигналов ГНЧ производится в узкополосных фазовращателях с коэффициентом передачи $1/k_2$. Также возможно: для КМ для КДФМ (для входов ПЗ и П4) и для ФФМ (для входа П2) – изменение входных сигналов в $1/k_2$ и на $+\varphi_2$, для КД для ФФМ (для выхода П2) – изменение выходного сигнала в $1/k_2$ и на $-\varphi_2$. Фазовращатели в таком случае широкополосные, по полосе частот входных сигналов.

Для КМ для КДФМ и ФФМ (для входов ПЗ и П4) и для ФФМ (для входа П2) коррекция дисбаланса составляющих $k_1(t)$ и $\varphi_1(t)$, может быть сведена к изменению входных сигналов в $1/k_1(t)$ и на $\pm\varphi_1(t)$, для КД для ФФМ (для выхода П2) может быть сведена к изменению выходного сигнала в $1/k_3(t)$ и на $\pm\varphi_3(t)$: для заданных функций коррекции в частотной области $1/k_1(f)$ и $1/k_3(f)$ (рисунок 8, а), $-\varphi_1(f)$ и $-\varphi_3(f)$ (рисунок 8, в) преобразование функций относительно частоты НЧ преобразования показано соответственно на рисунках 8, б и 8, г. Для изменения фазы входных сигналов используются широкополосные фазовращатели, для изменения амплитуды – фильтры с заданной амплитудно-частотной характеристикой.

Общая схема коррекции баланса (предысказания) промежуточных квадратурных сигналов для нижней и верхней частей спектров первичных сигналов показана на рисунке 8, д. Для групповых сигналов спектры их одноканальных сигналов должны быть только по одну сторону от частоты F_{C0} (F_{Ck}). Изменение сигналов производится в широкополосных фазовращателях с коэффициентом $1/k_2$. Поворот фазы для сложенных половин спектра промежуточного сигнала возможен в виде сложения части синфазного промежуточного сигнала с квадратурным промежуточным сигналом:

$$z\{Q_B(t) + yI_B(t)\}, z\{Q_H(t) + yI_H(t)\}, \text{ где } y = tg\varphi_2, z = 1/\sqrt{1 + y^2}.$$

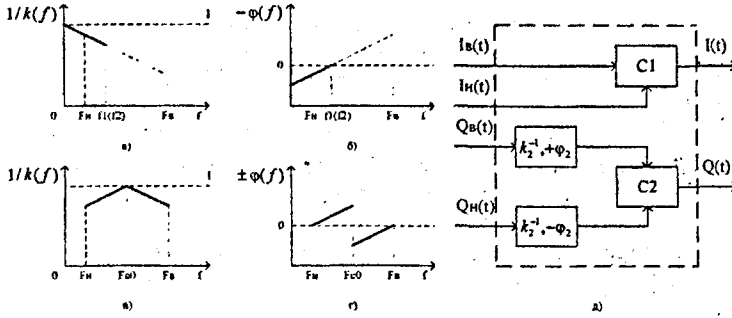


Рисунок 8

Дисбаланс квадратурных сигналов для КДФМ с двумя КМ, как величина относительная, сведен к КМ2. Модель дисбаланса заключается в изменении в точке 4 (рисунок 5, б) амплитуды и фазы сигнала в k_6 и на ϕ_6 и представлена выражением (выход КМ2):

$$R_H(t) = k_6 \{ I_H(t) \cos[\omega_{CT} t + \phi_6] + Q_H(t) \sin[\omega_{CT} t + \phi_6] \} = k_6 \{ A_H(t) \cos[\omega_{C0} t - \phi_H(t)] \cos[\omega_{CT} t + \phi_6] + A_H(t) \sin[\omega_{C0} t - \phi_H(t)] \sin[\omega_{CT} t + \phi_6] \} = k_6 A_H(t) \cos[(\omega_{CT} - \omega_{C0})t + \phi_H(t) + \phi_6]. \quad (24)$$

Компенсация составляющих k_6 и ϕ_6 в каналах сигналов $I_H(t)$ и $Q_H(t)$ КМ2 производится изменением амплитуды и фазы этих сигналов в $1/k_6$ и на $+\phi_6$ в широкополосных фазовращателях.

Промежуточный квадратурный OFDM-сигнал или групповой КАМ-сигнал для двух зеркальных несущих частот при их точном совпадении по частоте можно записать в виде:

$$I(t) = [I_1(t) + I_2(t)] \cos \omega_{CT} t + [-Q_1(t) + Q_2(t)] \cos[\omega_{CT} t + 90^\circ], \quad (25)$$

$$Q(t) = [I_1(t) - I_2(t)] \cos[\omega_{CT} t + 90^\circ] + [Q_1(t) + Q_2(t)] \cos \omega_{CT} t, \quad (26)$$

где $I_1(t)$, $Q_1(t)$ – амплитуды модулирующих сигналов несущих частот; $I_2(t)$, $Q_2(t)$ – амплитуды модулирующих сигналов зеркальных несущих частот.

На выходе КМ остаток ВБП является остатком модулирующих символов зеркальной несущей в составе модулирующих символов полезного сигнала и искажения по типу являются детерминированной (зеркальный сигнал известен) ошибкой модуляции полезного радиосигнала.

Анализ ошибки модуляции при дисбалансе квадратурных сигналов проведем с привязкой к уровню остатка ВБП при этом дисбалансе: $0,25D^2$ – уровень остатка ВБП в разгах по мощности. Для OFDM-радиосигнала средняя ошибка модуляции задается общим выражением:

$$ERROR_0^2 = \{0,25D^2 / N_F\} \sum_{i=1}^{N_F} \left\{ \sum_{j=1}^{L_P} \left\{ \sum_{k=1}^N \{ [X1]^2 + [Y1]^2 \} \right\} / \sum_{j=1}^{L_P} \left\{ \sum_{k=1}^N \{ [X3]^2 + [Y3]^2 + [X4]^2 + [Y4]^2 \} \right\} \right\}, \quad (27)$$

где N_F – длина пакета, L_P – число кадров, N – число несущих частот. Если в дисбалансе отсутствует составляющая $\phi(t)$, то $X1 = -I_0(i, j, N - k + 1)$, $Y1 = Q_0(i, j, N - k + 1)$, где $I_0(i, j, N - k + 1)$, $Q_0(i, j, N - k + 1)$ – амплитуды модулирующих сигналов зеркальных несущих частот, $X4 = I_0(i, j, k)$, $Y4 = Q_0(i, j, k)$, где $I_0(i, j, k)$, $Q_0(i, j, k)$ – амплитуды модулирующих сигналов несущих частот, $X3 = 0$, $Y3 = 0$. Тогда это выражение вследствие зеркальности всех несущих сокращается до константы $ERROR_0^2 = 0,25D^2$, то есть средний уровень ошибки модуляции равен уровню остатка ВБП. В общем случае дисбаланса $X1 = -I_0(i, j, N - k + 1) + X4$, $Y1 = Q_0(i, j, N - k + 1) + Y4$, $X3 = -I_0(i, j, N - k + 1)$, $Y3 = Q_0(i, j, N - k + 1)$, тогда среднюю ошибку модуляции по всем возможным комбинациям модулирующих сигналов всех пар зеркальных частот можно определить как $ERROR_0^2 = 0,5D^2$, если все варианты модулирующих символов зеркальных частот одинаковы и равновероятны, то есть на 3 дБ выше уровня остатка ВБП.

Если считать искажением в OFDM-радиосигнале любое отклонение его параметров от OFDM-радиосигнала при идеальном КМ, то уровень искажений будет таким же.

Ошибка модуляции для всего OFDM-радиосигнала по величине ее максимального значения для несущих частот относительно идеального OFDM-радиосигнала определяется как:

$$ERROR_3^2 = 0,25D^2 \{ \max[I_1(t) - I_2(t)]^2 + \max[Q_1(t) + Q_2(t)]^2 \} \{ \min[I_1(t)]^2 + \min[Q_1(t)]^2 \}. \quad (28)$$

При неполном совпадении диапазонов частот первой и второй БП выражение (27) и его производные умножаются на коэффициент N_0/N , где N_0 – число совпадающих с зеркальными несущими несущих частот, N – число всех несущих частот.

Для КДФМ с двумя КМ средняя ошибка модуляции при дисбалансе сигналов между двумя КМ определяется как $ERROR_4^2 = N_0 D^2 / N$, где N_0 – число искаженных несущих частот (меньшее число из двух частей спектра), N – число всех несущих частот. $ERROR_4^2 = 0,5D^2$ при $N_0/N = 0,5$, то есть, на 3 дБ выше эквивалентного уровня остатка ВБП.

Для группового OFDM-радиосигнала/КАМ-радиосигнала для i -го канала ошибка модуляции по величине ее максимального значения для несущих/символов радиосигнала определяется как:

$$ERROR_5^2 = \{0,25D^2 P_1 / P_0\} \{ \max[I_1(t)]^2 + \max[Q_1(t)]^2 \} / \{ \min[I_0(t)]^2 + \min[Q_0(t)]^2 \}, \quad (29)$$

где в данном случае P_1 – мощность OFDM- или КАМ-радиосигнала зеркального канала; P_0 – мощность исследуемого OFDM- или КАМ-радиосигнала i -го канала.

В случае группового OFDM-радиосигнала средняя ошибка модуляции определяется выражением (27) помноженным на коэффициент P_1/P_0 при первых описанных значениях X_i, Y_i . При одинаковом и равновероятном случае появления модулирующих символов в зеркальных OFDM-радиосигналов средняя ошибка модуляции определяется как $ERROR_6^2 = 0,25D^2 P_1 / P_0$.

Для группового ДЧМ-радиосигнала для i -го канала отношение сигнал/шум определяется как $ERROR_7^2 = 4P_0 / D^2 P_1$, где P_1 – мощность ДЧМ-радиосигнала зеркального канала; P_0 – мощность исследуемого ДЧМ-радиосигнала i -го канала.

Вследствие обратимости преобразования спектра частот в ФФМ выражения для $ERROR_7^2$ можно использовать для приема радиосигнала. При этом необходимо использовать понятие сигнал/шум вместо ошибки модуляции. Величины $ERROR_7^2$ выражены в разгах по мощности.

Коэффициент ошибок модуляции несущей радиосигнала (MER) в данном случае в дБ равен $-10 \lg[ERROR_7^2]$ для $ERROR_6^2, ERROR_7^2, ERROR_8^2, ERROR_9^2$, и $ERROR_5^2$.

В пятой главе проанализирована возможность применения КДФМ и ФФМ для формирования и приема радиосигналов современных ЦРСПИ.

Расчеты ошибки модуляции и моделирование для OFDM-радиосигналов и для групповых КАМ-радиосигналов для $ERROR_2^2$ и $ERROR_4^2$ показали правильность полученных аналитических выражений и их результатов. Расчет и моделирование проводились для OFDM- и КАМ-радиосигналов с модуляциями ФМ-2, ФМ-4, КАМ-16, КАМ-64, КАМ-256 и с иерархическими модуляциями КАМ-16 и КАМ-64 для OFDM-радиосигналов стандарта DVB-T. Расчеты для $ERROR_3^2$ без коэффициента $0,25D^2$ дали соответственно 6, 6, 12, 18, 24 дБ для ФМ-2, ФМ-4, КАМ-16, КАМ-64, КАМ-256, расчеты для $ERROR_5^2$ без коэффициента $0,25D^2$ дали соответственно 0, 0, 9,5, 17, 23,5 дБ. Проведены расчеты количества и процентного отношения всех возможных комбинаций отношения мощностей зеркальных несущих/сигналов по значениями модулирующих символов созвездий КАМ. Ошибка модуляции не выше +12 дБ к величине остатка ВБП для OFDM-радиосигнала соответствует 96% процентов несущих с КАМ-64 и 96,34% несущих с КАМ-256.

Нормы средней ошибки модуляции проверялись для сигналов стандартов IEEE 802.11a/g/n, IEEE 802.16d/e, технологии 4-го поколения мобильной (сотовой) связи LTE и стандарта DVB-T. КДФМ и ФФМ применимы для формирования радиосигналов указанных стандартов и технологий при использовании ИМС КМ с подавлением ВБП не более 30...40 дБ.

При сравнении необходимых величин подавления ВБП для обеспечения нормы спектральной маски внеполосных излучений для КДФМ и для обеспечения нормы средней ошибки модуляции для КДФМ и ФФМ последние имеют преимущество в зависимости от модуляции и критерия оценки до $\sim 10...40$ дБ, а для DVB-T до 62 (82) дБ. КДФМ и ФФМ по нормам средней ошибки модуляции применимы для формирования групповых OFDM-радиосигналов с динамическим диапазоном ($DD = P_1/P_0$) $\sim 0...35$ дБ, в зависимости от модуляции без коррекции дисбаланса квадратурных сигналов. КДФМ и ФФМ по нормам и оценке максимальной ошибки модуляции по $ERROR_2^2$ применимы для формирования групповых ФМ-радиосигналов с ДД до $\sim 20...30$ дБ и радиосигналов с КАМ-16 с ДД до ~ 5 дБ при существующих ИМС КМ без коррекции дисбаланса квадратурных сигналов. КДФМ и ФФМ применимы для формирования групповых ДЧМ-радиосигналов стандарта GSM с отношением сигнал/шум $30...40$ дБ с ДД $\sim 0...10$ дБ с помощью существующих ИМС КМ без коррекции дисбаланса квадратурных сигналов.

Нормы отношения сигнал/шум проверялись для сигналов стандартов DVB-T и IEEE 802.16d/e. ФФМ применим для приема радиосигналов указанных стандартов при использовании ИМС КД для подавления ЗК не более $30...40$ дБ. При сравнении необходимых величин подавления ЗК при типичных требованиях в радиоприемниках OFDM-радиосигналов на ~ 60 дБ и для обеспечения отношения сигнал/шум для ФФМ, последний имеет преимущество в зависимости от модуляции и критерия оценки $\sim 20...30$ дБ. Для приема групповых радиосигналов с помощью ФФМ необходима коррекция дисбаланса квадратурных сигналов глубиной не менее $\sim 20...30$ дБ для существующих ИМС КД с подавлением ЗК на $\sim 30...40$ дБ.

Приведена методика определения дисбаланса квадратурных сигналов для раздельного определения составляющих дисбаланса квадратурных сигналов КМ и КД. Приведен экспериментальный пример реализации этой методики и определения функций коррекции для КД в составе ИМС приемопередатчика XE1205 для диапазона 433...434 МГц. Получена схема коррекции дисбаланса квадратурных сигналов в соответствии с методом коррекции составляющих ФВ КД на различных рабочих частотах диапазона путем управления сигналами ГНЧ в цифровом виде. Расчетное подавление ЗК выросло с 32 дБ до 44 дБ – на 12 дБ.

В заключении приводятся основные результаты работы.

Основные результаты работы.

1. Разработан и исследован новый метод ПЧ-ОБП – КДФМ, обеспечивающий отсутствие внеполосного излучения остатка ВБП в сформированном радиосигнале. Разработаны методы прямого формирования промежуточных квадратурных OFDM-сигналов и промежуточных квадратурных групповых КАМ- и ДЧМ-сигналов КДФМ и ФФМ для осуществления ПЧ-ОБП, что позволяет устранить и внеполосное излучение от ПЧ преобразования КДФМ и ФФМ. На основе КДФМ разработаны устройства формирования радиосигналов с ОМ, OFDM-радиосигналов и групповых радиосигналов (патенты №70060, №75121, №75810). Разработаны технические решения формирователей промежуточных квадратурных OFDM-сигналов и промежуточных групповых квадратурных КАМ- и ДЧМ-сигналов для осуществления ПЧ-ОБП без внеполосного излучения остатка ВБП.

2. Разработан вариант реализации ФФМ для осуществления ПЧ-ОБП с обработкой квадратурных модулирующих сигналов и на его основе устройство «Формирователь группового радиосигнала» (патент №75121), формирующее OFDM-радиосигнал или групповой радиосигнал без внеполосного излучения остатка ВБП. Показана применимость ФФМ для обработки квадратурных сигналов при формировании и приеме радиосигналов.

3. Разработаны модели дисбаланса сигналов АКСПЧ при осуществлении КДФМ и ФФМ и разработаны соответствующие методы коррекции дисбаланса квадратурных сигналов. Разработаны технические решения коррекции дисбаланса квадратурных сигналов при формировании и приеме радиосигналов с помощью КДФМ и ФФМ. Описана методика определения дисбаланса квадратурных сигналов для осуществления коррекции дисбаланса квадратурных сигналов при реализации КДФМ и ФФМ. Приведен экспериментальный пример реализации этой методики и определения функций коррекции для КД в составе ИМС приемопередатчика.

4. Получены аналитические выражения для описания искажений в сформированных и принимаемых КДФМ и ФМ радиосигналах с цифровыми видами модуляций. Искажения от сигнала остатка ВБП в полученных радиосигналах можно представить как ошибку модуляции.

5. Показана применимость КДФМ и ФМ для формирования и приема OFDM-радиосигналов и для формирования групповых КАМ- и ДЧМ-радиосигналов современных ЦРСПИ без коррекции дисбаланса квадратурных сигналов и с ней при существующих характеристиках ИМС КМ и КД по подавлению ВБП и ЗК. По сравнению с ДФМ и супергетеродинамным приемом КДФМ и ФМ в целом обладают существенными преимуществами по минимально допустимым величинам подавления ВБП и ЗК при формировании и приеме радиосигналов современных ЦРСПИ.

Достоверность и обоснованность полученных результатов подтверждается строгостью применяемого математического аппарата, использованием многократно проверенных математических моделей, проведенными теоретическими исследованиями и моделированием и физическим экспериментом, обсуждением результатов на НТК. Внедрение основных результатов диссертации подтверждается соответствующими актами о внедрении.

Основные результаты диссертации опубликованы в следующих работах:

1. Федчун А.А. Методы приема радиосигналов в защищенных телекоммуникационных системах // Известия ЮФУ. Технические науки. – 2009. – №11, с.239-244.
2. Федчун А.А. Формирование сигналов для защищенных систем радиосвязи // Известия ЮФУ. Технические науки. – 2009. – №11, с.244-249.
3. Федчун А.А. Преобразование частоты квадратурных сигналов с одной боковой полосой // Журнал научных публикаций аспирантов и докторантов. – 2007. – №12, с.131-133.
4. Федчун А.А. Способы формирования OFDM-радиосигнала // Журнал радиоэлектроники: электронный журнал. 2010. №1. URL: <http://jre.cplire.ru/jre/jan10/5/text.pdf> (дата обращения 29.06.2010 г.)
5. Федчун А.А. Современные методы и устройства формирования и обработки однополосных сигналов // Труды III Ежегодн. научн. конф. студентов и аспирантов базовых кафедр Южного научного центра РАН. – Таганрог, 2007, с.173-174.
6. Федчун А.А. Преобразование квадратурных сигналов в диапазон сверхвысоких частот с одной боковой полосой // Радиоэлектроника, электротехника и энергетика: Тез. докл. XIV Междунар. науч.-техн. конф. студентов и аспирантов. – Москва, 2008, с.30-32.
7. Федчун А.А. Формирование радиосигнала с OFDM для стандарта цифрового телевизионного вещания DVB-T // Современное телевидение: Труды XVII Междунар. науч.-техн. конф. – Москва, 2009, с.44-47.
8. Федчун А.А. Цифровая обработка модулирующих сигналов для формирования радиосигналов аналоговым преобразованием частоты с одной боковой полосой // Цифровая обработка сигналов и ее применение – DSPA-2009: Труды XI Междунар. конф. и выставки. – Москва, 2009, с.88-91.
9. Патент 70060 RU, U1, МПК 7, Н 03 К 5/00, G 01 R 23/00. Федчун А.А. Формирователь однополосного сигнала. – 2006115089/22; Заявл. 02.05.2006; Опубл. 10.01.2008, Бюл. №1.
10. Патент 75121 RU, U1, МПК 7, Н 04 J 1/00. Федчун А.А. Формирователь группового радиосигнала. – 2008106958/22; Заявл. 22.02.2008; Опубл. 20.07.2008, Бюл. №20.
11. Патент 75810 RU, U1, МПК 7, Н 04 G 7/00. Федчун А.А. Формирователь группового радиосигнала. – 2008114411/22; Заявл. 24.03.2008; Опубл. 20.08.2008, Бюл. №23.

ЛР №020565 от 23 июня 1997 г. Подписано к печати "6".07.2010 г.

Формат 60x84^{1/16}. Бумага офсетная. Печать офсетная.

Усл. п.л. - 1,0. Уч.-изд.л. - 0,9.

Заказ №182 Тираж 100 экз.

ГСП 17А, Таганрог, 28, Некрасовский, 44

Типография Технологического института Южного федерального университета в г.Таганроге