

**ВОРОНЕЖСКИЙ ИНСТИТУТ МВД РОССИИ**

**С. А. Шерстюков  
А. В. Попов**

**ФОРМИРОВАТЕЛИ РАДИОСИГНАЛОВ  
ДВОЙНОГО НАЗНАЧЕНИЯ**

*Методические рекомендации*

**Воронеж  
2025**

ББК 32.973

Ш50

*Рецензенты:*

*Е. В. Шаталов – начальник управления госавтоинспекции главного управления МВД России по Воронежской области;*

*И. А. Домнин – начальник центра информационных технологий, связи и защиты информации главного управления МВД России по Воронежской области.*

**Шерстюков С. А.**

**Ш50** Формирователи радиосигналов двойного назначения : методические рекомендации / С. А. Шерстюков, А. В. Попов. – Воронеж : Воронежский институт МВД России, 2025. – 71 с.

ISBN 978-5-00229-182-3

В методических рекомендациях приведены результаты исследования технических характеристик и амплитудно-фазовых искажений структурных схем квадратурных формирователей радиосигналов с угловой модуляцией, рассмотрен новый способ компенсации амплитудно-фазовых искажений в квадратурных формирователях, позволяющий эффективно компенсировать амплитудно-фазовую нестабильность, имеющую различные причины возникновения и скорости проявлений. Приведены новые структурные схемы формирователей радиосигналов с угловой модуляцией двойного назначения, заключающиеся в возможности маскирования полезного радиосигнала шумовыми радиосигналами.

Методические рекомендации предназначены для курсантов и слушателей, обучающихся по специальности 11.05.04 Инфокоммуникационные технологии и системы специальной связи и 11.05.02 Специальные радиотехнические системы. Рекомендуются для сотрудников подразделений связи МВД России, ГУ МВД России по субъектам Российской Федерации по обеспечению и эксплуатации комплексов цифровой связи, радиорелейной связи и мобильного широкополосного доступа.

**Ш-16-06(И)-25**

**ББК 32.973**

ISBN 978-5-00229-182-3

© Воронежский институт МВД России, 2025

## СОДЕРЖАНИЕ

ПЕРЕЧЕНЬ СОКРАЩЕНИЙ И ОБОЗНАЧЕНИЙ.....	4
ВВЕДЕНИЕ.....	7
1. Анализ структурных схем формирователей радиосигналов с угловой модуляцией, основанных на квадратурном принципе построения	
1.1. Амплитудно-фазовые искажения в квадратурных фазовых модуляторах с балансными и амплитудными модуляторами в квадратурных каналах .....	15
1.2. Квадратурный фазовый модулятор на базе амплитудных модуляторов в квадратурных каналах с автокомпенсацией амплитудных искажений .....	22
1.3. Квадратурный фазовый модулятор на базе амплитудных модуляторов в квадратурных каналах и устройствами формирования компенсационных сигналов амплитудных и фазовых искажений .....	26
1.4. Квадратурные формирователи радиосигналов с угловой модуляцией на базе балансных модуляторов в квадратурных каналах и функциональными преобразователями модулирующего напряжения .....	33
1.5. Анализ модуляционных характеристик квадратурных фазовых модуляторов на базе балансных модуляторов в квадратурных каналах с аналоговыми и цифровыми функциональными преобразователями модулирующего напряжения .....	37
2. Разработка и исследование структурных схем трактов формирования и приема радиосигналов с частотной модуляцией, в том числе маскированных шумовыми радиосигналами .....	
2.1. Способ одновременной компенсации регулярных помех немодулированного синтезатора частот и формирования фазомодулированных сигналов вне кольца импульсно-фазовой автоматической подстройки частоты на базе функциональных преобразователей модулирующего напряжения в составе квадратурных формирователей .....	54
2.2. Способ радиосвязи, основанный на элементах квадратурного формирователя радиосигналов с угловой модуляцией .....	58
ЗАКЛЮЧЕНИЕ .....	66
СПИСОК ИСПОЛЬЗОВАННЫХ ИСТОЧНИКОВ .....	68

## ПЕРЕЧЕНЬ СОКРАЩЕНИЙ И ОБОЗНАЧЕНИЙ

АМК – амплитудно-модулированное колебание;  
АМС – амплитудно-модулированный сигнал;  
АМХ – амплитудная модуляционная характеристика;  
АПРЧ – адаптивная перестройка рабочих частот;  
АРНИИ – автоматическая регулировка назад по нелинейным искажениям;  
АУАС – автокомпенсационное управление амплитудами сигналов;  
АФИ – амплитудно-фазовые искажения;  
АЦП – аналого-цифровой преобразователь;  
АЧМХ – амплитудно-частотная модуляционная характеристика;  
БМК – балансно-модулированное колебание;  
БМС – балансно-модулированный сигнал;  
ВВТ – вооружение и военная техника;  
ВО – возбуждатель;  
ГПСП – генератор псевдослучайной последовательности;  
ГТИ – генератор тактовых импульсов;  
ГУН – генератор, управляемый напряжением;  
ДПКД – делитель частоты с переменным коэффициентом деления;  
ДРЧ – диапазон рабочих частот;  
ДФКД – делитель частоты с фиксированным коэффициентом деления;  
ЕМФС – Единая многофункциональная система радиоэлектронной борьбы Российской Федерации;  
ИРИ – источник радиоизлучения;  
ИФАПЧ – импульсно-фазовая автоматическая подстройка частоты;  
ИФД – импульсно-фазовый детектор;  
ИФМ – импульсно-фазовый модулятор;  
КАФИ – компенсация амплитудно-фазовых искажений;  
КМ – квадратурный модулятор;  
КПМН – косинусный преобразователь модулирующего напряжения;  
КСДФ – квадратурный сумматор девиации фазы;  
КСДЧ – квадратурный сумматор девиации частоты;  
КУ – компенсационное устройство;  
КУРС – квадратурный умножитель радиосигналов;  
КФМ – АК – квадратурный фазовый модулятор – автокомпенсатор амплитудно-фазовых искажений;  
КФМ – квадратурный фазовый модулятор;  
КФМП – квадратурный фазовый манипулятор;  
КФРС – квадратурный формирователь радиосигналов с угловой модуляцией;  
ЛЧМШ – шумовая помеха с линейной частотной модуляцией;  
МКЦП – межведомственная комплексная целевая программа;  
НТР – непосредственная техническая разведка;

ОЗУ – оперативное запоминающее устройство;  
ОКГ – опорный кварцевый генератор;  
ООС – отрицательная обратная связь;  
ПАМ – паразитная амплитудная модуляция;  
ПЗП – передатчик заградительных помех;  
ПЗУ – постоянное запоминающее устройство;  
ПЛИС – программируемая логическая интегральная схема;  
ПОС – процессор обработки сигналов;  
ПП – передатчик помех;  
ППП – передатчик прицельных помех;  
ППРЧ – псевдослучайная перестройка рабочих частот;  
ПРЭП – преднамеренная радиоэлектронная помеха;  
ПУМ – паразитная угловая модуляция;  
ПФМ – паразитная фазовая модуляция;  
ПЧМ – паразитная частотная модуляция;  
РИМВМ – радиочастотная интегральная микросхема векторного модулятора;  
РУВУ – радиолиния управления взрывными устройствами;  
РЭБ – радиоэлектронная борьба;  
РЭП – радиоэлектронное подавление;  
РЭС – радиоэлектронное средство;  
СБИС – специализированная большая интегральная схема;  
СГ – синхронизированный генератор;  
СКПМН – синусно-косинусное преобразование модулирующего напряжения;  
СПМН – синусный преобразователь модулирующего напряжения;  
СРП – станция радиоэлектронных помех;  
СРС – система радиосвязи;  
СРЭП – средство радиоэлектронного подавления;  
ССЗ – средство снижения заметности;  
ССМ – система схемотехнического моделирования;  
СФГ – система фильтрации с возвратным гетеродинированием;  
СЧ – синтезатор частот;  
УАФ – удвоитель аргумента функций;  
УФКСАИ – устройство формирования компенсационного управляющего сигнала амплитудных искажений;  
УФКСНИ – устройство формирования компенсационного управляющего сигнала нелинейных искажений;  
ФАПЧ – фазовая автоматическая подстройка частоты;  
ФМК – фазомодулированное колебание;  
ФМПС – фазоманипулированный сигнал;  
ФМС – фазомодулированный сигнал;  
ФМХ – фазовая модуляционная характеристика;

ФМШ – фазомодулированная шумовая помеха (модулированная полосовым шумом);  
ФМШП – помеха, модулированная по фазе ограниченным по амплитуде частотно-манипулированным двухполосным шумом;  
ФНЧ – фильтр нижних частот;  
ФОИВ – Федеральные органы исполнительной власти;  
ФПМН – функциональный преобразователь модулирующего напряжения;  
ХИП – хаотическая импульсная последовательность;  
ЦАП – цифро-аналоговый преобразователь;  
ЦРСПИ – цифровая радиосистема передачи информации;  
ЦСКПМН – цифровой синусно-косинусный преобразователь модулирующего напряжения;  
ЧМ – частотная модуляция;  
ЧМСЧ – частотно-модулированный синтезатор частот;  
ЧМШ – частотно-модулированная шумовая помеха (модулированная полосовым шумом);  
ЧМШП – помеха, модулированная по частоте ограниченным по амплитуде частотно-манипулированным двухполосным шумом;  
ШПД – широкополосный доступ;  
ЭКБ – электронная компонентная база;  
ЭМС – электромагнитная совместимость.

## ВВЕДЕНИЕ

В последнее десятилетие в радиотехнике широкое невоенное применение получили цифровые радиосистемы передачи информации (ЦРСПИ), основанные на различных технологиях, таких как: Wi-Fi (разновидности стандарта IEEE 802.11), применяемой для организации беспроводных локальных вычислительных сетей [1, 6–18], GSM, CDMA, GPRS и EDGE, используемых в мобильной связи второго поколения, UMTS/WCDMA, CDMA2000, HSPA и EV-DO – в мобильной связи третьего поколения, LTE, WiMax (стандарт IEEE 802.16e) – в мобильной связи четвертого поколения [19–35]. Кроме того, беспроводные персональные сети передачи данных используют в основном технологию Bluetooth [1, 37–40], цифровые телевидение и радиовещание в разных странах основаны, соответственно, на технологиях DVB, ATSC, ISDB, DTMB [1] и DRM, DAB, IBOC [1, 2–5] цифровая низкоскоростная передача данных для систем автоматизации, учета и контроля строится на основе группы стандартов IEEE 802.15.4 (технология ZigBee) [41–43], а фиксированный радиодоступ и беспроводные домашняя и офисная телефонии обеспечиваются технологиями на основе стандартов соответственно IEEE 802.11, IEEE 802.16 и DECT. В соответствии с Концепцией развития цифровой радиосвязи органов внутренних дел Российской Федерации до 2024 года, утвержденной приказом МВД России от 28.11.2019 г. № 892, действующая в настоящее время система радиосвязи МВД России характеризуется наличием аналоговых сетей и цифровых сетей радиосвязи стандартов APCO 25, DMR и IDAS [1, 36, 44–46], а также системой цифровой радиорелейной связи и системой широкополосного мобильного и фиксированного доступов.

Что же касается развития военных технологий, то, в условиях проведения специальной военной операции, в Российской Федерации проводятся оперативные мероприятия по переводу ФОИВ на высокотехнологичные стандарты СРС, защиты информации и переоснащению подразделений системами РЭБ нового поколения. Разработаны и действуют нормативные документы, регламентирующие развитие ЭКБ, создание и производство средств радиочастотной идентификации, координатно-временного обеспечения, военной и специальной ЭКБ и радиоэлектроники, оборудования ШПД и других сегментов рынка, которые поддерживаются серьезными государственными финансовыми ассигнованиями [47].

Одновременно, учитывая проблемы конверсии радиочастотного спектра и низкие темпы конвергенции гражданских и военных технологий, сформированные в разные периоды времени (2008–2022 гг.) по распоряжению Правительства Российской Федерации Межведомственные комиссии по планированию и координации развития системы РЭБ Российской Федерации утвердили следующие основные концептуальные направления, определяющие стратегию развития нашей страны в области РЭБ:

- повышение живучести военной техники и объектов методами (средствами) РЭБ и снижения заметности (ССЗ);
- развитие техники РЭБ на период до 2030 года;
- решение промышленных вопросов в области РЭБ;
- создание межведомственной системы испытаний техники РЭБ и ССЗ;
- создание межведомственной системы единых исходных данных, включающей единый банк данных (моделей) радиоэлектронных средств, техники РЭБ и ССЗ зарубежных государств;
- создание и развитие Единой многофункциональной системы (ЕМФС) РЭБ Российской Федерации.

Кроме того, крупными приоритетными направлениями технологий создания средств и комплексов РЭБ являются:

- создание малогабаритных широкодиапазонных приёмопередающих устройств для реализации многофункциональных пространственно-распределённых систем защиты и многофункциональных мобильных комплексов групповой защиты;
- разработка антенных систем с малым временем свёртывания–развёртывания;
- реализация адаптивных алгоритмов функционирования комплексов РЭБ с обеспечением управления мощностью излучения;
- создание аппаратурно-интегрированных комплексов для индивидуальной защиты ВВТ с комплексированными информационно-управляющими системами в различных физических полях;
- разработку широкодиапазонных комплектов ССЗ ВВТ.

При этом одного перехода на более технологичную ЭКБ [47], очевидно, будет недостаточно, так как одновременно требуется проведение научных исследований, направленных, в частности:

- на повышение эффективности создания радиоэлектронных помех с целью достижения заданного эффекта РЭП при одновременном уменьшении временных и энергетических затрат СРП;
- на расширение функциональных возможностей при неизменном ресурсе СРП, подавления различных ИРИ;
- оптимизацию выбора и точность формирования структур радиоэлектронных помех, соответствующих видам и параметрам ИРИ подавляемых объектов;
- на снижение внеполосных излучений в процессе РЭП, способствующих повышению живучести СРП в условиях скоротечности конфликтного взаимодействия СРП и техники радиоэлектронного поражения противника, представляющей собой военную технику РЭБ, включающую технику функционального поражения радиоэлектронного объекта, технику РЭП и самонаводящееся на излучение оружие;

- уменьшение инерционности процесса угловой модуляции и существенное упрощение процессов частотообразования в возбуждателях передатчиков;

- повышение быстродействия радиосистем.

Ключевыми направлениями развития СРС ведомственного назначения являются:

- переход к принципу коллективного использования частот с сокращением времени излучения РЭС на одной частоте;

- внедрение широкополосных шумоподобных радиосигналов, представляющих определённые сложности для систем радиоразведки;

- увеличение структурной избыточности;

- автоматизация процессов управления СРС в ходе эксплуатации и повышение помехозащищенности на основе использования методов расширения спектра сигналов, к числу которых относятся методы с адаптивной (АПРЧ) и псевдослучайной перестройками (ППРЧ) рабочих частот.

Не затрагивая цели и задачи формирования единой политики ФОИВ в области развития СРС и РЭБ, отметим, что в этих системах уровень автоматизации должен не только содержать гибкопрограммируемые многофункциональные системы перенацеливания в условиях сложной помеховой обстановки, но и обеспечивать возможности: программного определения радиосредств; автоматической многопараметрической адаптации; мультимедийного интерфейса управления с контекстно-зависимыми подсказками и др. Степень интеграции таких изделий электронной техники должна быть порядка  $10^7$ – $10^8$  с возможностью реализации на базе универсальных и специализированных больших интегральных схем (СБИС) массового применения, АЦП (100 МГц, 16 бит), ЦАП (1 ГГц, 14 бит), ОЗУ (256 Мбит, 5 нс), ПЗУ (1 Гбит, 50 нс), а средства вычислительной техники – как минимум выполняться на основе процессоров Intel Core 2Duo (Merom), ОЗУ (1 Гбайт), ПЗУ (16 Гбайт) с одновременной возможностью наращивания производительности с использованием сетей сигнальных процессоров со скоростями от 8 GIPS на узел. Достижение приведенных характеристик возможно только при освоении отечественной промышленностью новых уровней технологий более 0,18–0,13 мкм и переходе на производство СБИС типа «система на кристалле» на основе каталогизированных сложнофункциональных блоков и библиотечных элементов [47].

Проведенный анализ уровня техники, реализующей указанные выше стандарты и технологии, показывает, что применяемое в них радиооборудование функционирует в основном в диапазоне миллиметровых длин волн и использует в своём составе радиосигналы с угловой модуляцией с различными значениями ширины полосы частот (от единиц до десятков МГц). Известно, что радиосигналы с угловой модуляцией, в отличие от радиосигналов с линейной модуляцией, обладают более высокой помехоустойчиво-

стью [50–52], а количество их видов на сегодняшний день насчитывает порядка нескольких десятков [27–30], среди которых наиболее распространёнными являются радиосигналы, реализованные по квадратурным методам [48, 59]. Кроме того, использование диапазона сверхвысоких частот в силу его специфики делает практически невозможным цифровую обработку сигналов непосредственно на рабочих частотах, что создаёт предпосылки для формирования и приёма радиосигналов с угловой модуляцией на основе квадратурных аналоговых методов [49–58].

Квадратурные модуляторы (КМ) – это устройства балансного типа [48, 59], не требующие фильтрации для выделения суммарной или разностной составляющей модулированного сигнала и обладающие высокой спектральной эффективностью. Квадратурные методы модуляции используются в таких технологиях и стандартах, как GSM, Bluetooth, DECT, Wi-Fi, DVB-S, DVB-C, CDMA, UMTS/WCDMA, CDMA2000, HSPA, EV-DO, TETRA, APCO25, DMR, ZigBee, GPS, ГЛОНАСС, а также в системах широкополосного доступа и в большинстве современных цифровых радиорелейных систем.

При этом техника угловой модуляции постоянно развивается, получают дальнейшее развитие как аналоговые, так и дискретные модуляторы, причём в аналоговых модуляторах широко используется дискретная и цифровая техника, а успехи в развитии полупроводниковой электроники позволяют ставить и решать научно-технические задачи, связанные с новыми принципами построения схем формирователей радиосигналов с угловой модуляцией [47]. Однако в процессе реализации методов формирования радиосигналов с угловой модуляцией разработчики радиоэлектронной аппаратуры различного назначения сталкиваются с одной из основных в этой области проблем – проблемой борьбы с амплитудно-фазовыми искажениями, в которой можно выделить две основные задачи.

Первая заключается в том, как наилучшим образом произвести формирование радиосигналов с точки зрения получения заданных спектральных и временных характеристик с минимумом искажений. Вторая состоит в ослаблении искажений, являющихся продуктами неуправляемых нелинейных и инерционных процессов. Основным и хорошо изученным методом решения обеих задач является метод фильтрации, основанный на использовании линейных резонансных избирательных систем. Главным недостатком такого метода являются трудности осуществления узкополосной фильтрации в широком диапазоне изменения частоты высокочастотного сигнала, тем более получения сложной характеристики избирательности. Кроме того, метод линейной фильтрации не идентифицирует фазовые и амплитудные искажения в полосе фильтруемых частот.

Актуальность решения задачи борьбы с амплитудными и фазовыми искажениями высокочастотных сигналов, проявляющимися в виде низкочастотных ПАМ и ПФМ, реализуется с использованием систем фильтрации с

возвратным гетеродинированием, синхронизации и других методов. Указанные методы ослабления искажений можно охарактеризовать как методы нелинейной фильтрации.

Нелинейные фильтры, работа которых основана на использовании частотного преобразования и селективных цепей, могут быть пассивными и активными. Пассивные фильтры, к которым, прежде всего, относятся системы фильтрации с возвратным гетеродинированием (СФГ), нашли достаточно широкое применение, что обусловлено рядом их известных достоинств. В СФГ полосовой фильтр работает на одной частоте, причем перенос спектра полезного сигнала и помех в область более низких частот значительно увеличивает относительный разнос между спектральными составляющими, что облегчает задачу подавления нежелательных компонент спектра.

Основным недостатком пассивных нелинейных фильтровых систем, как и линейных, является то, что они не различают природу возникающих в результате преобразования сигнала искажений. В частности, они не могут различить амплитудную и фазовую модуляцию входного сигнала, поэтому с их помощью невозможно подавить ПФМ и оставить полезную АМ, или наоборот, подавить ПАМ и сохранить полезную ФМ, если частоты этих модуляций одинаковы. Кроме того, использование пассивных фильтров в процессе нелинейного преобразования заведомо предполагает искажение входного сигнала, расширение и обогащение спектра на выходе СФГ, чтобы уже потом осуществить фильтрацию. С этой точки зрения, сама идея фильтрового метода как бы отодвигает задачу оптимизации собственно формирования сигналов с минимальными искажениями. Широкое распространение для ослабления искажений сигналов получили системы фазовой синхронизации, работающие в режиме либо внутренней синхронизации генератора (СГ), либо в режиме ФАПЧ. Синхронизированный генератор может обеспечить одновременно ослабление ПАМ и ПФМ, однако при помощи СГ невозможно произвести ослабление ПФМ и неискаженную передачу полезной модуляции, когда, например, ПФМ является сопутствующей АМ с той же частотой. Кроме этого, при помощи СГ трудно получить сложную характеристику избирательности, например, выделить некоторую полосу частот, или режектировать какую-либо часть спектра из общей полосы частот вокруг несущего колебания.

В системах ФАПЧ реализуется управление частотой автогенератора с помощью внешней цепи обратной связи. На использовании систем ФАПЧ в качестве высокоэффективного фильтра основан достаточно широкий класс радиоустройств. К их числу относятся профессиональные радиоприемные и радиопередающие устройства, в которых обеспечивается быстрая и точная настройка при смене каналов приема-передачи, измерительная аппаратура и другие.

В то же время система ФАПЧ, как и рассмотренные выше методы ослабления искажений, не может избирательно ослабить ПАМ и ПФМ с одинаковыми частотами, а также режектировать нежелательную часть спектра в связи с требованиями обеспечения заданных полос схватывания и удержания. Более того, присутствие ПАМ во входном сигнале системы заставляет вводить дополнительные устройства для ослабления ее влияния на выходной сигнал фазового детектора.

Кроме приведенных основных и наиболее эффективных методов ослабления искажений при формировании сигналов используются и другие частные методы преобразования, например, метод ограничения амплитуды сигнала, метод стабилизации фазы с помощью обратной связи по несущей, а также некоторые конструктивные методы, которые достаточно хорошо изучены, и возможности их широко известны.

Как показали исследования, одним из эффективных методов избирательной борьбы с искажениями указанного вида являются компенсационные методы. В отличие от методов ослабления искажений, использующих пассивные фильтры и системы синхронизации, компенсационные методы гораздо менее освещены в технической литературе, хотя в последнее время им уделяется все большее внимание.

В самом общем понимании компенсатор – это устройство, служащее для возмещения или уравнивания какой-либо физической величины, следовательно, для ослабления амплитудных или фазовых искажений сигналов при помощи компенсационных методов необходимо сформировать сигналы с противоположными по знаку амплитудными или фазовыми отклонениями и затем определённым образом уравновесить паразитное отклонение параметра.

Важной особенностью компенсационных методов является то, что в ряде случаев они могут быть использованы для ослабления амплитудно-фазовых искажений в уже разработанных схемах, в которых заведомо возникли искажения. Примером таких устройств являются квадратурные фазовые модуляторы (КФМ) на базе амплитудных и балансных модуляторов в квадратурных трактах.

Достоинством КФМ является то, что в них отсутствуют управляемые реактивные элементы и частотно-избирательные цепи, что позволяет с их помощью, в принципе, осуществлять угловую модуляцию без перестройки схем в достаточно широком диапазоне изменения частот как модулирующего, так и несущего колебания. В основе принципа действия КФМ лежит метод преобразования амплитудной модуляции в фазовую модуляцию с использованием сложения амплитудно-модулированных квадратурных составляющих высокочастотного колебания, который в технической литературе называют квадратурным методом. Однако, как, впрочем, и при других методах осуществления угловой модуляции, пропорциональная зависи-

мость между фазовым углом высокочастотного колебания и модулирующим напряжением сохраняется лишь в небольших пределах изменения фазы первого, то есть при индексе модуляции  $m_\varphi \leq 0,5 \text{ рад}$ , при котором, как будет показано в работе, имеют место значительные ПАМ и ПФМ соответственно с чётными и нечётными гармониками модулирующего сигнала.

На практике для уменьшения неравномерности АМХ, являющейся причиной возникновения амплитудных искажений выходного сигнала модулятора и проявляющихся в виде ПАМ приходится использовать усилители-ограничители, которые являются избирательными устройствами, существенно ограничивающими диапазонные свойства самого КФМ. Что же касается проблемы снижения нелинейности ФМХ КФМ, вызывающей ПФМ, то её полное устранение известными способами принципиально невозможно, так как фазовые искажения могут быть снижены только при уменьшении максимального значения индекса фазовой модуляции.

В связи с этим в схемах КФМ при формировании узкополосных ФМС эффективным способом является применение автокомпенсации на базе ООС по амплитудным и фазовым приращениям, которое приводит к тому, что воздействие паразитного отклонения параметра не зависит от природы искажающего фактора. Применение автокомпенсации на базе ООС позволяет практически полностью устранить ПАМ и не оказывает заметного влияния на ФМХ при формировании фазомодулированных сигналов с индексом модуляции не более  $\pi/4$ .

Ещё одной из причин возникновения амплитудно-фазовых искажений в квадратурных схемах является нарушение симметрии квадратурных каналов, заключающейся в уходах коэффициентов передачи балансных модуляторов  $k_{БМ1}$  и  $k_{БМ2}$  синфазного и квадратурного каналов от своих номинальных значений, и в отклонении фазы фазовращателя от  $\pi/2$  на некоторый угол  $\varepsilon$ . В этом случае при формировании радиосигналов с угловой модуляцией с малыми значениями индексов модуляции ухода  $k_{БМ1}$  и  $k_{БМ2}$  от своих номинальных значений в допустимых пределах практически не вызывают амплитудно-фазовых искажений в выходных радиосигналах, однако при увеличении значений индексов модуляции амплитудные искажения при различных  $k_{БМ1}$  и  $k_{БМ2}$  увеличиваются, коэффициент ПАМ выходного сигнала становится пропорциональным разности  $k_{БМ1}$  и  $k_{БМ2}$ , причём ПАМ осуществляется с частотой, равной второй гармонике модулирующего сигнала. Одновременно увеличиваются и фазовые искажения, причём ФМХ становится нелинейной, а коэффициент нелинейных искажений пропорционален разности  $k_{БМ1}$  и  $k_{БМ2}$ . Следовательно, можно сделать вывод, что в КФРС угол  $\varepsilon$  влияет, в основном, на появление амплитудных искажений, а несимметричность плеч вызывает как амплитудные, так и фазовые искажения.

Желаемого эффекта подавления ПАМ и значительного ослабления ПФМ в КФРС также можно достичь, используя формирование компенсационных управляющих сигналов синфазного и квадратурного каналов при

максимально возможном индексе фазовой модуляции  $m_\varphi \leq 0,5 \text{ рад}$ . В результате, при отсутствии ПАМ и значительно ослабленной ПФМ, создаются благоприятные условия не только для увеличения девиации фазы путем умножения частоты сформированного в КФМ радиосигнала с угловой модуляцией, но и для использования КФМ в качестве базовых каскадов квадратурных сумматоров девиации фазы (КСДФ) с компенсацией ПАМ и ПФМ. КСДФ представляет собой последовательное включение по высокой частоте  $N$ -го количества каскадов КФМ, на синфазные и квадратурные низкочастотные входы которых одновременно подаются сформированные управляющие компенсационные сигналы. В результате, на выходе  $N$ -го каскада КФМ формируется радиосигнал с угловой модуляцией, девиация фазы которого будет в  $(1+N)$  раз больше девиации фазы радиосигнала на выходе первого каскада КФМ. При этом в выходных радиосигналах всех каскадов КФМ, составляющих КСДФ, теоретически будут отсутствовать амплитудно-фазовые искажения.

Особое внимание в работе уделено вопросам синусно-косинусного преобразования модулирующего напряжения в КФРС, при этом устройства, осуществляющие такие преобразования, будут называться функциональными преобразователями модулирующего напряжения (ФПМН), а технические устройства, принцип действия которых основан на квадратурных методах – квадратурными формирователями радиосигналов с угловой модуляцией (КФРС).

ФПМН играют основную роль в предотвращении появления ПАМ и ПФМ, возникающих на выходе КФРС, так как они, формируя структуру сигнала в низкочастотной области, одновременно как бы компенсируют искажения внутри самой схемы модулятора. При этом основным предъявляемым к ФПМН требованием является точность представления модулирующего напряжения в косинусном и синусном преобразователях ограниченным количеством членов разложений рядов Тейлора, зависящих от реализуемого индекса модуляции.

# 1. АНАЛИЗ СТРУКТУРНЫХ СХЕМ ФОРМИРОВАТЕЛЕЙ РАДИОСИГНАЛОВ С УГЛОВОЙ МОДУЛЯЦИЕЙ, ОСНОВАННЫХ НА КВАДРАТУРНОМ ПРИНЦИПЕ ПОСТРОЕНИЯ

## 1.1. Амплитудно-фазовые искажения в квадратурных фазовых модуляторах с балансными и амплитудными модуляторами в квадратурных каналах

Общим недостатком КФМ, использующих преобразование БМС или АМС в ФМС, является невозможность получения ФМС с большим значением индекса модуляции, так как при увеличении индекса модуляции в них возникают амплитудные и фазовые искажения. Обычно считается, что с помощью подобных модуляторов возможно формирование ФМС без амплитудно-фазовых искажений с индексом модуляции  $m_\varphi \leq 0,5$  рад. Однако, как показывают расчёты, при  $m_\varphi = 0,5$  рад уже имеют место достаточно большие как амплитудные, так и фазовые (нелинейные) искажения.

Рассмотрим две структурные схемы КФМ с использованием балансного модулятора (рис. 1.1) и двух амплитудных модуляторов (рис. 1.3). На этих рисунках ГВЧ – генераторы высокочастотного (несущего) колебания, ИМС – источники модулирующих сигналов, ФВ1 – фазовращатели на  $\pi/2$ , ФВ2 – фазовращатель на  $\pi$ , БМ – балансный модулятор, АМ1 и АМ2 – амплитудные модуляторы, С – линейные сумматоры.

Мгновенное значение напряжения несущего колебания

$$u_1 = U \cos \omega t, \quad (1.1)$$

при этом напряжение после ФВ1

$$u_2 = U \cos(\omega t + \pi/2) = -U \sin \omega t. \quad (1.2)$$

Мгновенное значение модулирующего гармонического сигнала

$$e = E \sin \Omega t. \quad (1.3)$$

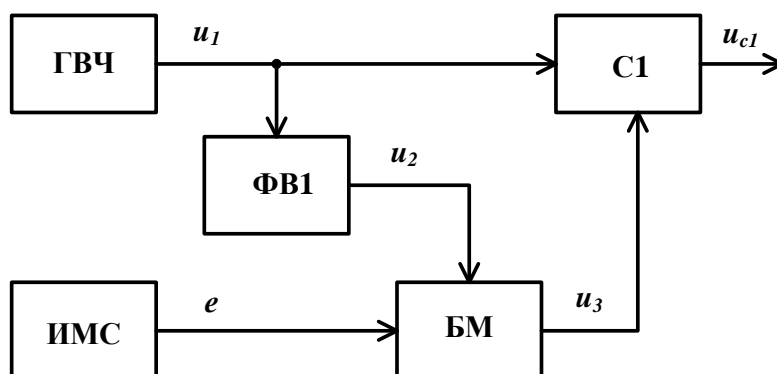


Рис. 1.1. Структурная схема КФМ  
с использованием балансного модулятора

В этом случае для схемы, изображённой на рис. 1.1

$$u_3 = -k_{БМ}EU\sin\Omega t\sin\omega t, \quad (1.4)$$

где  $k_{БМ}$  – коэффициент передачи балансного модулятора [1/В], а напряжение на выходе сумматора, при единичном коэффициенте передачи  $k_{БМ}=1$

$$u_{c1} = u_1 + u_3 = U\cos\omega t - UE\sin\Omega t\sin\omega t = U_{c1}\cos(\omega t + \varphi_{c1}). \quad (1.5)$$

С учётом того, что амплитуда несущего колебания принята за единицу, запишем

$$U_{c1} = \sqrt{1 + m_a^2 \sin^2 \Omega t}, \quad (1.6)$$

$$\varphi_{c1} = \arctg(m_a \sin \Omega t), \quad (1.7)$$

где  $m_a$  – коэффициент глубины амплитудной модуляции.

Из выражений (1.6) и (1.7) видно, что в выходном сигнале КФМ имеются амплитудные и фазовые искажения, проявляющиеся в виде ПАМ и ПФМ.

Действительно, воспользовавшись [60, 61], разложим (1.6) и (1.7) в степенные ряды и ограничимся первыми двумя членами. В этом случае

$$U_{c1} = 1 + \frac{1}{2} m_a^2 \sin^2 \Omega t \text{ или, используя формулу кратных углов для синуса, после преобразований имеем}$$

$$U_{c1} = U_{c10} + U_{c1\text{нам}} \sin 2\Omega t, \quad (1.8)$$

где  $U_{c10} = 1 + 0,25 m_a^2$  – постоянная амплитуда напряжения выходного сигнала КФМ,  $U_{c1\text{нам}} = 0,25 m_a^2$  – напряжение паразитной амплитудной модуляции,

$$\varphi_{c1} = \varphi_{c1\text{м}} + \varphi_{c1\text{пфм}} = m_\varphi \sin \Omega t + m_{\varphi\text{пфм}} \sin 3\Omega t, \quad (1.9)$$

где индекс фазовой модуляции  $m_\varphi = m_a - \frac{1}{4} m_a^3$ ,  $m_{\varphi\text{пфм}} = \frac{1}{12} m_a^3$ .

Анализируя (1.8) и (1.9), можно видеть, что не учитывать  $U_{c1\text{нам}}$  и  $\varphi_{c1\text{пфм}}$  можно только при индексе модуляции  $m_\varphi \leq 0,1$  рад, т. е. при  $m_a \leq 0,1$ . Расчёт  $U_{c1\text{нам}}$  и  $\varphi_{c1\text{пфм}}$  при  $m_a = 0,1$  показывает, что  $U_{c1\text{нам}} = 0,0025$ ,  $\varphi_{c1\text{пфм}} = 0,000083$ , при  $m_a = 0,5$ :  $U_{c1\text{нам}} = 0,06$ ,  $\varphi_{c1\text{пфм}} = 0,01$ .

Следовательно, коэффициент ПАМ по второй гармонике модулирующего сигнала  $k_{Г2} = \frac{U_{c1\text{нам}}}{U_{c10}} = 5,6\%$ , а коэффициент ПФМ по третьей гармо-

нике модулирующего сигнала  $k_{Г3} = \frac{m_{\varphi 3}}{m_{\varphi 1}} = 2,0\%$ .

Таким образом, при  $m_a = 0,5$  ( $m_\varphi = 0,5$  рад), как следует из результатов расчёта, уже заметно проявляются амплитудно-фазовые искажения.

Используя выражения (1.1) – (1.7), выполним численный анализ [23–25] процесса формирования ФМС структурной схемой КФМ (рис. 1.1) в спектральной области при модуляции гармоническим сигналом. Для этого примем следующие численные значения параметров:  $\omega = 10 \text{ кГц}$ ,  $U = 1 \text{ В}$ ,

$\Omega=1\text{кГц}$ ,  $m_\varphi=0,5$  рад, при этом амплитуда модулирующего сигнала  $E=\text{tg}(0,5)=0,54\text{В}$ .

Подставляя численные значения в (1.4) и (1.5) на выходах БМ и С1 соответственно, получим

$$u_3 = -0,54\sin(\Omega t)\sin(10\Omega t), \quad (1.10)$$

$$u_{c1} = \cos(10\Omega t) - 0,54\sin(\Omega t)\sin(10\Omega t). \quad (1.11)$$

Воспользовавшись тригонометрическими формулами кратных углов [291, 292], выражения (1.10) и (1.11) после преобразований можно записать в виде

$$u_3 = -0,27\cos(9\Omega t) + 0,27\cos(11\Omega t), \quad (1.12)$$

$$u_{c1} = \cos(10\Omega t) - 0,27\cos(9\Omega t) + 0,27\cos(11\Omega t). \quad (1.13)$$

Спектральный состав неискажённого ФМС с индексом модуляции  $m_\varphi$  определяется разложением  $u_{\text{фм}}(t)$  в ряд с помощью функций Бесселя

$$\begin{aligned} u_{\text{фм}} &= \cos(\omega t + m_\varphi \sin \Omega t) = \\ &= J_0(m_\varphi)\cos\omega t + \sum_{n=1}^{\infty} J_n(m_\varphi)\cos(\omega + n\Omega)t + \sum_{n=1}^{\infty} J_n(m_\varphi)\cos(\omega - n\Omega)t. \end{aligned} \quad (1.14)$$

Используя (1.14), запишем спектральный состав неискажённого ФМС  $u_{\text{фм}}$  с индексом модуляции  $m_\varphi=0,5$  рад с учётом функций Бесселя третьего порядка, а численные значения  $J_n$  для различных  $n$  сведём в табл. 1.1

$$\begin{aligned} u_{\text{фм}} &= J_0(0,5)\cos\omega t + J_1(0,5)\cos(\omega + \Omega)t - J_1(0,5)\cos(\omega - \Omega)t + \\ &+ J_2(0,5)\cos(\omega + 2\Omega)t + J_2(0,5)\cos(\omega - 2\Omega)t + J_3(0,5)\cos(\omega + 3\Omega)t - \\ &- J_3(0,5)\cos(\omega - 3\Omega)t + \dots \end{aligned} \quad (1.15)$$

Табл. 1.1

Значения функций Бесселя для различных  $n$ 

$n$	0	1	2	3
$J_n$	0,938	0,242	0,031	$2,564 \cdot 10^{-3}$

Спектральные диаграммы сигналов на выходах функциональных блоков КФМ (рис. 1.1), приведены на рис. 1.2 а–г. На рис. 1.2 д приведен спектр неискажённого ФМС при  $m_\varphi=0,5$  рад.

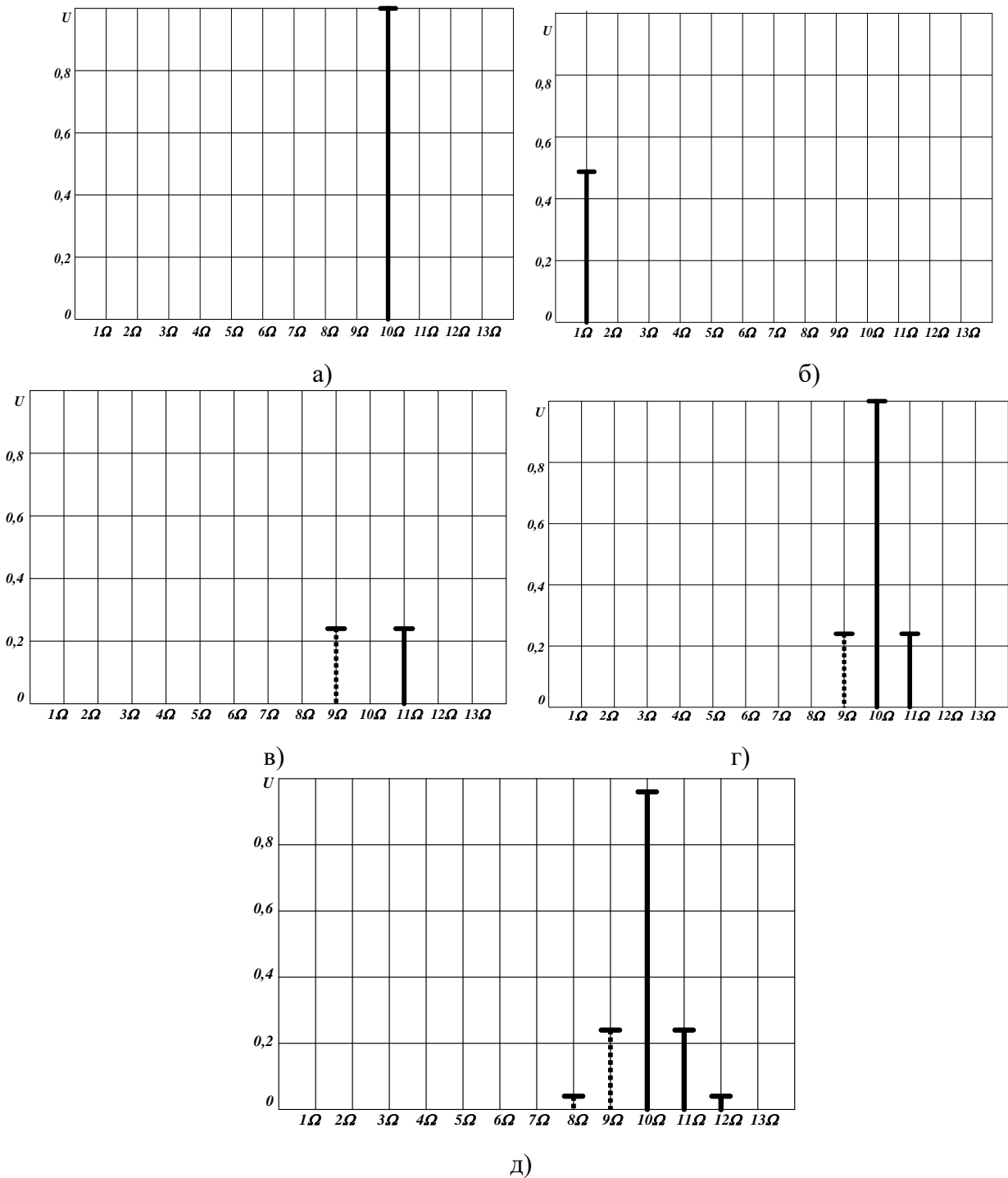


Рис. 1.2. Спектры сигналов на выходах функциональных блоков структурной схемы КФМ, приведенной на рис. 1.1: а) на выходах ГВЧ и ФВ1; б) на выходе ИМС; в) на выходе БМ; г) на выходе С1; д) спектр неискажённого ФМС с индексом модуляции  $m_\varphi=0,5$  рад.

Из сравнения спектров неискажённого ФМС (рис. 1.2 д) и ФМС с индексом модуляции  $m_\varphi=0,5$  рад, полученного в результате численного анализа (рис. 1.2 г), можно сделать вывод о том, что при формировании ФМС с индексом модуляции  $m_\varphi=0,5$  рад структурной схемой, приведенной на рис.

1.1, на выходе КФМ появляются значительные ПАМ и ПФМ, о чём свидетельствуют отличия спектров на рис 1.2 д и рис. 1.2 г.

Рассмотрим схему, изображённую на рис. 1.3. Для неё, если принять амплитуду несущего колебания за единицу, имеем

$$\begin{aligned} u_{c1} = u_3 + u_4 &= (1 + m_a \sin \Omega t) \cos \omega t + (1 - m_a \sin \Omega t) \sin \omega t = \\ &= U_{c1} \cos(\omega t + \varphi_{c1}), \end{aligned} \quad (1.16)$$

где

$$U_{c1} = 1,41 \sqrt{1 + m_a^2 \sin^2 \Omega t}, \quad (1.17)$$

$$\varphi_{c1} = -\pi/4 + \arctg(m_a \sin \Omega t). \quad (1.18)$$

Как видно, (1.17) совпадает с (1.6) с точностью до коэффициента  $1,41$ , а (1.18) с (1.7) с точностью до постоянного фазового сдвига  $\varphi_0 = -\pi/4$ .

Таким образом, по существу, схемы КФМ с балансными и амплитудными модуляторами дают один и тот же результат по величине амплитудных и фазовых искажений. В то же время эти две схемы имеют и различие по их функционированию.

В схеме с балансным модулятором (рис. 1.1) коэффициент глубины модуляции  $m_a$  может быть выбран, в принципе, любой, в то время как в схеме с амплитудными модуляторами (рис. 1.3) коэффициент глубины модуляции  $m_a \leq 1$  – исходя из принципа амплитудной модуляции.

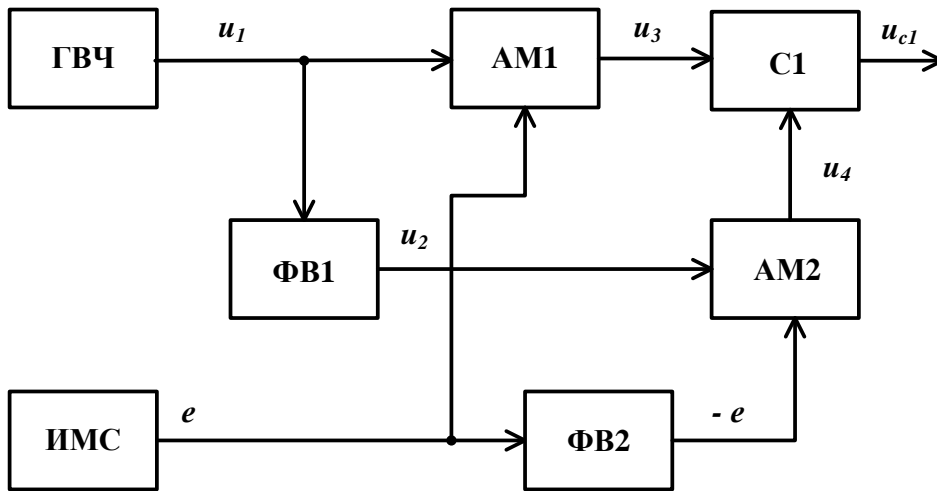


Рис. 1.3. Структурная схема КФМ с использованием амплитудных модуляторов

Если же в этой схеме выбрать  $m_a > 1$ , то выражение (1.16) можно переписать в виде

$$u_{c1} = 1,41 \cos(\pi/4 - \omega t) + m_a 1,41 \sin \Omega t \sin(\pi/4 - \omega t). \quad (1.19)$$

В этом случае (1.19) совпадает с (1.5) и схему на рис. 1.3 можно трактовать как схему на рис. 1.1.

Таким образом, когда в дальнейшем мы будем обсуждать схему КФМ с амплитудными модуляторами, будем иметь в виду, что в ней  $m_a \leq 1$  и максимально возможный индекс модуляции  $m_\varphi$ , который с её помощью можно осуществить, не может быть больше  $\pi/4$ . Анализ работы приведенных выше схем КФМ при гармоническом модулирующем сигнале показал, что при желании получить с их помощью ФМС со значительным индексом модуляции  $m_\varphi$  мы сталкиваемся с проблемой борьбы с амплитудно-фазовыми искажениями, которые при гармоническом модулирующем напряжении проявляются в виде ПАМ с удвоенной частотой модулирующего сигнала и ПФМ (нелинейными искажениями) на третьей гармонике модулирующего сигнала.

Ещё более сложная картина амплитудно-фазовых искажений будет наблюдаться при бигармоническом и полигармоническом модулирующих сигналах. Рассмотрим схему КФМ с балансным модулятором при условии, что

$$e = E_n \sin \Omega_n t + E_6 \sin \Omega_6 t, \quad (1.20)$$

где  $E_n, E_6$  – амплитуды составляющих модулирующего сигнала нижней  $\Omega_n$  и верхней  $\Omega_6$  частот.

В этом случае в соответствии с (1.5)  $u_{c1} = u_2 + u_3$ , а также с учётом единичной амплитуды несущего колебания и единичного коэффициента передачи БМ имеем

$$u_{c1} = U_{c1} \cos(\omega t + \varphi_c), \quad (1.21)$$

$$\text{где } U_{c1} = \sqrt{1 + (m_{an} \sin \Omega_n t + m_{a6} \sin \Omega_6 t)^2}, \quad (1.22)$$

$$\varphi_{c1} = \arctg(m_{an} \sin \Omega_n t + m_{a6} \sin \Omega_6 t). \quad (1.23)$$

Разложив (1.22) в ряд, и ограничившись первыми двумя членами, получим

$$U_{c1} = U_{c10} + U_{c1 \text{ нам}}, \quad (1.24)$$

$$\text{где } U_{c10} = 1 + \frac{1}{4} m_{an}^2 + \frac{1}{4} m_{a6}^2,$$

$$\begin{aligned} U_{c1 \text{ нам}} = & \frac{1}{4} m_{an}^2 \sin 2\Omega_n t + \frac{1}{4} m_{a6}^2 \sin 2\Omega_6 t + \frac{1}{2} m_{an} m_{a6} \cos(\Omega_6 + \Omega_n)t + \\ & + \frac{1}{2} m_{an} m_{a6} \cos(\Omega_6 - \Omega_n)t. \end{aligned}$$

Как видно, при бигармоническом модулирующем сигнале кроме ПАМ, возникающей с удвоенными частотами модулирующего сигнала, воз-

никает также ПАМ на комбинационных частотах, причём в этом случае частоты ПАМ попадают в полосу частот полезного фазомодулированного сигнала, что затрудняет их фильтрацию.

Разложив (1.23) в ряд с учётом первых двух членов, получим

$$\begin{aligned}
 \varphi_{c1} = & \left( m_{ан} - \frac{1}{4} m_{ан}^3 + \frac{1}{2} m_{ан} m_{ав}^2 \right) \sin \Omega_{н} t + \\
 & + \left( m_{ав} - \frac{1}{4} m_{ав}^3 + \frac{1}{2} m_{ан}^2 m_{ав} \right) \sin \Omega_{в} t + \\
 & + \frac{1}{2} m_{ан}^3 \sin 3 \Omega_{н} t + \frac{1}{12} m_{ав}^3 \sin 3 \Omega_{в} t + \\
 & + \frac{1}{4} m_{ан}^2 m_{ав} [\sin(\Omega_{в} + 2 \Omega_{н}) t + \sin(\Omega_{в} - 2 \Omega_{н}) t] - \\
 & - \frac{1}{4} m_{ан} m_{ав}^2 [\sin(2 \Omega_{в} + \Omega_{н}) t - \sin(2 \Omega_{в} - \Omega_{н}) t]. \tag{1.25}
 \end{aligned}$$

Из рассмотрения (1.25) следует, что при бигармоническом модулирующем сигнале возникает ПФМ (нелинейные искажения закона модуляции) не только на нечётных гармониках, но также и на комбинационных частотах, причём разностные комбинационные частоты попадают в полосу частот полезного сигнала и их фильтрация затрудняется.

Следовательно, точно такая же картина будет наблюдаться и при использовании в схеме КФМ двух амплитудных модуляторов.

## 1.2. Квадратурный фазовый модулятор на базе амплитудных модуляторов в квадратурных каналах с автокомпенсацией амплитудных искажений

Рассмотрим использование метода автоматической компенсации амплитудно-фазовых искажений в КФМ на базе амплитудных модуляторов, в которых, как подчёркивалось выше, возможно формирование ФМС с индексом  $m_{\varphi} \leq \pi/4$  [62].

В общем случае структурную схему такого модулятора можно изобразить следующим образом (рис. 1.4). На рис. 1.4 приняты следующие обозначения: ГВЧ – генератор несущего гармонического колебания, ИМС – источник модулирующего сигнала, АМ1 и АМ2 – амплитудные модуляторы, ФВ1 и ФВ2 – соответственно фазовращатели модулирующего и несущего колебаний, С – линейный сумматор. Фазовращатель ФВ1 обеспечивает сдвиг фаз на  $\pi$ , то есть по существу является инвертором, а фазовращатель

ФВ2 сдвигает фазу несущего колебания одного канала относительно другого в общем случае на угол  $\varepsilon$ , который может находиться в пределах от 0 до  $(-\pi)$ . Обычно в фазовых модуляторах используют ортогональное сложение колебаний, при этом  $\varepsilon = \pi/2$ .

В результате линейного сложения сигналов обеих ветвей получим фазовую  $\varphi_c(e)$  и амплитудную  $U_c(e)$  модуляционные характеристики фазового модулятора, изображённого на рис. 1.4

$$\varphi_c(e) = -\operatorname{arctg} \frac{k_2(e) \sin \varepsilon}{k_1(e) + k_2(e) \cos \varepsilon}, \quad (1.26)$$

$$U_c(e) = \sqrt{k_1^2(e) + k_2^2(e) + 2k_1(e)k_2(e) \cos \varepsilon}. \quad (1.27)$$

Здесь  $k_1(e)$  и  $k_2(e)$  – регулировочные характеристики соответственно первого и второго амплитудных модуляторов,  $e$  – мгновенное значение модулирующего напряжения с выхода ИМС.

В соответствии с теорией, для полной компенсации амплитудных и фазовых искажений в выходном сигнале регулировочные характеристики должны изменяться по закону

$$k_1(e) = \frac{\cos(Se) - \cos(Se + \varepsilon)}{1 - \cos \varepsilon}, \quad (1.28)$$

$$k_2(e) = \frac{\cos(Se) - \cos(Se - \varepsilon)}{1 - \cos \varepsilon}, \quad (1.29)$$

где  $S$  – крутизна регулировочных характеристик амплитудных модуляторов, [1/В].

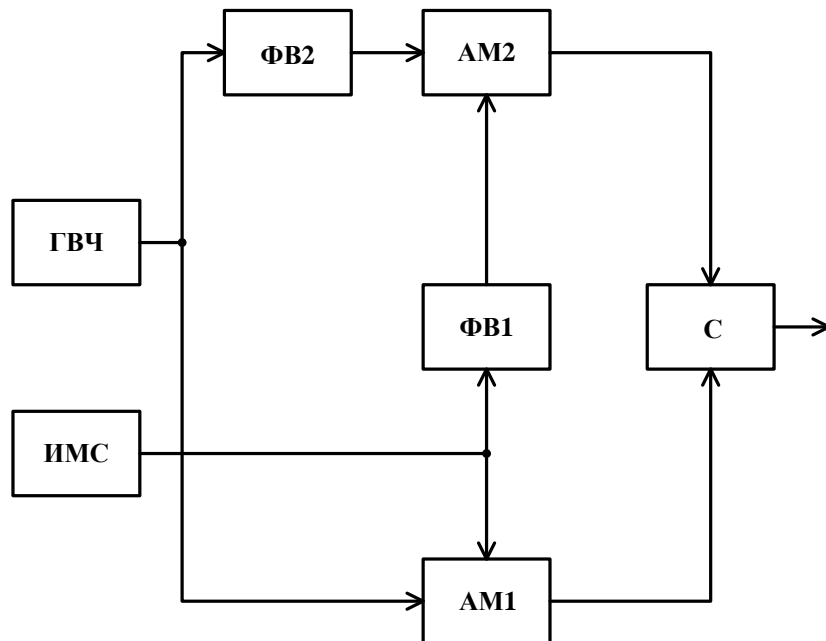


Рис. 1.4. Структурная схема КФМ на базе амплитудных модуляторов в квадратурных каналах

Действительно, подставив (1.28) и (1.29) в (1.26) и (1.27), получим выражения для ФМХ и АМХ в виде

$$\varphi_c(e) = Se, \quad (1.30)$$

$$U_c(e) = 2 \cos \frac{\varepsilon}{2} \quad (1.31)$$

Из этих выражений видно, что при регулировочных характеристиках вида (1.28) и (1.29) произошла полная компенсация ПАМ, а фаза на выходе модулятора изменяется пропорционально управляющему напряжению  $e$ .

Для синтеза нелинейных характеристик амплитудных модуляторов, реализующих приведенные выше функции  $\kappa_{1,2} = F(e)$ , необходимо достаточно точно подбирать параметры составляющих звеньев [298].

Другим методом ослабления ПАМ выходного сигнала фазового модулятора является метод автокомпенсационного управления амплитудами сигналов. При этом можно использовать линейные регулировочные характеристики амплитудных модуляторов

$$\kappa_1(e) = 1 + Se, \quad (1.32)$$

$$\kappa_2(e) = 1 - Se, \quad (1.33)$$

Очевидно, при таких регулировочных характеристиках, которые в общем легко реализуются на практике, на выходе С (рис. 1.4) без принятия специальных мер имеет место ПАМ.

Действительно, положив  $\varepsilon = \pi/2$ , из (1.26) и (1.27) имеем

$$\varphi_c(e) = \operatorname{arctg} \frac{k_2(e)}{k_1(e)}, \quad (1.34)$$

$$U_c(e) = \sqrt{k_1^2(e) + k_2^2(e)}. \quad (1.35)$$

Подставив в (1.34) и (1.35) выражения для  $\kappa_1(e)$  и  $\kappa_2(e)$  из (1.32) и (1.33), после преобразований получим

$$\varphi_c(e) = \operatorname{arctg}(Se) - \pi/4, \quad (1.36)$$

$$U_c(e) = \sqrt{2} \sqrt{1 + (Se)^2}. \quad (1.37)$$

Разложив (1.36) и (1.37) в ряд и ограничившись первыми членами ряда, запишем

$$\varphi_c(e) = Se - \pi/4, \quad (1.38)$$

$$U_c(e) = \sqrt{2} (1 + 0,5(Se)^2). \quad (1.39)$$

Из (1.39) видно, что на выходе модулятора имеет место ПАМ, которая определяется отклонением реальной АМХ  $U_c(e)$  от идеальной  $U_{c0} = \sqrt{2}$ , при  $e=0$  на величину

$$\Delta U_c = U_c(e) - \sqrt{2} = \sqrt{2} 0,5(Se)^2. \quad (1.40)$$

Введём автокомпенсацию ПАМ. На рис. 1.5 представлена структурная схема фазового модулятора с автокомпенсацией ПАМ. Напряжение, пропорциональное  $\Delta U_{c ак}$ , выделяется амплитудным детектором АД и усиливается до необходимого уровня в инвертирующем усилителе ИУ, имеющем коэффициент усиления  $N$ . При этом напряжение на выходе усилителя

$$u_{ак} = N \Delta U_{c ак}, \quad (1.41)$$

где  $\Delta U_{c ак} = U_{c ак} - \sqrt{2}$  – отклонение амплитудной модуляционной характеристики при автокомпенсации.

Далее это напряжение подаётся на вторые входы сумматоров С2 и С3 и управляет амплитудой сигналов в АМ1 и АМ2, при этом из (1.32) и (1.33) с учётом (1.41)

$$U_{1ак}(e + u_{ак}) = \sqrt{2} (1 + Se - SN \Delta U_{c ак}) \quad (1.42)$$

$$U_{2ак}(e + u_{ак}) = \sqrt{2} (1 - Se - SN \Delta U_{c ак}). \quad (1.43)$$

Подставив (1.36) и (1.37) в (1.29), запишем

$$U_{сак}(e) = \Delta U_{сак} + \sqrt{2} = \sqrt{2} \sqrt{1 - 2SN \Delta U_{c ак} + S^2 N^2 \Delta U_{c ак}^2 + (Se)^2} \quad (1.44)$$

и после преобразований, с учётом того, что  $\Delta U_{c ак} \ll 1$ , имеем

$$\Delta U_{c ак} = \frac{\sqrt{2} \cdot 0,5 (Se)^2}{1 + \sqrt{2} SN}, \quad (1.45)$$

то есть отклонение АМХ от идеальной в фазовом модуляторе с автокомпенсацией ПАМ в  $1 + \sqrt{2} SN$  раз меньше, чем в модуляторе без автокомпенсации.

Для определения ФМХ преобразуем (1.34) с учётом (1.42) и (1.43) к виду

$$\varphi_{сак}(e + u_{ак}) = \arctg \frac{k_2(e) - SN \Delta N_{с ак}}{k_1(e) - SN \Delta N_{с ак}}. \quad (1.46)$$

Видно, что несколько увеличилась крутизна фазовой характеристики и произошло её спрямление, то есть несколько уменьшились и фазовые искажения.

На рис. 1.6 и рис. 1.7 приведены рассчитанные соответственно ФМХ и АМХ идеального модулятора (прямые 1), модулятора без компенсации амплитудных искажений (кривые 2) и с компенсацией амплитудных искажений (кривые 3), при  $S=1$ ,  $N=10$ .

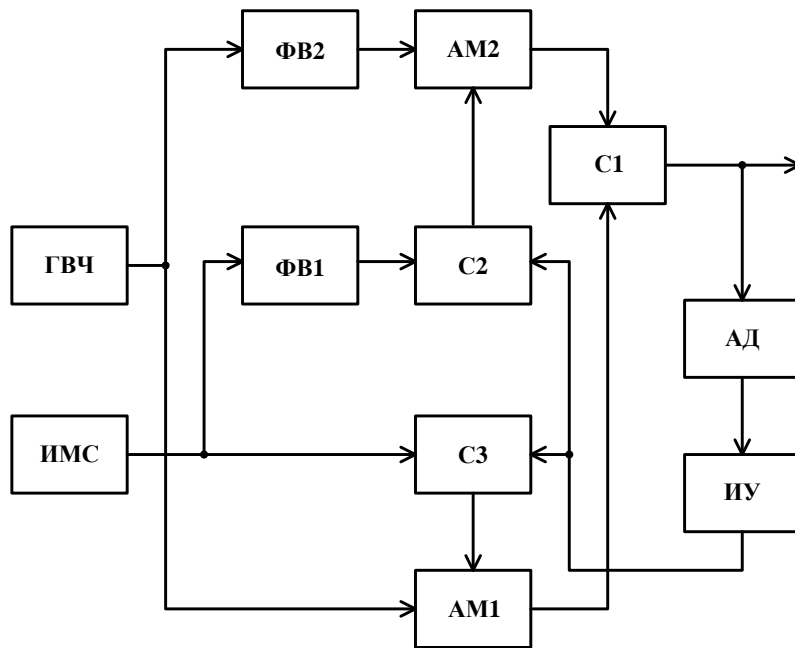


Рис. 1.5. Структурная схема КФМ с автокомпенсацией амплитудных искажений

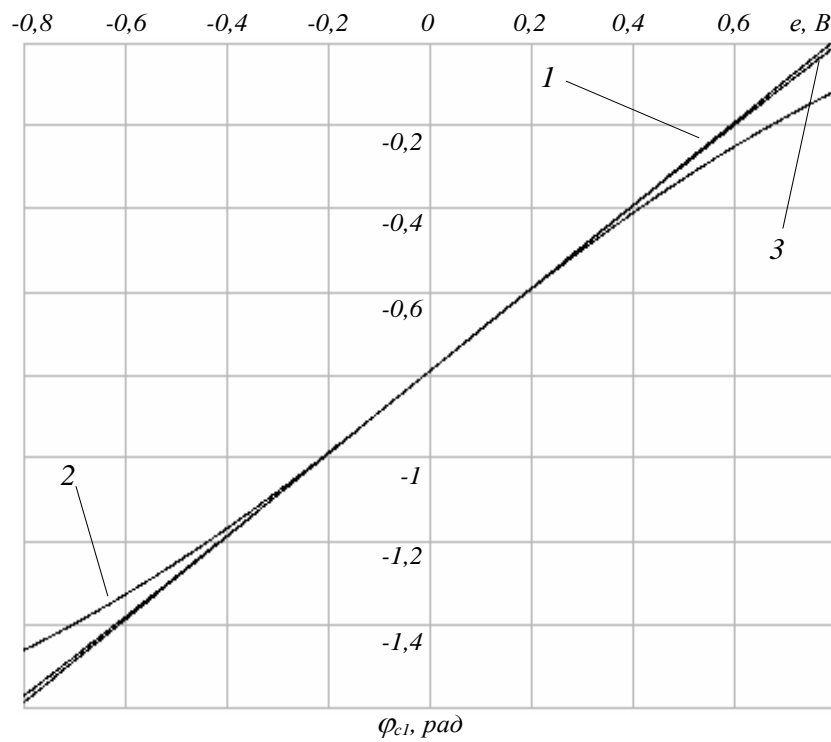


Рис. 1.6. Рассчитанные ФМХ КФМ с двумя амплитудными модуляторами

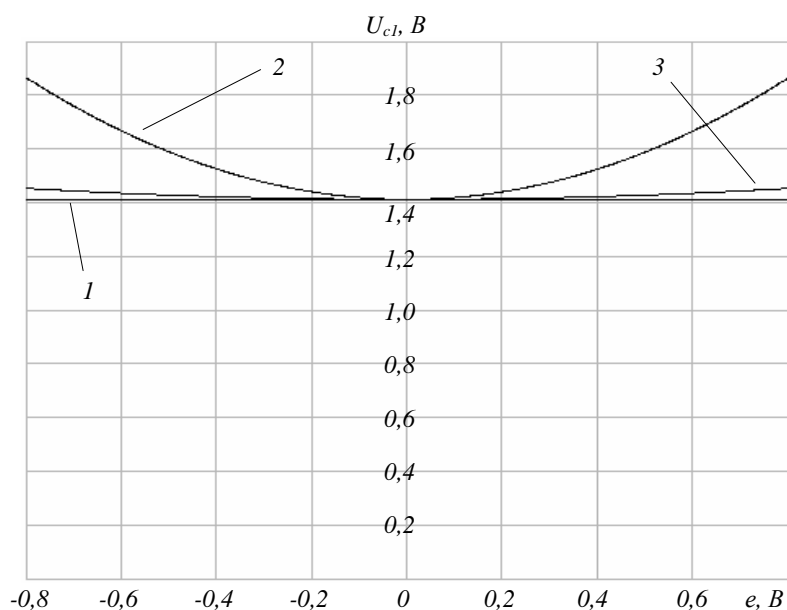


Рис. 1.7. Рассчитанные АМХ КФМ с двумя амплитудными модуляторами

Для подтверждения теоретических выводов экспериментально была выявлена зависимость изменения амплитуды выходного сигнала  $\Delta U_c$  от девиации выходного сигнала  $\Delta \varphi_c$ , а также исследовано влияние автокомпенсации ПАМ на форму ФМХ.

### 1.3. Квадратурный фазовый модулятор на базе амплитудных модуляторов в квадратурных каналах и устройствами формирования компенсационных сигналов амплитудных и фазовых искажений

Рассмотрим использование метода компенсации амплитудно-фазовых искажений в КФМ на базе амплитудных модуляторов в квадратурных каналах, основанного на синтезе управляющих компенсационных сигналов, позволяющих исключить в схеме на рис. 1.3, возникновение искажений при  $m_\varphi \leq 0,5 \text{ рад}$ . Представим (1.17) и (1.18) двумя членами разложения по формуле Тейлора для многочлена. В этом случае выражения (1.17) и (1.18) соответственно для  $U_c$  и  $\varphi_c$  запишутся в виде

$$U_{c1} = 1,41 \left( 1 + \frac{1}{2} m_a^2 \sin^2 \Omega t \right), \quad (1.47)$$

$$\varphi_c = -\pi/4 + (m_a \sin \Omega t) + \frac{1}{3} (m_a \sin \Omega t)^3. \quad (1.48)$$

Из (1.47) и (1.48) следует, что в выходном ФМС имеют место значительные ПАМ и ПФМ, о чём свидетельствуют квадратичное и кубическое слагаемые в выражениях.

Очевидно, что для полной компенсации ПАМ в выходном ФМС квадратурного фазового модулятора напряжение управления  $e_{y1}$  должно изменяться в соответствии с (1.17), но с обратным знаком квадратичного слагаемого под корнем [60]. Для этого в структурную схему на рис. 1.3 введено дополнительное устройство формирования компенсационного управляющего сигнала амплитудных искажений (УФКСАИ), представленное на рис. 1.8.

Работа схемы. С выхода ГВЧ одновременно на вход ФВ и на сигнальный вход АМ1 поступает напряжение несущей частоты с единичной амплитудой  $u_1$  (1.1), при этом на выходе ФВ формируется напряжение  $u_2$  (1.2), которое поступает на сигнальный вход АМ2.

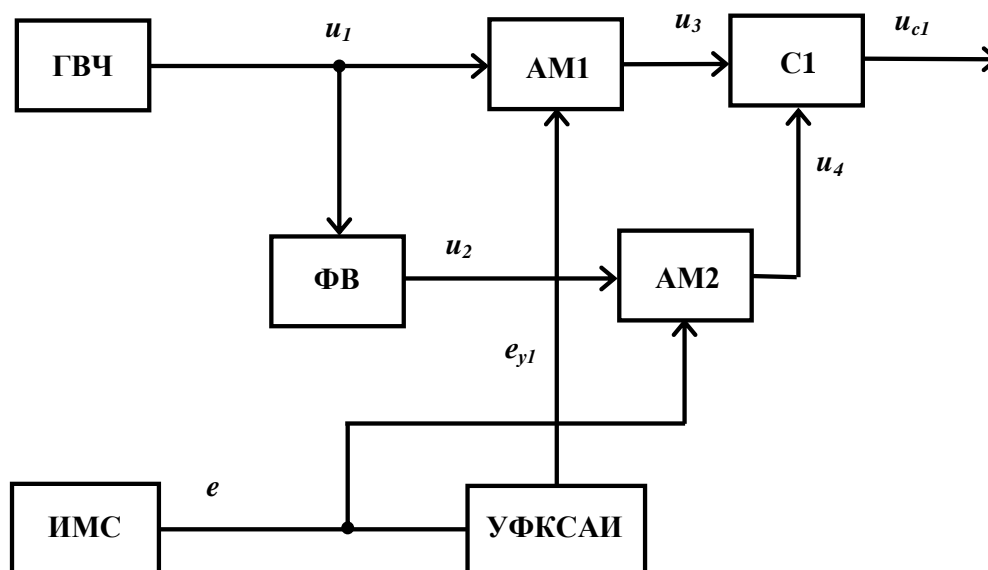


Рис. 1.8. Структурная схема КФМ на базе амплитудных модуляторов в квадратурных каналах и устройством формирования управляющего компенсационного сигнала амплитудных искажений при  $m_\varphi \leq 0,5$  рад

На выходе УФКСАИ формируется напряжение

$$e_{y1} = \sqrt{1 - m_a^2 \sin^2 \Omega t}, \quad (1.49)$$

которое подаётся на модулирующий вход АМ1. В результате на выходе АМ1 формируется высокочастотная синфазная составляющая

$$u_3 = \left( 1 + \sqrt{1 - m_a^2 \sin^2 \Omega t} \right) \cos \omega t, \quad (1.50)$$

а на выходе АМ2 – высокочастотная квадратурная составляющая

$$u_4 = -(1 + m_a \sin \Omega t) \sin \omega t. \quad (1.51)$$

Линейно складывая (1.50) и (1.51) в сумматоре С1, получаем выходной ФМС

$$u_{c1} = u_3 + u_4 = U_{c1} \cos(\omega t + \varphi_{c1}),$$

где  $U_{c1} = \sqrt{1 - m_a^2 \sin^2 \Omega t + m_a^2 \sin^2 \Omega t} = 1,$  (1.52)

$$\varphi_{c1} = -\pi/4 + \operatorname{arctg} \left( \frac{m_a \sin \Omega t}{\sqrt{1 - m_a^2 \sin^2 \Omega t}} \right), \quad (1.53)$$

при этом

$$u_{c1} = \cos \left[ \omega t - \frac{\pi}{4} + \operatorname{arctg} \left( \frac{m_a \sin \Omega t}{\sqrt{1 - m_a^2 \sin^2 \Omega t}} \right) \right] = \cos \left[ \omega t - \frac{\pi}{4} + \operatorname{arcsin}(m_a \sin \Omega t) \right]. \quad (1.54)$$

Представив  $\operatorname{arcsin}(m_a \sin \Omega t)$  двумя членами разложения формулы Тейлора для многочлена, выражение (1.54) запишем в виде

$$u_{c1} = \cos \left[ \omega t - \frac{\pi}{4} + \left( m_a \sin \Omega t + \frac{m_a^3 \sin^3 \Omega t}{6} \right) \right]. \quad (1.55)$$

Из (1.55) видно, что в выходном ФМС КФМ полностью скомпенсирована ПАМ. Кроме того, из сравнения (1.53) с (1.48) видно, что одновременно и ПФМ ослаблена на 10 дБ.

Проведем анализ статических фазовой  $\varphi = f(e)$  (1.53) и амплитудной  $U = f(e)$  (1.52) модуляционных характеристик схемы КФМ, изображенной на рис. 1.8. Зададим от ИМС статические приращения напряжения  $e$  от  $-0,5$  В до  $0,5$  В и построим модуляционные характеристики.

На рис. 1.9 и рис. 1.10 сплошными линиями представлены соответственно ФМХ и АМХ КФМ, а точечными линиями – ФМХ и АМХ идеального КФМ. Анализ модуляционных характеристик показывает, что коэффициент нелинейности ФМХ этой схемы составляет 4,8%, а коэффициент неравномерности АМХ равен нулю.

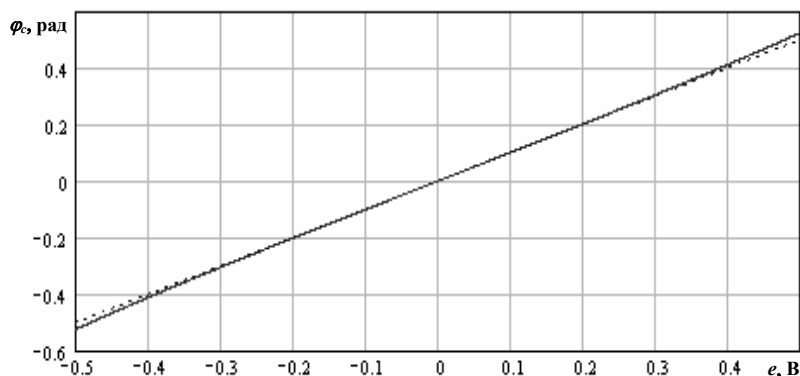


Рис. 1.9. ФМХ КФМ, изображенного на рис. 1.8

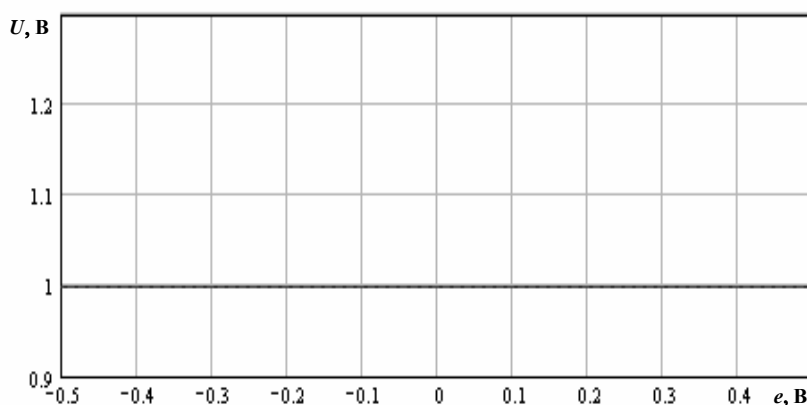


Рис. 1.10. АМХ КФМ, изображенного на рис. 1.8

Следует также отметить, что коэффициент нелинейности ФМХ КФМ, изображенного на рис. 1.8, в 1,5 раза меньше значения коэффициента нелинейности ФМХ КФМ, изображенного на рис. 1.3, и на 4,3% выше по сравнению со структурной схемой КФМ с автокомпенсацией нелинейных искажений, изображённой на рис. 1.15.

Проведём анализ нелинейных искажений в КФМ на рис. 1.8 при тональном модулирующем сигнале  $e = E \sin \Omega t$  (1.3). В этом случае, воспользовавшись тригонометрическими формулами кратных углов [60, 61], выражение (1.55) можно переписать в следующем виде:

$$u_{C1} = \cos \left\{ \omega t - \frac{\pi}{4} + \left( \left( E + \frac{1}{12} E^3 \right) \sin \Omega t - \frac{1}{24} E^3 \sin 3\Omega t \right) \right\}. \quad (1.56)$$

Из (1.56) следует, что коэффициент нелинейных искажений по третьей гармонике для схемы, изображенной на рис. 1.8, при  $E = 0,5$  В равен:

$$K_{Г3} = \frac{\frac{1}{24} E^3}{E + \frac{1}{12} E^3} = 1,0 \%. \quad (1.57)$$

Сравнение численного значения коэффициента ПФМ по третьей гармонике для схемы КФМ, реализованного по методу преобразования амплитудной модуляции в фазовую (рис. 1.3), при формировании ФМС с девиацией фазы  $\Delta\varphi = 0,5$  рад с соответствующим значением для схемы КФМ (рис. 1.8) формирующий ФМС с той же девиацией фазы, в котором используется УФКС для компенсации ПАМ, показывает, что в последнем случае коэффициент ПФМ по третьей гармонике уменьшается в 2 раза.

Для увеличения степени компенсации ПФМ в выходном ФМС в структурную схему КФМ на рис. 1.8 дополнительно введено устройство формирования компенсационного управляющего сигнала нелинейных искажений (УФКСНИ). При этом напряжение управления  $e_{y2}$  на выходе УФКСНИ должно изменяться в соответствии с (1.18) и с учётом (1.48) следующим образом

$$e_{y2} = m_a \sin \Omega t - \frac{m_a^3 \sin^3 \Omega t}{6}, \quad (1.58)$$

а напряжение управляющего сигнала  $e_{y1}$  на выходе УФКСАИ – по закону

$$e_{y1} = \sqrt{1 - \left[ m_a \sin \Omega t - \frac{m_a^3 \sin^3 \Omega t}{6} \right]^2}. \quad (1.59)$$

В этом случае структурная схема КФМ с синтезированными компенсационными сигналами амплитудных и нелинейных искажений, при  $m_\varphi \leq 0,5$  рад, имеет вид, представленный на рис. 1.11.

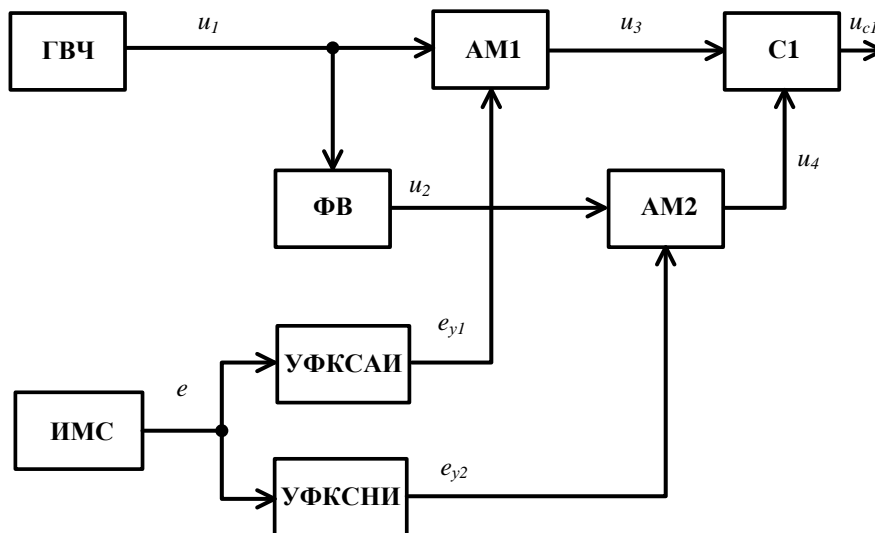


Рис. 1.11. Структурная схема КФМ на базе амплитудных модуляторов в квадратурных каналах с синтезированными компенсационными сигналами амплитудных и нелинейных искажений при  $m_\varphi \leq 0,5$  рад

В приведенной структурной схеме КФМ результатами модуляций в амплитудных модуляторах АМ1 и АМ2 при воздействии на них управляющих напряжений  $e_{y1}$  и  $e_{y2}$ , являются соответственно выходные синфазная и квадратурная высокочастотные составляющие

$$u_3 = \left( 1 + \sqrt{1 - \left[ m_a \sin \Omega t - \frac{m_a^3 \sin^3 \Omega t}{6} \right]^2} \right) \cos \omega t, \quad (1.60)$$

$$u_4 = - \left( 1 - \left[ m_a \sin \Omega t - \frac{m_a^3 \sin^3 \Omega t}{6} \right] \right) \sin \omega t. \quad (1.61)$$

Линейно складывая (1.60) и (1.61) в сумматоре С1, получаем выходной ФМС

$$u_{c1} = u_3 + u_4 = U_{c1} \cos(\omega t + \varphi_{c1}),$$

$$\text{где } U_{c1} = \sqrt{\left[ 1 - \left[ m_a \sin \Omega t - \frac{m_a^3 \sin^3 \Omega t}{6} \right]^2 + \left[ m_a \sin \Omega t - \frac{m_a^3 \sin^3 \Omega t}{6} \right]^2} = 1, \quad (1.62)$$

$$\varphi_{c1} = -\frac{\pi}{4} + \operatorname{arctg} \left( \frac{m_a \sin \Omega t - \frac{m_a^3 \sin^3 \Omega t}{6}}{\sqrt{1 - \left[ m_a \sin \Omega t - \frac{m_a^3 \sin^3 \Omega t}{6} \right]^2}} \right), \quad (1.63)$$

при этом

$$u_{c1} = \cos \left[ \omega t - \frac{\pi}{4} + \operatorname{arctg} \left( \frac{m_a \sin \Omega t - \frac{m_a^3 \sin^3 \Omega t}{6}}{\sqrt{1 - \left[ m_a \sin \Omega t - \frac{m_a^3 \sin^3 \Omega t}{6} \right]^2}} \right) \right] = \quad (1.64)$$

$$= \cos \left\{ \omega t - \frac{\pi}{4} + \operatorname{arcsin} \left( m_a \sin \Omega t - \frac{m_a^3 \sin^3 \Omega t}{6} \right) \right\}.$$

Представив  $\operatorname{arcsin} \left( m_a \sin \Omega t - \frac{m_a^3 \sin^3 \Omega t}{6} \right)$  двумя членами разложения

по формуле Тейлора для многочлена, выражение (1.64) после преобразований, с учётом третьей и пятой степеней модулирующего напряжения, можно записать в виде

$$u_{c1} = \cos \left[ \omega t - \frac{\pi}{4} + \left( m_a \sin \Omega t - \frac{1}{12} m_a^5 \sin^5 \Omega t \right) \right]. \quad (1.65)$$

Из сравнения (1.65) с (1.47) и (1.55) видно, что в выходном ФМС при  $m_a = m_\varphi = 0,5$  рад полностью скомпенсирована ПАМ и ещё более ослаблена ПФМ по сравнению со схемами на рис. 1.3 и рис. 1.8.

Анализ статических фазовой (1.63) (рис. 1.12) и амплитудной (1.62) (совпадает с рис. 1.10) модуляционных характеристик схемы КФМ, изображенной на рис. 1.11, показывает, что коэффициент нелинейности фазовой модуляционной характеристики составляет 0,1%, а коэффициент неравномерности амплитудной модуляционной характеристики так же, как и для КФМ на рис. 1.8, равен нулю. Следует также отметить, что коэффициент нелинейности ФМХ КФМ, изображенного на рис. 1.11, стал на 4,7% меньше значения коэффициента нелинейности ФМХ КФМ, изображенного на рис. 1.8, и на 0,4% ниже по сравнению со структурной схемой КФМ с автокомпенсацией нелинейных искажений, изображенной на рис. 1.15.

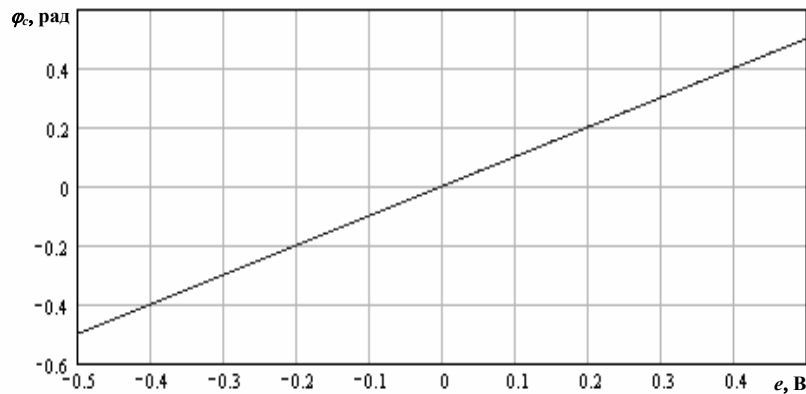


Рис. 1.12. ФМХ КФМ, изображенного на рис. 1.11

Проведём анализ нелинейных искажений в КФМ на рис. 1.8, при тональном модулирующем сигнале  $e = E \sin \Omega t$  (1.3). В этом случае, воспользовавшись тригонометрическими формулами кратных углов [60, 61], после соответствующих преобразований, выражение (1.65) можно переписать в следующем виде:

$$u_{C1} = \cos \left\{ \omega t - \frac{\pi}{4} + \left[ \left( E - \frac{5}{96} E^5 \right) \sin \Omega t + \left( \frac{5}{192} E^5 \right) \sin 3\Omega t \right] \right\}. \quad (1.66)$$

На основании (1.66, определим коэффициент ПФМ по третьей гармонике

$$K_{ГЗ} = \frac{\frac{5}{192} E^5}{E - \frac{5}{96} E^5} = 0,1 \%. \quad (1.67)$$

Таким образом, в структурной схеме КФМ на рис. 1.11, кроме полной компенсации ПАМ, происходит значительное ослабление ПФМ по третьей гармонике модулирующего напряжения: по сравнению со схемой КФМ на рис. 1.3 – в 20 раз (на 30 дБ); по сравнению со схемой КФМ на рис. 1.8 – в 10 раз (на 20 дБ). Сравнение данного параметра с параметрами ослабления ПФМ по третьей гармонике модулирующего напряжения в структурной схеме КФМ с автокомпенсацией нелинейных искажений, изображённой на рис. 1.15, не проводилось.

#### **1.4. Квадратурные формирователи радиосигналов с угловой модуляцией на базе балансных модуляторов в квадратурных каналах и функциональными преобразователями модулирующего напряжения**

Как было показано в п. 1.1, в структурной схеме КФМ с балансным модулятором (рис. 1.1) коэффициент глубины модуляции  $m_a$  может быть выбран  $m_a \gg 1$ , что позволяет, в принципе, формировать ФМС с индексом фазовой модуляции  $m_\phi \gg 1$ . В связи с этим разработка новых методов улучшения качественных показателей КФМ, использующих принцип преобразования амплитудной модуляции в фазовую модуляцию, является актуальной научной задачей, причём особый интерес эта задача приобретает в связи с постоянно развивающейся, особенно в последнее время, ЭКБ, в частности, радиочастотных интегральных микросхем векторных модуляторов (РИМВМ), например, НРМХ2005 (частотный диапазон от 25 до 250 МГц), НРМХ2007 (от 5 до 4000 МГц) и других [63]. Эти микросхемы в своём составе содержат как минимум два высокочастотных перемножителя сигналов (балансные модуляторы), фазовращатель на  $\pi/2$ , линейный сумматор высокочастотных квадратурных составляющих и выходной линейный усилитель мощности.

Структурную схему высокочастотной части КФМ на базе РИМВМ в общем виде можно представить на рис. 1.13. Из сравнения структурных схем КФМ, представленных на рис. 1.13 и рис. 1.1 видно, что в схеме КФМ на рис. 1.13 имеется возможность управления процессом формирования ФМС не только в квадратурном канале, но и в дополнительном синфазном канале.

Опишем алгоритм формирования ФМС с использованием структурной схемы, изображённой на рис. 1.14, при  $|e| \leq 1$ .

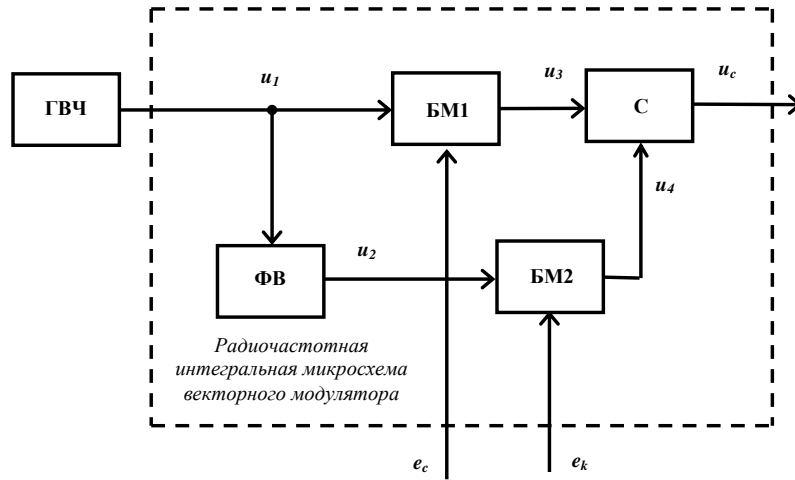


Рис. 1.13. Структурная схема высокочастотной части КФМ на базе балансных модуляторов в квадратурных каналах (РИМВМ)

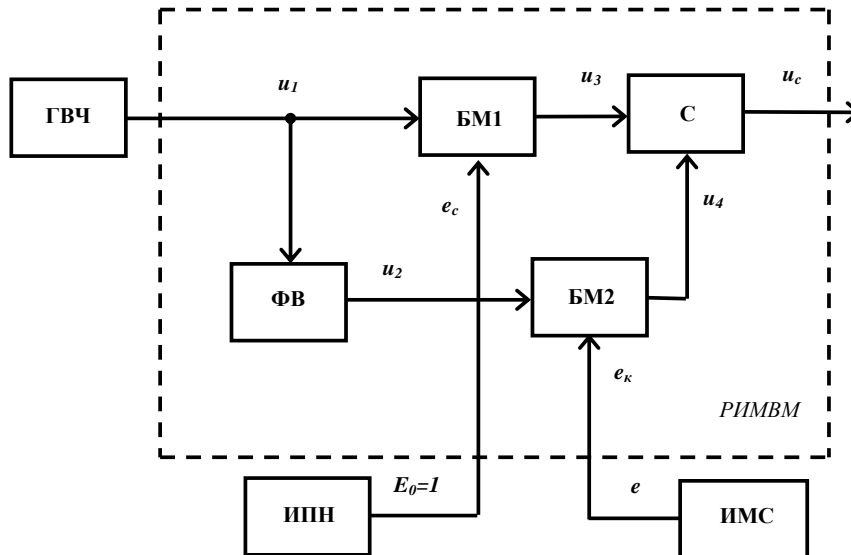


Рис. 1.14. Структурная схема КФМ на базе балансных модуляторов в квадратурных каналах (РИМВМ), формирующая ФМС с  $m_\varphi \leq 0,5$  рад

Мгновенное значение напряжения несущего колебания с единичной амплитудой  $U=1$  на выходе ГВЧ

$$u_1 = 1 \cdot \cos \omega t, \quad (1.68)$$

при этом напряжение после ФВ

$$u_2 = 1 \cdot \cos(\omega t + \pi/2). \quad (1.69)$$

Введём источник постоянного напряжения (ИПН), на выходе которого имеется нормированное единичное постоянное напряжение  $E_0=1$ , при этом значение управляющего сигнала синфазного канала

$$e_c = 1. \quad (1.70)$$

На выходе ИМС вырабатывается мгновенное значение модулирующего гармонического сигнала  $e = E \sin \Omega t$ , которое, в свою очередь, является управляющим сигналом квадратурного канала

$$e_k = e. \quad (1.71)$$

После перемножения (1.68) с (1.70) в БМ1 и (1.69) с (1.71) в БМ2 запишем

$$u_3 = k_{БМ1} \cos \omega t, \quad (1.72)$$

$$u_4 = k_{БМ2} e \cos(\omega t + \pi/2), \quad (1.73)$$

где  $k_{БМ1} = k_{БМ2} = 1$  – коэффициенты передачи БМ1 и БМ2 [1/В].

Линейно суммируя  $u_3$  и  $u_4$ , на выходе линейного сумматора С, получим

$$u_c = u_3 + u_4 = U_c \cos(\omega t + \varphi_c),$$

где  $U_c = \sqrt{1 + e^2}$ ,  $\varphi_c = \arctg(e)$ . (1.74)

Представив (1.74) двумя членами разложения по формуле Тейлора для многочлена, запишем выражения для  $U_c$  и  $\varphi_c$  соответственно в виде

$$U_c = 1 + \frac{1}{2} e^2, \quad \varphi_c = e + \frac{1}{3} e^3. \quad (1.75)$$

Из (1.75) следует, что в выходном ФМС имеют место значительные ПАМ и ПФМ, о чём свидетельствуют соответственно квадратичное и кубическое слагаемые в выражениях.

Рассмотрим алгоритм формирования ФМС с использованием балансных модуляторов в квадратурных каналах и ФПМН, который позволяет скомпенсировать амплитудно-фазовые искажения при произвольно заданном индексе модуляции  $m_\varphi$ . Предположим, что с помощью высокочастотного генератора и фазовращателя на  $\pi/2$  сформированы квадратурные составляющие:

$$u_1 = U_1 \cos \omega t \text{ и } u_2 = -U_1 \sin \omega t.$$

Кроме того, с помощью КПМН и СПМН формируются сигналы

$$e_k = E_y \cos[m_\varphi \sin \Omega t], \quad (1.76)$$

$$e_c = E_y \sin[m_\varphi \sin \Omega t]. \quad (1.77)$$

Перемножив  $u_1 = U_1 \cos \omega t$  с (2.21), а также  $u_2 = -U_1 \sin \omega t$  с (2.22) в балансных модуляторах с коэффициентами  $k_{БМ} = 1$  и сложив их в линейном сумматоре, имеем

$$\begin{aligned} u_c &= U_1 E_y [\cos \omega t \cos(m_\varphi \sin \Omega t) - \sin \omega t \sin(m_\varphi \sin \Omega t)] = \\ &= U_{c1} \cos(\omega t + m_\varphi \sin \Omega t), \end{aligned} \quad (1.78)$$

где  $U_{c1} = U_1 E_y$  – постоянная амплитуда.

Структурная схема, реализующая приведенный алгоритм, приведена на рис. 1.15. На этом рисунке БМ1 и БМ2 – высокочастотные перемножители сигналов (балансные модуляторы), остальные обозначения соответствуют приведенным выше.

На рис. 1.16 а, б, в приведены векторные диаграммы, поясняющие принцип работы схемы при  $U_1 = E_y = U_{c1} = 1$ ,  $\Omega t = \pm\pi/2$  соответственно для значений  $m_\varphi = 0, \pi/4, 5/4\pi$ .

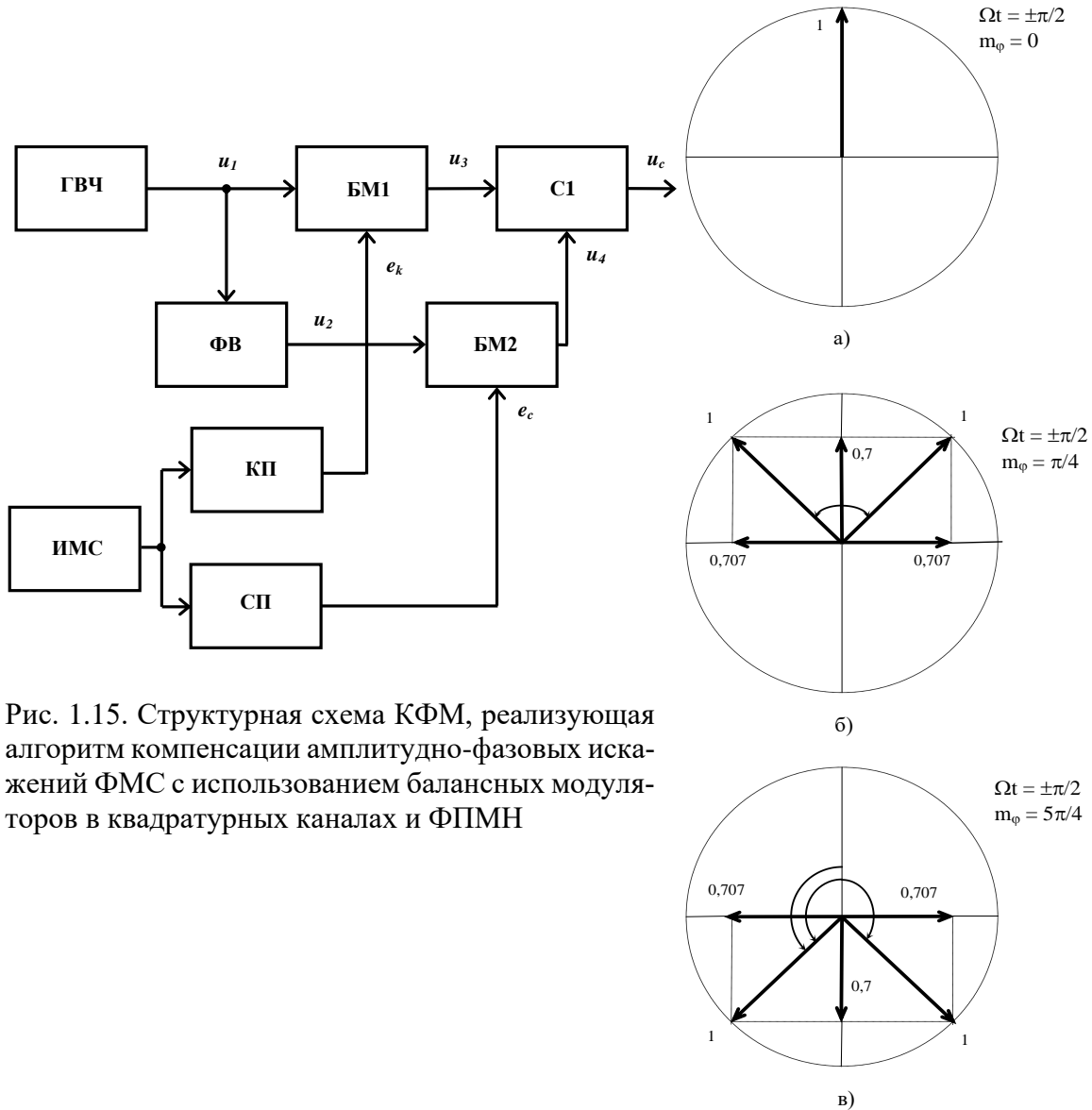


Рис. 1.15. Структурная схема КФМ, реализующая алгоритм компенсации амплитудно-фазовых искажений ФМС с использованием балансных модуляторов в квадратурных каналах и ФПМН

Рис. 1.16. Векторные диаграммы, поясняющие принцип формирования ФМС с использованием балансных модуляторов в квадратурных каналах и ФПМН

Из диаграмм наглядно видно, что в структурной схеме на рис. 1.15 возможно получение ФМС с любым произвольно заданным индексом модуляции  $m_\varphi$ . Кроме управляемых операционных усилителей и РИМВМ, в ка-

честве высокочастотных устройств преобразования сигналов в квадратурных каналах могут использоваться неуправляемые усилители на полевых транзисторах, а также пассивные безынерционные четырёхполюсники с универсальными полупроводниковыми диодами.

### 1.5. Анализ модуляционных характеристик квадратурных фазовых модуляторов на базе балансных модуляторов в квадратурных каналах с аналоговыми и цифровыми функциональными преобразователями модулирующего напряжения

Проведём анализ модуляционных характеристик КФМ на базе балансных модуляторов в квадратурных каналах, реализуемых по схеме, приведенной на рис. 1.15, в которой функциональные элементы БМ1, БМ2, ФВ и С1 объединены в радиочастотную интегральную микросхему векторного модулятора. Такая схема, как было показано во второй главе, принципиально может формировать любой заданный индекс модуляции, однако реализация индекса модуляции  $m_\varphi \gg 1$  с использованием аналоговой техники связана с увеличением веса и габаритов аппаратуры. По этой причине для аналоговых функциональных преобразователей ограничимся анализом модуляционных характеристик при аппроксимации функций  $\sin(x)$  и  $\cos(x)$  степенными полиномами соответственно от первой до пятой и от нулевой до четвертой степеней. Для упрощения анализа, который не влияет на общие результаты, примем равными амплитуды высокочастотных квадратурных составляющих  $U_1$ , а коэффициенты передачи балансных модуляторов будем считать равными единицы  $k_{БМ1,2}=1$ .

В этом случае, при использовании управляющих сигналов  $\sin(x)=e$ ,  $\cos(x)=1$ , в схеме (рис. 1.15) имеем

$$\begin{aligned} u_3 &= U_1 \cos \omega t, \\ u_4 &= -e U_1 \sin \omega t, \\ U_c &= U_1 \sqrt{1 + e^2}, \end{aligned} \tag{1.79}$$

$$\varphi_c = \operatorname{arctg} e. \tag{1.80}$$

Рассмотрим изменения  $U_c$  и  $\varphi_c$  при  $\sin(x)=e$ ,  $\cos(x)=1 - \frac{e^2}{2!}$ .

$$\begin{aligned} u_3 &= \left(1 - \frac{e^2}{2!}\right) U_1 \cos \omega t, \\ u_4 &= -e U_1 \sin \omega t, \\ U_c &= U_1 \sqrt{1 + \frac{1}{4} e^4}, \end{aligned} \tag{1.81}$$

$$\varphi_c = \operatorname{arctg} \frac{e}{1 - \frac{e^2}{2!}}. \quad (1.82)$$

$$\text{При } \sin(x) = e - \frac{e^3}{3!}, \quad \cos(x) = 1 - \frac{e^2}{2!}$$

$$u_3 = \left(1 - \frac{e^2}{2!}\right) U_1 \cos \omega t,$$

$$u_4 = -\left(e - \frac{e^3}{3!}\right) U_1 \sin \omega t,$$

$$U_c = U_1 \sqrt{1 - \frac{1}{12} e^4 + \frac{1}{36} e^6}, \quad (1.83)$$

$$\varphi_c = \operatorname{arctg} \frac{e - \frac{e^3}{3!}}{1 - \frac{e^2}{2!}}. \quad (1.84)$$

$$\text{При } \sin(x) = e - \frac{e^3}{3!}, \quad \cos(x) = 1 - \frac{e^2}{2!} + \frac{e^4}{4!}$$

$$u_3 = \left(1 - \frac{e^2}{2!} + \frac{e^4}{4!}\right) U_1 \cos \omega t,$$

$$u_4 = -\left(e - \frac{e^3}{3!}\right) U_1 \sin \omega t,$$

$$U_c = U_1 \sqrt{1 - \frac{1}{72} e^6 + \frac{1}{576} e^8}, \quad (1.85)$$

$$\varphi_c = \operatorname{arctg} \frac{e - \frac{e^3}{3!}}{1 - \frac{e^2}{2!} + \frac{e^4}{4!}}. \quad (1.86)$$

$$\text{При } \sin(x) = e - \frac{e^3}{3!} + \frac{e^5}{5!}, \quad \cos(x) = 1 - \frac{e^2}{2!} + \frac{e^4}{4!}$$

$$u_3 = \left(1 - \frac{e^2}{2!} + \frac{e^4}{4!}\right) U_1 \cos \omega t,$$

$$u_4 = -\left(e - \frac{e^3}{3!} + \frac{e^5}{5!}\right) U_1 \sin \omega t,$$

$$U_c = U_1 \sqrt{1 - \frac{1}{180} e^6 + \frac{1}{960} e^8 + \frac{1}{14400} e^{10}}, \quad (1.87)$$

$$\varphi_c = \operatorname{arctg} \frac{e - \frac{e^3}{3!} + \frac{e^5}{5!}}{1 - \frac{e^2}{2!} + \frac{e^4}{4!}}. \quad (1.88)$$

На рис. 1.17 а, б представлены соответственно амплитудные  $U_c = F(e)$  и фазовые  $\varphi_c = F(e)$  модуляционные характеристики идеального (прямые 1) и квадратурного фазового модулятора в соответствии с выражениями (1.79) – (1.88) (кривые 2–6) при изменении модулирующего напряжения  $e$  от 0 до 1,4 В, а в табл. 1 и табл. 2 сведены численные значения  $U_c$  и  $\varphi_c$  при тех же изменениях  $e$ .

Из рисунков и таблиц следует, что при учёте первых членов разложения функций  $\sin(x)$  и  $\cos(x)$  в ряд Тейлора возможно формирование неискажённого ФМС с индексом модуляции  $m_\varphi \leq 0,1$  рад. Учёт второго члена разложения функции  $\cos(x)$  позволяет формировать неискажённый ФМС с индексом модуляции  $m_\varphi \leq 0,2$  рад. Учёт вторых членов разложения функций  $\sin(x)$  и  $\cos(x)$  позволяет формировать неискажённый ФМ-сигнал с индексом модуляции  $m_\varphi \leq 0,4$  рад.

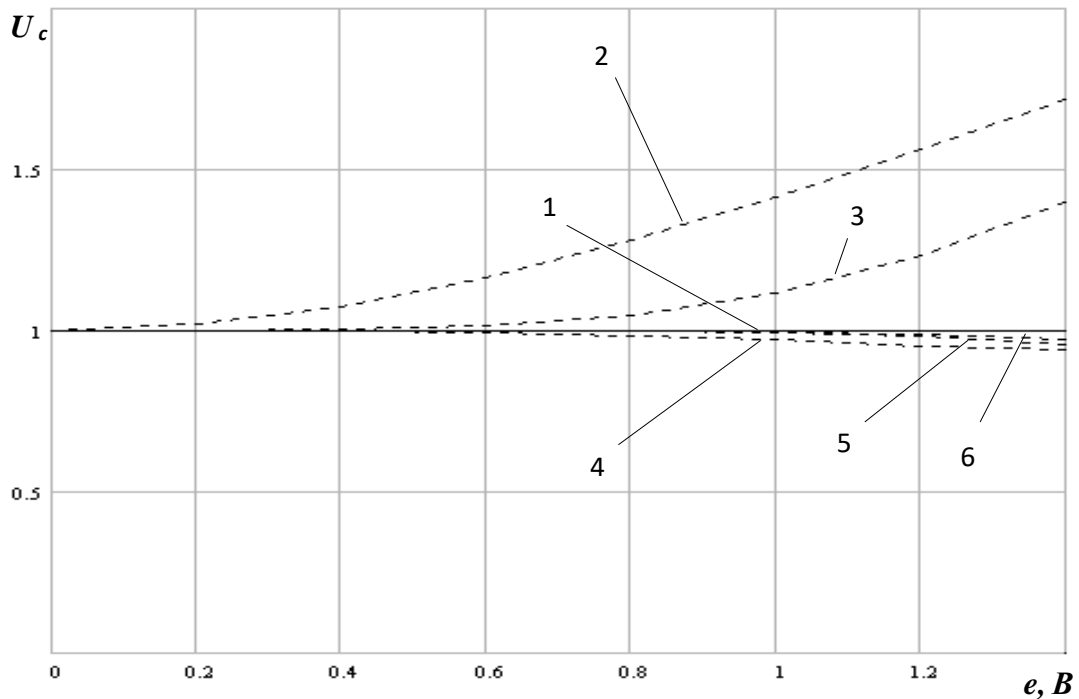


Рис. 1.17 а. АМХ КФМ с балансными модуляторами в квадратурных каналах и аналоговыми ФПМН

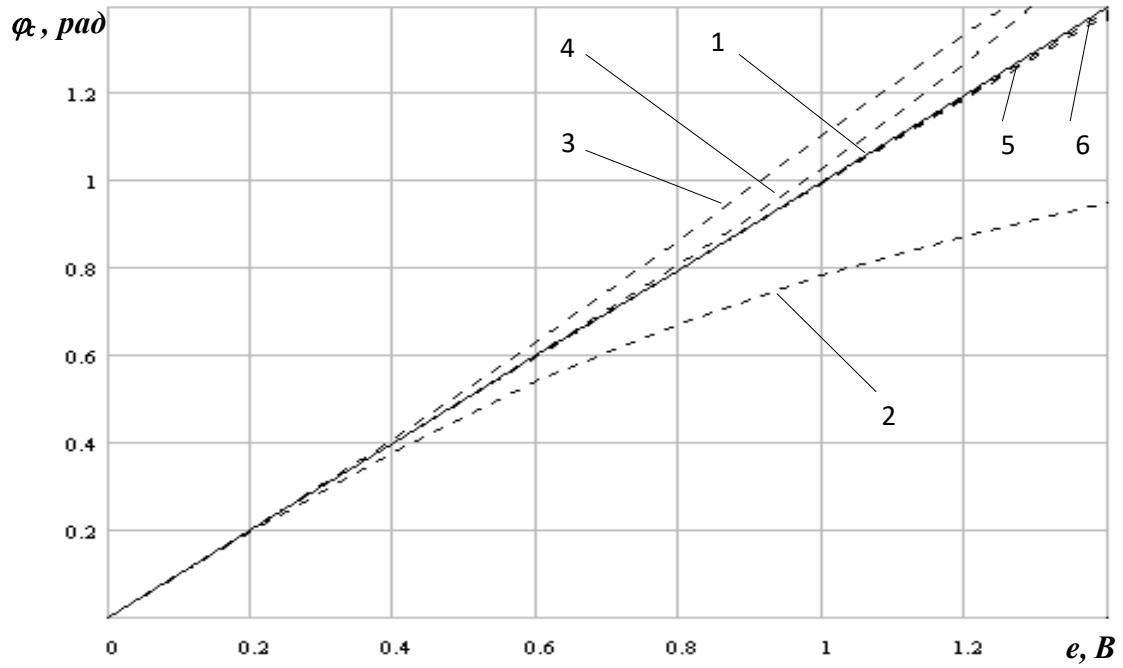


Рис. 1.17 б. ФМХ КФМ с балансными модуляторами  
в квадратурных каналах и аналоговыми ФПМН

Табл. 1

$U_c$ \ $e, B$	0	0,2	0,4	0,6	0,8	1	1,2	1,4
$U_{c1}$	1	1	1	1	1	1	1	1
$U_{c2}$	1	1,021	1,077	1,166	1,281	1,414	1,562	1,721
$U_{c3}$	1	1	1,003	1,016	1,051	1,118	1,232	1,401
$U_{c4}$	1	1	1	0,995	0,986	0,972	0,954	0,943
$U_{c5}$	1	1	1	1	0,998	0,994	0,983	0,961
$U_{c6}$	1	1	1	1	1	0,997	0,99	0,972

$e, B$ $\varphi_c, \text{рад}$	0	0,2	0,4	0,6	0,8	1	1,2	1,4
$\varphi_{c1}$	0	0,2	0,4	0,6	0,8	1	1,2	1,4
$\varphi_{c2}$	0	0,197	0,381	0,541	0,675	0,784	0,876	0,951
$\varphi_{c3}$	0	0,2	0,411	0,632	0,866	1,107	1,342	1,557
$\varphi_{c4}$	0	0,2	0,4	0,602	0,811	1,031	1,273	1,551
$\varphi_{c5}$	0	0,2	0,4	0,6	0,798	0,994	1,189	1,382
$\varphi_{c6}$	0	0,2	0,4	0,6	0,8	0,999	1,196	1,391

Учёт третьего члена разложения функции  $\cos(x)$  расширяет функциональные возможности КФМ и позволяет сформировать неискажённый ФМС с индексом модуляции  $m_\varphi \leq 0,6$  рад.

Наконец, использование трёх членов разложения функций  $\sin(x)$  и  $\cos(x)$  приводит к возможности формирования неискажённого ФМС с индексом модуляции  $m_\varphi \leq 0,8$  рад.

В то же время, если задана погрешность формирования АМХ и ФМХ не более 10%, то, как следует из графиков и таблиц, при учёте второго члена разложения функции  $\cos(x)$  в ряд Тейлора возможно формирование ФМС с индексом модуляции  $m_\varphi \leq \pi/4$ , а при учёте трёх членов разложения функции  $\sin(x)$  возможно формирование ФМС с индексом модуляции  $m_\varphi \leq \pi/2$ .

На рис. 1.18 а, б представлены соответственно амплитудные и фазовые модуляционные характеристики идеального (прямые 1) и КФМ в соответствии с выражениями (1.79) – (1.88) (кривые 2 – б) при изменении  $e$  от 0 В до 3,14 В.

Из этих рисунков следует, что при учёте 3-х членов разложения  $\sin e$  и  $\cos e$  при  $e > 1,57$  В имеет место недопустимая погрешность синусно-косинусного преобразования.

С использованием результатов анализа модуляционных характери-

стик были разработаны две новые схемы квадратурных фазовых модуляторов, которые формируют практически без искажений ФМС соответственно с индексом модуляции  $m_\varphi \leq \pi/4$  и  $m_\varphi \leq \pi/2$ .

Квадратурный фазовый модулятор, изображённый на рис. 1.19, содержит последовательно соединённые источник высокочастотного гармонического сигнала ГВЧ, фазовращатель ФВ на  $\pi/2$ , первый балансный модулятор БМ1 и линейный сумматор С.

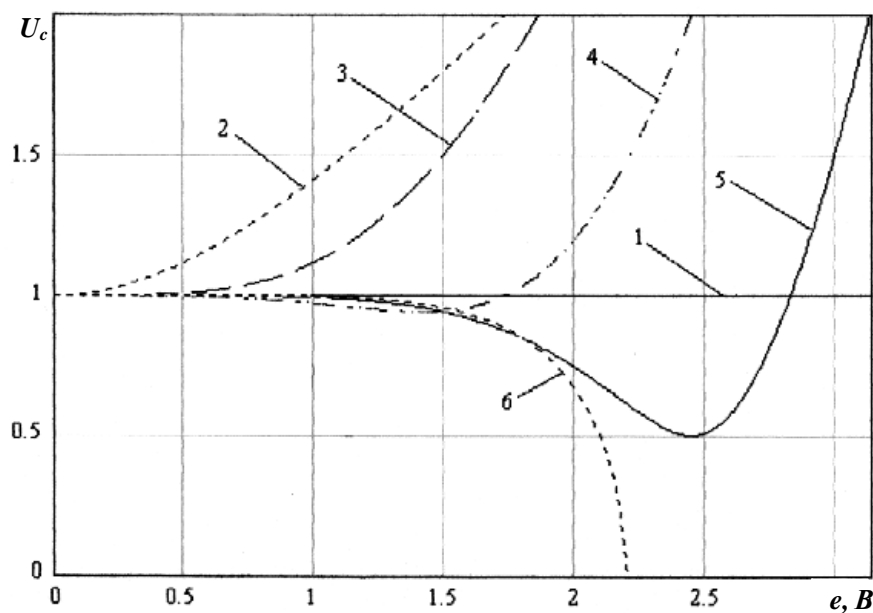


Рис. 1.18 а. АМХ идеального и квадратурного фазовых модуляторов

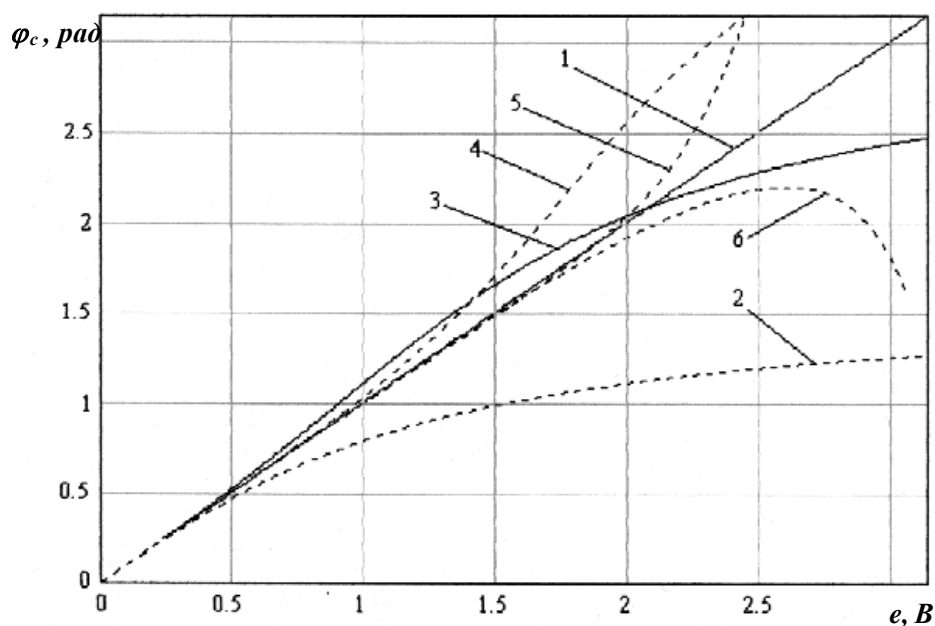


Рис. 1.18 б. ФМХ идеального и квадратурного фазовых модуляторов

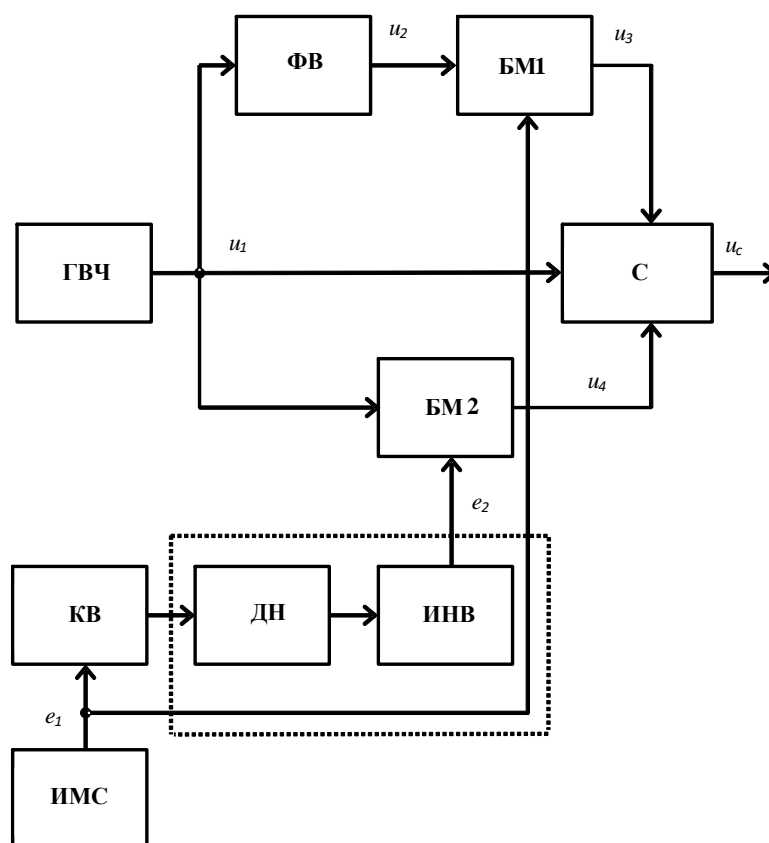


Рис. 1.19. Структурная схема КФМ на базе балансных модуляторов в квадратурных каналах, формирующего ФМС с индексом модуляции  $m_\phi \leq \pi/4$

Кроме того, модулятор содержит последовательно соединённые источник модулирующего сигнала ИМС, квадратор КВ, делитель напряжения ДН с коэффициентом деления  $n = 2$ , инвертор ИНВ и второй балансный модулятор БМ2, выход которого соединён с входом С, а вход – с выходом ГВЧ, при этом выход ИМС соединён со входом С. Рассмотрим работу этого КФМ в перемножении модуляции гармоническим сигналом.

С выхода источника высокочастотного гармонического сигнала на входы фазовращателя ФВ, балансного модулятора БМ2 и линейного сумматора поступает напряжение  $u_1 = U_1 \cos \omega t$ , при этом напряжение  $u_2 = U_1 \cos(\omega t + \pi/2)$ . Положим, что на выходе ИМС имеется гармонический сигнал  $e_1 = E \sin \Omega t$ , тогда напряжение на выходе ИНВ  $e_2 = -\frac{1}{2} E^2 \sin^2 \Omega t$ . Следовательно, при единичной амплитуде высокочастотного сигнала  $U_1 = 1$  В на выходе БМ1 имеется напряжение  $u_3 = k_{БМ} E \sin \Omega t \cos(\omega t + \pi/2)$ , а на выходе БМ2 – напряжение  $u_4 = -k_{БМ} \frac{1}{2} E^2 \sin^2 \Omega t \cos \omega t$ . Просуммировав в С напряжения  $u_1$ ,  $u_3$  и  $u_4$ , на его выходе получим при  $k_{БМ} = 1$

$$u_c = \cos \omega t - \frac{1}{2} E^2 \sin^2 \Omega t \cos \omega t + E \sin \Omega t \cos \left( \omega t + \frac{\pi}{2} \right) =$$

$$= \left( 1 - \frac{1}{2} E^2 \sin^2 \Omega t \right) \cos \omega t + E \sin \Omega t \cos \left( \omega t + \frac{\pi}{2} \right) = U_c \cos(\omega t + \varphi_c),$$

где  $U_c = \sqrt{1 + \frac{1}{4} E^4 \sin^4 \Omega t},$  (1.89)

$$\varphi_c = \operatorname{arctg} \frac{E \sin \Omega t}{1 - \frac{E^2}{2} \sin^2 \Omega t}. \quad (1.90)$$

Сравнивая (1.89) и (1.90) с (1.81) и (1.82) соответственно, очевидно, что они полностью совпадают, следовательно, как видно из табл. 1 и табл. 2, а также из рис. 1.17 и рис. 1.18, в рассмотренном КФМ возможно реализовать практически без искажений фазовую модуляцию с индексом модуляции  $m_\varphi \leq \pi/4$ .

Рассмотрим теперь схему КФМ, изображённую на рис. 1.20. В схеме сформированное в источнике высокочастотного сигнала ГВЧ гармоническое колебание  $u_1 = U_1 \cos \omega t$  поступает на вход балансного модулятора БМ1, а также на фазовращатель ФВ, сдвигающий его фазу на  $\pi/2$ , при этом на выходе фазовращателя имеется напряжение  $u_2 = U_1 \cos(\omega t + \pi/2)$ , которое поступает на вход балансного модулятора БМ2.

Модулирующее гармоническое напряжение  $e = E \sin \Omega t$  после преобразований в узлах схемы, таких как перемножители сигналов ПС1, ПС2, ПС3, аттенуаторы АТ1 с коэффициентом передачи  $\frac{1}{2!}$ , АТ2 с коэффициентом передачи  $\frac{1}{3!}$ , АТ3 с коэффициентом передачи  $\frac{1}{4!}$ , АТ4 с коэффициентом передачи  $\frac{1}{5!}$ , а также инверторы ИНВ1 и ИНВ2, на выходах линейных сумматоров С1 и С2 имеются нормированные к  $E_0 = 1$  В напряжения

$$e_k = 1 - \frac{1}{2!} E^2 \sin^2 \Omega t + \frac{1}{4!} E^4 \sin^4 \Omega t,$$

$$e_c = E \sin \Omega t - \frac{1}{3!} E^3 \sin^3 \Omega t + \frac{1}{5!} E^5 \sin^5 \Omega t.$$

Следовательно, на выходах БМ1 и БМ2 напряжения, при  $k_{БМ1,2} = 1$  соответственно равны

$$u_3 = U_1 \left( 1 - \frac{1}{2!} E^2 \sin^2 \Omega t + \frac{1}{4!} E^4 \sin^4 \Omega t \right) \cos \omega t,$$

$$u_4 = U_1 \left( E \sin \Omega t - \frac{1}{3!} E \sin^3 \Omega t + \frac{1}{5!} E^5 \sin^5 \Omega t \right) \cos \left( \omega t + \frac{\pi}{2} \right).$$

Складывая  $u_3$  и  $u_4$  в С3, на выходе устройства получим сигнал  $u_c = U_c \cos(\omega t + \varphi_c)$ , где  $U_c$  и  $\varphi_c$  определяются в соответствии с выражениями (1.87) и (1.88), следовательно, как видно из табл. 1 и табл. 2, а также из рис. 1.17 и рис. 1.18, такой КФМ формирует практически без искажений ФМС с индексом модуляции  $m_\varphi \leq \pi/2$ .

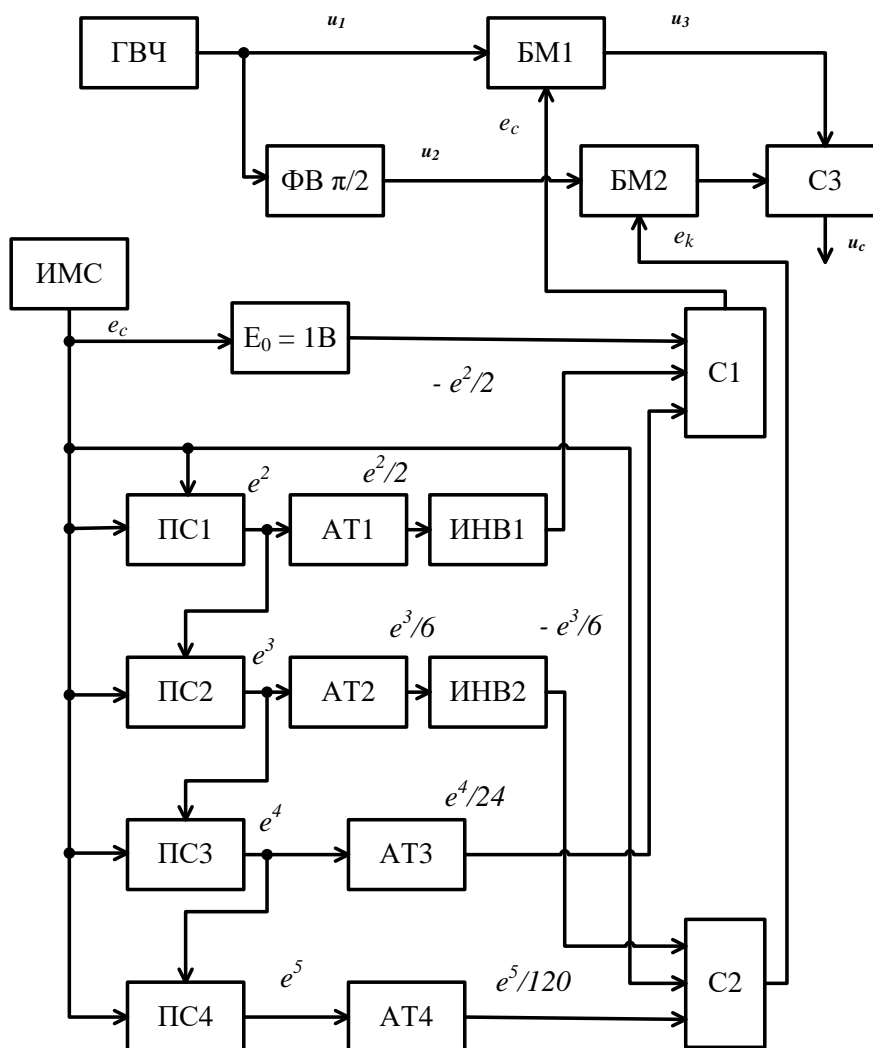


Рис. 1.20. Структурная схема КФМ на базе балансных модуляторов в квадратурных каналах, формирующего без искажений ФМС с индексом модуляции  $m_\varphi \leq \pi/2$

Проведём анализ модуляционных характеристик КФМ на базе балансных модуляторов в квадратурных каналах с использованием цифровых функциональных преобразователей, реализуемых по схеме, изображённой

на рис. 1.21. В состав схемы входят следующие функциональные элементы, образующие цифровой ФПМН: АЦП – аналого-цифровой преобразователь, ЦКП – цифровой косинусный преобразователь, ЦСП – цифровой синусный преобразователь, ЦАП – цифро-аналоговые преобразователи, ФНЧ – фильтры нижних частот.

Сформированное в источнике высокочастотного сигнала ГВЧ гармоническое колебание  $u_1 = U_1 \cos \omega t$  поступает на вход балансного модулятора БМ1, а также на фазовращатель ФВ, сдвигающий его фазу на  $\pi/2$ , при этом на выходе фазовращателя имеется напряжение  $u_2 = U_1 \cos(\omega t + \pi/2)$ , которое поступает на вход балансного модулятора БМ2. Модулирующее гармоническое напряжение  $e = E \sin \Omega t$  после преобразований в цифровом функциональном преобразователе по табличному методу с фильтрацией входного сигнала в режиме формирования индекса фазовой модуляции  $m_\varphi \leq 10\pi$ , на выходах ФНЧ, имеет вид

$$e_k = 1 - \frac{1}{2!} E^2 \sin^2 \Omega t + \frac{1}{4!} E^4 \sin^4 \Omega t \mp \dots + \frac{1}{98!} E^{98} \sin^{98} \Omega t + \Delta \sin x(n),$$

$$e_c = E \sin \Omega t - \frac{1}{3!} E^3 \sin^3 \Omega t \pm \dots - \frac{1}{99!} E^{99} \sin^{99} \Omega t + \Delta \sin x(n),$$

где  $\Delta \sin x(n)$  – погрешность вычисления входного параллельного кода функции  $\sin x(n)$ , определяемая по формуле, которая при 8-разрядном представлении входных и выходных отсчетов не превышает значения 0,00195.

Следовательно, на выходах БМ1 и БМ2 напряжения при  $k_{БМ1,2} = 1$  соответственно равны

$$u_3 = U_1 \left( 1 - \frac{1}{2!} E^2 \sin^2 \Omega t + \frac{1}{4!} E^4 \sin^4 \Omega t \mp \dots + \frac{1}{98!} E^{98} \sin^{98} \Omega t + \Delta \sin x(n) \right) \cos \omega t,$$

$$u_4 = U_1 \left( E \sin \Omega t - \frac{1}{3!} E^3 \sin^3 \Omega t \pm \dots - \frac{1}{99!} E^{99} \sin^{99} \Omega t + \Delta \sin x(n) \right) \cos \left( \omega t + \frac{\pi}{2} \right).$$

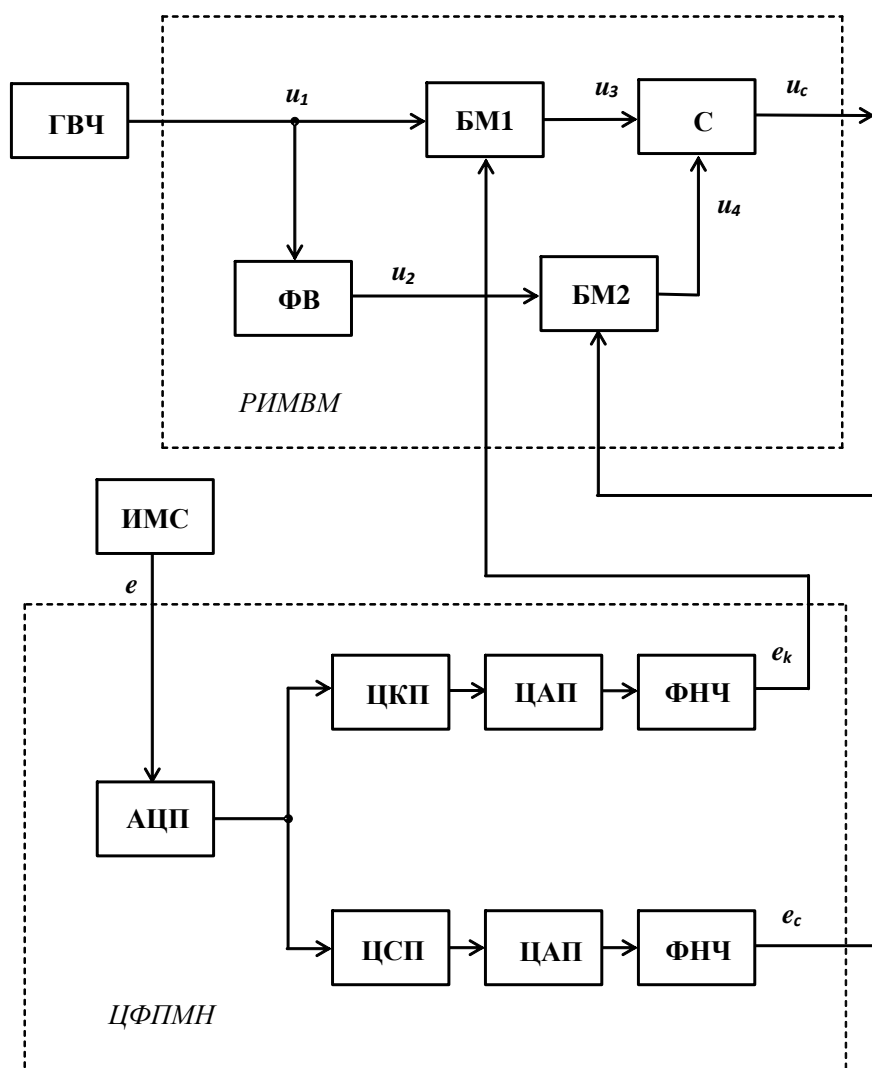


Рис. 1.21. Структурная схема КФМ, реализующая алгоритм компенсации амплитудно-фазовых искажений ФМС с использованием балансных модуляторов в квадратурных каналах и цифровыми ФПМН

Складывая  $u_3$  и  $u_4$  в линейном сумматоре С, на выходе устройства получим сигнал  $u_c = U_c \cos(\omega t + \varphi_c)$ , где

$$U_c = U_1 \sqrt{\left(1 - \frac{1}{2!} E^2 \sin^2 \Omega t + \frac{1}{4!} E^4 \sin^4 \Omega t \mp \dots + \frac{1}{98!} E^{98} \sin^{98} \Omega t + \Delta \sin x(n)\right)^2 + \left(E \sin \Omega t - \frac{1}{3!} E^3 \sin^3 \Omega t \pm \dots - \frac{1}{99!} E^{99} \sin^{99} \Omega t + \Delta \sin x(n)\right)^2}, \quad (1.91)$$

$$\varphi_c = \left( \left( 1 - \frac{1}{2!} E^2 \sin^2 \Omega t + \frac{1}{4!} E^4 \sin^4 \Omega t \mp \dots + \frac{1}{98!} E^{98} \sin^{98} \Omega t + \Delta \sin x(n) \right)^2 + \right. \\ \left. + \left( E \sin \Omega t - \frac{1}{3!} E^3 \sin^3 \Omega t \pm \dots - \frac{1}{99!} E^{99} \sin^{99} \Omega t + \Delta \sin x(n) \right)^2 \right) E \sin \Omega t, \quad (1.92)$$

$U_c$  и  $\varphi_c$  – АМХ и ФМХ с учётом погрешности вычисления  $\Delta \sin x(n)$ .

В табл. 3:  $N_{sin}$  – количество членов разложения ряда Тейлора функции синуса;  $N_{cos}$  – количество членов разложения ряда Тейлора функции косинуса, необходимые для реализации цифровыми функциональными преобразователями заданного значения индекса фазовой модуляции  $m_\varphi$ ;  $s$  – максимальные значения степеней аппроксимирующих полиномов функции синуса;  $c$  – максимальные значения степеней аппроксимирующих полиномов функции косинуса, определяющие алгоритм работы цифрового ФПМН.

Табл. 3

Значения индексов фазовой модуляции в зависимости от количества реализуемых членов разложения ряда Тейлора

Индекс фазовой модуляции, $m_\varphi$ , [рад]	Функция	Степени аппроксимирующих полиномов, $s, c$	Количество членов разложения ряда, $N_{sin}, N_{cos}$	Выходные амплитуды и фазы	
				$U_c$	$\varphi_c$
$\pi$ (3,14)	sin	$s = 9$	$N_{sin} = 5$	$U_{c1}$	$\varphi_{c1}$
	cos	$c = 8$	$N_{cos} = 4$		
$2\pi$ (6,28)	sin	$s = 19$	$N_{sin} = 10$	$U_{c2}$	$\varphi_{c2}$
	cos	$c = 18$	$N_{cos} = 9$		
$3\pi$ (9,42)	sin	$s = 29$	$N_{sin} = 15$	$U_{c3}$	$\varphi_{c3}$
	cos	$c = 28$	$N_{cos} = 14$		
$4\pi$ (12,56)	sin	$s = 39$	$N_{sin} = 20$	$U_{c4}$	$\varphi_{c4}$
	cos	$c = 38$	$N_{cos} = 19$		
$5\pi$ (15,7)	sin	$s = 49$	$N_{sin} = 25$	$U_{c5}$	$\varphi_{c5}$
	cos	$c = 48$	$N_{cos} = 24$		
$6\pi$ (18,84)	sin	$s = 59$	$N_{sin} = 30$	$U_{c6}$	$\varphi_{c6}$
	cos	$c = 58$	$N_{cos} = 29$		
$7\pi$ (21,98)	sin	$s = 69$	$N_{sin} = 35$	$U_{c7}$	$\varphi_{c7}$
	cos	$c = 68$	$N_{cos} = 34$		
$8\pi$ (25,12)	sin	$s = 79$	$N_{sin} = 40$	$U_{c8}$	$\varphi_{c8}$
	cos	$c = 78$	$N_{cos} = 39$		
$9\pi$ (28,26)	sin	$s = 89$	$N_{sin} = 45$	$U_{c9}$	$\varphi_{c9}$
	cos	$c = 88$	$N_{cos} = 44$		
$10\pi$ (31,4)	sin	$s = 99$	$N_{sin} = 50$	$U_{c10}$	$\varphi_{c10}$
	cos	$c = 98$	$N_{cos} = 49$		

В табл. 4 показано соответствие между значениями индекса фазовой модуляции  $m_\phi$  и амплитудой модулирующего напряжения  $e$  при использовании в КФМ цифровых функциональных преобразователей. В качестве критерия для составления табл. 4.4 взяты характеристики микросхемы быстродействующего 8-разрядного АЦП AD9280, использующейся при проведении экспериментальных исследований. Микросхема сконфигурирована на работу со входным сигналом, изменяющимся от  $0\text{ В}$  до  $2\text{ В}$ .

Табл. 4

$m_\phi$ , [рад]	$\pi$	$2\pi$	$3\pi$	$4\pi$	$5\pi$	$6\pi$	$7\pi$	$8\pi$	$9\pi$	$10\pi$
$e$ , [В]	0,2	0,4	0,6	0,8	1	1,2	1,4	1,6	1,8	2

На рис. 1.22 и рис. 1.23 представлены соответственно графики амплитудных  $U_c = F(e)$  и фазовых  $\phi_c = F(e)$  модуляционных характеристик без учёта погрешностей вычислений  $\Delta \sin x(n)$ , а в табл. 5 и табл. 6 сведены численные значения  $U_c$  и  $\phi_c$  при изменении модулирующего напряжения  $e$  от  $0$  до  $2\text{ В}$  ( $m_\phi$  от  $0$  до  $10\pi$ ).

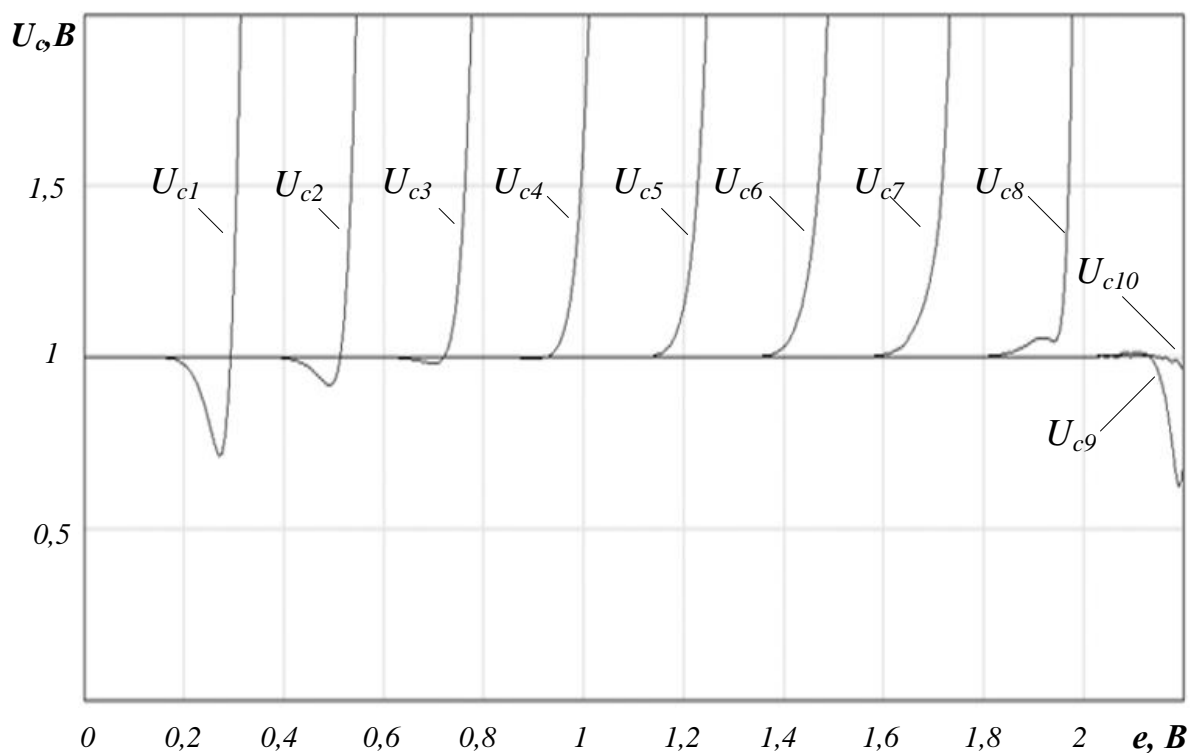


Рис. 1.22. АМХ КФМ с балансными модуляторами в квадратурных каналах и ЦФПМН без учёта погрешностей вычислений  $\Delta \sin x(n)$



Табл. 6

$B$ $\varphi_c, \text{рад}$	$e$	0	0,2	0,4	0,6	0,8	1	1,2	1,4	1,6	1,8	2
$\varphi_{c1}$	0	3,14	–	–	–	–	–	–	–	–	–	–
$\varphi_{c2}$	0	3,14	6,28	–	–	–	–	–	–	–	–	–
$\varphi_{c3}$	0	3,14	6,28	9,42	–	–	–	–	–	–	–	–
$\varphi_{c4}$	0	3,14	6,28	9,42	12,56	–	–	–	–	–	–	–
$\varphi_{c5}$	0	3,14	6,28	9,42	12,56	15,7	–	–	–	–	–	–
$\varphi_{c6}$	0	3,14	6,28	9,42	12,56	15,7	18,84	–	–	–	–	–
$\varphi_{c7}$	0	3,14	6,28	9,42	12,56	15,7	18,84	21,98	–	–	–	–
$\varphi_{c8}$	0	3,14	6,28	9,42	12,56	15,7	18,84	21,98	25,12	28,26	–	–
$\varphi_{c9}$	0	3,14	6,28	9,42	12,56	15,7	18,84	21,98	25,12	28,26	31,4	–
$\varphi_{c10}$	0	3,14	6,28	9,42	12,56	15,7	18,84	21,98	25,12	28,26	31,4	–

Из анализа АМХ и ФМХ, без учёта погрешностей вычислений  $\Delta \sin x(n)$  (рис. 1.22, рис. 1.23, табл. 5, табл. 6) следует, что для всех значений индексов фазовой модуляции  $m_\varphi$  от 0 до 31,4 рад сохраняется линейная зависимость между амплитудой модулирующего напряжения  $e$  и выходными амплитудами и фазами ФМС. В то же время фазовые модуляционные характеристики  $\varphi_{c8}$  и  $\varphi_{c9}$  сохраняют линейные зависимости соответственно при значениях  $e=1,8 B$  и  $e=2 B$ , а амплитудные модуляционные характеристики  $U_{c7}$ ,  $U_{c8}$  и  $U_{c9}$  сохраняют линейные зависимости соответственно при значениях  $e=1,6 B$ ,  $e=1,8 B$  и  $e=2 B$ , что на 3,14 рад превышает теоретически заданные диапазоны для выходных фаз и амплитуд.

На рис. 1.24 и рис. 1.25 представлены соответственно графики амплитудных  $U_c = F(e)$  и фазовых  $\varphi_c = F(e)$  модуляционных характеристик с учётом погрешностей вычислений  $\Delta \sin x(n)$  в зависимости от значений разрядности представления чисел  $n$ , при  $m_\varphi = 10\pi$ . На этих графиках цифрами обозначены: 1 – модуляционные характеристики без учёта погрешностей синусно-косинусного преобразования (идеальные характеристики); 2 – моду-

ляционные характеристики, учитывающие погрешности синусно-косинусного преобразования при значении разрядности представления чисел  $n=8$ ; 3 – при  $n=10$ ; 4 – при  $n=12$ ; 5 – при  $n=14$ .

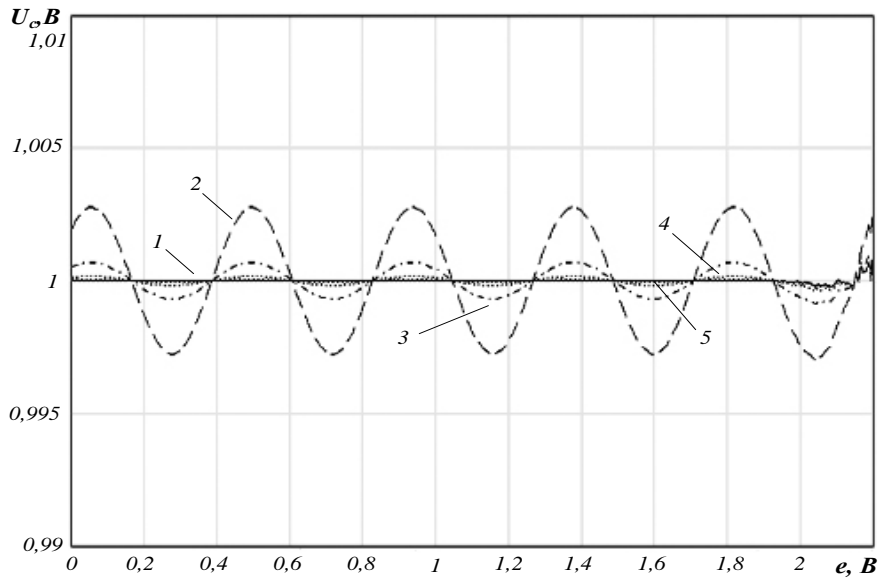


Рис. 1.24. АМХ (в увеличенном масштабе) КФМ с балансными модуляторами в квадратурных каналах и ЦФПМН при  $m_{\varphi} = 10\pi$ , с учётом погрешностей вычислений  $\Delta \sin x(n)$

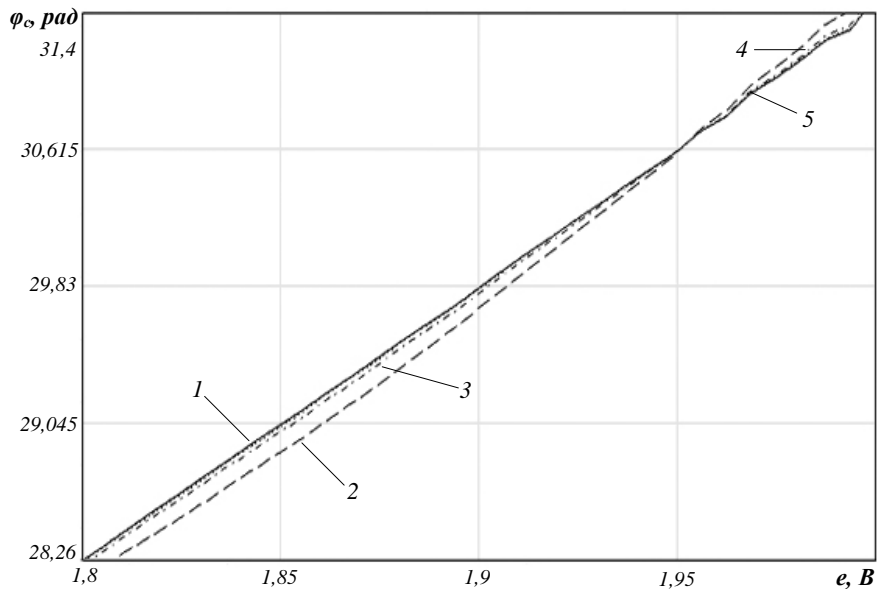


Рис. 1.25. Фазовые модуляционные характеристики (в увеличенном масштабе) КФМ с балансными модуляторами в квадратурных каналах и ЦФПМН при  $m_{\varphi} = 10\pi$  с учётом погрешностей вычислений  $\Delta \sin x(n)$

Графики показывают, что учёт погрешностей вычислений  $\Delta \sin x(n)$  при минимальном значении разрядности представления чисел  $n=8$  (кривая 2) вызывает отклонения: амплитудной модуляционной характеристики на 0,25% и фазовой модуляционной характеристики – на 0,7%, однако с увеличением числа разрядности  $n$  отклонения модуляционных характеристик от идеальных уменьшаются, следовательно, повышается точность формирования ФМ-сигнала.

## 2. РАЗРАБОТКА И ИССЛЕДОВАНИЕ СТРУКТУРНЫХ СХЕМ ТРАКТОВ ФОРМИРОВАНИЯ И ПРИЁМА РАДИОСИГНАЛОВ С ЧАСТОТНОЙ МОДУЛЯЦИЕЙ, В ТОМ ЧИСЛЕ МАСКИРОВАННЫХ ШУМОВЫМИ РАДИОСИГНАЛАМИ

### 2.1. Способ одновременной компенсации регулярных помех немодулированного синтезатора частот и формирования фазомодулированных сигналов вне кольца импульсно-фазовой автоматической подстройки частоты на базе функциональных преобразователей модулирующего напряжения в составе квадратурных формирователей

Осуществим одновременную компенсацию регулярных помех немодулированного СЧ и формирование узкополосных ФМС в режиме полигармонического модулирующего воздействия с использованием КФМ на базе балансных модуляторов в квадратурных каналах и СКПМН. Структурная схема, реализующая указанные функции, представлена на рис. 2.1.

Работа структурной схемы. При наличии ПЧМ с составляющими, кратными частоте сравнения ИФД, на выходе ГУН формируется сигнал

$$u_1 = U \cos \left[ \omega_0 t + m \int \sum_{k=1}^K E_k \cos(\Omega_k t + \varphi_k) \right], \quad (2.1)$$

где  $m$  – индекс ПЧМ;  $E_k, \Omega_k, \varphi_k$  – амплитуды, частоты и начальные фазы составляющих напряжения ПЧМ;  $k$  – целые числа.

Одновременно на выходе ФВ  $\pi/2$  формируется напряжение

$$u_2 = -U \sin \left[ \omega_0 t + m \int \sum_{k=1}^K E_k \cos(\Omega_k t + \varphi_k) \right]. \quad (2.2)$$

Выражения (2.1) и (2.2) имеют такой вид в связи с тем, что напряжение с постоянной составляющей  $E_0$  на выходе ФНЧ СЧ

$$u_{\text{ФНЧ}} = E_0 + \sum_{k=1}^K E_k \cos(\Omega_k t + \varphi_k), \quad (2.3)$$

осуществляет ПЧМ сигнала с выхода ГУН.

В этом случае напряжение ПЧМ  $u_{\text{ПЧМ}}$  после прохождения разделительной ёмкости и ИНТ на выходе ИНВ имеет следующий вид

$$u_{\text{ИНВ}} = - \int \sum_{k=1}^K E_k \cos(\Omega_k t + \varphi_k). \quad (2.4)$$

На выходе С1 сигнал представляет собой сумму напряжения с выхода ИНВ (2.4) и модулирующего напряжения

$$u_{\text{С1}} = \sum_{n=1}^N E_n \cos(\Omega_n t + \varphi_n) - \int \sum_{k=1}^K E_k \cos(\Omega_k t + \varphi_k). \quad (2.5)$$

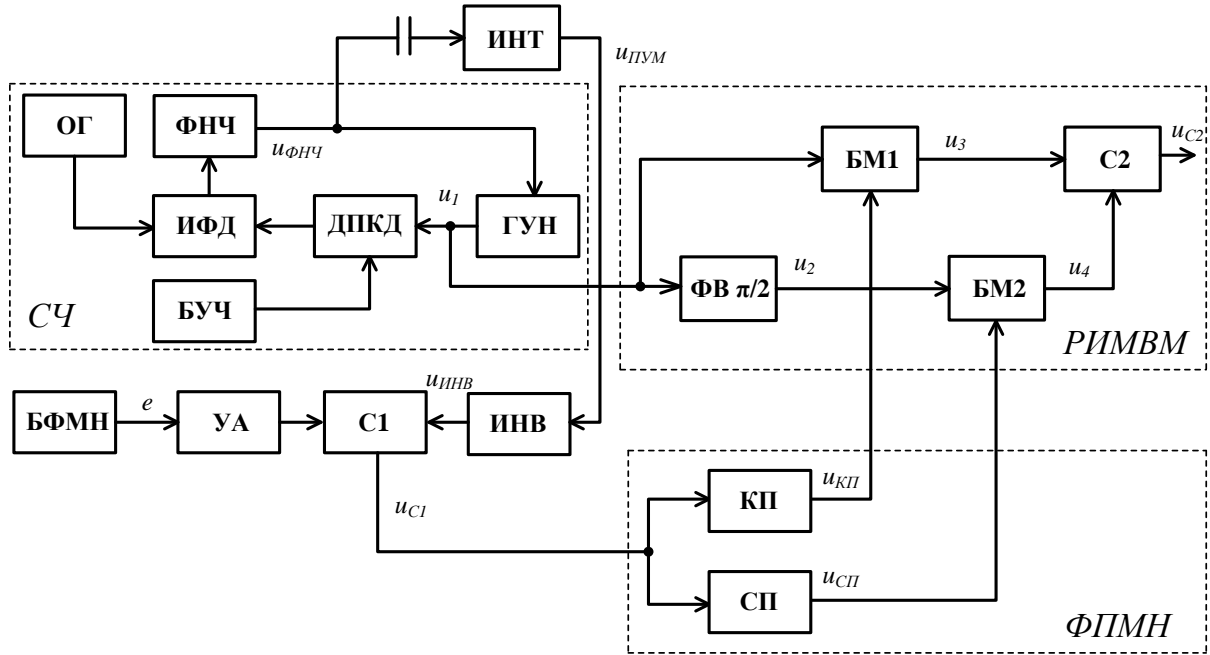


Рис. 2.1. Структурная схема КФРС, реализующая алгоритмы одновременной компенсации ПЧМ немодулированного СЧ и формирования ФМС вне кольца ИФАПЧ

На выходах КП и СП напряжения  $e_{КП}$  и  $e_{СП}$  соответственно имеют вид

$$e_{КП} = E \cos \left[ m \sum_{n=1}^N E_n \cos(\Omega_n t + \varphi_n) - m \int \sum_{k=1}^K E_k \cos(\Omega_k t + \varphi_k) \right], \quad (2.6)$$

$$e_{СП} = E \sin \left[ m \sum_{n=1}^N E_n \cos(\Omega_n t + \varphi_n) - m \int \sum_{k=1}^K E_k \cos(\Omega_k t + \varphi_k) \right]. \quad (2.7)$$

После перемножения (2.1) с (2.6) и (2.2) с (2.7), на выходах БМ1 и БМ2 реализуются высокочастотные синфазная и квадратурная составляющие

$$u_3 = k u_1 e_6 = k U \cos \left[ \omega_0 t + m \int \sum_{k=1}^K E_k \cos(\Omega_k t + \varphi_k) \right] \times \\ \times E \cos \left[ m \sum_{n=1}^N E_n \cos(\Omega_n t + \varphi_n) - m \int \sum_{k=1}^K E_k \cos(\Omega_k t + \varphi_k) \right], \quad (2.8)$$

$$u_4 = k u_2 e_7 = -k U \sin \left[ \omega_0 t + m \int \sum_{k=1}^K E_k \cos(\Omega_k t + \varphi_k) \right] \times \\ \times E \sin \left[ m \sum_{n=1}^N E_n \cos(\Omega_n t + \varphi_n) - m \int \sum_{k=1}^K E_k \cos(\Omega_k t + \varphi_k) \right]. \quad (2.9)$$

Линейно складывая (2.8) и (2.9) в С2, формируем неискажённый ФМС без ПЧМ:

$$u_{C2} = u_{\Phi M} = U_{C2} \cos \left[ \omega_0 t + m \sum_{n=1}^N E_n \cos(\Omega_n t + \varphi_n) \right]. \quad (2.10)$$

Из (2.10) следует, что в схеме, изображённой на рис. 2.1, произведено не только формирование неискажённого ФМС при полигармоническом модулирующем воздействии с заданной девиацией фазы, но и скомпенсирована ПЧМ немодулированного СЧ с частотами, кратными частоте сравнения ИФД.

Рассмотрим структурную схему КФРС с угловой модуляцией на базе РИМВМ и ФПМН, реализующую алгоритмы одновременной компенсации регулярных помех немодулированного СЧ, формирования ФМС при произвольно заданном индексе модуляции и суммирования девиации фазы, как показано на рис. 2.2.

Принцип действия КФРС заключается в следующем. ФПМН 1 и ФПМН 2 осуществляют синусно-косинусные преобразования модулирующего напряжения при условии, что  $e_{kn1} = e_{kn2}$ ,  $e_{cn1} = e_{cn2}$ , кроме того, ФПМН 1 и РИМВМ 1 выполняют функции одновременной компенсации ПЧМ СЧ и формирования неискажённого ФМС при произвольно заданном индексе модуляции, а ФПМН 2 и РИМВМ 2 служат для повышения девиации фазы ФМС с выхода С2-1 в 2 раза.

В соответствии с алгоритмами работы (2.1)–(2.10), на выходе С2-1 в режиме полигармонического модулирующего воздействия формируется неискажённый ФМС (2.10) с заданной девиацией фазы и скомпенсированной ПЧМ СЧ с частотами, кратными частоте сравнения ИФД.

Следовательно, на выходе ФВ1-2 реализуется квадратурная высокочастотная составляющая

$$u_{\Phi B1-2} = -U_{C2-1} \sin \left[ \omega_0 t + m_\varphi \sum_{n=1}^N E_n \cos(\Omega_n t + \varphi_n) \right], \quad (2.11)$$

а на выходах балансных модуляторов БМ1-2 и БМ2-2, при  $k_{BM} = 1$  соответственно, сигналы

$$u_{BM1-2} = U_{C2-1} \cos \left[ \omega t + m_\varphi \sum_{n=1}^N E_n \cos(\Omega_n t + \varphi_n) \right] \times \\ \times E_y \cos \left[ m_\varphi \sum_{n=1}^N E_n \cos(\Omega_n t + \varphi_n) \right], \quad (2.12)$$

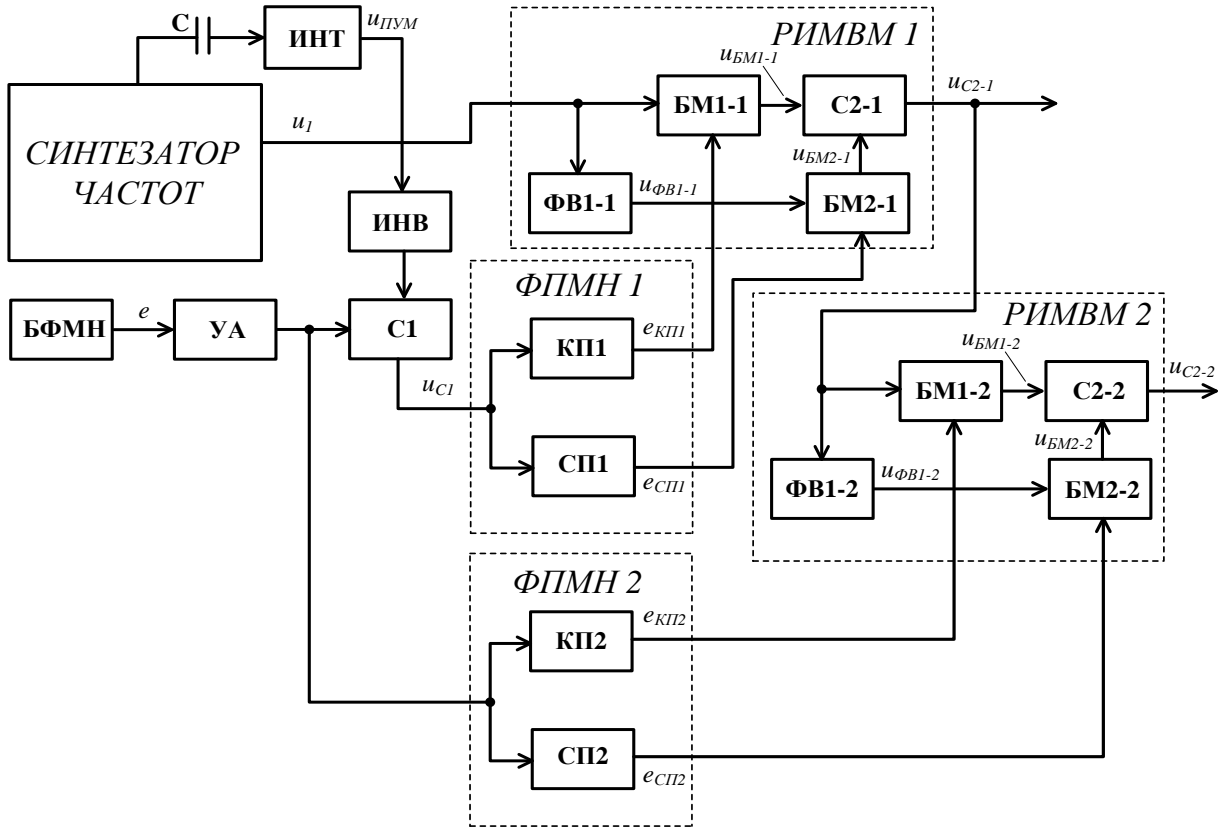


Рис. 2.2. Структурная схема КФРС, реализующая алгоритмы одновременной компенсации регулярных помех немодулированного СЧ, формирования ФМС и суммирования девиации фазы

$$\begin{aligned}
 u_{БМ2-2} = & -U_{C2-1} \sin \left[ \omega t + m_{\varphi} \sum_{n=1}^N E_n \cos(\Omega_n t + \varphi_n) \right] \times \\
 & \times E_y \sin \left[ m_{\varphi} \sum_{n=1}^N E_n \cos(\Omega_n t + \varphi_n) \right].
 \end{aligned} \quad (2.13)$$

Линейно складывая (2.12) и (2.13) в C2-2, на выходе РИМВМ 2 имеем

$$\begin{aligned}
 u_{C2-2} = & U_{C2-1} E_y \left\{ \cos \left[ \omega t + m_{\varphi} \sum_{n=1}^N E_n \cos(\Omega_n t + \varphi_n) \right] \times \right. \\
 & \times \cos \left[ m_{\varphi} \sum_{n=1}^N E_n \cos(\Omega_n t + \varphi_n) \right] - \sin \left[ \omega t + m_{\varphi} \sum_{n=1}^N E_n \cos(\Omega_n t + \varphi_n) \right] \times \\
 & \left. \times \sin \left[ m_{\varphi} \sum_{n=1}^N E_n \cos(\Omega_n t + \varphi_n) \right] \right\} = U_{C2-2} \cos \left( \omega t + 2m_{\varphi} \sum_{n=1}^N E_n \cos(\Omega_n t + \varphi_n) \right),
 \end{aligned} \quad (2.14)$$

где  $U_{C2-2} = U_{C2-1} E_y$  — постоянная амплитуда.

Таким образом, из выражения (2.14) в выходном ФМС КФРС скомпенсирована ПЧМ немодулированного СЧ, а девиация фазы увеличилась в 2 раза при произвольно заданном индексе модуляции  $m_\phi$ . Здесь также видно, что ПАМ и ПФМ относительно сигнала 2.10) не проявляются.

## **2.2. Способ радиосвязи, основанный на элементах квадратурного формирователя радиосигналов с угловой модуляцией**

Возрастающая агрессивная среда, характерная для современных систем радиосвязи специального назначения, требует как повышения сложности системы ведомственной СРС органов внутренних дел Российской Федерации (ОВД), так и её дополнительной технической поддержки и защиты средствами РЭБ. В соответствии с Концепцией развития РЭБ в системе МВД России до 2020 года основными задачами РЭБ МВД России являются: выявление и контроль функционирования радиоэлектронных объектов, обеспечение ЭМС РЭС ОВД РФ при повседневной деятельности и в военное время, радиоэлектронная защита критически важных объектов в системе МВД России от технических средств разведки иностранных государств и от используемых террористическими организациями радиоуправляемых средств поражения, ведения радио- и радиотехнического контроля и другие.

В настоящее время СРС ОВД в субъектах Российской Федерации в основном построены по методу множественного доступа (ММД) с частотным разделением каналов (ЧРК), и лишь в некоторых крупных регионах страны реализован ММД с частотно-временным разделением каналов (ЧВРК). Одновременно значительное увеличение интенсивности радиообмена, отсутствие свободных участков радиочастотного спектра в выделенных для использования ОВД РФ диапазонах частот проблемы ЭМС радиотехнических средств, расположенных в непосредственной близости друг от друга, ставят перед разработчиками связной аппаратуры всё более сложные технические задачи.

Отдельной задачей является техническая защита от несанкционированного прослушивания не категорированной служебной информации ограниченного распространения, циркулирующей в ведомственных СРС, которая частично решается применением устройств преобразования речи (УПР). Варианты исполнения различных типов УПР по алгоритмам функционирования в радиоканалах являются полностью совместимыми, однако их недостатками являются: устаревшие алгоритмы кодирования речи, неудобное конструктивное исполнение, сложность программирования, наличие остаточности артикуляции речи при прослушивании радиоканала и другие.

В связи с этим в работе предлагается способ радиосвязи с угловой модуляцией с повышенной степенью защиты от прослушивания (рис. 2.3),

предполагающий работу приёмо-передающей аппаратуры в стандартной сетке частот ОВД РФ на основе ММД с ЧРК.

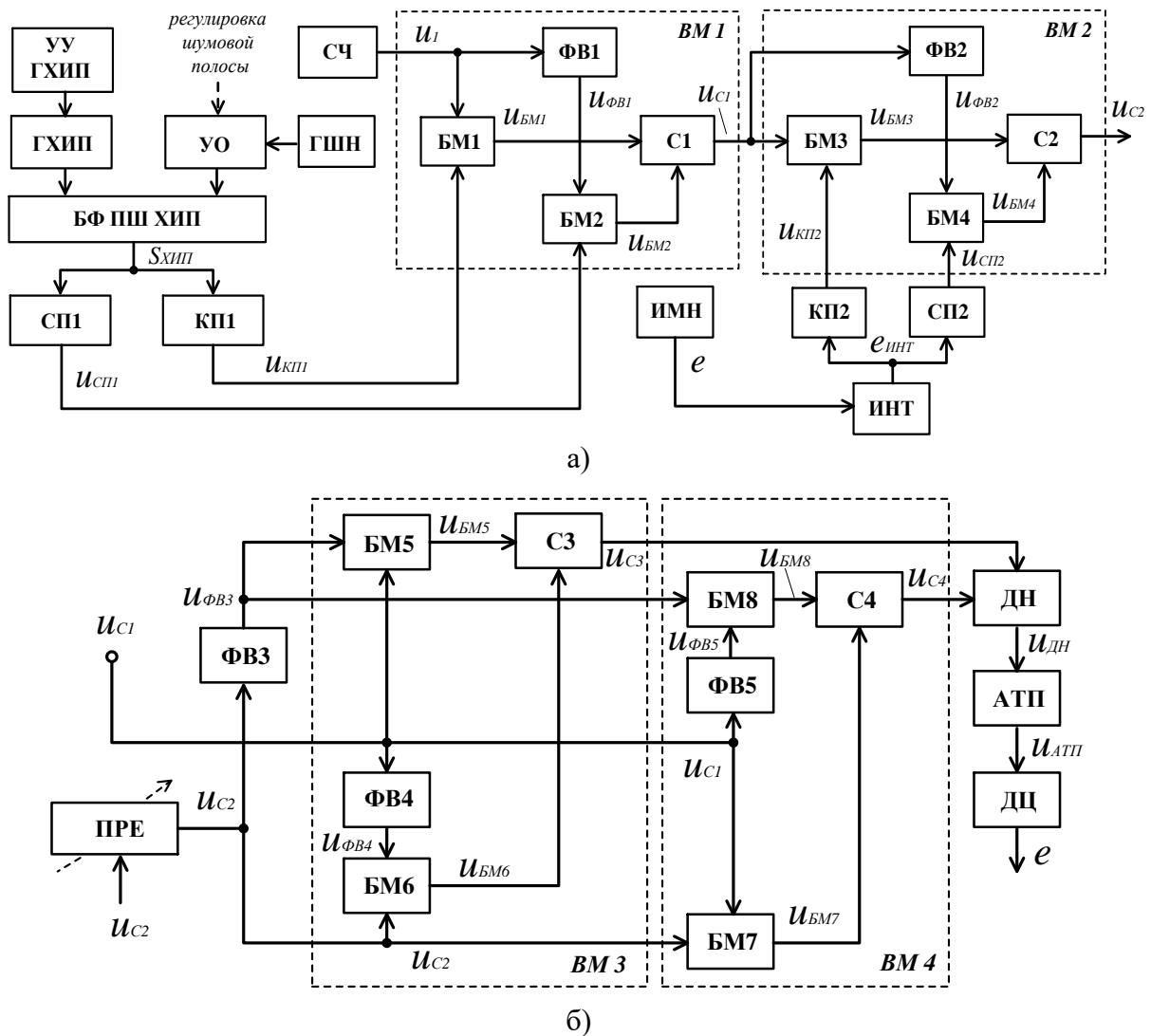


Рис. 2.3. Структурная схема приёмо-передающего тракта системы радиосвязи с угловой модуляцией с повышенной степенью защиты от прослушивания: а) – тракт формирования радиосигнала в составе: УУ ГХИП – устройство управления генератором хаотической импульсной последовательности; ГХИП – генератор хаотической импульсной последовательности; ГШН – генератор шумового напряжения; УО – усилитель-ограничитель; БФ ПШ ХИП – блок формирования ограниченного полосового шума манипулированного хаотической импульсной последовательностью; КП1, КП2 и СП1, СП2 – соответственно косинусный и синусный преобразователи модулирующих напряжений; ИМН – источник модулирующего напряжения; ИНТ – интегратор; ВМ1 и ВМ2 – векторные модуляторы соответственно в составах: БМ1, БМ2 и БМ3, БМ4 – балансные модуляторы, ФВ1 и ФВ2 – фазовращатели на  $\pi/2$ , С1 и С2 – линейные сумматоры; б) – тракт

приёма и обработки радиосигнала в составе: ПРЕ – преселектор; ФВ3 – фазовращатель на  $-\pi/2$ ; ВМ3 и ВМ4 – векторные модуляторы соответственно в составах: ВМ5, ВМ6 и ВМ7, ВМ8 – балансные модуляторы, ФВ4 и ФВ5 – фазовращатели на  $\pi/2$ , С3 и С4 – линейные сумматоры; ДН – делитель напряжения функции синуса на функцию косинуса; АТП – арктангенсный преобразователь; ДЦ – дифференцирующая цепь.

Процесс формирования выходного радиосигнала делится на три этапа.

На первом этапе с помощью функциональных блоков УУ ГХИП, ГХИП, ГШН, УО и БФ ПШ ХИП синтезируется ограниченный в заданном диапазоне полосовой шум, манипулированный хаотической импульсной последовательностью (ХИП). В результате манипуляции на выходе БФ ПШ ХИП формируется полосовой шум  $S_{xип}$ .

На втором этапе сигнал  $S_{xип}$ , с использованием блоков КП1, СП1 и ВМ1 транспонируется в область несущего колебания, при этом на выходе КФМ (выход С1) формируется маскирующий ФМС в виде ФМШП.

На третьем этапе осуществляется модулирование маскирующего ФМС (ФМШП)  $u_{c1}$  информационным сигналом  $e$ , который представлен телефонным каналом.

На выходе КП2 и СП2 вычисляются функции косинуса и синуса с учётом соответственно 4-х и 5-ти членов разложения ряда Тейлора (здесь для упрощения вычислений знак интеграла не учитывается):

$$u_{kn2} = 1 - \frac{1}{2!} \left( \sum_{k=0}^{N_2-1} (E_{mk} + d\Delta E_k) \cos(2\pi(F_k + dF_k)t_j + \varphi_k) \right)^2 + \frac{1}{4!} \left( \sum_{k=0}^{N_2-1} (E_{mk} + d\Delta E_k) \cos(2\pi(F_k + dF_k)t_j + \varphi_k) \right)^4 + \Delta \sin x(n), \quad (2.15)$$

$$u_{cn2} = \left( \sum_{k=0}^{N_2-1} (E_{mk} + d\Delta E_k) \cos(2\pi(F_k + dF_k)t_j + \varphi_k) \right) - \frac{1}{3!} \left( \sum_{k=0}^{N_2-1} (E_{mk} + d\Delta E_k) \cos(2\pi(F_k + dF_k)t_j + \varphi_k) \right)^3 + \frac{1}{5!} \left( \sum_{k=0}^{N_2-1} (E_{mk} + d\Delta E_k) \cos(2\pi(F_k + dF_k)t_j + \varphi_k) \right)^5 + \Delta \sin x(n). \quad (2.16)$$

При этом максимально возможный индекс угловой модуляции выходного радиосигнала составляет  $m \leq 1,57$ .

Одновременно на выходе ФВ2 формируется квадратурный сигнал вида:

$$u_{\Phi B2} = -U_{C1} \sin \left\{ \omega t + m_{\varphi} \left( \sum_{k=0}^{N_{n-1}} \sum_{n=0}^{N_{u-1}} f \left[ \begin{array}{l} t_3 + \frac{T_n}{N_u} \cdot n + P \cdot k \leq t_i \leq t_3 + \frac{T_n}{N_u} \cdot (n+1) + P \cdot k, \\ \left. \begin{array}{l} \text{rnd}(1) \geq 0,5 \\ 1, \\ 0 \end{array} \right\} \right] \right) \right\}. \quad (2.17)$$

После квадратурного перемножения и последующего линейного сложения результатов перемножения, на выходе С2 формируется ЧМС, маскированный ФМШП, следующего вида:

$$\begin{aligned} u_{C2} = & U_{C1} \left\{ \cos \left\{ \omega t + m_{\varphi} \left( \sum_{k=0}^{N_{n-1}} \sum_{n=0}^{N_{u-1}} f \left[ \begin{array}{l} t_3 + \frac{T_n}{N_u} \cdot n + P \cdot k \leq t_i \leq t_3 + \frac{T_n}{N_u} \cdot (n+1) + P \cdot k, \\ \left. \begin{array}{l} \text{rnd}(1) \geq 0,5 \\ 1, \\ 0 \end{array} \right\} \right] \right) \right\} \right\} \times \\ & \times \cos \left( m \left( \sum_{k=0}^{N_{\varphi}-1} (E_{m_k} + d\Delta E_k) \cos(2\pi(F_k + dF_k)t_j + \varphi_k) \right) \right) - \\ & - \sin \left\{ \omega t + m_{\varphi} \left( \sum_{k=0}^{N_{n-1}} \sum_{n=0}^{N_{u-1}} f \left[ \begin{array}{l} t_3 + \frac{T_n}{N_u} \cdot n + P \cdot k \leq t_i \leq t_3 + \frac{T_n}{N_u} \cdot (n+1) + P \cdot k, \\ \left. \begin{array}{l} \text{rnd}(1) \geq 0,5 \\ 1, \\ 0 \end{array} \right\} \right] \right) \right\} \right\} \times \\ & \times \sin \left( m \left( \sum_{k=0}^{N_{\varphi}-1} (E_{m_k} + d\Delta E_k) \cos(2\pi(F_k + dF_k)t_j + \varphi_k) \right) \right) \Big\} = \\ = & U_{C2} \left\{ \cos \left\{ \omega t + m_{\varphi} \left( \sum_{k=0}^{N_{n-1}} \sum_{n=0}^{N_{u-1}} f \left[ \begin{array}{l} t_3 + \frac{T_n}{N_u} \cdot n + P \cdot k \leq t_i \leq t_3 + \frac{T_n}{N_u} \cdot (n+1) + P \cdot k, \\ \left. \begin{array}{l} \text{rnd}(1) \geq 0,5 \\ 1, \\ 0 \end{array} \right\} \right] \right) \right\} \right\} + \\ & + m \left( \sum_{k=0}^{N_{\varphi}-1} (E_{m_k} + d\Delta E_k) \cos(2\pi(F_k + dF_k)t_j + \varphi_k) \right) \Big\}, \quad (2.18) \end{aligned}$$

где  $U_{C2}$  – постоянная амплитуда.

На рис. 2.4 представлен выходной спектр сигнала (2.18), а временная форма не показана, так как имеет постоянную огибающую. Из рис. 2.4 следует, что ширина спектра ЧМС, маскированного шумовым ФМШП, учитывая составляющие спектра с амплитудами не менее 1% от амплитуды немодулированного сигнала, при  $m_\varphi=1,57$  рад, составляет 25 кГц (девиация составляет 12,5 кГц), и не выходит за пределы, установленные для радиосистем с ЧРК.

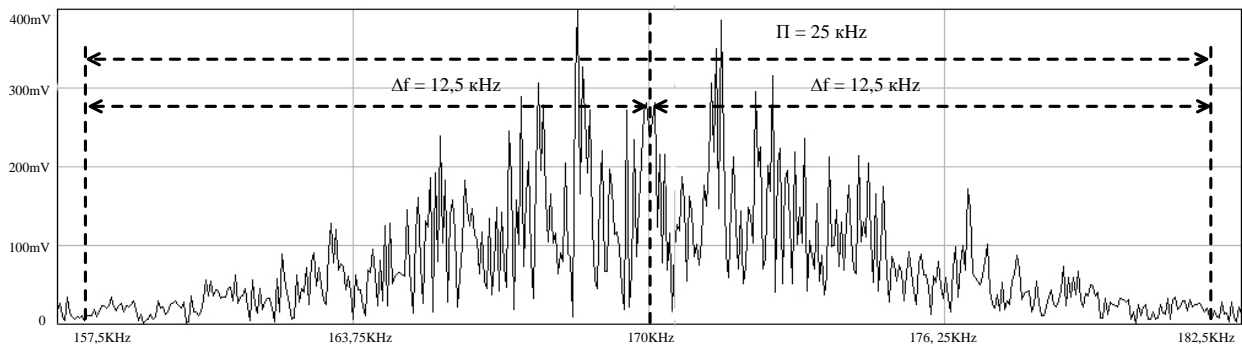


Рис. 2.4. Спектр ЧМС, маскированного ФМШП

Процедура приёма и обработки радиосигнала основывается на следующих принципах. На выходе преселектора радиоприёмного устройства выделяется радиосигнал  $u_{C2}$ , который поступает на вход ФВ3 и первые входы БМ6, БМ7. На входы ФВ4, ФВ5 и вторые входы БМ5, БМ7 из тракта формирования подаётся эталонный маскирующий шумовой радиосигнал  $u_{C1}$ . В результате квадратурного перемножения сигналов  $u_{C2}$  и  $u_{C1}$  в БМ5 и БМ6, последующего линейного алгебраического суммирования квадратурных составляющих на выходе С3 выделяется синусная составляющая модулирующего напряжения  $e$ :

$$\begin{aligned}
u_{C3} = & U_{C1} \cos \left\{ \omega t + m_\varphi \left( \sum_{k=0}^{N_{n-1}} \sum_{n=0}^{N_{u-1}} f \left[ \begin{array}{l} t_3 + \frac{T_n}{N_u} \cdot n + P \cdot k \leq t_i \leq t_3 + \frac{T_n}{N_u} \cdot (n+1) + P \cdot k, \\ \left[ \begin{array}{l} \text{rnd}(1) \geq 0,5 \\ 1, \\ 0 \end{array} \right] \end{array} \right] \right) \right\} \times \\
& \times U_{C2} \left\{ \sin \left\{ \omega t + m_\varphi \left( \sum_{k=0}^{N_{n-1}} \sum_{n=0}^{N_{u-1}} f \left[ \begin{array}{l} t_3 + \frac{T_n}{N_u} \cdot n + P \cdot k \leq t_i \leq t_3 + \frac{T_n}{N_u} \cdot (n+1) + P \cdot k, \\ \left[ \begin{array}{l} \text{rnd}(1) \geq 0,5 \\ 1, \\ 0 \end{array} \right] \end{array} \right] \right) \right\} + \right. \\
& \left. + m \left( \sum_{k=0}^{N_z-1} (E_{m_k} + d\Delta E_k) \cos(2\pi(F_k + dF_k)t_j + \varphi_k) \right) \right\} - \\
& - U_{C1} \sin \left\{ \omega t + m_\varphi \left( \sum_{k=0}^{N_{n-1}} \sum_{n=0}^{N_{u-1}} f \left[ \begin{array}{l} t_3 + \frac{T_n}{N_u} \cdot n + P \cdot k \leq t_i \leq t_3 + \frac{T_n}{N_u} \cdot (n+1) + P \cdot k, \\ \left[ \begin{array}{l} \text{rnd}(1) \geq 0,5 \\ 1, \\ 0 \end{array} \right] \end{array} \right] \right) \right\} \times \\
& \times U_{C2} \left\{ \cos \left\{ \omega t + m_\varphi \left( \sum_{k=0}^{N_{n-1}} \sum_{n=0}^{N_{u-1}} f \left[ \begin{array}{l} t_3 + \frac{T_n}{N_u} \cdot n + P \cdot k \leq t_i \leq t_3 + \frac{T_n}{N_u} \cdot (n+1) + P \cdot k, \\ \left[ \begin{array}{l} \text{rnd}(1) \geq 0,5 \\ 1, \\ 0 \end{array} \right] \end{array} \right] \right) \right\} + \right. \\
& \left. + m \left( \sum_{k=0}^{N_z-1} (E_{m_k} + d\Delta E_k) \cos(2\pi(F_k + dF_k)t_j + \varphi_k) \right) \right\} = \\
= & \left( \sum_{k=0}^{N_z-1} (E_{m_k} + d\Delta E_k) \cos(2\pi(F_k + dF_k)t_j + \varphi_k) \right) - \\
& - \frac{1}{3!} \left( \sum_{k=0}^{N_z-1} (E_{m_k} + d\Delta E_k) \cos(2\pi(F_k + dF_k)t_j + \varphi_k) \right)^3 + \\
& + \frac{1}{5!} \left( \sum_{k=0}^{N_z-1} (E_{m_k} + d\Delta E_k) \cos(2\pi(F_k + dF_k)t_j + \varphi_k) \right)^5 + \Delta \sin x(n),
\end{aligned} \tag{2.19}$$

и, аналогично, в ВМ4 реализуется алгоритм выделения косинусной составляющей: квадратурное перемножение сигналов  $u_{C2}$  и  $u_{C1}$  в БМ7 и БМ8, последующее линейное алгебраическое суммирование квадратурных составляющих, выделение на выходе СЗ косинусной составляющей модулирующего напряжения  $e$ :

$$\begin{aligned}
u_{C4} = & U_{C1} \sin \left\{ \omega t + m_{\varphi} \left( \sum_{k=0}^{N_{n-1}} \sum_{n=0}^{N_{u-1}} f \left[ \begin{array}{l} t_3 + \frac{T_n}{N_u} \cdot n + P \cdot k \leq t_i \leq t_3 + \frac{T_n}{N_u} \cdot (n+1) + P \cdot k, \\ \left[ \begin{array}{l} \text{rnd}(1) \geq 0,5 \\ 1, \\ 0 \end{array} \right] \end{array} \right] \right) \right\} \times \\
& \times U_{C2} \left\{ \sin \left\{ \omega t + m_{\varphi} \left( \sum_{k=0}^{N_{n-1}} \sum_{n=0}^{N_{u-1}} f \left[ \begin{array}{l} t_3 + \frac{T_n}{N_u} \cdot n + P \cdot k \leq t_i \leq t_3 + \frac{T_n}{N_u} \cdot (n+1) + P \cdot k, \\ \left[ \begin{array}{l} \text{rnd}(1) \geq 0,5 \\ 1, \\ 0 \end{array} \right] \end{array} \right] \right) \right\} + \right. \\
& \left. + m \left( \sum_{k=0}^{N_s-1} (E_{m_k} + d\Delta E_k) \cos(2\pi(F_k + dF_k)t_j + \varphi_k) \right) \right\} + \\
& + U_{C1} \cos \left\{ \omega t + m_{\varphi} \left( \sum_{k=0}^{N_{n-1}} \sum_{n=0}^{N_{u-1}} f \left[ \begin{array}{l} t_3 + \frac{T_n}{N_u} \cdot n + P \cdot k \leq t_i \leq t_3 + \frac{T_n}{N_u} \cdot (n+1) + P \cdot k, \\ \left[ \begin{array}{l} \text{rnd}(1) \geq 0,5 \\ 1, \\ 0 \end{array} \right] \end{array} \right] \right) \right\} \times \\
& \times U_{C2} \left\{ \cos \left\{ \omega t + m_{\varphi} \left( \sum_{k=0}^{N_{n-1}} \sum_{n=0}^{N_{u-1}} f \left[ \begin{array}{l} t_3 + \frac{T_n}{N_u} \cdot n + P \cdot k \leq t_i \leq t_3 + \frac{T_n}{N_u} \cdot (n+1) + P \cdot k, \\ \left[ \begin{array}{l} \text{rnd}(1) \geq 0,5 \\ 1, \\ 0 \end{array} \right] \end{array} \right] \right) \right\} + \right. \\
& \left. + m \left( \sum_{k=0}^{N_s-1} (E_{m_k} + d\Delta E_k) \cos(2\pi(F_k + dF_k)t_j + \varphi_k) \right) \right\} = \\
& = 1 - \frac{1}{2!} \left( \sum_{k=0}^{N_s-1} (E_{m_k} + d\Delta E_k) \cos(2\pi(F_k + dF_k)t_j + \varphi_k) \right)^2 + \\
& + \frac{1}{4!} \left( \sum_{k=0}^{N_s-1} (E_{m_k} + d\Delta E_k) \cos(2\pi(F_k + dF_k)t_j + \varphi_k) \right)^4 + \Delta \sin x(n).
\end{aligned} \tag{2.20}$$

Далее сигналы  $u_{C3}$  и  $u_{C4}$  подаются на входы делителя напряжения ДН, в котором осуществляется операция деления синусной составляющей модулирующего напряжения  $e$  на косинусную составляющую. В результате на выходе ДН формируется функция тангенса модулирующего напряжения  $e$ :

$$u_{ДН} = \frac{u_{C3}}{u_{C4}} = \frac{U_{СП2} \sin[e]}{U_{КП2} \cos[e]} = \operatorname{tg}[e]. \quad (2.21)$$

После арктангенсного преобразования функции тангенса модулирующего напряжения  $e$  на выходе АТП восстанавливается модулирующий сигнал  $e$ , представленный телефонным каналом:

$$u_{АТП} = \operatorname{arctg}\{\operatorname{tg}[e]\} = [e] \quad (2.22)$$

При изменении параметров следования единичных и нулевых посылок в ГХИП и регулировании шумовой полосы ГШН по заранее известным приёмнику и передатчику алгоритмам повышается скрытность не категорированной служебной информации ограниченного распространения от несанкционированного прослушивания.

Способ имеет двойное назначение и обеспечивает основные технические характеристики и соответствие нормам, установленным для радиосистем органов внутренних дел с частотным разделением каналов: работу в выделенных МВД России полосах радиочастот от 148 до 149 МГц, от 171,15 до 173 МГц в диапазоне ОВЧ и от 450 до 453 МГц, от 460 до 463 МГц в диапазоне УВЧ; формирование ЧМС, маскированного ФМШП, при  $m=1,57$  без предкоррекции в передатчике и послекоррекции в приёмнике (класс излучения G3E); коэффициент нелинейных искажений не более 5%; максимальную девиацию частоты в режиме радиосвязи не более 5 кГц; переход из режима радиосвязи в режим РЭП с использованием преднамеренной радиоэлектронной помехи ФМШП (или ЧМШП).

## ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В методических рекомендациях с целью необходимости повышения информационной защищенности сетей профессиональной подвижной радиосвязи специального назначения разработаны и исследованы структурные схемы квадратурных формирователей радиосигналов с угловой модуляцией, циркулирующих в сетях радиосвязи специального назначения.

Проанализированы теоретические и практические вопросы реализации КФРС, принципы работы и основные структурные схемы известных модуляторов, использующие принцип преобразования амплитудной модуляции в фазовую. Проведен анализ АФИ в КФМ, в которых не предусмотрена компенсация искажений, выявлены новые закономерности проявления ПАМ и ПФМ на гармониках и комбинационных частотах, попадающих в полосу частот полезного ФМС.

Разработан способ построения КФМ на базе амплитудных модуляторов в квадратурных каналах с автоматической компенсацией АФИ в цепи обратной связи с улучшенными модуляционными характеристиками, в которых при компенсации нелинейных искажений коэффициент гармоник снижен с 8,3% до 0,5%, а ПАМ скомпенсирована полностью при индексе модуляции  $m_\varphi \leq \pi/4$ .

Разработаны алгоритмы работы и структурная схема КФМ на базе амплитудных модуляторов в квадратурных каналах с автокомпенсацией НИ в амплитудных модуляторах с улучшенными ФАХ, в котором общий коэффициент гармоник КФМ также снижен до 0,5%. Разработаны алгоритмы работы и структурная схема КФМ с устройствами формирования компенсационных сигналов АИ и ФИ при  $m_\varphi \leq 0,5$  рад, в котором коэффициент неравномерности АМХ равен нулю, а коэффициент нелинейности ФМХ составляет 0,1%, что на 4,7% меньше значения коэффициента нелинейности ФМХ КФМ без компенсации АФИ.

Предложен единый подход к представлению АФИ, возникающих в трактах формирования радиосигналов с угловой модуляцией, который показывает, что непропорциональность фазы высокочастотного колебания модулирующему напряжению, то есть нелинейность ФМХ, вызывает фазовые искажения (ФИ) выходного сигнала модулятора, рассматриваемые как ПФМ, а неравномерность АМХ является причиной амплитудных искажений (АИ), проявляющихся в виде ПАМ. Для уменьшения ПФМ и ПАМ предложено использовать принцип компенсации, сформулированный в терминах «компенсация АФИ в цепях обратной связи», «формирование синтезированных компенсационных сигналов» и «компенсация с использованием ФПМН». Это позволяет проводить анализ и синтез рассматриваемых устройств с единых методологических позиций. Изложено состояние проблемы, поставлена цель исследования, намечены основные задачи исследования.

Обосновано и показано применение КФРС с использованием ФПМН для одновременного формирования ФМС и компенсации регулярных помех немодулированного СЧ вне кольца ИФАПЧ в режиме полигармонического модулирующего воздействия. Сравнение спектров ЧМС показывает, что с увеличением числа членов разложения функций синуса и косинуса в ряд Тейлора ФПМН регулярные помехи СЧ, проявляющиеся в виде ПЧМ, снижены на 30%.

Разработан способ радиосвязи, основанный на элементах КФРС, в котором частотно-модулированный сигнал маскируется сигналом, модулированным по фазе ограниченным по амплитуде частотно-манипулированным двухполосным шумом (ФМШП). Выделение полезного сигнала в приёмном тракте осуществляется за счёт приёма эталонного ФМШП и шумовой смеси радиосигналов, процедур выделения синусной и косинусной составляющих модулирующего напряжения, тангенсного и арктангенсного преобразований. Способ имеет двойное назначение и обеспечивает основные технические характеристики и соответствие нормам, установленным для радиосистем органов внутренних дел с частотным разделением каналов.

## СПИСОК ИСПОЛЬЗОВАННЫХ ИСТОЧНИКОВ

1. Широкополосные беспроводные сети передачи информации / В. М. Вишневецкий [и др.]. – Москва : Техносфера, 2005. – 592 с.
2. Цифровое радиовещание – последний штрих цифрового портрета / И. Шахнович // Электроника: Наука, Технология, Бизнес. – 2002. – № 3. – С. 8–15.
3. ETSI 300 401. Radio Broadcasting Systems; Digital Audio Broadcasting (DAB) to mobile, portable and fixed receivers. – European Telecommunications Standards Institute, 2001.
4. Draft New Recommendation ITU&R BS. System for Digital Sound Broadcasting in the Broadcasting Bands Below 30-Mhz. – ITU, Document 6/63&E, 25 October 2000.
5. Цифровое звуковое радиовещание в формате DAB / Ю. Ковалгин // «625». – 2001. – № 1.
6. IEEE Std 802.11, 1999 Edition. Part 11: Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications. – IEEE, August, 1999.
7. IEEE Std 802.11a-1999(R2003). Part 11: Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications. High-speed Physical Layer in the 5 GHz Band – IEEE, 12 June 2003.
8. IEEE Std 802.11g-2003. Part 11: Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications. Amendment 4: Further Higher Data Rate Extension in the 2.4 GHz Band – IEEE, 27 June 2003.
9. IEEE Std 802.11-2007 (Revision of IEEE Std 802.11-1999). Part 11: Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications. – IEEE, 12 June 2007.
10. IEEE Std 802.11n-2009. Part 11: Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications. Amendment 5: Enhancements for Higher Throughput. – IEEE, 29 October 2009.
11. Стандарт 802.11n – уже скоро. Примирение непримиримых / И. Шахнович // Электроника: Наука, Технология, Бизнес. – 2006. – №1. – С. 52–58.
12. Беспроводные локальные сети. Анатомия стандартов IEEE 802.11 / И. Шахнович // Электроника: Наука, Технология, Бизнес. – 2003. – № 1. – С. 38–48.
13. Беспроводные локальные сети. IEEE 802.11 / И. Шахнович // Электроника: Наука, Технология, Бизнес. – 2003. – № 4. – С. 36–39.
14. Wi-Fi микросхемы: компании приступили к тонкой отладке / М. Валентинова // Электроника: Наука, Технология, Бизнес. – 2005. – №1. – С. 36–41.
15. Технологии Wi-Fi роутинга от Avaya, Motorola и Proxim // Электроника: Наука, Технология, Бизнес. – 2005. – № 1. – С. 24–25.
16. Стандарт IEEE 802.11: решение от компании Metalink / Ю. Крылов // Электроника: Наука, Технология, Бизнес. – 2006. – № 7. – С. 20–26.

17. Системы MIMO: принципы построения и обработка сигналов / В. Слюсар // *Электроника: Наука, Технология, Бизнес.* – 2005. – № 8. – С. 52–58.
18. Mesh-cera: в ожидании стандарта IEEE 802.11s / В. Вишневский [и др.] // *Электроника: Наука, Технология, Бизнес,* 2008. – №3. – С. 44–51.
19. ETSI TS 136 104 V9.3.0 (2010-04) LTE; Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); Base Station (BS) radio transmission and reception (3GPP TS 36.104 version 9.3.0 Release 9). – ETSI, 04.2010.
20. 3GPP TS 36.211 V8.6.0 (2009-03) 3GPP Technical Specification Group Radio Access Network; Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); Physical Channels and Modulation (Release 8). – 3GPP, 03.2009.
21. 3GPP TR 23.882. 3GPP System Architecture Evolution: Report on Technical Options and Conclusions (Release 8). – 3GPP, 09.2008.
22. 3GPP TR 36.913 V8.0.0. Requirements for Further Advancements for E-UTRA (LTE-Advanced), Release 8. – 3GPP, 06.2008.
23. 3GPP TR 25.814 Physical layer aspects for evolved Universal Terrestrial Radio Access (UTRA), Release 7, V7.1.0, 2006.
24. Технология сотовой связи LTE – почти 4G / В. Вишневский, А. Красилов, И. Шахнович // *Электроника: Наука, Технология, Бизнес.* – 2009. – № 1. – С. 62–72.
25. Сети UMTS / Х. Кааранен [и др.]. – Москва : Техносфера, 2007.
26. Moray Rumney. 3GPP LTE: Introducing Single Carrier FDMA // *Agilent Measurement Journal.* – 2008. – № 4. – Р. 18–27.
27. Системы мобильной связи: учебное пособие для вузов / В. П. Ипатов [и др.] / под ред. В. П. Ипатова. – Москва : Горячая линия-Телеком, 2003. – 272 с.
28. Мобильная связь 3-го поколения. Серия изданий «Связь и бизнес» / Л. М. Невдяев. – Москва : МЦНТИ – Международный центр научной и технической информации, ООО «Мобильные коммуникации», 2000. – 208 с.
29. Стандарты и системы подвижной радиосвязи / Ю. А. Громаков. – Москва : Эко-Трендз, 1998.
30. Основы сотовой связи. 2-е изд., перераб. и доп. / М. В. Ратынский / под ред. Д. Б. Зимина. – Москва : Радио и связь, 2000. – 248 с.
31. EN 300 95 European Standard: Digital cellular telecommunications system (Phase 2+); Modulation (GSM 05.04, version 8.1.2, Release 1999). ETSI, 2001.
32. ETSI TS 143 051 V9.0.0 (2010-02) Digital cellular telecommunications system (Phase 2+); GSM/EDGE Radio Access Network (GERAN) overall description; Stage 2 (3GPP TS 43.051 version 9.0.0 Release 9), – ETSI, 02,2010.
33. MWC-2009: мобильный широкополосный доступ спасет мобильный мир / В. О. Тихвинский, В. Е. Панченко. – Мобильные телекоммуникации. – 2009. – №2. – С. 6–9.

34. Анализ эффективности использования спектра системами мобильной сотовой связи UMTS и LTE / В. О. Тихвинский, С. В. Терентьев, И. В. Минаев // Мобильные телекоммуникации. – 2008. – № 2. – С. 12–18.
35. FDMA с одной несущей – новый восходящий канал LTE / Янина Витакре // Электронные компоненты. – 2007. – № 2. – С. 46–49.
36. ETSI EN 300 392-2 V3.2.1 (2007-09) Terrestrial Trunked Radio (TETRA); Voice plus Data (V+D); Part 2: Air Interface (AI). – ETSI, 2007.
37. Персональные беспроводные сети стандартов IEEE 802.15.3 и 802.15.4 / И. Шахнович // Электроника: Наука, Технология, Бизнес. – 2004. – № 6. – С. 32–36.
38. Bluetooth: устройства всех стран, соединяйтесь / И. Шахнович // Электроника: Наука, Технология, Бизнес. – 2003. – № 1.
39. IEEE Std 802.15.1-2005 (Revision of IEEE Std 802.15.1-2002) IEEE Standard for Local and metropolitan area networks. Part 15.1: Wireless medium access control (MAC) and physical layer (PHY) specifications for wireless personal area networks (WPANs). – IEEE, 14 June 2005.
40. IEEE Std 802.15.3-2003. IEEE Standard for Local and metropolitan area networks. Part 15.3: Wireless Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications for High Rate Wireless Personal Area Networks (WPANs). – IEEE, 29 September 2003.
41. IEEE Std 802.15.4-2003. IEEE Standard for Local and metropolitan area networks. Part 15.4: Wireless Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications for Low-Rate Wireless Personal Area Networks (LR-WPANs). – IEEE, 1 October 2003.
42. IEEE Std 802.15.4-2006 (Revision of IEEE Std 802.15.4-2003). IEEE Standard for Local and metropolitan area networks. Part 15.4: Wireless Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications for Low-Rate Wireless Personal Area Networks (LR-WPANs). – IEEE, 8 September 2006.
43. IEEE Std 802.15.4a-2007 (Amendment to IEEE Std 802.15.4-2006). IEEE Standard for Local and metropolitan area networks. Part 15.4: Wireless Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications for Low-Rate Wireless Personal Area Networks (LR-WPANs). Amendment 1: Add Alternate PHYs. – IEEE, 8 September 2006.
44. Открытые стандарты цифровой транкинговой радиосвязи. Серия изданий «Связь и бизнес» / А. М. Овчинников, С. В. Воробьев, С. И. Сергеев. – Москва : МЦНТИ – Международный центр научной и технической информации, ООО «Мобильные коммуникации», 2000. – 166 с.
45. Современные технологии беспроводной связи / И. В. Шахнович. – 2-е изд., исправ. и доп. – Москва : Техносфера, 2006. – 288 с.

46. [Http://www.motorola.com/mototrbo](http://www.motorola.com/mototrbo) (Интернет-ресурс).
47. Стратегия развития электронной промышленности России на период до 2025 года. Одобрена правительством РФ в 2006 году.
48. Квадратурные модуляторы и демодуляторы в системах радиосвязи / В. Голуб // Электроника: Наука, Технология, Бизнес. – 2003. – № 3. – С. 28–32.
49. Armstrong E. M. A Method of Reducing Disfurbance in Radio-Sigaling by a System of Frequency Modulation. – Proc. IRE. – 1936. – V. 24. – № 5. – P. 689.
50. Частотная модуляция в радиовещании и радиосвязи / А. А. Куликовский. – Москва-Ленинград : Госэнергоиздат, 1947. – 164 с.
51. Частотная модуляция и её применение / И. С. Гоноровский. – Москва : Государственное издательство литературы по вопросам связи и радио, 1948. – 284 с.
52. Техника частотной модуляции в радиовещании / С. В. Новаковский, Г. П. Самойлов. – Москва-Ленинград.: Госэнергоиздат, 1952. – 304 с.
53. Фазовые соотношения в радиотехнике / Б. П. Асеев. – Москва : Связьиздат, 1959. – 304 с.
54. Теория и методы частотной модуляции / А. Д. Артым. – Москва-Ленинград : Госэнергоиздат, 1961. – 244 с.
55. Частотная модуляция. – Изд. 2-е, дополненное / Г. Картьяну. – Бухарест : Меридиане, 1964. – 621 с.
56. Радиопередающие устройства. – Изд. 4-е / С.А. Дробов, С.И. Бычков. – Москва : Сов. радио, 1969. – 720 с.
57. Системы передачи информации: пер. с англ. / Б. П. Латхи / под общей редакцией Б. И. Кувшинова. – Москва : Связь, 1971. – 324 с.
58. Частотные и фазовые модуляторы и манипуляторы / В. Г. Соколинский, В. Г. Шейнкман. – Москва : Радио и связь, 1983. – 191 с.
59. Квадратурные формирователи радиосигналов : монография / П. А. Попов [и др.] / под ред. П. А. Попова. – Воронеж : Воронежский институт МВД России, 2001. – 176 с.
60. Справочник по математике для научных работников и инженеров / Г. Корн, Т. Корн. – 5-е изд. – Москва : Наука, Гл. ред. физ.-мат. лит., 1984. – 632 с.
61. Справочник по математике для инженеров и учащихся ВТУЗов / И. Н. Бронштейн, К. А. Семендяев. – 13-е изд., испр. – Москва : Наука, гл. ред. физ.-мат. лит., 1986. – 544 с.
62. Автоматические компенсаторы амплитудно-фазовых искажений : монография / П. А. Попов [и др.] / под ред. П. А. Попова. – Воронеж : Воронежская высшая школа МВД России, 1998. – 200 с.
63. <http://www.semiconductor.agilent.com> (Интернет-ресурс).

*Учебное издание*

Сергей Анатольевич Шерстюков  
Алексей Вячеславович Попов

ФОРМИРОВАТЕЛИ РАДИОСИГНАЛОВ  
ДВОЙНОГО НАЗНАЧЕНИЯ

*Методические рекомендации*

Редактор С. М. Русинова  
Компьютерная верстка А. В. Попова

Подписано в печать 26.02.2025

Формат 60x84<sup>1/16</sup>

Усл. печ. л. 4,19

Тираж 50 экз.

Заказ № 58

Воронежский институт МВД России,  
394065 Воронеж, просп. Патриотов, 53

Типография Воронежского института МВД России,  
394065 Воронеж, просп. Патриотов, 53