ФЕДЕРАЛЬНОЕ ГОСУДАРСТВЕННОЕ БЮДЖЕТНОЕ ОБРАЗОВАТЕЛЬНОЕ УЧРЕЖДЕНИЕ ВЫСШЕГО ПРОФЕССИОНАЛЬНОГО ОБРАЗОВАНИЯ «МОСКОВСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ УНИВЕРСИТЕТ ПУТЕЙ СООБЩЕНИЯ»

На правах рукописи

ЖУРАВЛЕВ ОЛЕГ ЕВГЕНЬЕВИЧ

ПОВЫШЕНИЕ ЭФФЕКТИВНОСТИ ПОЕЗДНОЙ РАДИОСВЯЗИ

Специальность:

05.12.13. – Системы, сети и устройства телекоммуникаций

Диссертация

на соискание ученой степени кандидата технических наук

Научный руководитель: доктор технических наук, профессор Волков Анатолий Алексеевич

Оглавление:

| Введение |
|--|
| Глава 1 Аналитический обзор литературных источников по эффективности |
| поездной радиосвязи10 |
| 1.1 Определение критериев эффективности поездной радиосвязи10 |
| 1.2 Помехоустойчивость поездной радиосвязи13 |
| 1.3 Анализ работы стационарных антенн15 |
| 1.4 Дальность поездной радиосвязи18 |
| 1.5 Расчёт дальности поездной радиосвязи при использовании направляющей |
| линии |
| 1.6 Анализ влияния опор контактной сети на диаграмму направленности |
| локомотивной антенны |
| 1.7 Исследование второй ступени модуляции в передатчике цифровой |
| железнодорожной радиостанции системы GSM-R23 |
| 1.8 Анализ эффективности АЦП и ЦАП в передатчике ИКМ-30 для передачи |
| информации по ВОЛС канала ДНЦ26 |
| 1.9 Выводы по главе |
| Глава 2 Максимизация помехоустойчивости поездной радиосвязи по критерию |
| минимума пикфактора речевого сигнала |
| 2.1 Вводные замечания |
| 2.2 Вывод формулы коэффициента корреляции однополосного сигнала на входе |
| амплитудного ограничителя |
| 2.3 Функция корреляции однополосного сигнала на выходе амплитудного |
| ограничителя |
| 2.4 Спектральная плотность мощности сигнала и основные показатели поездной |
| радиосвязи на её основе |
| 2.5 Синтез огибающей и неискаженного речевого сигнала по его |
| фазе |

| 2.6 Минимизация влияния акустических шумов локомотива на качество поездной |
|--|
| радиосвязи40 |
| 2.7 Выводы по главе |
| Глава 3 Исследование антенно-фидерных устройств поездной радиосвязи45 |
| 3.1 Вводные замечания |
| 3.2 Исследование направляющей линии46 |
| 3.3 Эффективная стационарная антенна поездной радиосвязи |
| 3.4 Исследование влияния опор контактной сети на диаграмму направленности |
| локомотивной антенны |
| 3.5 Разработка высокоточного измерителя напряжённости электромагнитного |
| поля КВ диапазона в зоне индукции |
| 3.6 Выводы по главе |
| Глава 4 Повышение эффективности АЦП и ЦАП |
| 4.1 Вводные замечания |
| 4.2 Повышение помехоустойчивости и частотной эффективности цифровой |
| системы радиосвязи GSM-R |
| 4.3 Повышение эффективности многоканального передатчика цифровых |
| сигналов |
| 4.4 Повышение эффективности многоканального приёмника цифровых |
| сигналов |
| 4.5 Исследование возможности передачи клиппированных сигналов по ВОЛС |
| канала ДНЦ |
| 4.6 Выводы по главе |
| Глава 5 Повышение энергоэффективности поездной радиосвязи за счёт 3-й |
| гармоники выходного сигнала передатчика |
| 5.1 Вводные замечания |
| 5.2 Способ получения 3-й гармоники сигнала требуемой |
| амплитуды |

| 5.3 Варакаторный утроитель частоты для дополнительного повышения к.п.д. |
|--|
| передатчика95 |
| 5.4 Определение оптимального значения отношения U_{k3}/U_{k1} |
| 5.5 Расчёт к.п.д. оконечного каскада передатчика с учётом введённого утроителя |
| частоты |
| 5.6 Выводы по главе |
| Заключение101 |
| Список сокращений104 |
| Список литературы106 |
| Приложение А. Акт об использовании результатов кандидатской работы в ООО |
| НПП "АКСИОН-РТИ"111 |
| Приложение Б. Акт о внедрении в учебный процесс результатов кандидатской |
| работы в МГУПС (МИИТ) «Московский государственный университет путей |
| сообщения» |

Введение

Актуальность работы обуславливается тем, что на железнодорожном транспорте высок уровень помех. Во всех радиостанциях (ЖР) до сих пор используется узкополосная аналоговая частотная модуляция (ЧМ) при дефиците частотного ресурса. Поэтому помехоустойчивость поездной радиосвязи (ПРС) не всегда удовлетворительная, что отрицательно сказывается на безопасности движения поездов.

Данная диссертационная работа посвящена повышению помехоустойчивости и частотной эффективности ПРС согласно известным критериям α- и βэффективности, вытекающих из формулы Шеннона. Повышение помехоустойчивости ПРС осуществляется за счёт:

 глубокого амплитудного ограничения (клиппирования) речевого сигнала (PC) на передающей стороне с восстановлением его огибающей на приёмной стороне;

2) повышения эффективности антенно-фидерных устройств (АФУ);

3) перехода с аналоговой ПРС на цифровую.

Пока цифровая передача используется только в волоконно-оптическом канале поездного диспетчера (ДНЦ). Для повышения её эффективности автором разработаны новые аналого-цифровой преобразователь (АЦП) и цифроаналоговый преобразователь (ЦАП) с меньшим уровнем шумов квантования. Их новизна подтверждена тремя патентами РФ на изобретение.

В широко используемой за рубежом цифровой железнодорожной системе радиосвязи GSM-R в передатчике ЧМ его вторая ступень модуляции преобразована в однополосную фазовую манипуляцию (ОБП-ФМн) на 1800. Тем самым увеличена помехоустойчивость и частотная эффективность системы GSM-R в 2 раза. Предложен также способ детектирования сигнала ОБП-ФМн на 180° без обратной работы. Для повышения частотной эффективности канала поездного

диспетчера по ВОЛС предложено использовать клиппированные речевые сигналы вместо цифровых.

Указанные результаты, полученные в данной работе, существенно увеличивают помехоустойчивость и частотную эффективность ПРС, что способствует повышению безопасности движения поездов. Этим и определяется актуальность темы диссертации.

Объектами исследования являются способы и устройства повышения помехоустойчивости и частотной эффективности ПРС.

Предметами исследования являются научные основы и формализованные методы повышения эффективности ПРС.

Целью диссертационной работы является повышение помехоустойчивости и частотной эффективности ПРС. Для достижения поставленной цели сформулированы и решены конкретные задачи:

1) введено оптимальное клиппирование модулирующего PC с восстановлением его огибающей на приёмной стороне;

2) повышена эффективность АФУ ПРС;

3) разработана эффективные АЦП и ЦАП;

4) разработана ОБП-ФМн на для цифровой железнодорожной системы радиосвязи GSM-R вместо двухполосной частотной.

Методы исследований. В работе использованы методы теории помехоустойчивости, математического анализа, теории электромагнитного поля, теории волновых процессов и теории вероятностей.

Научная новизна диссертационного исследования заключается в разработке новых способов и устройств, повышающих помехоустойчивость ПРС и безопасность движения поездов. По итогам диссертационного исследования получены следующие основные результаты, содержащие элементы новизны и выносимые на защиту:

1) разработана корреляционная методика точного определения выигрыша в помехоустойчивости действующей ПРС за счёт клиппирования РС при

допустимом уровне его нелинейных искажений и восстановлении огибающей у клиппированного сигнала на приёмной стороне. Этот выигрыш или, что точно совпало с экспериментальными данными;

2) получена новая формула коэффициента корреляции однополосного сигнала, который является входным для амплитудного ограничителя, и уточнена формула первого слагаемого функции корреляции на его выходе для п.1.;

3) разработан способ восстановления огибающей у клиппированного PC, что позволило повысить качество ПРС;

4) показано, что однопроводная направляющая линия, используемая для увеличения дальности ПРС, представляет собой антенну Бевереджа и поэтому надо учитывать снижение её к.п.д. за счёт излучения при передаче и увеличение помех в режиме приёма;

5) разработаны новые аналого-цифровой преобразователь и цифроаналоговый преобразователь с меньшими шумами квантования для передачи информации ДНЦ машинисту по ВОЛС диспетчерского канала ПРС. Новизна разработок подтверждена тремя патентами на изобретение;

Практическая значимость результатов исследования состоит в том, что разработанные способы и устройства способствуют повышению не только частотной эффективности, но и помехоустойчивости, что благоприятно сказывается на безопасности движения поездов:

1) уточнена корреляционная методика определения минимального значения пикфактора речи, при максимальном коэффициенте нелинейных искажений;

2) разработан способ восстановления огибающей у клиппированного PC на приёмной стороне, что повысило качество речи;

 показано, что направляющая линия (НЛ) ПРС – это антенна Бевереджа, и необходимо учитывать снижение к.п.д. при работе в режиме передачи и снижение помехоустойчивости в режиме приёма;

7

4) предложено в качестве стационарной антенны ПРС использовать прожекторную осветительную мачту высотой 32 м в качестве четвертьволнового заземлённого вибратора с шунтовым питанием;

5) предложено использовать клиппированые РС вместо цифровых в канале ДНЦ, использующего ВОЛС, позволяющих теоретически повысить частотную эффективность в 8 раз;

6) разработан способ преобразования сигнала двухполосной ЧМн в цифровой системе железнодорожной радиосвязи GSM-R в сигнал однополосной ФМн на, что повысит её помехоустойчивость и частотную эффективность в 2 раза.

Обоснованность и достоверность выносимых на защиту результатов работы обеспечена строгим соблюдением логики проведения научных исследований, обоснованностью исходных данных и методов решения поставленных задач, непосредственным сопоставлением полученных результатов с фактическими данными.

Основные положения, выносимые на защиту:

1) разработанный корреляционный анализ клиппированного однополосного сигнала;

 полученные формулы нелинейных искажений, пикфактора, выигрыша в помехоустойчивости ПРС при амплитудном ограничении однополосного сигнала и результаты расчёта по ним;

3.) способ восстановления огибающей клиппированного РС;

 однопроводная направляющая линия ПРС рассмотренная как антенна Бевереджа с расчётом её диаграммы направленности, определяющей потери мощности при излучении и приёме дополнительных помех;

5) разработанные автором АЦП и ЦАП для ПРС и временные диаграммы их работы;

6) разработанная методика расчёта влияния опор контактной сети на ДН локомотивной антенны;

8

7) разработанный высокоточный измеритель напряжённости электромагнитного поля гектометровых волн в зоне индукции.

Внедрение результатов работы осуществлено в соответствующие проекты ООО НПП "АКСИОН-РТИ". Отдельные результаты диссертационной работы внедрены в учебный процесс кафедры «Железнодорожная автоматика, телемеханика и связь» ФГБОУ ВПО «Московский государственный университет путей сообщения» (МГУПС (МИИТ)) в рамках дисциплин «Теория передачи сигналов», «Электромагнитные поля и волны». Все результаты внедрения подтверждены соответствующими актами.

Глава 1 Аналитический обзор литературных источников по эффективности поездной радиосвязи

1.1 Определение критериев эффективности поездной радиосвязи

Критерии эффективности ПРС вытекают из формулы Шеннона для пропускной способности канала связи [1]:

$$C = F \cdot \log_2\left(1 + \frac{P_c}{P_{\rm m}}\right),\tag{1.1}$$

где *F* – ширина полосы частот канала;

P_c – средняя мощность полного сигнала на выходе приёмника;

 $P_{\rm III} = N_0 F - {\rm средняя}$ мощность шумов.

Если разделить левую и правую части формулы (1.1) на скорость передачи информации *R* по каналу связи и сделать соответствующие преобразования в её круглой скобке, то получим критерии эффективности и их взаимосвязь:

$$\frac{C}{R} = \frac{F}{R} \log_2 \left(1 + \frac{P_C}{N_0 F R} \right), \tag{1.2}$$

 $\frac{R}{c} = \eta$ – информационный к.п.д., то есть коэффициент использования канала по пропускной способности;

 $\frac{R}{F} = \alpha$ – критерий частотной эффективности (α - эффективность), то есть коэффициент использования канала по полосе частот;

 $\frac{R}{P_{C}/N_{0}} = \beta$ – критерий энергетической эффективности (β - эффективность), то

есть коэффициент использования канала по отношению сигнал/шум.

Тогда формула (1.2) принимает вид:

$$\frac{1}{\eta} = \frac{1}{\alpha} \log_2(1 + \frac{\alpha}{\beta}),$$

ИЛИ

$$\eta = \frac{\alpha}{\log_2(1 + \frac{\alpha}{\beta})}.$$

Согласно теореме Шеннона, при соответствующих способах передачи (кодировании и модуляции) и приёма (демодуляции и декодирования) величина η может быть сколь угодно близкой к единице, при сколь угодно малой вероятности ошибки. В этом случае из условия $\eta = 1$ вытекает предельная зависимость между α и β :

$$\alpha = \log_2(1 + \frac{\alpha}{\beta})$$

или

$$\beta = \frac{\alpha}{2^{\alpha} - 1}$$

Эта зависимость $\beta = f(\alpha)$ представлена на рисунке 1.1. Полученная кривая (рисунок 1.1) является предельной и отражает наилучший обмен между α и β в непрерывном канале. Отметим, что α изменяется от 0 до ∞ , а β – ограничена сверху:

$$\beta_{max} = \lim_{\alpha \to 0} \beta = \lim_{\alpha \to 0} \frac{\alpha}{2^{\alpha} - 1} = \frac{1}{\ln \alpha} = 1,443 \ (1,59 \text{ дБ})$$



Рисунок 1.1 – Предельная кривая зависимости $\beta(\alpha)$ в непрерывном канале

Из рисунка 1.1 вытекает следующее:

1) Минимально возможная граница энергетических затрат в канале связи, который обеспечивает высокое качество принимаемой информации, определяется

величиной 0,693, при этом удельная скорость передачи информации не должна быть меньше 10.

2) В частотно - ограниченных непрерывных каналах связи удельную скорость передачи информации целесообразно выбрать равной $\frac{1}{\alpha} = \frac{R}{F} = 2$, то есть скорость передачи информации в два раза больше ширины полосы частот при незначительных энергетических затратах (менее 1,8 дБ).

3) Реализация более высокой удельной скорости в канале приводит к резкому увеличению энергетических затрат, например, при удельной скорости, равной 4, энергетические затраты составляют 5,19 дБ.

Аналогичные предельные кривые можно построить и для любых других каналов, если вместо R в выражении для α и β (1.1 и 1.2) подставить выражение пропускной способности *C* соответствующего канала связи.

Для дискретного канала:

$$C = v[\log m + p \log \frac{p}{m-1} + (1-p) \log(1-p)],$$

где *p* – вероятность, *m* – основание кода; υ – коэффициент пропорциональности.

Для двоичного симметричного канала (m = 2) пропускная способность в двоичных единицах в единицу времени:

$$C = v[1 + p\log p + (1 - p)\log(1 - p)],$$

Коэффициент использования пропускной способности (η – эффективность):

$$\eta = \frac{R}{C}$$

Скорость передачи информации в системах с равновероятными дискретными уровнями *L* и одинаковыми вероятностями ошибок:

$$R = \frac{1}{T} \cdot \left[\log L - P_0 \log(L - 1) + P_0 \log P_0 + (1 - P_0) \log(1 - P_0) \right],$$

*P*₀ – вероятность ошибки, *T* – длительность сигнала. Для дискретных систем связи:

$$\eta = \frac{R}{R_0} \cdot \frac{R_0}{C} = \eta_1 \cdot \eta_2,$$

где R_0 – скорость передачи при идеальном кодировании; $\eta_2 = \frac{R_0}{C}$ – эффективность системы модуляции.

Коэффициенты α, β, η называют соответственно α -, β - и η - эффективностями.

Такими критериями являются: 1) отношение мощности сигнала к мощности шума $\frac{P_c}{P_c}$ на выходе приёмника, что определяет его помехоустойчивость;

2) полоса частот канала;

3) информационный к.п.д.

1.2 Помехоустойчивость поездной радиосвязи

На железнодорожном транспорте используются радиостанции с узкополосной аналоговой частотной модуляцией (ЧМ), помехоустойчивость которых определяется обобщённым выигрышем системы. Для таких радиостанций с ЧМ обобщённый выигрыш системы:

$$g' = 3\frac{m^2}{k_n^2}$$

где m – индекс ЧМ;

*k*_{*n*} – пикфактор речевого сигнала.

$$m = \frac{\Delta f_g}{F_{max}},$$

где $\Delta f_g \leq 3 \kappa \Gamma$ ц – дивиация частоты, $F_{max} = 3400 \Gamma$ ц – максимальная частота модулирующего речевого сигнала. Отсюда:

$$m \le \frac{3}{3,4} \le 0,8.$$

Пикфактор k_n – это отношение максимального выброса сигнала U_{max} к эффективному значению σ :

$$k_n = \frac{U_{max}}{\sigma}$$

Из курса математики известно, что для нормального процесса имеет место правило трёх сигм, т.е. $k_n = 3$.

Речевой сигнал не полностью подчиняется нормальному закону, в некоторых случаях берут $k_n = 3,15$, т.к. $k_n^2 = 10$. В этом случае:

$$g' = 3\frac{0.8}{10} = 0.24,$$

что не является достаточным значением. Для его увеличения необходимо уменьшить значение k_n^2 . Это можно сделать с помощью глубокого ограничения амплитуды (клиппирования) РС, когда $k_n^2 = 2$. Тогда выигрыш в помехоустойчивости по обобщённому выигрышу будет равен:

$$\frac{g'_{\kappa\pi}}{g'} = 5$$
 раз.

Следует отметить, что $k_n^2 = 2$ по аналогии с гармоническим сигналом, у которого амплитудное значение в $\sqrt{2}$ раз больше эффективного. Для случайного РС пикфактор $k_n^2 \neq 2$, и требуется его уточнение. В железнодорожных радиостанциях (ЖР) ограничение амплитуды сигнала используется для очень громких сигналов, а в нормальном режиме ограничение амплитуды отсутствует.

Но при клиппировании непосредственно PC велик уровень нелинейных искажений, доходящий до 40%, что превышает в 6 раз допустимые 7%. Поэтому такое клиппирование не используется на практике. При клиппировании теряется информация, заложенная в огибающей, отчего речь в телефоне становится с металлическим оттенком, т.е. понижается качество.

Клиппирование PC можно использовать для повышения помехоустойчивости ПPC, если найти способ уменьшения нелинейных искажений и восстановления огибающей у клиппированого PC.

Помехоустойчивость ПРС зависит и от других факторов, в том числе от стационарных антенн.

1.3 Анализ работы стационарных антенн

Рассмотрим [3,4] виды применяемых на железных дорогах стационарных антенн диапазона ГМВ, являющихся неотъемлемым элементом канала ПРС. Стационарные антенны применяются главным образом на крупных железнодорожных станциях с количеством путей свыше 12 для обеспечения надёжной связи с локомотивами при их движении по самым удалённым от направляющих проводов путям. На таких станциях направляющие провода и стационарные антенны используются совместно. В отдельных случаях, когда по каким-либо причинам направляющие провода заканчиваются, не доходя до территории станции, или проходят в пределах станции на сравнительно большом расстоянии от железнодорожных путей, радиосвязь с локомотивами на подходах и в пределах станции осуществляется только с помощью стационарных антенн.

Для стационарных антенн применяются, как правило, Г- или Т-образные антенны, действующие в основном полями излучения, хотя в ряде случаев эффективно участвуют при этом и различные провода, идущие вдоль железной дороги.

Основными параметрами, характеризующими качество антенны как излучающей системы, являются к.п.д. η_a и коэффициент направленного действия *D*.

Для Г - или Т - образных антенн D = 1,5, а η_a :

$$\eta_{\rm a} = \frac{R_{\Sigma}}{R_{\Pi} + R_{\Sigma}},$$

где R_{Σ} — сопротивление излучения вертикальной части антенны;

 $R_{\Pi} = R_{a} + R_{BX} + R_{\Sigma(r)}$ –суммарное сопротивление потерь в антенне;

 $R_{\rm a}$ – сопротивление заземления;

*R*_{вх} – активная составляющая входного сопротивления антенны за счёт потерь в ней и земле;

 $R_{\Sigma(r)}$ — сопротивление излучения горизонтальной части антенны, характеризующее потерю мощности на создание горизонтально поляризованного электромагнитного поля.

Вертикальное электромагнитное поле вблизи поверхности земли, на больших расстояниях от антенны, создаётся током, текущим по её вертикальному проводу. Поэтому действие антенны проявляется наиболее эффективно, когда пучность тока *I*_П находится посередине вертикальной части антенны.

Для этого необходимо, чтобы выполнялись следующие условия:

$$l_{\rm a} = 0,25\lambda + 0,5H$$
,
 $l_{\rm r} = 0,25\lambda - 0,5H$,

где $l_{\rm a} = H + l_{\rm r}$ – полная длина антенного провода;

H и l_{r} – длина соответственно вертикального и горизонтального проводов.

Эти условия являются точными для Г- образной и примерными для Тобразной антенны. Точное значение общей длины горизонтального провода $l_{r(T)}$ для Т- образной антенны определяется из выражения:

$$2 \operatorname{t} g ig[0,5 eta l_{\mathrm{r(T)}} ig] = \operatorname{t} g eta l_{\mathrm{r}}$$
 ,

При соблюдении вышеприведённых условий сопротивления изучения:

$$R_{\Sigma} = 1600 \left(\frac{\sin \frac{\pi H}{\lambda}}{\pi \sin \beta l_{a}} \right)^{2};$$
$$R_{\Sigma(r)} \approx 5,5(\beta l_{r})^{3}.$$

Для Т- образной антенны сопротивлением $R_{\Sigma(r)}$ можно пренебрегать, так как токи в обеих половинах горизонтальной части её направлены в противоположные стороны.

Активная составляющая входного сопротивления антенного провода, изолированного на конце,

$$R_{\rm BX} = \frac{\alpha_{\rm a} \left(l_{\rm a} - \frac{1}{2\beta} \sin 2\beta l_{\rm a} \right) \omega L_{\rm a}}{\beta \sin^2 \beta l_{\rm a}}$$

где α_a – коэффициент затухания с учётом потерь в проводе и земле;

*L*_a – погонная индуктивность антенного провода;

 $\beta = \frac{2\pi}{\lambda}$ – волновое число (λ – длина волны).

В качестве примера определим параметры Γ - образной антенны при H = 15 м:

$$\lambda = 140$$
 м, $R_3 = 10$ Ом и $\alpha_a = 8,7 \times 10^{-3}$ дБ/м.

Принятая величина *α*_a определена для средних значений параметров влажной почвы с учётом влияния конечной длины проводов антенны на величину их погонного затухания. Тогда в соответствии с вышеприведёнными формулами получим:

$$l_{\rm a} = 42,5$$
 м; $l_{\rm r} = 27,5$ м; $R_{\Sigma} = 17,6$ Ом;
 $R_{\rm bx} = 33,3$ Ом; $R_{\Sigma({\rm r})} = 10,5$ Ом; $R_{\Pi} = 53,8$ Ом;
 $\eta_{\rm a} = \frac{R_{\Sigma}}{R_{\Sigma} + R_{\Pi}} = \frac{17,6}{17,6 + 53,8} = 0,246$ или 24,6%.

Как видим, к.п.д. такой антенны невелик даже при влажной почве, а при сухой почве $\eta_a = 0.12 \div 0.15$.

Существенно возрастает к.п.д. антенны с увеличением длины вертикальной её части. Например, для той же антенны и тех же данных, но при H = 20 м $\eta_a = 35\%$. Поэтому высоту антенны не следует брать меньше 15 м.

При размещении антенны следует учитывать, что вертикальная часть антенны (снижение) должна быть удалена от железобетонных и кирпичных зданий. В этом случае антенное согласующее устройство (АнСУ) устанавливается в защитном кожухе, на удалённой от зданий мачте а с приёмо-передатчиком соединяются коаксиальным кабелем. Если же станционное здание деревянное или одноэтажное кирпичное, то снижение антенны можно вводить в здание непосредственно с мачты, установленной на крыше, а АнСУ следует размещать внутри помещения без защитного кожуха.

Мачты следует устанавливать так, чтобы горизонтальная часть антенны была параллельна железнодорожным путям. В этом случае напряжённость поля вдоль пути будет больше, чем при расположении антенны перпендикулярно полотну

дороги. Для получения высокого к.п.д. антенны необходимо принимать меры по снижению сопротивления потерь в заземлении и почве под горизонтальной частью антенны. Эффективность антенн и ПРС в целом обеспечивают максимальную её дальность.

1.4 Дальность поездной радиосвязи

Дальность уверенной радиосвязи при применении стационарных антенн рассчитывается по формулам, определяющим минимально допустимую напряжённость поля сигнала $E_{\text{доп}}$ в месте приёма и напряжённость поля E_a , создаваемую антенной [4]:

$$E_{\text{ДОП}} = 0,5(1+k_c)N_{\text{ДОП}}E_{\Pi} ,$$

$$E_{\text{a}} = \frac{10.9\sqrt{P_{\text{a}}\eta_{\text{a}}D}}{l}W, \qquad (1.3)$$

где E_{Π} – квазипиковое значение амплитуды напряжённости поля радиопомех в точке на уровне интегральной вероятности 0,8, отнесённое в полосе пропускания 8 кГц;

 $N_{\rm ДО\Pi}$ – минимальное отклонение амплитуды сигнала к амплитуде помехи, $N_{\rm ДО\Pi}=2$ для электрифицированных участков;

*P*_a – подводимая к антенне мощность;

 $\eta_{\rm a}$ – к.п.д. антенны; для стационарных Г- и Т- образных антенн $\eta_{\rm a}$ определяется по формулам, приведённым в [4], а для локомотивных антенн $\eta_{\rm a} = 0.015 \div 0.02;$

D – коэффициент направленного действия антенны (D = 1,5);

l – расстояние от антенны до места приёма;

W – множитель ослабления, зависящий от расстояния и параметров почвы:

$$W = \frac{2 + 0.3x}{2 + x + 0.6x^2};$$
$$x = \frac{\pi l \sqrt{(\varepsilon' - 1)^2 + (60\lambda\sigma)^2}}{\lambda [(\varepsilon')^2 + (60\lambda\sigma)^2]},$$

где λ – длина волны;

 ε' – относительная диэлектрическая проницаемость почвы;

 σ – удельная проводимость почвы;

l – расстояние от антенны до места приёма.

В [4] приведены графики зависимости $E_a = f(l)$ при $\sqrt{P_a \eta_a} = 1$, рассчитанные для почвы с хорошим ($\varepsilon' = 10$; $\sigma = 10^{-2}$ Сим/м) и плохими параметрами ($\varepsilon' = 4$; $\sigma = 10^{-3}$ Сим/м). В последнем случае учитывалось влияние рельсов на условия распространения электромагнитных волн вдоль железнодорожного пути. Расчёт дальности ПРС *l* по (1.3) показывают, что она не превосходит 11 км.

Дальность ПРС возрастает в два раза с использованием направляющей линии (НЛ). Однако при анализе НЛ не учитываются потери энергии в ней и приём помех, поскольку её структура повторяет структуру однопроводной антенны бегущей волны.

1.5 Расчёт дальности поездной радиосвязи при использовании направляющей линии

В первые годы внедрения поездной радиосвязи было обнаружено, что качество радиосвязи заметно ухудшалось в тех местах, где воздушные линии связи далеко отходили от полотна железной дороги. Более подробные исследования показали, что воздушные линии являются хорошим каналом связи, по которому электромагнитные волны распространяются вдоль железнодорожного полотна со сравнительно небольшим затуханием. Благодаря этому провода воздушных линий связи стали широко использовать для передачи сигналов между локомотивными и стационарными радиостанциями.

На электрифицированных участках железных дорог значительно возрастает уровень помех. Поэтому для обеспечения уверенной радиосвязи специально подвешиваются на опорах контактной сети биметаллический провод, названный волноводным. В последнее время для этой цели используются провода

высоковольтных линий. находящихся опорах контактной сети на И предназначенных для продольного электроснабжения промежуточных пунктов. На участках с электрической тягой переменного тока для продольного энергоснабжения применяется трехфазная несимметричная система 27 кВ, в которой используются два высоковольтных провода и рельсы в качестве третьего провода. Провода подвешиваются с одной стороны пути на расстоянии между проводами 1,75 - 2 м. При электрической тяге постоянного тока применяется трехфазная система симметричная линия 10 кВ, называемая ВЛ. Все три провода подвешиваются с одной стороны пути при расстоянии между проводами 0,8 - 1,2 М.

Провода, используемые для передачи сигналов между стационарными и локомотивными радиостанциями, могут быть независимо от их прямого назначения названы направляющими, так как электромагнитные волны, возбуждаемые радиостанциями в этих проводах, направляются ими вдоль железной дороги. Условия распространения электромагнитных волн вдоль направляющих проводов требует учета влияния земли, рельсов и проводов контактной сети.

При применении направляющих проводов дальность действия радиосвязи l_{CB} определяется так же как и дальность действия проводной связи [4]. Учитывая затухание сигнала во всех элементах радиотракта от передатчика до приёмника, выражение для l_{CB} можно представить в следующем виде

$$l_{CB} = \frac{A_{\mathcal{I}O\Pi} - A_{\Pi EP} - \alpha_B - \alpha_{\Sigma}}{\alpha},\tag{1.4}$$

где *А*_{ДОП} – максимально допустимое затухание радиотракта от передатчика до приёмника, дБ;

*А*_{ПЕР} – переходное затухание между направляющими проводами и локомотивной антенной, дБ;

 $\alpha_{\rm B}$ – затухание, создаваемое индуктивным способом, возбуждения направляющих проводов, дБ ($\alpha_{\rm B} = 3 \div 5$ дБ);

 α_{Σ} – суммарное затухание других элементов, включённых в тракте передачи и приёма сигналов (соединительные кабели, согласующие устройства и т.п.), дБ ($\alpha_{\Sigma} = 7 \div 8$ дБ);

а – постоянная затухания направляющих проводов дБ/км.

Максимально допустимое затухание радиотракта можно определить, зная выходную мощность передатчика $P_{\rm BbIX}$, уровень помех на входе радиостанции и минимально допустимую величину превышения сигнала над помехами $N_{\rm C.Ш.}$ для обеспечения вполне удовлетворительного качества связи:

$$A_{\text{ДОП}} = 20 \log \frac{\sqrt{0.5P_{\text{BbIX}} z_{\text{B}\Phi}}}{k_{N_{\text{C,III}} U_{\text{BX,III}}}},$$
(1.5)

где $z_{B\Phi}$ – волновое сопротивление фидера, соединяющего радиостанцию с согласующим устройством ($z_{B\Phi} = 75$ ом);

k – коэффициент, характеризующий глубину интерференции сигнала (на входе приёмника) по отношению к среднему его значению (k = 2).

Величина переходного затухания $A_{\Pi EP}$ зависит как от расстояния между направляющими проводами, так и от расстояния их до локомотивной антенны. При подвеске направляющих проводов на опорах контактной сети (волноводный провод, провода ДПР):

$$A_{\rm ЛО\Pi} = 32 \div 38 \, {\rm дБ}.$$

Если же направляющие провода находятся на расстоянии x(M) от оси пути, то:

$$A_{\Pi EP} = (32 \div 38) + 0,86x$$
, дБ.

Из выражений (1.4) и (1.5) видно, что дальность действия радиосвязи зависит от вида тяги, направления передачи и параметров направляющих проводов. Расчёты показывают, что при использовании НЛ $l_c \leq 22 - 24$ км. Но опоры контактной сети, на которых подвешивают НЛ, влияет на диаграмму направленности (ДН) локомотивной антенны, что необходимо исследовать.

1.6 Анализ влияния опор контактной сети на диаграмму направленности локомотивной антенны

Опоры контактной сети расположены почти периодически вдоль железнодорожного пути (рельсов) на расстоянии 3,1 м от его центра. Высота каждой опоры 9 м, а локомотивной антенны 0,7 - 1 м, т.е. высота опоры много больше высоты антенны.

Опора является пассивным вибратором и возбуждается электромагнитным полем активного вибратора (антенны). В этом случае диаграмма направленности антенны изменяется при прохождении её мимо опоры, отчего и дальность ПРС изменяться.

В учебниках по антенно-фидерным устройствам (АФУ), например в [5], подробно рассматриваются всевозможные случаи расположения активного и пассивного вибраторов, длина каждого из которых равна половине длины волны λ электромагнитного поля антенны.

В случае ПРС, как показано выше, это условие не соблюдается. Поэтому воспользоваться данными АФУ невозможно. Анализ двух вибраторов можно вести и методом наведённых ЭДС, который тоже рассматривается во всех учебниках по АФУ, но и там длина этих вибраторов обычно равна λ/2.

Поэтому представляет интерес изыскать способ влияния пассивного вибратора (опоры) на ДН активного вибратора, длина которого $l_1 \leq \lambda/2$, а пассивного $l_2 \gg \lambda/2$.

Опора находится в ближней (индукционной) зоне антенны, и часто возникает необходимость точно измерить электромагнитное поле в зоне индукции ПРС. Выпускаемые промышленностью измерители электромагнитного поля имеют погрешность около 40 %, что не приемлемо. Поэтому представляет интерес разработка точного измерителя поля в зоне индукции.

1.7 Исследование второй ступени модуляции в передатчике цифровой железнодорожной радиостанции системы GSM-R

Главной проблемой радиосвязи, в том числе и железнодорожной, является дефицит частотного ресурса. Решается она только частично и по-разному. В цифровой железнодорожной системе GSM-R, например, путём ограничения полосы частот цифрового модулирующего сигнала с помощью фильтра Гаусса. На рисунке 1.2 представлена структурная схема модулятора этой системы [2], где обозначено: $\Gamma \Phi$ – гауссов фильтр, И – интегратор, «cos», «sin» – блоки, формирующие синус и косинус по аргументу входного сигнала; П – перемножители сигналов, ΦB – фазовращатель сигнала на 90⁰, Γ – генератор колебания несущей частоты, Σ – аналоговый сумматор сигналов.



Рисунок 1.2 – Структурная схема модулятора системы GSM-R

Согласно [2] фазовый модулятор с интегратором на его низкочастотном входе представляет собой модулятор косвенной ЧМ. Работа схемы на рисунке 1.2 поясняется временными диаграммами на рисунке 1.3.

Фаза сигнала изменяется по треугольному закону, непрерывно (без скачков), что предпочтительно. На интервале одного бита информации фаза изменяется на 90⁰. Несущая частота на выходе фазового модулятора изменяется скачком от f_1 по

 f_2 , так как $\omega(t) = d\varphi(t)dt$. При наличии гауссовского фильтра (ГФ) дискретные изменения частоты становятся гладкими. Импульсная реакция ГФ:

$$h(t) = 2Wexp[-\pi(2Wt)^2],$$

где W – ширина полосы частот ГФ на уровне 3 дБ.

В стандарте GSM, в котором используется GSMK, величина нормированной полосы WT = 0,3, где T – длительность одного бита информации.

Данный фазовый модулятор (блоки правее интегратора И) называется квадратурным. Его структура и алгоритм работы определяются аналитическим выражением сигнала с ФМ:

$$u_{\phi M}(t) = U \cos(\omega t + \varphi(t)) = U \cos \omega t \cos \varphi(t) - U \sin \omega t \sin \varphi(t), \quad (1.6)$$

где $\varphi(t)$ – фазовая составляющая, пропорциональная модулирующему сигналу b(t).

Данный модулятор состоит из двух перемножителей П1 и П2, двух фазовращателей: блок ФВ и блоки «cos» и «sin», сумматора Σ, генератора несущей частоты Г.

фильтр ГФ, имея колоколообразную Гауссов амплитудо-частотную характеристику (АЧХ), выбирает из входного цифрового сигнала (ЦС) составляющую резонансной частоты, на которую он настроен, и несколько близлежащих к ней частотных составляющих, ослабленных скатом результирующей АЧХ. Это значит, что ГФ преобразует входной цифровой разнополярный сигнал в практически аналоговый b(t), который можно представить квазигармоническом виде как проекцию аналитического В (комплексного) сигнала на вещественную ось:

$$b(t) = U(t)\cos\varphi(t), \tag{1.7}$$

где U(t) – огибающая, $\varphi(t)$ – фаза модулирующего сигнала.

В блоке И этот сигнал интегрируется по времени $\psi(t) = \int kb(t)dt = \int kU(t)\cos\varphi(t)dt$ и далее поступает на вход блоков «cos» и «sin». На выходе этих блоков имеют место соответственно колебания $\cos\int kU(t)\cos\varphi(t)dt$ и $\sin\int kU(t)\cos\varphi(t)dt$. Для вычисления данных интегралов умножим и разделим

подынтегральные выражения на $\frac{d\varphi(t)}{dt} = \Omega(t) - \kappa$ руговую частоту модулирующего сигнала, тогда:

$$\cos \int \frac{kU(t)}{\Omega(t)} \cos \varphi(t) d\varphi(t) = \cos[m \sin \varphi(t)];$$
$$\sin \int \frac{kU(t)}{\Omega(t)} \cos \varphi(t) d\varphi(t) = \sin[m \sin \varphi(t)],$$

где $m = \frac{kU(t)_{max}}{\Omega(t)_{max}}$ – индекс ЧМ при $kU(t)_{max} = \Delta \omega_{d}$ – девиации частоты.

Известно, что:

$$\cos[m\sin\varphi(t)] = J_0(m) + 2\sum_{k=1}^{\infty} J_{2k}(m)\cos 2k\varphi(t);$$

$$\sin[m\sin\varphi(t)] = 2\sum_{k=1}^{\infty} J_{2k-1}(m)\sin(2k-1)\varphi(t),$$

т.е. первое выражение состоит из постоянной составляющей и бесконечной суммы чётных гармоник, а второе – только из бесконечной суммы четных гармоник, а второе – только из бесконечной суммы нечётных гармоник. Далее сигнал $\cos[m\sin\varphi(t)]$ поступает на один вход перемножителя П1, а $\sin[m\sin\varphi(t)]$ – на один вход перемножтьеля П2. Колебание несущей частоты передатчика $u_{\rm H}(t) = U \cos \omega_0 t$ с генератора Г поступает на второй вход П1 непосредственно и на второй вход П2 – через фазовращатель ФВ на 90⁰,т.е. $u_{\rm H}(t) = U \sin \omega_0 t$. На выходе перемножителя П1 будут две боковые полосы АМ-частот, содержащие только чётные составляющие и колебание несущей частоты, а на выходе П2 – тоже две боковые полосы АМ-колебания, содержащие только нечётные гармонические составляющие модулирующего сигнала. В сумматоре \sum колебания с перемножителей складываются, образуя полный ЧМ-сигнал с двумя боковыми полосами, у которого есть все гармонические составляющие – и чётные и несущей, и нечётные, т.е. $u_{\rm M}(t) = U_{\rm M} \cos[\omega_0 t + m \sin \varphi(t)]$.

В литературе блоки «cos» и «sin» не раскрываются, а представляются всегда квадратиками, поэтому рассмотрим подробно их структуру. Гауссовский фильтр ГФ пропускает на свой выход в основном первую гармонику цифрового сигнала, подавляя все остальные, и тем самым преобразует ЦС в аналоговый. Блоки, правее интегратора И, образуют аналоговый фазовый модулятор согласно выражению:, а с интегратором И на его входе эта схема является модулятором

сигнала косвенной частотной модуляции. Точнее, она формирует сигнал с минимальной частотной манипуляцией и предварительной гауссовской фильтрацией. Чаще используется иностранная аббревиатура: GMSK от слов Gauss minimum shift key. Минимальной ЧМ называется потому, что фаза сигнала не имеет разрывов и изменяется на $\pi/2$ радиан в пределах элементарного символа. В этом случае индекс ЧМ, равный отношению девиации частоты к частоте модулирующего сигнала, равен 0,5, что и определило данное название.

С другой стороны, схема на рисунке 1.3 правее интегратора И представляет собой формирователь однополосного сигнала (ОБП АМ) фазовым способом, так как блоки «cos» и «sin» образуют широкополосный фазовращатель (ШФВ) на 90⁰. Вид модуляции (GMSK или ОБП АМ) определяется структурой этого ШФВ на 90⁰. Если он выполнен как аналоговый фазовый модулятор – когерентный демодулятор, как показано автором в [2], то имеет место GMSK. Полоса частот канала GSM-R равна $\Delta f = 25$ кГц, в то время как у ПРС в ГМВ диапазоне $\Delta f = 12$ кГц, поэтому переход на ОБП является важным шагом. Представляет интерес найти способ решения этой проблемы.

1.8 Анализ эффективности АЦП и ЦАП в передатчике ИКМ-30 для передачи информации по ВОЛС канала ДНЦ

Многоканальный типовой АЦП используется в цифровой системе ИКМ-30 и её модификациях. Его кодер работает по методу взвешивания, для чего используется 11 эталонов – сигналов на передающей стороне. Кодирование объединено с квантованием и компандированием сигнала. Нелинейная квантующая характеристика является квазилогарифмической, которая получается путём замены плавной логарифмической кривой ломаной линией, состоящей из 8и прямолинейных отрезков – сегментов в положительной области и 8-и – в отрицательной области изменения сигнала, каждый из которых соединён с двумя точками плавной кривой. Длительность каждого последующего сегмента, начиная с 3-го, удваивается по отношению к предыдущему. Внутри каждого сегмента компрессия отсутствует. Это значит, что данный кодер осуществляет компрессию дискретно, только в точках соединения сегмента и плавной кривой. Поэтому при больших уровнях сигнала речь ведётся на фоне большого уровня шумов квантования, что снижает её качество. Для повышения качества связи компрессию речевых сигналов необходимо проводить непрерывно.



Рисунок 1.3 – Структурная схема кодера ИКМ-30

Упрощённая структурная схема данного кодера представлена на рисунке 1.3, где обозначено: К – компаратор, ФЭС – формирователь эталонного сигнала, УКФ – устройство коммутации ФЭС, УПСУ – устройство преобразования сигналов управления, ЦР – цифровой регистр 8-иразрядный, УУ – узел управления, ПК – преобразователь параллельного кода в последовательный. В схеме используются два ФЭС, один из которых – для положительной области, а другой – для отрицательной области сигналов. Каждый отсчёт речевого сигнала записывается в цифровом сигнале 8-ю разрядами (битами), называемыми кодовым словом. Первый бит кодового слова несёт информацию о знаке, 2-4 бита определяют номер сегмента, в пределах которого находится амплитуда отсчёта, а остальные 5-8 бит определяют номер интервала линейного квантования в пределах данного сегмента. В этом случае объём информации кодового слова составляет 2³х2⁴=128 бит. Для описания работы АЦП используются сложные таблицы.

Структура декодера ИКМ-30 совпадает со структурой его кодера (рисунок 1.3) за исключением того, что:

1) вместо компаратора К с его внутренними связями используется дифференциальный усилитель ДУ, к входам которого подключены выходы ФЭС;

2) отсутствуют блоки УУ и ПК с их связями;

3) цифровой сигнал поступает на вход цифрового регистра ЦР, а выходной сигнал снимается с дифференциального усилителя ДУ.

В декодере используются не 11, а 12 сигналов-эталонов, в котором осуществляется экспандирование (увеличение) амплитуды отсчётов, причём, тоже дискретно в 9-и точках непрерывной кривой, обратной логарифмической. Как видно, в системе ИКМ-30 схема кодера – декодера и процесс квантования сложны, а шумы квантования сравнительно велики из - за того, что компрессия сигнала осуществляется дискретно только в 8-и точках плавной логарифмической кривой, а шаг квантования внутри сегмента возрастает в 2 раза по сравнению с предыдущим, начиная с 3-го. Поэтому целесообразно разработать структуру АЦП и ЦАП, свободную от этих недостатков.

1.9 Выводы по главе

В качестве выводов к главе сформулируем задачи исследования в этой работе:

- 1. Повышение помехоустойчивости ПРС при хорошем качестве связи.
- 2. Повышение эффективности стационарных антенн ПРС за счёт использования для этого станционных осветительных мачт.
- 3. Исследование направляющей линии ПРС как однопроводной антенны.
- 4. Исследование влияния опор контактной сети на диаграмму направленности локомотивной антенны.
- Разработка высокоточного измерителя напряжённости электромагнитного поля в зоне индукции.

- 6. Повышение частотной эффективности и помехоустойчивости цифровой железнодорожной системы радиосвязи GSM-R.
- 7. Разработка эффективных АЦП и ЦАП для ВОЛС в канале ДНЦ.
- 8. Исследование возможности передачи по ВОЛС клиппированных речевых сигналов в канале ДНЦ.
- 9. Повышение энергоэффективности поездной радиосвязи.

Глава 2 Максимизация помехоустойчивости поездной радиосвязи по критерию минимума пикфактора речевого сигнала

2.1 Вводные замечания

Железнодорожные радиостанции функционируют в сложной помеховой обстановке импульсных, при воздействии сильных флуктуационных, сосредоточенных по спектру помех при ограниченном энергетическом ресурсе. Поэтому помехоустойчивость приема сигналов в этих условиях не всегда достаточная, что может отрицательно сказываться на безопасности движения В поездов. Ло настоящего времени железнодорожных радиостанциях используется узкополосная аналоговая частотная модуляция, помехоустойчивость приема сигналов которой, выраженная через обобщенный выигрыш системы, обратно пропорциональна квадрату пик-фактора p^2 . Если речевой сигнал не ограничен по амплитуде, как в железнодорожных радиостанциях, то $p^2 = 10$, а при глубоком амплитудном ограничении (клиппировании) $p^2 < 10$. Это значит, что при клиппировании помехоустойчивость приема сигналов повышается в $\gamma = \frac{p^2}{n_{re}^2}$ pas.

Как отмечалось в первой главе, минимум пикфактора достигается путём глубокого амплитудного ограничения (клиппирования) РС. Так как РС – широкополосный, то в его полосу попадают гармоники его низкочастотных (н.ч.) составляющих. Например, гармоники составляющей 300 Гц попадают, начиная со второй и по одиннадцатую и т.д. Гармоники определяют нелинейные искажения, которые достигают до 40 %, что недопустимо. Во избежание этого надо клиппировать однополосный сигнал, сформированный по речевому, который является узкополосным, и гармоники его н.ч. составляющих не попадают в его полосу частот. Однополосный сигнал – это РС, смещённый вверх по шкале частот. После клиппирования высокочастотного однополосного сигнала, его когерентно детектируют и переводят в тональный диапазон, в котором находится

обычный РС. Порядок операций при клиппировании РС определяется структурной схемой на рисунке 2.1, где обозначено: ФОС – формирователь однополосного сигнала, Г – генератор вспомогательной несущей частоты, ОА – ограничитель амплитуды сигнала, КД – когерентный детектор, ПРД – передатчик, *А* – антенна. Компрессор РС обведён пунктирной линией, который является внешним блоком по отношению к радиостанции.



Рисунок 2.1 – Схема передатчика с клиппирующим устройством

Для анализа и оценки показателей нелинейных искажений, пикфактора речи и помехоустойчивости воспользуемся корреляционным методом, для чего понадобится знание коэффициента корреляции однополосного сигнала на входе амплитудного ограничителя (рисунок 2.1).

2.2 Вывод формулы коэффициента корреляции однополосного сигнала на входе амплитудного ограничителя

Как известно, [7] функция корреляции балансно-модулированного колебания (БМК) равна произведению корреляционной функции модулирующего сигнала и функции корреляции гармонического колебания несущей частоты $u(t) = Ucos\omega_0 t$. В данном случае модулирующим является речевой сигнал с нормированной функцией корреляции, называемой коэффициентом корреляции, средняя энергия которого $R_1(\tau) = e^{-\rho|\tau|}cos\Omega_0\tau$. Средняя же энергия

коэффициента корреляции колебания несущей частоты $R_2(\tau) = cos\omega_0 \tau$ и поэтому средний коэффициент корреляции БМК:

$$\begin{split} R_{\rm EMK}(\tau) &= R_1(\tau) \cdot R_2(\tau) = e^{-\rho|\tau|} cos\Omega_0 \tau \cdot cos\omega_0 \tau = \\ &= 0.5e^{-\rho|\tau|} [\cos(\omega_0 + \Omega_0) \tau + cos(\omega_0 - \Omega_0) \tau] \,, \end{split}$$

где $\rho = 10^3$ Гц, а $\Omega_0 = 2\pi F_0 = 2\pi \cdot 400$ рад/с.

Видно, что коэффициент корреляции БМК подобен самому БМК, так что такое подобие имеет место не только для AM, но и для ее разновидностей. Поэтому средний коэффициент корреляции однополосного сигнала (ОБП AM):

$$R_0(\tau) = e^{-\rho|\tau|} \cdot \cos(\omega_0 + \Omega_0) \tau.$$

Известный же коэффициент корреляции однополосного сигнала [9] имеет более сложную формулу:

$$R_{0}(\tau) = \frac{\rho}{1 - e^{-\rho(\omega_{2} - \omega_{1})}} \left[e^{-\rho(\omega_{2} - \omega_{1})} \frac{\tau \sin \omega_{2} \tau - \rho \cos \omega_{2} \tau}{\rho^{2} + \tau^{2}} - \frac{\tau \sin \omega_{1} \tau - \rho \cos \omega_{1} \tau}{\rho^{2} + \tau^{2}} \right],$$

rge $\omega_{1} = \omega_{0} + \Omega_{1}$, a $w_{2} = \omega_{0} + \Omega_{2}$;
 $\Omega_{1} = 2\pi F_{1} = 2\pi \cdot 300$ pag/c, a $\Omega_{1} = 2\pi F_{2} = 2\pi \cdot 3400$ pag/c.

2.3 Функция корреляции однополосного сигнала на выходе амплитудного ограничителя

Функция корреляции узкополосного (однополосного) сигнала на выходе амплитудного ограничителя определяется известным выражением [8,9]:

$$B_{\rm Bbix}(\tau) = \sum_{n=0}^{\infty} C_n^2 \frac{R_0^n(\tau)}{n!},$$
(2.1.)

где $R_0(\tau)$ – коэффициент корреляции однополосного сигнала на входе ограничителя;

 $C_n = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^{\infty} f(\sigma, x) H_n(x) e^{-\frac{x^2}{2}} dx$ – коэффициенты, определяемые амплитудной характеристикой ограничителя y = f(x), полиномом Эрмита $H_n(x)$, среднеквадратичным значением σ входного случайного сигнала.

Амплитудную характеристику ограничителя, изображенную на рисунке 2.2, аппроксимируем аналитически в виде:

$$\mathbf{U}_{\scriptscriptstyle \mathrm{BbIX}} = \begin{cases} \frac{\mathbf{U}_0}{\mathbf{U}_n} \mathbf{U}_{\scriptscriptstyle \mathrm{BX}} & \text{при} |\mathbf{U}_{\scriptscriptstyle \mathrm{BX}}| \leq \mathbf{U}_n; \\ \mathbf{U}_0 \mathrm{sign} \mathbf{U}_{\scriptscriptstyle \mathrm{BX}} & \text{при} |\mathbf{U}_{\scriptscriptstyle \mathrm{BX}}| > \mathbf{U}_n. \end{cases}$$



Рисунок 2.2 – Амплитудная характеристика ограничителя

Так как члены ряда (2.1) быстро убывают (пропорционально n!), а коэффициенты $C_n = 0$ при четных *n*, то можно ограничиться пятью членами ряда, и тогда:

$$B_{\rm Bbix}(\tau) = A_1 R_0(\tau) + A_3 R_0^3(\tau) + A_5 R_0^5(\tau), \qquad (2.2)$$

где при такой характеристике ограничителя:

$$A_{0} = C_{0} = 0;$$

$$A_{1} = C_{1}^{2} = U_{0}^{2} \left[\frac{2\Phi(\beta_{i}) - 1}{\beta} \right]^{2};$$

$$A_{3} = \frac{1}{6}C_{3}^{2} = \frac{U_{0}^{2}}{3\pi}e^{-\beta_{i}^{2}};$$

$$A_{5} = \frac{1}{120}C_{5}^{2} = \frac{U_{0}^{2}}{60\pi}e^{-\beta_{i}^{2}} (3 - \beta_{i}^{2})^{2}.$$

Здесь $\Phi(\beta_i) = \frac{2}{\sqrt{2\pi}} \int_0^{\beta_i} e^{-t^2/2} dt$ – интеграл вероятностей, а $\beta_i = \frac{U_n}{\sigma}$ – относительный порог ограничения.

При $\beta_i = 1$ ограничение происходит на уровне действующего значения, а при $\beta_i = 3$ – ограничения фактически отсутствует. Отметим, что полученная формула

 A_1 отличается от таковой в [6] наличием в числителе квадратной скобки сомножителя 2 и слагаемого -1.

Теперь ряд (2.2) можно записать так:

$$B_{\text{Bbix}}(\tau) = U_0^2 \left\{ \left[\frac{2\Phi(\beta_i) - 1}{\beta_i} \right] \cdot R_0(\tau) + \frac{1}{3\pi} e^{-\beta_i^2} \cdot R_0^3(\tau) + \frac{1}{60\pi} e^{-\beta_i^2} (3 - \beta_i^2)^2 R_0^5(\tau) \right\}.$$

Видно, что $A_5 \ll A_3$ и поэтому далее будем использовать только три члена ряда (2.2).

2.4 Спектральная плотность мощности сигнала и основные показатели поездной радиосвязи на её основе

Спектральная плотность мощности (СПМ) однополосного сигнала на выходе амплитудного ограничителя определяется функцией корреляции согласно теореме Винера-Хинчина:

$$G_{\text{Bbix}}(\omega) = 2\int_{0}^{\infty} B_{\text{Bbix}}(\tau) \cos\omega\tau d\tau = 2\int_{0}^{\infty} [A_1R_0(\tau) + A_3R_0^3(\tau)]\cos\omega\tau d\tau =$$
$$= 2A_1\int_{0}^{\infty} R_0(\tau)\cos\omega\tau d\tau + 2A_3\int_{0}^{\infty} R_0^3(\tau)\cos\omega\tau d\tau$$

Видно, что СПМ состоит из двух слагаемых: $G_1(\omega) = 2A_1 \int_0^\infty R_0(\tau) cos\omega \tau d\tau -$ СПМ неискаженного сигнала и $G'_1(\omega) = 2A_3 \int_0^\infty R_0^3(\tau) cos\omega \tau d\tau -$ СПМ нелинейных искажений.

Вычислим эти СПМ, подставив в них значения $R_0(\tau)$.

$$G_{1}(\omega) = 2A_{1} \cdot \int_{0}^{\infty} e^{-\rho\tau} \cos(\omega_{0} + \Omega_{0}) \cos\omega\tau \, \tau d\tau =$$
$$= A_{1} \int_{0}^{\infty} e^{-\rho\tau} [\cos(\omega + \omega_{0} + \Omega_{0})\tau + \cos(\omega - \omega_{0} - \Omega_{0})\tau] d\tau.$$

Так как последний интеграл является табличным вида:

$$\int e^{ax} \cos bx dx = \frac{e^{ax}}{a^2 + b^2} (a \cos bx + b \sin bx), \qquad (2.3)$$

то

$$G_1(\omega) = A_1 \left(\frac{\rho}{\rho^2 + (\omega + \omega_0 + \Omega_0)^2} + \frac{\rho}{\rho^2 + (\omega - \omega_0 - \Omega_0)^2} \right)$$

СПМ нелинейных искажений:

$$G'_{1}(\omega) = 2A_{3} \int_{0}^{\infty} R_{0}^{3}(\tau) cos\omega\tau d\tau = 2A_{3} \int_{0}^{\infty} e^{-3\rho\tau} cos^{3}(\omega_{0} + \Omega_{0})\tau cos\omega\tau d\tau.$$

Преобразуем:

$$\cos^{3}(\omega_{0}+\Omega_{0})\tau = \cos(\omega_{0}+\Omega_{0})\tau \cdot \cos^{2}(\omega_{0}+\Omega_{0})\tau = \cos(\omega_{0}+\Omega_{0})\tau \frac{1+\cos^{2}(\omega_{0}+\Omega_{0})\tau}{2} =$$

= $\frac{1}{2}\cos(\omega_{0}+\Omega_{0})\tau + \frac{1}{4}\cos(\omega_{0}+\Omega_{0})\tau + \frac{1}{4}\cos^{3}(\omega_{0}+\Omega_{0})\tau = \frac{3}{4}\cos(\omega_{0}+\Omega_{0})\tau +$
+ $\frac{1}{4}\cos^{3}(\omega_{0}+\Omega_{0})\tau.$

Третья гармоника (второе слагаемое) находится далеко за пределами полосы пропускания нагрузочного фильтра ограничителя и поэтому ею можно пренебречь. Тогда:

$$G'_{1}(\omega) = 2A_{3} \cdot \frac{3}{4} \int_{0}^{\infty} e^{-3\rho\tau} \cos(\omega_{0} + \Omega_{0})\tau \cdot \cos\omega\tau d\tau =$$
$$= \frac{3}{4} \cdot A_{3} \int_{0}^{\infty} e^{-3\rho\tau} [\cos(\omega + \omega_{0} + \Omega_{0})\tau + \cos(\omega - \omega_{0} - \Omega_{0})]\tau d\tau.$$

С учетом (2.3) имеем:

$$G'_{1}(\omega) = 0.75 \cdot A_{3} \cdot \left(\frac{3\rho}{9\rho^{2} + (\omega + \omega_{0} + \Omega_{0})^{2}} + \frac{3\rho}{9\rho^{2} + (\omega - \omega_{0} - \Omega_{0})^{2}}\right)$$

Средняя мощность неискаженного сигнала в полосе частот однополосного колебания:

$$P_{1} = \int_{\omega_{0}+\Omega_{1}}^{\omega_{0}+\Omega_{2}} G_{1}(\omega)d\omega = A_{1} \int_{\omega_{0}+\Omega_{1}}^{\omega_{0}+\Omega_{2}} \frac{\rho}{\rho^{2} + (\omega + \omega_{0} + \Omega_{0})^{2}} d\omega + A_{1} \int_{\omega_{0}+\Omega_{1}}^{\omega_{0}+\Omega_{2}} \frac{\rho}{\rho^{2} + (\omega - \omega_{0} - \Omega_{0})^{2}} d\omega = A_{1} \left[\operatorname{arctg} \left(\frac{2\omega_{0} + \Omega_{0} + \Omega_{2}}{\rho} \right) - \operatorname{arctg} \left(\frac{2\omega_{0} + \Omega_{0} + \Omega_{1}}{\rho} \right) \right] + A_{1} \left[\operatorname{arctg} \left(\frac{\Omega_{2} - \Omega_{0}}{\rho} \right) - \operatorname{arctg} \left(\frac{\Omega_{1} - \Omega_{0}}{\rho} \right) \right].$$

Подставим численные значения $f_0 = 10$ кГц, $F_0 = 400$ Гц, $\rho = 1000$ Гц, $F_2 = 3400$ Гц, $F_1 = 300$ Гц, получим:

$$P_1 = 2,08A_1$$

Средняя мощность нелинейных искажений:

$$P'_{1} = \int_{\omega_{0}+\Omega_{1}}^{\omega_{0}+\Omega_{2}} G'_{1}(\omega)d\omega = 0,75A_{3} \int_{\omega_{0}+\Omega_{1}}^{\omega_{0}+\Omega_{2}} \frac{3\rho}{9\rho^{2} + (\omega + \omega_{0} + \Omega_{0})^{2}}d\omega + 0,75A_{3} \int_{\omega_{0}+\Omega_{1}}^{\omega_{0}+\Omega_{2}} \frac{3\rho}{\rho^{2} + (\omega - \omega_{0} - \Omega_{0})^{2}}d\omega = 0,75 \cdot A_{3} \left[arctg \left(\frac{2\omega_{0} + \Omega_{0} + \Omega_{2}}{3\rho} \right) - arctg \left(\frac{2\omega_{0} + \Omega_{0} + \Omega_{1}}{3\rho} \right) \right] + 0,75 \cdot A_{3} \left[arctg \left(\frac{\Omega_{2} - \Omega_{0}}{3\rho} \right) - arctg \left(\frac{\Omega_{1} - \Omega_{0}}{3\rho} \right) \right].$$

Подставляя в это выражение значения частот, получим, что:

$$P'_{1} = 1,24A_{3}$$

Тогда коэффициент нелинейных искажений однополосного колебания на выходе амплитудного ограничителя:
$$k_f = \sqrt{\frac{P'_1}{P_1}} = \sqrt{0.609 \frac{A_3}{A_1}} = 0.25 \frac{\beta_i e^{-0.5\beta^2}}{2\Phi(\beta_i) - 1}$$

Представляет интерес и пик-фактор $p = \frac{U_0}{\sigma_{orp}}$ однополосного сигнала на выходе амплитудного ограничителя.

Эффективное значение напряжение ограниченного сигнала:

$$\sigma_{\rm orp} = \sqrt{P_1 + P'_1} = \sqrt{2,08A_1 + 1,244A_3} =$$
$$= U_0 \sqrt{2,08\left[\frac{2\Phi(\beta_i) - 1}{\beta}\right]^2 + 0,13e^{-\beta_i^2}}.$$

Тогда пикфактор:

$$k_n = \frac{U_0}{\sigma_{\text{orp}}} = \frac{1}{\sqrt{2,08 \left[\frac{2\Phi(\beta_i) - 1}{\beta_i}\right]^2 + 0,13e^{-\beta_i^2}}}$$

Результаты расчетов коэффициента нелинейных искажений и пикфактора однополосного сигнала на выходе амплитудного ограничителя представлены в таблице 2.1 и на рисунке 2.3. Здесь же представлены значения выигрыша в помехоустойчивости $\gamma = \frac{10}{p^2}$ железнодорожной радиосвязи с ЧМ в зависимости от β_i .

Таблица 2.1 – Результаты расчёта

| β_i | β_i^2 | $e^{-0.5\beta_i^2}$ | $\Phi(\beta_i)$ | <i>k_f</i> ,% | k _n | γ, раз |
|-----------|-------------|---------------------|-----------------|-------------------------|----------------|--------|
| 1 | 1 | 0,607 | 0, 6827 | 41 | 1,74 | 3,3 |
| 2 | 4 | 0,1353 | 0, 9545 | 7,4 | 1,52 | 4,33 |
| 3 | 9 | 0,0111 | 0,9973 | 0,8 | 2,1 | 2,27 |



Рисунок 2.3 – Результаты расчетов коэффициента нелинейных искажений и пикфактора однополосного сигнала на выходе амплитудного ограничителя

Отметим, что абсолютным уровнем ограничения g является отношение максимального уровня сигнала Umax на входе ограничителя к пороговому значению Uп или Uп = $\frac{Umax}{g}$. Это значит, что:

$$\beta_i = \frac{\mathrm{U}\pi}{\sigma} = \frac{\mathrm{U}max}{\sigma g} = \frac{\mathrm{\Pi}}{g} = \frac{3,15}{g},$$

где П – пикфактор речи.

Расчеты по разработанной методике показывают (таблице 2.1 и рисунке 2.3), что пикфактор k_n ограниченного по амплитуде однополосного колебания минимален и равен 1,52 ($k_n = 1,52 = \min$), а выигрыш в помехоустойчивости γ максимален и равен 4,33 ($\gamma = 4,33 = \max$) при пороге ограничения $\beta_i = 2$. Этому порогу соответсвует коэффициент нелинейных искажений $k_f = 7,4\%$, что можно считать нормой. Указанный расчётный выигрыш в помехоустойчивости 4,33 раза хорошо подтверждается экспериментально ~ 6 дБ. Отметим, что частотная модуляция клиппированными PC представляет собой частотную манипуляцию (ЧМн), помехоустойчивость которой хоть и выше помехоустойчивости обычной аналоговой ЧМ, но существенно уступает помехоустойчивости фазовой манипуляции (ФМн) на 180⁰. Действительно, обе помехоустойчивости определяются вероятностью ошибки [2]:

$$P_0 = V\left(\frac{nE}{N_0}\right),$$

где $V(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{x}^{\infty} e^{-t^{2}/2} dt$ – дополнение до 1 к интегралу вероятностей (табулированный), *E* – энергия посылки, а N_{0} – СПМ помех.

Для ФМн на 180° значение n = 2, а для ЧМн значение n = 1 и поэтому $P_{0\Phi M} < P_{0\Psi M}$. Поэтому переход с ЧМ на ФМн на 180° дополнительно повысит помехоустойчивость ПРС.

Клиппирование речевого сигнала несколько ухудшает качество речи на приемной стороне. Во избежание этого необходимо восстановить огибающую клиппированного речевого сигнала.

2.5 Синтез огибающей и неискажённого речевого сигнала по его фазе

Клиппированные сигналы несут только фазу PC, по которой надо восстановить на приёмной стороне его огибающую U(t) и по ним синтезировать неискажённый переданный PC u(t).

Предложено [10] восстанавливать огибающую у клиппированного РС способом детектирования сигналов с дельта-модуляцией, реализованным интегратором И с фильтра нижних частот (ФНЧ) на его выходе и дополнительными элементами, показанными на рисунке 2.4. Дискретизатор ДСК преобразует разнополярный клиппированный сигнал в сигнал с дельта-модуляцией, который в интеграторе И преобразуется в исходный РС с огибающей ступенчатой формы. Последняя преобразуется в плавную кривую на выходе ФНЧ, амплитуда которой обратно пропорциональна частоте РС. Дифференциатор ДФ

устраняет эту зависимость и фазовый сдвиг на 90° за счёт интегрирования. Подробней этот вопрос рассматривается в четвёртой главе.



Рисунок 2.4 – Приёмник клиппированных сигналов с восстановлением их огибающей

2.6 Минимизация влияния акустических шумов локомотива на качество поездной радиосвязи

Микрофон на транспортном средстве вместе с полезным сигналом воспринимает и акустический шум его двигателей, что существенно снижает разборчивость речевых сигналов системы связи. Используемые шумозащитные микрофоны недостаточно снижают этот шум, поскольку его уровень велик и достигает 90 дБ. Поэтому целесообразно изыскать дополнительные способы снижения этих шумов. Один из них – оптимизация амплитудно-частотной характеристики (АЧХ) электроакустического тракта (ЭАТ) по критерию максимума разборчивости речи.

В [16] приведена оптимальная АЧХ ЭАТ, рассчитанная по теории формантной разборчивости речи. Однако эта АЧХ сложна и не может быть реализована простыми средствами.

Для аппроксимации сложных зависимостей чаще всего используется метод наименьших квадратов. Однако в данном случае целесообразно применить метод наименьших взвешенных квадратов, позволяющий минимизировать погрешность аппроксимации. Для нахождения весовых коэффициентов воспользуемся подходом, используемым в аналого-цифровых (АЦП) и цифроаналоговых преобразователях (ЦАП). Там квантование по уровню сопровождается округлением мгновенных значений выборок до ближайших разрешённых уровней, т.е. аппроксимацией реальных выборок сигнала. Возникающая при этом погрешность (ошибка) округления (аппроксимации), представляющая собой разность между исходным сообщением и сообщением, восстановленным по квантованным отсчётам, есть шум квантования (аппроксимации).

Воздействие этого шума на передаваемое сообщение можно заметно уменьшить, применив неравномерное квантование [1]. Если распределение вероятностей сообщения таково, что большие уровни встречаются значительно реже, чем малые (как при передаче речи), то неравномерное квантование сведётся к тому, что часто встречающиеся малые значения сигнала передадутся с меньшей ошибкой квантования, а редко встречающиеся большие значения – с большей.

В результате усреднения по всем значениям дисперсия ошибки квантования (аппроксимации) будет уменьшена и может быть сведена к минимуму [16]. В нашем случае ошибка аппроксимации:

$$\varepsilon_i = [K_{\text{тр.опт}}(F_i) - K_{\text{тр}}(F_i)]KP_i,$$

где $K_{\text{тр.опт}}(F_i)$ – оптимальная АЧХ;

 $K_{\rm тр}(F_i) = A_2 F_i^2 + A_i F_i + A_0$ – аппроксимирующая парабола;

К – коэффициент пропорциональности;

P_i – вероятность восприятия -й форманты.

Так как $\rho = f(E)$ и эта зависимость имеет линейный участок в окрестности начала отсчёта, то можно взять $P_i = K_i E_i$. Из условия минимума средних квадратов ошибок $\partial \varepsilon_i^2 / \partial A_i = 0$ получаем следующую систему уравнений для определения коэффициентов параболы A_i :

$$A_0 \sum_{i=1}^{20} F_i^4 E_{imax}^2 + A_1 \sum_{i=1}^{20} F_i^3 E_{imax}^2 + A_2 \sum_{i=1}^{20} F_i^2 E_{imax}^2 = \sum_{i=1}^{20} K_{\text{тр.опт}\,i} F_i^2 E_{imax}^2 + A_2 \sum_{i=1}^{20} F_i^2 E_{imax}^2 = \sum_{i=1}^{20} K_{\text{тр.опт}\,i} F_i^2 E_{imax}^2 + A_2 \sum_{i=1}^{20} F_i^2 E_{imax}^2 = \sum_{i=1}^{20} K_{\text{тр.опт}\,i} F_i^2 E_{imax}^2 + A_2 \sum_{i=1}^{20} F_i^2 E_{imax}^2 = \sum_{i=1}^{20} K_{\text{тр.опт}\,i} F_i^2 E_{imax}^2 + E_i^2 E_{imax}^2 + E_i^2 E_{imax}^2 + E_i^2 E_{imax}^2 = E_i^2 E_i^2 E_{imax}^2 + E_i^2 E_i^2 + E_i^2 + E_i^2 E_i^2 + E_i^2 +$$

$$A_{0} \sum_{i=1}^{20} F_{i}^{3} E_{imax}^{2} + A_{1} \sum_{i=1}^{20} F_{i}^{2} E_{imax}^{2} + A_{2} \sum_{i=1}^{20} F_{i} E_{imax}^{2} = \sum_{i=1}^{20} K_{\text{тр.опт} i} F_{i} E_{imax}^{2};$$
$$A_{0} \sum_{i=1}^{20} F_{i}^{2} E_{imax}^{2} + A_{1} \sum_{i=1}^{20} F_{i} E_{imax}^{2} + A_{2} \sum_{i=1}^{20} E_{imax}^{2} = \sum_{i=1}^{20} K_{\text{тр.опт} i} E_{imax}^{2};$$

Полученная по результатам решения этой системы уравнений аппроксимирующая кривая представлена на рисунке 2.5 в виде кривой 2. Кривая 1 – оптимальная АЧХ ЭАТ [16], больше всего соответствующая параболе. По ней можно определить максимальное значение спектрального уровня ощущения речи на выходе ЭАТ, необходимое для оптимальной аппроксимации:



Рисунок 2.5 – АЧХ ЭАТ и аппроксимирующая кривая

где *B*_{рф} – уровень спектра формированной речи для тракта с прослушиванием;

 $K_{\Sigma p}$ – суммарный коэффициент передачи ЭАТ для речи;

 $B_{\rm III\Sigma}$ – уровень спектра суммарного шума;

m – поправка, учитывающая перегрузку слуха под воздействием шума эффективным уровнем ощущения. В свою очередь:

$$K_{\Sigma p} = K_{\text{JMP}} + K_{\text{TP}} + K_{\text{T}},$$

где К_{ДМР} – чувствительность телефона под воздействием речи;

*К*_{ТР} – коэффициент передачи ЭАТ (рисунок 2.5 кривая 1);

К_т – коэффициент передачи телефона.

Как разборчивость расчёты, речи, соответствующая показали аппроксимированной оптимальной АЧХ, всего на 0,5 % меньше разборчивости речи, соответствующей оптимальной АЧХ, и на 9,5 % больше разборчивости речи при АЧХ ЭAT, имеющий вид горизонтальной прямой. Реализовать аппроксимированную оптимальную АЧХ можно путём шунтирования входа или выхода усилителя (с горизонтальной АЧХ) двухполюсником типа параллельной колебательной контур, резонансная частота которого совпадает с частотой минимума параболы.

Таким образом, найденные весовые коэффициенты позволяют с помощью метода наименьших взвешенных квадратов аппроксимировать сложную оптимальную АЧХ легко реализуемой кривой (параболой) с минимальной погрешностью, не превышающей 1 %.

2.7 Выводы по главе

- 1. Получена новая формула среднего коэффициента корреляции однополосного сигнала, сформированного по речевому сигналу.
- Разработана корреляционная методика определения нелинейных искажений однополосного колебания на выходе амплитудного ограничителя и его пикфактора.
- Показано, что пикфактор клиппированного однополосного сигнала имеет минимум, равный 1,52, соответствующий коэффициенту нелинейных искажений 7,4 %, который можно считать нормой.
- 4. Получен максимальный выигрыш в помехоустойчивости приёма сигналов, равный 4,33 раза и соответствующий минимуму пикфактора 1,52.
- 5. Показано, что огибающая клиппированного сигнала восстанавливается способом детектирования сигналов с дельта-модуляцией.

6. Минимизировано влияние акустических шумов локомотива на качество ПРС методом наименьших взвешенных квадратов.

Глава 3 Исследование антенно-фидерных устройств поездной радиосвязи

3.1 Вводные замечания

В пределах железнодорожных станций имеется большое число металлических отражателей: опоры контактной сети, светофоры, встречные поезда и др., которые являются источниками многолучовости (мультиплекативных помех). Кроме того, эти отражатели, являясь вертикальными, влияют на диаграмму направленности локомотивных антенн, находящихся на станции.

Так как опоры контактной сети расположены почти периодически вдоль пути на станциях и на перегонах, то представляет интерес определить влияние опор контактной сети на диаграмму направленности локомотивных антенн. Дальность поездной радиосвязи в гектометровом диапазоне волн составляет до 11 км, что не всегда достаточно. Для увеличения дальности ПРС используется направляющая линия в виде одиночного горизонтального провода, подвешиваемого параллельно пути, высоковольтные линии (ВЛ) или двойной провод-рельс (ДПР). В этом случае дальность ПРС увеличивается примерно в два раза. НЛ находится на расстоянии от локомотивной антенны примерно на расстоянии десяти метров, что много меньше длины волны ПРС $\lambda = 141$ м. Это значит, что связь между НЛ и локомотивной антенны является индуктивной. Однопроводная НЛ располагается на высоте примерно 2,5 метра и имеет длину больше длины волны в гектометровом диапазоне, что совпадает с однопроводной антенной бегущей волны (антенна Бевереджа). Следовательно, НЛ излучает электромагнитную энергию, уменьшая её к.п.д., и принимает дополнительные помехи. Эти вопросы ранее не исследовались, что восполняется в данной главе.

Измерители электромагнитного поля в зоне индукции (в ближней зоне) до сих пор обеспечивали погрешность измерения до 40 процентов, что недопустимо. Поэтому такие измерители сняты с производства, а новые пока не разработаны. Представляет интерес восполнить эти пробелы.

3.2 Исследование направляющей линии поездной радиосвязи

Дальность ПРС, без направляющей линии, согласно расчётам составляет не более 11 км, чего недостаточно. Для её увеличения примерно в 2 раза стали использовать однопроводную направляющую линию, параллельную рельсам, индуктивно связанную с горизонтальной составляющей П-образной локомотивной антенны (A) или антенны вагона поезда. Направляющая линия имеет длину равную или больше длины волны (λ) и подвешивается на высоте около двух метров (рисунок 3.1).



Рисунок 3.1 – Направляющая линия с П-образной локомотивной антенной

Точно также выполнена и антенна Бевереджа, предложенная им в 1918 году для приёма длинных и средних волн. Длина средних волн $\lambda = 100 \div 1000$ м $(f = 3 \div 0.3 \text{ M}\Gamma \mu)$, куда входит и ПРС, хотя эти длины относят к промежуточным. Поэтому направляющую линию можно считать антенной Бевереджа. В ней горизонтальный провод реагирует на горизонтальную составляющую электрического поля \bar{E} , которое тем больше при вертикальной поляризации электромагнитных волны ПРС, чем хуже проводимость почвы. Сигнал распространятся в направлении от нагрузки к приёмнику. В случае направляющей линии ПРС такой сигнал будет помехой, ухудшающей её качество. Согласно теореме взаимности направляющая линия может работать не только в режиме приёма, но и в режиме передачи, излучая электромагнитную энергию, ухудшая её к.п.д., уменьшая дальность связи. В обоих случая диаграмма направленности

одинаковая. Эти свойства направляющей линии ПРС ранее не обсуждались. Поэтому представляется интересным рассмотреть данный вопрос.

НЛ имеет значительно большую длину чем антенна Бевереджа, но это ничего не меняет согласно известной формуле диаграммы направленности в горизонтальной плоскости последней [5]:

$$f(\varphi) = \cos \varphi \frac{\left[\frac{kL}{2}\left(\frac{c}{V} - \cos \varphi\right)\right]}{\frac{c}{V} - \cos \varphi},$$

где $k = \frac{2\pi}{\lambda}$ – постоянная фазы;

с – скорость света;

V – скорость волны в НЛ.

Расчёт по ней для длины НЛ L_1 равной длине волны ($L_1 = \lambda = 141$ м) и длины НЛ $L_2 = 10$ км представлены на рисунке 3.7 соответственно.



Рисунок. 3.2 – Диаграммы направленности НЛ в горизонтальной плоскости

Как следует из рисунка 3.2, ДН хотя и разные, но в обоих случая имеет место и приём, и излучение радиоволн. Это значит, что НЛ принимает внешние помехи, ухудшая качество ПРС, и имеет низкий к.п.д. в режиме передачи из-за излучения (согласно ДН) и потерь в сопротивлении нагрузки, равным волновому сопротивлению направляющей линии. Эти антенные показатели в НЛ ранее нигде не рассматривались. Направляющая линия определяет дальность индуктивной связи, а дальность радиосвязи определяется эффективностью антенн.

В общем виде нормированная диаграмма направленности направляющей линии при приёме параллельно поляризованного поля (F_{\parallel}) и нормально поляризованного поля (F_{\perp}) определяются выражениями [17]:

$$F_{\parallel}(\Delta,\varphi) = \frac{E_{\parallel}(\Delta)}{E_{\parallel}(\Delta)_{max}} = \sin\Delta\cos\varphi \times |1 - |R_{\parallel}| e^{i\varphi_{\parallel} - 2aH\sin\Delta} | \times \sqrt{\frac{1 - 2e^{-\beta L}\cos\left[aL\left(\frac{1}{k_{1}} - \cos\Delta\cos\varphi\right)\right] + e^{2.3L}}{\left(\frac{1}{k_{1}} - \cos\Delta\cos\varphi\right)^{2} + \left(\frac{\beta}{a}\right)^{2}}}$$

$$F_{\perp}(\Delta,\varphi) = \frac{E_{\perp}(\Delta)}{E_{\perp}(\Delta)_{max}} = \sin\Delta \times |1 - |R_{\perp}| e^{i\varphi_{\perp} - 2aH\sin\Delta} | \times \sqrt{\frac{1 - 2e^{-\beta L}\cos\left[aL\left(\frac{1}{k_{1}} - \cos\Delta\cos\varphi\right)\right] + e^{2.3L}}{\left(\frac{1}{k_{1}} - \cos\Delta\cos\varphi\right)^{2} + \left(\frac{\beta}{a}\right)^{2}}},$$

где Δ – угол места; φ – азимутальный угол (рисунок 3.3).

Расчёты по данным формулам представлены в декартовой системе координат (рисунок 3.3 и рисунок 3.4).



Рисунок 3.3 – Нормированная диаграмма направленности НЛ в горизонтальной

плоскости



Рисунок 3.4 – Нормированная диаграмма направленности НЛ в вертикальной плоскости

По диаграмме направленности можно определить мощность потерь на излучение НЛ:

$$P_{\Sigma} = \frac{15}{\pi} I^2 \int_0^{2\pi} d\varphi \int_{-\pi/2}^{\pi/2} F^2(\varphi, \Delta) \cos \Delta d\Delta,$$

а сопротивление излучения:

$$R = \frac{2P_{\Sigma}}{I^2}$$

От направляющей линии наводится ЭДС не только в горизонтальной части П - образной локомотивной антенны, но и в контактном проводе, поскольку он расположен тоже горизонтально и над антенной. Так что можно использовать и контактный провод в качестве локомотивной антенны. Однако здесь возникают сложности в его запитке и съёме сигнала.

3.3 Эффективная стационарная антенна поездной радиосвязи

В настоящее время в качестве стационарных антенн поездной радиосвязи гектометрового диапазона волн используются антенны типа «наклонный луч», Г - образная, реже – Т- образная с высотой не более 15 – 20 м. Из-за такой малой высоты эти антенны имеют низкий к.п.д. (15÷30%) и небольшое сопротивление

излучения (17 – 25 Ом). На некоторых участках высоты антенн и того меньше, что сильно затрудняет, а иногда и исключает энергетическое согласование антенн с выходом передатчика с помощью АнСУ. От этого резко снижается дальность ПРС, что может отрицательно сказаться на безопасности движения поездов. Строительство же более высоких антенн 25-30 м связано с большими капитальными затратами. Однако на многих железнодорожных станциях имеются заземленные металлические прожекторные мачты наружного освещения высотой 24 – 32 м. Эти мачты можно использовать в качестве вертикальной заземленной антенны с шунтовым питанием, тем более, что они с к.п.д. около 50% часто вблизи стационарных радиостанций ПРС И расположены являются антифединговыми, т.е. без замираний сигнала (без «мертвых зон»). Такая антенна - мачта приведена на рисунке 3.5. С учетом зеркального отображения относительно земли ее можно рассматривать как половину симметричного полуволнового вибратора с шунтовым питанием, предоставленным на рисунке 3.6.а. Питание к нему подводится двухпроводным фидером с волновым сопротивлением ρ_{ϕ} . Длина такого вибратора берется несколько меньше полуволны $(\frac{\lambda}{2})$ с тем, чтобы он был точно настроен в резонанс. Как известно, сопротивление излучения симметричного полуволнового вибратора $R_{\Sigma C} = 73,1$ Ом, заземленного четвертьволнового вибратора $R_{\Sigma 3} = 36,6 \text{ Om} > 25 \text{ Om}.$



Рисунок 3.5 – Прожекторная мачта – стационарная антенна

Если $H = \lambda/4$, то реактивная составляющая равна нулю и тогда входное сопротивление антенны чисто активное:

$$R_{exa} = \frac{W_A^2}{R_{\Sigma n}} \sin^2 kh,$$

где W_{A} – волновое сопротивление антенны-мачты;

 $R_{\Sigma n}$ – полное сопротивление излучения антенны, отнесенное к току в тучности.

Подбором точки *а* можно согласовать антенну с фидером. Так как наклонный провод, нижняя часть мачты и земля образуют рамочную антенну, излучение которой накладывается на излучение мачты, то диаграмма направленности последней несколько искажается.

Если входное сопротивление имеет комплексный характер, то его реактивная составляющая компенсируется переменным реактивным сопротивлением, включенным в наклонный провод.

Для рассмотрения работы такого симметричного вибратора с шунтовым питанием целесообразно составить его эквивалентную схему. В этом случае необходимо свернуть вибратор относительно центральной точки *b* так, чтобы образовалась двухпроводная линия с волновым сопротивлением, равном волновому сопротивлению антенны ρ_a (рисунок 3.6.б). Тогда отрезок разомкнутой двухпроводной линии имеет длину l_1 , а короткозамкнутой – l_2 . Эти длины меньше четверти длины волны $\frac{\lambda}{4}$ и поэтому на входах (в точках *a*-*c*) они будут иметь соответственно емкостное и индуктивное сопротивление, всегда равные между собой.

Параметры этого контура (рисунок 3.6.в) L_k , C_k , r_k определяются произведением погонного элемента на длину соответствующей линии.





в) резонансный контур.

Погонные параметры двухпроводной линии определяются выражениями для емкости, индуктивности, активного сопротивления:

$$C_{1} = \frac{12,06\varepsilon}{\log_{10} \frac{a-r}{r}}, \left[\frac{n\Phi}{M}\right];$$
$$L_{1} = 0,921 \lg \frac{a-r}{r}, \qquad \left[\frac{M\kappa\Gamma H}{M}\right];$$
$$R_{1} = \frac{8,3}{r}\sqrt{f}, \qquad \left[\frac{M\kappaOM}{M}\right];$$

где r – радиус проводов, [см], для мачты r = 0,7 м = 70 см; f – частота в Гц;

а – расстояние между центрами проводов линии в см;

є – относительная диэлектрическая проницаемость среды.

Обычно для воздушной линии отношение $\frac{a}{r} = 5,4$ и $E_2 = 1$ с учетом рисунка 3.5 и рисунка 3.6 имеем:

$$\begin{split} l_1 &= (0,235x - 5,4*0,7 - 0,06\lambda) = (0,175\lambda - 33,7) = 0,175*141 - 3,7 = 21 \text{ m}; \\ l_2 &= 0,06\lambda = 0,06*141 = 8,44 \text{ m}; \\ C_1 &= \frac{12,06}{\lg 5,4} = \frac{12,06}{0,73} = 16,5 \frac{\text{m}\varphi}{\text{m}}; \\ L_1 &= 0,921*\log\frac{a}{r} = 0,921*0,73 = 0,67 \approx 0,7 \frac{\text{MK}\Gamma\text{H}}{\text{M}}; \\ R_1 &= \frac{8,3}{70}\sqrt{2,13*10^6} = \frac{8,3*1,41*10^3}{70} = 0,141 \text{ OM}; \\ C_{\text{K}} &= C_1*l_1 = 21*16,5 = 346,5 \text{ m}\varphi; \\ L_k &= L_1*l_2 = 8,44*0,7 = 5,9 \text{ MK}\Gamma\text{H}; \\ r_1 &= R_1*l_1 = 0,141*21 = 2,8 \text{ OM}; \\ r_2 &= R_1*l_2 = 0,141*8,44 = 1 \text{ OM}; \end{split}$$

Полное активное сопротивление *LC* - контура:

$$r = r_1 + r_2 = 2,8 + 1 = 3,8 \approx 4$$
 Ом;

Резонансная частота контура:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{3476,5*10^{-12}}*5,9*10^{-6}} = \frac{10^8}{28,4} = 3,52 \text{ M}$$
Гц > 2,13МГц

Резонансное сопротивление контура:

$$R_{AC} = \frac{g_k^2}{r} = \frac{l_k}{C_k * r} = \frac{5.9 * 10^{-6}}{346 * 10^{-12} * 4} = 5\kappa Om$$

Рабочая частота $f_1 = 2,13 M\Gamma u$ меньше резонансной частоты контура $f_o = 3,52 M\Gamma u$. Это значит, что на этой рабочей частоте сопротивления контура $|Z_k|$ значительно меньше $5 \kappa Om$, согласно выражению $|Z_k| = \frac{R_{AC}}{\sqrt{1+a^2}}$, где $-a = \frac{2\Delta f}{f_0}Q$ обобщенная расстройка контура. В свою очередь $2\Delta f = 2(f_1 - f_0)$, а Q – добротность контура. При $f_1 \prec f_o$ контура имеет индуктивный характер, для компенсации которого используется конденсатор.

Подробнее вышесказанное поясняется на рисунке 3.7, на котором показана амплитудно - частотная характеристика $|Z_k| = \psi(a)$ и фазо- частотная характеристика (ФЧХ) $\varphi = -arctga$



Рисунок 3.7 – АЧХ и ФЧХ колебательного контура

При $f_1 = 2,13 M \Gamma u$ сопротивление контура существенно меньше резонансного $R_{AC} = 5\kappa Om$, а фаза контура – положительная, т.е. индуктивная. По сравнению со стандартными стационарными антеннами ПРС данная антенна – мачта увеличивает уровень сигнала на 10дБ на входах стационарных радиостанций, имеет больше на 12 Ом сопротивления излучения $R_{z3} = 36,6 Om$ и имеет больший кпд примерно на 20 %. Поэтому данная антенна – мачта является более эффективной по сравнению со стандартными стационарными антеннами ПРС.

3.4 Исследование влияния опор контактной сети на диаграмму направленности локомотивной антенны

Локомотивная антенна – вертикальный активный вибратор. Его электромагнитным полем возбуждается опора – пассивный вертикальный

вибратор, согласованный с первым по поляризации поля. Такое согласование с антенной имеют и другие вертикальные металлические устройства. Именно по этой причине они значительно больше по сравнению с горизонтальными устройствами влияют на диаграмму направленности, входное сопротивление и другие параметры антенны. Опоры контактной сети чаще других устройств встречаются на электрифицированных железных дорогах и установлены через 50...70 м вдоль железнодорожного полотна и на небольшом расстоянии от него (3,1 м от центра пути). Высота опор контактной сети во много раз больше высоты локомотивной антенны, что создаёт трудности в расчётах характеристик такой системы. Поскольку данный вопрос представляет большой интерес для железнодорожной радиосвязи, то попытаемся его решить. На рисунке 3.8 показано взаимное расположение локомотивной антенны 1, опоры 2, рельсов (пунктирные линии), а также декартова XYZ и, связанная с ней, сферическая системы координат, в которой обычно определяется электромагнитное поле антенны в дальней зоне. Угол находится между осью Z и радиусом-вектором в точку наблюдения Р. Последняя находится в дальней зоне (много больше длины волны) и поэтому на рисунке 3.8 векторы параллельны друг другу.



Рисунок 3.8 – Взаимное расположение локомотивной антенны, опоры и рельсов в декартовой и, связанной с ней, сферической системах координат.

В неподвижной системе координат XYZ с началом в точке заземления опоры O_2 координаты локомотивной антенны: x = d, у, $z = H_1$, а расстояние между антенной и опорой $\rho_0 = (d^2 + y^2)^{0.5}$. Здесь d – расстояние от опоры до центра пути, H_1 – высота локомотива. Антенна и опора вместе с их зеркальными изображениями образуют симметричные вибраторы. Влияние опоры на ДН максимально при $\rho_0 = min = d$, т.е. когда антенна находится против опоры (по оси Y на рисунке 3.8).

Из изложенного следует, что данная задача может быть сведена к определению поля линейного вибратора в присутствии параллельного металлического цилиндра бесконечной длины. Хотя опоры металлические и не цилиндрической формы, их можно представить эквивалентным цилиндром, как это делается в радиолокации. Железобетонные опоры имеют по всей длине провод заземления.

Математическое решение такой задачи в общем случае известно. Метод её решения существенно отличается от типового метода наведённых ЭДС, с помощью которого решаются различные задачи связанных вибраторов одинаковой или мало разнящейся длины (высоты).

В данном (нетиповом) методе электромагнитное поле антенны определяется через вектор Герца [11]. Он имеет лишь единственную составляющую вдоль оси Z и определяется в результате комбинации интеграла и ряда Фурье. Окончательное решение задачи в дальней зоне имеет вид произведения уровня поля активного вибратора $E_{\theta c}$ в свободном пространстве на поправочный комплексный множитель $\dot{M}(\theta, \varphi)$:

$$E_0 = E_{\theta c} \dot{M}(\theta, \varphi) = E_{\theta c} \left| \dot{M}(\theta, \varphi) \right| exp[j\psi(\theta, \varphi)],$$

$$\Gamma \not \exists e \ \dot{M}(\theta, \varphi) = \sum_{m=0}^{\infty} \cos m(\varphi - \varphi_0) \times exp\left(\frac{jmp}{2}\right) \left[J_m(kp_o \sin \theta) - H_m^{(2)}(kp_o \sin \theta) \right] \times \frac{J_m(ka \sin \theta)}{H_m^{(2)}(ka \sin \theta)}.$$

Поскольку практический интерес представляет поле в горизонтальной (экваториальной) плоскости, в которой направленность локомотивных антенн, кроме П-образной, отсутствует, то $\dot{M}(\theta, \varphi)$ в этой плоскости и определяет ДН локомотивной антенны. В горизонтальной плоскости $\theta = 0,5\pi$ радиан и поэтому

множитель *й* будет зависеть только от φ : *й*(φ). Численное решение этой задачи выполнено на персональном компьютере с использованием математического пакета Mathcad Plus 7.0 фирмы MathSoft для частот железнодорожной симплексной радиосвязи. Были рассмотрены следующие случаи: f = 150 МГц (длина волны $\lambda = 2$ м) – симплексная стационарная радиосвязь (СРС); f = 2,13МГц (длина волны $\lambda = 141$ м) – симплексная ПРС. При этом принято, что радиус эквивалентной цилиндрической опоры a = 0,1 м, $\theta = 0,5\pi$ радиан, d = 3,1 м, $\rho_0 = min = d$.

Результаты расчётов в виде ДН, вычерченных принтером в полярной системе координат, показаны на рисунке 3.9. Причём, представлены как амплитудные ДН, т.е. модуль $|\dot{M}(\theta, \varphi)| = (M_{\text{вещ}}^2 + M_{\text{мH}}^2)^{0.5}$, так и фазовые $\psi(\varphi) = \operatorname{arctan}(\frac{M_{\text{мH}}}{M_{\text{вещ}}})$, $M_{\text{вещ}}, M_{\text{мH}}$ – вещественная и мнимая составляющие комплексной функции $\dot{M}(\varphi)$.



Рисунок 3.9 – Влияние опор контактной сети на диаграмму направленности локомотивной антенны

Для контроля расчёт был продублирован вручную для $\lambda = 2$ м. Его результаты хорошо совпали с компьютерными, приведёнными на рисунке 3.9. Из этого рисунка следует, что опоры больше влияют на фазовую ДН [$\psi(\varphi)$], чем на амплитудную ДН [$\dot{M}(\varphi)$], осуществляя фазовую модуляцию излучаемого

движущейся антенной поля. От этого на выходе локомотивного приёмника ЧМ сигналов у каждой опоры появляется импульс. Частота следования F этих импульсов настолько мала, что разделительные конденсаторы усилителя звуковой частоты (УЗЧ) не пропустят их на выход приёмника.

Если всё же выделять эти импульсы с выхода детектора, то по ним и опорам можно будет определять скорость и координату движущегося поезда.

Согласно рисунку 3.9 круговая амплитуда диаграмма направленности амплитудной ДН [$|\dot{M}(\varphi)|$], деформируется от опоры в эллиптическую. Её малая ось направлена по линии ρ_0 , т.е. при Y = 0 – поперёк рельс. Чем меньше длина волны λ , тем больше эта деформация. Для $\lambda = 2$ м амплитудная ДН напоминает многоугольник, вписанный в окружность. При увеличении Y (при движении антенны) этот многоугольник стремится к окружности. Если локомотив остановится у опоры, то согласно рисунка 3.9 (наихудший случай) напряжённость электромагнитного поля изменится незначительно. Это практически не повлияет на радиосвязь с поездом.

Таким образом, показано, что опоры контактной сети практически не влияют на поездную радиосвязь.

3.5 Разработка высокоточного измерителя напряжённости электромагнитного поля КВ диапазона в зоне индукции

В третьей главе автором предложен точный измеритель напряжённости электромагнитного поля гектометрового диапазона волн в зоне индукции антенны [12], принципиальная схема которого представлена на рисунке 3.10.



Рисунок 3.10 – Структурная схема измерителя напряжённости электромагнитного поля в зоне индукции

Верхняя схема – мультивибратор, находящийся внутри цилиндрической антенны, расположенной на одном конце и перпендикулярной полутораметровой диэлектрической штанги, а нижняя схема – приёмник находится на другом конце штанги (в руках оператора). Связь верхней и нижней схем осуществляется с помощью отрезка ВОЛС, подключённой ОДНИМ концом К светодиоду мультивибратора, а другим концом ко входу фототранзистора приёмника. Использование отрезка ВОЛС в качестве соединительной линии исключило антенный эффект проводной линии, используемой для этого ранее, что позволило снизить погрешность измерения с 40% до 10%.

Напомним, что зона индукции (ближняя зона) находится на расстоянии r от антенны много меньшем длины излучаемой ею волны $\lambda(r < \lambda)$. В этой зоне магнитное поле невозможно определить расчётом через электрическое, а надо измерять каждое из них отдельно.

Измерители электромагнитного поля большого уровня в зоне индукции выполняются по одной и той же структурной схеме апериодического приёмника прямого усиления, состоящего из последовательно включённых приёмной антенны, амплитудного детектора, проводной линии, усилителя постоянного тока (УПТ), регистрирующего прибора.

Основным недостатком таких измерителей является переизлучение соединительной линии (антенный эффект), а также влияние корпуса прибора и оператора на структуру измеряемого поля. Чтобы уменьшить этот недостаток в проводную соединительную линию вносят большое затухание, что требует и большого усиления УПТ. При очень большом затухании можно считать, что УПТ имеет обрыв по входу. В этом случае велики наводки по его входу. По названным причинам погрешность измерения таких приборов составляет 30...40% и поэтому они сняты с производства, а более точные не разработаны.

Проведённые исследования показали, что повысить точность измерения данных приборов можно лишь путём исключения антенного эффекта проводной линии, что связано с изменением их структуры. Эти изменения сводятся к следующему:

1) проводная линия заменяется световодом (отрезком ВОЛС);

 между амплитудным детектором и световодом подключается дополнительно частотно-импульсный модулятор (ЧИМ) и соединённый с ним светодиод;

3) вместо УПТ используется приёмник светосигналов с ЧИМ;

4) приёмная антенна из сплошного металлического стержня заменяется трубчатой антенной;

5) передающая часть прибора (амплитудный детектор, частотно – импульсный модулятор, светодиод, источник питания) помещена внутри этой трубчатой антенны, исключающей воздействие помех и влияний на эту часть прибора.

Известно, что вблизи источника излучения поле неоднородно и это определяет основную составляющую полной погрешности измерения. Эта составляющая для неэкранированного излучателя определяется выражением:

$$\delta_c = \frac{(E_m - E_o)}{E_o} = \{1/[1 - \left(\frac{l}{r}\right)^2]^{3/2} - 1\}$$

где *E_m* – измеряемая величина напряженности электрического поля;

 E_o – напряжённость поля на расстоянии r от источника излучения;

2*l* – длина дипольной антенны.

Таблица 3.1 – Результаты расчёта

| l/r | 0,1 | 0,2 | 0,3 | 0,4 | 0,5 | 0,6 | 0,75 | 1 |
|----------------------------|-----|-----|-----|-----|-----|-----|------|----|
| - δ _c , % | 2 | 6 | 12 | 29 | 29 | 37 | 49 | 64 |
| $-\delta_{\mathrm{u}}, \%$ | 1 | 4 | 9 | 14 | 20 | 26 | 36 | 50 |

Результаты расчёта по данной формуле представлены в таблице 3.1 для сферической волны δ_c и цилиндрической волны δц.

Предложенная трубчатая металлическая антенна, длина которой во много раз меньше длины волны, является элементарной и при соответствующей нагрузке практически не переизлучает измеряемое поле. Световод также не деформирует измеряемое поле, поскольку он является идеальным диэлектриком. Кроме того, он позволяет легко обеспечить достаточный пространственный разнос трубчатой антенны, приёмника светосигналов с ЧИМ и оператора и тем самым практически полностью устранить погрешность измерения за счёт влияния и переизлучения прибора.

На рисунке 3.11 представлена структурная схема и конструкция измерителя. Последний состоит из трубчатой 1, амплитудного детектора 2, частотноимпульсного модулятора 3, светодиода 4, источника питания 5, световодной линии 7, приёмника ЧИМ светосигналов 9, регистрирующего прибора 10. Порядок работы схемы – следующий. Напряжение с выходных зажимов антенны 1 детектируется в блоке 2 и его постоянная составляющая, пропорциональная уровню электрического поля Е, поступает на вход модулятора 3. С выхода блока 3 сигнал с ЧИМ поступает на светодиод 4, где он преобразовывается в светосигнал. Последний через световод поступает на вход приёмника 9, усиливается там и детектируется. Продетектированный сигнал, пропорциональный уровню напряжённости электрического поля Е, поступает в регистрирующий прибор 10, который показывает численное значение этого поля в данной точке пространства.

Антенна 1 с амплитудным детектором 2 являются датчиком модулирующего сигнала, поступающего на вход частотно-импульсного модулятора 3. Уровень модулирующего сигнала пропорционален уровню напряжённости измеряемого поля с коэффициентом пропорциональности, равным действующей длине антенны $l_{\rm d}$. Так как геометрическая длина антенны 2*l* много меньше длины измеряемой волны λ , то $l_{\rm d} = 0.5 \cdot 2l = 4$ см. В ближней зоне труднее измерить электрическую составляющую поля E, поэтому на рисунке 3.10 представлена дипольная антенна, которая легко может быть преобразована в рамочную антенну для измерения магнитной составляющей поля.



Рисунок 3.11 – Измеритель напряжённости электромагнитного поля в зоне индукции

Принципиальная схема антенной части измерителя представлена на рисунке 3.10 соединённых И состоит ИЗ последовательно дипольной антенны, последовательного диодного амплитудного детектора сигнала, частотноимпульсного модулятора на транзисторах VT1 и VT2, светодиода VD7, включённого в цепь эмиттера VT2. В целях снижения габаритов антенной части измерителя модулятор выполняет и функции детектора, и поэтому выходные зажимы антенны подключены непосредственно базам транзисторов VT1 и VT2. собой Модулятор представляет транзисторный, управляемый по базам мультивибратор, работающий на частоте f = 400 Гц. Для получения большого линейного участка модуляционной характеристики в нём используется пониженное питающее напряжение $E_k = 3$ В. В этом случае девиация частоты достигает 80% при коэффициенте нелинейных искажений, меньшем одного процента. В разработанном измерителе модулирующий сигнал на выходе антенны что позволяет получить линейную однополярный, модуляционную характеристику, начинающуюся с нуля модулирующего напряжения и до 25 В. Для устранения перенасыщения транзистора и срыва генерации применена нелинейная обратная отрицательная связь с помощью кремниевого (Д 220) и германиевого (Д9) диодов. В цепи эмиттера одного из транзисторов модулятора включён светодиод типа АЛ – 106, преобразующий электрические импульсы в световые. Цвет его свечения – инфракрасный, длина волны λ = 950 нм. Диод с инфракрасным излучением выбран потому, что он обеспечивает наибольшую мощность излучения Р_Σ = 150мВт/лм по сравнению с другими светодиодами. Источником его питания являются 3 аккумулятора типа Д – 0,1, обеспечивающие напряжение коллекторного питания $E_k = 3$ В. Ёмкость аккумулятора равна 100 мА/ч. Потребляемый передатчиком ток равен 9 мА. В случае уменьшения диаметра антенны можно использовать аккумуляторы типа ЗРЦ – 53 или Д – 0,063 в количестве трёх штук. Как следует из рисунка 3.11 вся передающая часть измерителя расположена в одном плече дипольной антенны, а источник питания – в другом. В нерабочее время измерителя источник питания выключается с помощью выключателя S1.

Модулированные световые импульсы со светодиода поступают в световодную линию, нагружённую на фототранзистор ФТ-1 приёмника 9.

Принципиальная схема приёмника измерителя представлена на рисунке 3.10. Входной каскад приёмника выполнен на фототранзисторе ФТ-1, хотя можно и на фотодиоде. Каскады транзистора VT8, VT9, VT10 являются усилительными. С выхода усилителя VT10 сигнал с ЧИМ поступает на вход одновибратора, собранного на двух транзисторах VT11 и VT12 для стабилизации формы импульсов. Выход одновибратора соединён с входом детектора, работающим в режиме удвоения напряжения. Интегрирующий фильтром детектора (фильтром нижних частот) является регистрирующего прибора использована головка типа М 4206 с током полного отклонения 100мкА. При этом чувствительность измерителя равна 2 В/м, которая может быть удвоена за счёт удвоения девиации частоты, Для этого необходимо включить удвоитель частоты между каскадами VT10 и VT11. Можно также увеличить чувствительность измерителя, используя регистрирующий прибор с большей чувствительностью.

Отметим, что в разработанном приёмнике отсутствует УПТ, существенно снижающий точность измерения поля и увеличивающий габариты приёмника. В данном случае габариты платы приёмника составляют 120 х 40 мм, которые могут быть снижены. Источником питания приёмника является батарея типа «Крона», обеспечивающая напряжение питания Е = 9 В. Потребляемый приёмником ток равен 10 – 15 мА. Приёмник вместе с источником питания и регистрирующим прибором помещён в коробку, габариты которой 140 x 80 x 55 мм³. Антенна с передатчиком, световодная линия, коробка с приёмником и регистрирующим прибором укреплены на диэлектрической штанге (рисунок 3.11). Минус источника питания через переменное сопротивление R20 и резистор R21 соединён с плюсом регистрирующего прибора. Ручка потенциометра выведена на переднюю панель приёмника (ручка 10 на рисунке 3.11). При этом можно скомпенсировать постоянную составляющую немодулированной

последовательности импульсов и тем самым установить нуль измерителя. Последнее достигается с помощью ручки 10 при работающих передающей и приёмной частей измерителя и закороченными между собой зажимами антенны. Последнее необходимо для исключения модуляции. Чтобы при закорачивании антенны не нарушать режим по постоянному току плечи антенны соединены с передатчиком через конденсатор большой ёмкости. К регистрирующему прибору через резистор R21 с помощью ключа S3 может подключаться источник питания приёмника для контроля его напряжения.

На рисунке 3.12 показана градуировочная (калибровочная) характеристика, представляющая собой зависимость тока I регистрирующего прибора от напряжённости электрического поля Е, являющаяся прямой линией. Для снятия её в лабораторных условиях был изготовлен конденсатор из дюралюминиевых пластин размером 300 x 300мм². Расстояние между пластинами $d = (10 \dots 20)$ см. В центре этого конденсатора помещалась антенна измерителя и на пластины подавалось напряжение соответствующего уровня U от генератора типа $\Gamma 3 - 7A$ или $\Gamma 4 - 7A$. Напряжённость электрического поля в конденсаторе E = U/d. Линейность данной калибровочной характеристики позволяет легко проградуировать прибор непосредственно В единицах напряжённости электрического поля.

Ha рисунке 3.13 частотная характеристика показана измерителя, представляющая собой зависимость тока *I* регистрирующего прибора от частоты f измеряемого электрического поля Е. Эта характеристика в KB диапазоне f = (3 - 30) МГц параллельна оси абсцисс. Для измерения магнитной составляющей Н поля дипольную антенну следует преобразовать в рамочную с закорачивающего помощью дополнительного провода, концы дипольной антенны.

Динамический диапазон разработанного измерителя составляет 2...40 В/м. Чтобы перекрыть требуемый диапазон 2 ...300 В/м надо параллельно регистрирующему прибору подключить с помощью ключа S4 шунты, показанные

на рисунке 3.11. Для увеличения измеряемого уровня электрического поля *E*, например до 1000 В/м, надо поставить делитель напряжения на зажимах антенны, с которого будет подаваться сигнал на модулятор.



Рисунок 3.12 – Градуировочная (калибровочная) характеристика измерителя



Рисунок 3.13 – Частотная характеристика измерителя

Погрешность разработанного измерителя не превышает 10%, что было зафиксировано в соответствующем государственном учреждении. Это как минимум в 3 раза меньше, чем у предшествующего измерителя. Следует также отметить, что измеритель может быть выполнен на микросхемах.

3.6 Выводы по главе

1. Предложено рассматривать однопроводную направляющую линию как антенну Бевереджа, что позволяет точнее учесть потери мощности в режиме передачи и дополнительные помехи в режиме приёма.

2. Для повышения помехоустойчивости ПРС предложено в качестве стационарной антенны использовать станционную осветительную мачту высотой 32 м как четвертьволновый заземлённый вибратор с шунтовым питанием.

3. Предложен способ точного определения влияния опор контактной сети на диаграмму направленности локомотивной антенны.

4. Разработан высокоточный измеритель напряжённости электромагнитного поля в зоне индукции (ближней зоне), в которой работает ПРС при использовании направляющей линии. Данный измеритель даёт погрешность измерения 10 % вместо 40 %. Новизна разработанного измерителя подтверждена патентом РФ на изобретение.

Глава 4 Повышение эффективности АЦП и ЦАП

4.1 Вводные замечания

Аналого-цифровой преобразователь (АЦП) и цифро-аналоговый преобразователь (ЦАП) используются в настоящее время в оптическом канале поездного диспетчера. Что касается радиосвязи поездного диспетчера и машиниста, то до сих пор используется аналоговая ЧМ. Одной из причин не использования цифровых систем является широкополосность цифровых сигналов по сравнению с аналоговыми. Например, полоса пропускания аналоговых приёмников ПРС составляет 12 кГц, в то время как аналогичная полоса у цифровых приёмников она равна 25 кГц. Поэтому представляет интерес разрешить эту нестыковку.

4.2 Повышение помехоустойчивости и частотной эффективности цифровой системы радиосвязи GSM-R

Во введении отмечено, что для стыковки аналогового ЧМ ПРС и цифровой системы GSM-R необходимо вторую ступень модуляции последней преобразовать из ЧМ в однополосную фазовую модуляцию (ОБП ФМн) на 180° Для ЭТОГО необходимо разработать фазовым способом. высокоточный широкополосный фазовращатель на 90°. Если ШФВ выполнен обычным способом, то будет ОБП АМ по первой гармонике ЦС, полоса частот которой минимум в 2 раза меньше, чем у сигнала GMSK. В этом случае ШФВ на угол $\varphi = 90^{\circ}$ должен иметь погрешность этого сдвига $\Delta \varphi < 1^{\circ}$, чтобы степень подавления нерабочей боковой полосы $a = 20 \lg [\sin(0.5\Delta \varphi)]$ была больше 40 дБ Причём, $\Delta \varphi < 1^0$ должен быть во всей (а > 40 дБ). полосе частот модулирующего сигнала, что является проблемой, до сих пор не решённой. На сегодня удалось обеспечить $\Delta \varphi = 1^0$ только в узкой полосе частот 3100 Гц речевого сигнала и только в лабораторных условиях. Реально $\Delta \varphi = (2 - 3)^0$, чему соответствует a = 30 дБ, что недопустимо. Поэтому фазовый способ формирования ОБП АМ на практике не используется.

Автором разработана схема широкополосного высокоточного фазовращателя [12]. Структурная схема такого фазовращателя представлена на рисунке 4.1.а.



Рисунок 4.1.а – Структурная схема широкополосного высокоточного фазовращателя на 90⁰

Она состоит из дифференциатора Д, интегратора И по времени, фазоинвертора ФИ, сумматора $\Sigma 1$ и работает следующим образом. Реальный аналоговый сигнал можно представить проекцией аналитического (комплексного) сигнала на вещественную ось комплексной плоскости, то есть $u_{\rm PC}(t) = U(t)\cos\varphi(t)$, где U(t) – огибающая, а $\varphi(t)$ – его фаза. Для упрощения записи будем полагать, что $\varphi(t) = \Omega t$, где $\Omega = \frac{d\varphi(t)}{dt}$ – круговая частота. Сигнал $u_1(t) = U(t)\cos\Omega t$ поступает на входы блоков Д, И, ФИ, Σ . На выходе блока дифференцирования Д сигнал

$$u_{\rm m}(t) = \frac{du_{\rm PC}(t)}{dt} = -\Omega U(t) \sin \Omega t \,,$$

а на выходе интегратора И сигнал:

$$u_{\rm H}(t) = \int_{0}^{t} u_{\rm PC}(t) \, dt = \int_{0}^{t} U(t) \cos \Omega \, t \, dt = \frac{U(t)}{\Omega} \sin \Omega t \, .$$

В обоих случаях огибающая U(t) полагается практически постоянной величиной, так как частота ее изменения во много раз меньше частоты сигнала $\cos\varphi(t)$.Сигнал $u_{d}(t)$ поступает через фазоинвертор ФИ на один вход второго сумматора Σ , на другой вход которого подается сигнал $u_{u}(t)$ непосредственно. Сигналы $u_{d}(t)$ и $u_{u}(t)$ сдвинуты по фазе одинаково на 90° по отношению к исходному сигналу $u_{pc}(t)$, а огибающие их по разному зависят от частоты Ω и не совпадают с огибающей U(t) сигнала $u_{pc}(t)$.У продифференцированного сигнала $u_{d}(t)$ огибающая (сомножитель при $\sin \Omega t$) прямо пропорциональна частоте Ω и чем меньше Ω , тем ближе огибающая $\Omega U(t)$ к нулю. Это ограничивает полосу частот н.ч. сигнала снизу, как показано на рис. 4.1.б. У проинтегрированного сигнала $u_{H}(t)$ огибающая $\frac{U(t)}{\Omega}$, наоборот, обратно пропорциональна частоте Ω . Поэтому при увеличении Ω огибающая сигнала $u_{u}(t)$ стремится к нулю. Это ограничивает полосу частот сигнала $u_{pc}(t)$ сверху (рисунок 4.1.б). Сумма сигналов $u_{d}(t)$ и $u_{d}(t)$ на выходе сумматора Σ .

$$u_{\Sigma}(t) = \left| u_{\Pi}(t) \right| + \left| u_{\Pi}(t) \right| = \left(\Omega + \frac{1}{\Omega} \right) U(t) \cos\left(\Omega t - 90^{\circ} \right)$$

нигде нуля не достигает, что видно на рисунке 4.1.б, и тем самым теоретически исключается ограничение полосы частот низкочастотного сигнала.

Схема рисунка 4.1.а реализована полностью на операционных усилителях. Результаты её компьютерного исследования представлены на рисунке 4.1.б. Видно, что при изменении частоты от 0 до 100 кГц фазовый сдвиг на 90⁰ изменяется всего на $\Delta \varphi = 0,2^{0}$. В пределах полосы РС $\Delta \varphi = 0,1^{0}$, чему соответствует степень подавления нерабочей боковой полосы $\Delta \varphi = -20 lg [sin(0,5\Delta \varphi)] = 75 дБ, что является приемлемым значением.$

Так как начальная фаза сигнала $u_{\Sigma}(t)$ сдвинута на 90° по отношению к фазе сигнала $u_{PC}(t)$, то оба эти сигнала при одинаковых их амплитудах можно использовать для формирования однополосного колебания фазовым способом.

Для выравнивания амплитуд сигналов $u_{\Sigma}(t)$ и $u_{PC}(t)$ необходимо их усилить и глубоко ограничить по амплитуде (клиппировать).



Рисунок 4.1.б – ФЧХ φ и АЧХ U широкополосного высокоточного фазовращателя на 90⁰

Разработанная модернизированная схема модулятора представлена на рисунке 4.2, где обозначено: ИЦС – источник ЦС; ГФ – гауссов фильтр; ШФВ – широкополосный фазовращатель на 90°; ОА – ограничитель амплитуды; П – перемножители сигналов; Г – генератор колебания несущей частоты; ФВ – фазовращатель на 90°; Σ – аналоговый сумматор сигналов; Ф – фильтр внеполосных гармоник.

В схеме на рисунке 4.2 отсутствуют блоки И, «cos» и «sin», так как они функционально вошли в блок ШФВ на 90^{0} , в неё введены дополнительные блоки: AO, БЗ, Ф, а также изменена связь между этими блоками и блоком ГФ.


Рисунок 4.2 – Модернизированная схема модулятора

Работа схемы происходит следующим образом. Знакопеременный ЦС прямоугольной формы с источника ИЦС поступает на низкочастотный вход П1 через БЗ и параллельно на низкочастотный вход П2 через последовательно включённые ГФ, ШФВ, ОА. С генератора Г гармонического колебания несущей частоты $u(t) = U \cos \omega t$ подаётся на высокочастотный вход П1 непосредственно и на высокочастотный вход П2 – через ФВ на 90⁰, т.е. $u(t) = U \sin \omega t$. Так как сигналы на н.ч. входах перемножителей знакопеременные и прямоугольной формы, то на выходах П1 и П2 будут колебания с двухполосной ФМн на 180⁰, причём, на выходе П1 – сумма двух боковых полос, а на выходе П2 – их разность. При сложении их в сумматоре Σ образуется нижняя боковая полоса (НБП) частот, а при вычитании – верхняя боковая полоса (ВБП) частот.

Количественно это можно представить следующим образом. Рассмотрим наихудший случай, когда клиппированный РС является периодическим сигналом прямоугольной формы, у которого длительность импульса равна длительности паузы. При таком условии ширина спектра данного сигнала максимальна и определяется рядом Фурье [42]:

73

$$u_{B3}(t) = \frac{2}{\pi} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{1 - \cos k\pi}{k} \cos k\Omega t;$$
$$u_{OA}(t) = \frac{2}{\pi} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{1 - \cos k\pi}{k} \sin k\Omega t.$$

Тогда спектр сигнала двухполосной ФМн на 180° на выходе перемножителей: $u_{\Pi I}(t) = 0,5U \frac{2}{\pi} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{1 - \cos k\pi}{k} \cos k\Omega t \cos \omega t = 0,5 \frac{U}{\pi} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{1 - \cos k\pi}{k} \left[\cos \left(\omega t + k\Omega t \right) + \cos \left(\omega t - k\Omega t \right) \right];$ $u_{\Pi 2}(t) = -0,5U \frac{2}{\pi} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{1 - \cos k\pi}{k} \sin k\Omega t \sin \omega t = 0,5 \frac{U}{\pi} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{1 - \cos k\pi}{k} \left[\cos \left(\omega t + k\Omega t \right) - \cos \left(\omega t - k\Omega t \right) \right].$

Сигнал $u_{\Pi1}(t)$ поступает на один вход сумматора Σ непосредственно, а сигнал $u_{\Pi2}(t)$ - на другой его вход непосредственно или через фазоинвертор ФИ. Если $u_{\Pi2}(t)$ поступает непосредственно, то на выходе Σ имеет место верхняя боковая полоса частот ФМн на 180° сигнала: $u_{\Sigma}(t) = \frac{U}{\pi} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{1-\cos k\pi}{k} \cos(\omega + k\Omega)t$. Если же $u_{\Pi2}(t)$ поступает через ФИ, то на выходе Σ имеет место нижняя боковая полоса: $u_{\Sigma}(t) = \frac{U}{\pi} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{1-\cos k\pi}{k} \sin(\omega - k\Omega)t$, тоже сигнала с ФМн на 180°. Таким образом, схема на рис.4.2 действительно является схемой формирования ОБП ФМн на 180°.

Боковая полоса частот такая же, как и полоса частот ЦС с источника ИСС, которая в 2 с лишним раза меньше полосы частот сигнала с GMSK. Помехоустойчивость приёма сигнала с ФМн на 180° двух полосной и однополосной, максимально возможные (потенциальные) и значительно превосходят помехоустойчивость приёма сигнала с GMSK. Но для однополосного сигнала проблемой является также получение опорного колебания для когерентного его детектирования на приёмной стороне. Эту проблему надо тоже решать.

На рисунке 4.3 представлена разработанная [10,19] схема получения опорного колебания и когерентного детектирования, где обозначено: ПФ – полосовой фильтр, БЗ – блок задержки, КД – когерентный детектор, УО – усилитель-ограничитель амплитуды сигнала, ЧД – частотный детектор, У – усилитель, ФИ –

фазоинвертор, В – варикап, АГ – автогенератор, ДЧ – делитель частоты, П – перемножитель сигналов, ФНЧ – фильтр нижних частот.

Работа схемы происходит следующим образом. Входной однополосный сигнал $u(t) = U(t) \cos[\omega t + \varphi(t)]$ проходит последовательно через полосовой фильтр ПФ, усилитель-ограничитель УО амплитуды сигнала и поступает на вход частотного детектора ЧД, который является стандартным (СЧД) типа дробного детектора. Если его контур настроен точно в резонанс на несущую частоту входного сигнала, то на его выходе будет колебание, пропорциональное производной по времени от второго слагаемого фазы входного сигнала:

$$u_{\mathrm{y}\pi}(t) = k_1 d\varphi/dt u_{\mathrm{y}\pi}(t),$$

где k_1 – коэффициент пропорциональности.

Видно, что данный СЧД является дифференцирующим по времени устройством передаваемого сигнала. С выхода ЧД колебание $u_{\rm чд}(t)$ усиливается по амплитуде в блоке У, инвертируется по фазе на 180⁰ в блоке ФИ и поступает на один вход автогенератора АГ через варикап В1.Автогенератор охвачен отрицательной обратной связью по частоте через блоки ДЧ2, П, ФНЧ, У2, В2, осуществляющей фазовую автоподстройку частоты (ФАПЧ) его автоколебания по частоте входного однополосного сигнала с выхода УО. Поэтому частота автоколебаний АГ точно повторяет частоту однополосного сигнала как опорного колебания, что имеет место в синтезаторах частоты. Автогенератор вместе с варикапом В1 образует частотный модулятор, который является интегрирующим устройством по времени. Поэтому на его выходе имеет место колебание:

$$u_{az} = U \cos \left[\omega t + \varphi(t) - k_1 k_2 \int_0^t \left[d\varphi(t) / dt \right] dt \right] = U \cos \left[\omega t + \varphi(t) - k_1 k_2 d\varphi(t) \right] = U \cos \omega t ,$$

при $k_1 k_2 = 1$.

Это колебание поступает на опорный вход когерентного детектора КД, на сигнальный вход которого подаётся однополосный сигнал с выхода ПФ. Когерентный детектор состоит из перемножителя сигналов и ФНЧ на его выходе. Поэтому на выходе его перемножителя будет колебание:

 $u_{\text{пкд}}(t) = u(t)u_{\text{ar}}(t) = U(t)\cos[\omega t + \varphi(t)] \cdot U\cos\omega t = 0,5UU(t)\cos\varphi(t) + \text{b.y.}$

ФНЧ блока КД пропускает на свой выход только первое слагаемое, т.е. переданный РС, а высокочастотную составляющую (в.ч.) отфильтровывает.



Рисунок 4.3 – Схема получения опорного колебания и когерентного детектирования

4.3 Повышение эффективности многоканального передатчика цифровых сигналов

Известно, что полоса частот Δf_a аналогового PC и полоса частот $\Delta f_{\rm q}$ цифрового сигнала (ЦС), сформированного по нему, связаны соотношением: $\Delta f_{\rm q} = \Delta f_a \cdot n$, где n – разрядность кодового слова. PC занимает очень широкий динамический диапазон – около 60 дБ. Это значит, что самый громкий сигнал отличается от самого тихого в 1 млн. раз. Поэтому для получения качества переданной речи, удовлетворяющей требованиям радиосвязи, приходится использовать 8192 уровней квантования, чему соответствует $n = \log_2 8192 = 13$. При этом цифровой поток, передающий речь, занимает полосу частот $\Delta f_{\rm q} = 3,1 \cdot 13 = 40,3$ кГц и должен иметь скорость $R = 8 \cdot 13$ кбит/с. Именно такая скорость определена в стандартном интерфейсе аналого-цифрового преобразования PC и широко применяется в аппаратуре обработки речи, но она является неоправданно высокой для передачи по каналам связи. Для её снижения учли свойства органов слуха человека, которые воспринимают звук по логарифмическому закону. Поэтому в аппаратуре ИКМ применяется логарифмическая шкала квантования по уровню и в этом случае оказывается достаточным только 256 уровней, чему соответствует разрядность кодового слова $n = \log_2 256 = 8$ и скорость передачи $R = 8 \cdot 8 = 64$ кбит/с, а полоса частот $\Delta f_{\mu} = 3,1 \cdot 8 = 24,8$ кГц. Реализуется это компандированием уровня PC, представляющего собой комплекс из двух нелинейных преобразователей с взаимно-обратными характеристиками: компрессора уровня сигнала на передающей стороне и экспандера на приёмной стороне. Цифровой канал с такой нелинейной характеристикой пригоден для передачи речи, но может серьёзно снизить скорость передачи модема, который рассчитан на работу по аналоговому каналу.

Чтобы исключить нелинейность – компандирование предложено [39] разделить полосу частот аналогового РС в 2 раза. Тогда полоса частот ЦС будет равна полосе частот без компандирования при n = 16. Действительно:

 $\Delta f_{\rm II} = 3.1 \cdot \frac{16}{2} = 24.8$ кГII, а скорость передачи $R = 8 \cdot \frac{16}{2} = 64$ кбит/с.

В данном АЦП передаётся отдельно знак отсчёта и его модуль, не используя таблиц, а не номер сегмента и номер интервала линейного квантования в нём. Автором разработан многоканальный АЦП с АИМ с меньшим уровнем шумов квантования. Новизна данной разработки подтверждена патентом РФ на полезную модель [20,22].

На рисунке 4.4 представлена структурная схема предложенного АЦП, где обозначено: \mathcal{A} – многоканальный дискретизатор речевых сигналов; Γ – генератор импульсов дискретизации; K – компрессор уровня отсчётов; $\mathcal{A}\mathcal{III}$ – дешифратор; C4 – счётчики импульсов; \mathcal{AB} – двухполупериодный выпрямитель отсчётов; $\mathcal{53}$ – блоки задержки по времени; \mathcal{AUM} -2 – преобразователь АИМ-1 в АИМ-2; RST – триггер RS; Kod – кодер; схема $\mathcal{2U}$ -HE; PC – регистр сдвига; ΓTU – генератор тактовых импульсов; & – схемы совпадения; RC – дифференцирующая цепь; VD – диод, предназначенный для развязки каскадов. Введённые элементы обведены пунктирными линиями.



Рисунок 4.4 – Структурная схема разработанного многоканального АЦП с меньшим уровнем шумов квантования

Работа данного АЦП (рисунок 4.4) происходит следующим образом. На информационный вход первого ключа дискретизатора Д поступает постоянное E, которому далее напряжение по формируется синхросигнал, а на информационные входы остальных его ключей $A_1...A_n$ подаются аналоговые речевые сигналы. На управляющие входы этих ключей поочередно поступают короткие импульсы с выхода дешифратора ДШ. Частота следования этих импульсов f = 8k кГц, где k – число ключей, задается автогенератором Γ , подключенным к адресным входам дешифратора ДШ через счетчик импульсов Сч, преобразующий номер импульса из десятичной системы исчисления в двоичную. При этом частота дискретизации по времени сигнала каждым ключом составляет $F_0 = 8$ кГц, что соответствует теореме Котельникова. На выходе каждого ключа имеет место амплитудно-импульсная модуляция АИМ-1. Выходы всех ключей соединены вместе и подключены ко входу компрессора К и параллельно к первому триггеру регистра сдвига РС через третий блок задержки

по времени *Б33*. Генератор, дешифратор и счетчик образуют распределительную линию, которая с помощью ключей осуществляет временное уплотнение каналов.

Суммарный сигнал с блока Д компрессируется (сжимается) по уровню в блоке K, после чего двухполупериодно выпрямляется в блоке ДB, преобразуясь из двухполярных в однополярные импульсы, поступающие на один вход блока АИМ-2, на второй вход которого подаются импульсы с генератора через первый блок временной задержки БЗ1. В блоке АИМ-2 короткие импульсы АИМ-1, имеющие разную амплитуду, преобразуются в прямоугольные импульсы требуемой длительности τ с горизонтальной вершиной, по-прежнему имеющие разную амплитуду. Эти импульсы АИМ-2 поступают в кодер, где их уровень преобразуется из десятичной системы в двоичную, то есть в цифровой сигнал. С выхода кодера ЦС параллельным кодом поступает на все входы данных, начиная со второго, регистра сдвига, где на первый вход в это время поступает знак отсчетов со входа компрессора через блок задержки по времени БЗЗ. Ко входу разрешения *PE* на запись данных в регистр сдвига подключен инверсный выход микросхемы 2И-НЕ, на один вход которой подается постоянное питание 5 В, а на другой – импульсы с генератора через первый блок временной задержки БЗ1. К этому времени ЦС в блоке РС сформирован и импульс с блока временной задержки обеспечивает ноль на входе *PE*, что является разрешением на запись, и она осуществляется. Режимы работы регистра сдвига К555ИР9 с параллельной восьмивходовой загрузкой данных представлена в таблице 4.1.

| N п/п | Режим | PE | \overline{CE} | С |
|--------------|-------------------|----|-----------------|---|
| 1. | Параллельная | Н | Х | Х |
| | загрузка (запись) | | | |
| 2. | Последовательный | | | |
| | СДВИГ | В | Н | X |
| | (считывание) | | | |
| 3. | Хранение | В | В | Х |

Таблица 4.1 Состояние регистра К555ИР9

В таблице:

Н – низкое напряжение;

- В высокое напряжение;
- х любое напряжение.

На тактовый вход С регистра сдвига поступают тактовые импульсы с генератора ГТИ. Пока на входе разрешения СЕ имеется высокое напряжение (см. таблицу 4.1) считывание информации с блока РС не происходит. Это напряжение задается инверсным выходом RS-триггера. На S-вход этого триггера поступают импульсы с генератора через первый БЗ1 и второй БЗ2 блоки задержки по времени, которые переводят этот триггер из состояния нуля в состояние единицы, и на его инверсном выходе появляется ноль, что является разрешением на считывание информации с регистра сдвига с помощью тактовых импульсов. Тактовые импульсы с генератора ГТИ поступают также и на вход второго счетчика через первую схему совпадения, второй вход которой соединен с прямым выходом RS-триггера. После того, как счетчик отсчитает 8 импульсов, сработает трехвходовая схема совпадения, подключенная к выходу счетчика, и выдаст единицу на *R*-вход *RS*-триггера. От этого триггер сбрасывается в ноль, и на его инверсном выходе появится единица, останавливающая процесс считывания информации с регистра сдвига до прихода очередного импульса с

блока временной задержки на *RS*-триггер. К *R*-входу этого триггера подается также напряжение источника питания 5В через дифференцирующую *RC*-цепь, которая ставит данный триггер в нулевое состояние при включении питания.

На рисунке 4.5 представлены временные диаграммы, поясняющие работу данного многоканального АЦП и демонстрирующие его отличие от АЦП системы ИКМ-30.



Рисунок 4.5 – Временные диаграммы работы многоканального АЦП с меньшим уровнем шумов квантования

4.4 Повышение эффективности многоканального приёмника цифровых сигналов

Автором был разработан многоканальный ЦАП, соответствующий АЦП, рассмотренному выше. Новизна данной разработки подтверждена патентом РФ на полезную модель [21].

На рисунке 4.6 представлена структурная схема предложенного многоканального ЦАП, где обозначено: *У* – усилитель импульсов ЦС; Р – регенератор импульсов; ОС – опознаватель синхроимпульса; РС – регистр сдвига, преобразующий последовательный код в параллельный; ГИ – генератор импульсов; Дек – декодер ЦС; Сч – счетчик импульсов; Э – экспандер; Дш –

дешифратор; Кл – ключи; П – перемножители сигналов. Введенные элементы обведены пунктирными линиями.



Рисунок 4.6 – Структурная схема разработанного многоканального ЦАП

Работа предложенного многоканального ЦАП (рисунок 4.6) происходит следующим образом. Входной цифровой сигнал является восьмиразрядным, в котором первый разряд несет знак отсчетов, а остальные семь – его модуль. Этот ЦС поступает на информационные входы ключей 10а через последовательно соединенные импульсный усилитель У, регенератор импульсов Р, регистр сдвига РС, преобразующий последовательный код ЦС в параллельный, декодер Дек, экспандер (расширитель) Э уровня отсчетов. Выход первого триггера регистра PC, сдвига где записан знак отсчетов, соединен непосредственно С информационными входами ключей 10b. Причем, если знак отсчета плюс, то записана единица, если минус – то ноль. Тактовый вход регистра сдвига РС соединен с формирователем импульсов регенератора Р, а все остальные семь информационных входов блока РС подключены не только к соответствующим входам декодеров, но также и ко входам распределительной линии, состоящей из последовательно соединенных опознавателя ОС кода синхроимпульса, генератора

импульсов ГИ, счетчика импульсов Сч, дешифратора Деш, управляющих входов ключей Кл. Опознаватели ОС выделяют синхроимпульс, находящийся в первом канале, который синхронизирует работу генератора ГИ и всей распределительной линии, что позволяет разделить каналы по времени. Каждый выход дешифратора Деш подключен к управляющим входам своей пары ключей 10ai и 10bi, соответствующих номеру i его выхода.

Ключ 10аі выделяет модуль отсчета своего канала і, а ключ 10bi выделяет знак этого отсчета. С выхода ключа 10ai сигнал поступает непосредственно на один вход перемножителя 11i, а с выхода ключа 10bi сигнал поступает на другой вход перемножителя 11i через конденсатор большой емкости, преобразующий однополярную импульсную последовательность (1, 0) в двухполярную (+1, -1). На выходе каждого перемножителя 11i имеет место истинное значение модуля и знака отсчета, то есть вектора отсчета. С выхода перемножителя отсчеты каждого канала поступают на свой телефон через свой фильтр нижних частот ФНЧ и усилитель.

Таким образом, разработанный ЦАП позволяет повысить качество восстановленной речи за счёт снижения шумов квантования. Предложена новая система АЦП-ЦАП, которой компрессия осуществляется непрерывно, а не в восьми дискретных точках и передаётся знак и модуль отсчёта, что повышает качество восстановленной речи.

4.5 Исследование возможности передачи клиппированных сигналов по ВОЛС канала ДНЦ

Уже отмечалось, что полоса частот цифрового сигнала (ЦС) $\Delta f_{\rm q} = \Delta f_a n$ ровно в n = 8 раз шире полосы частот Δf_a аналогового РС, по которому он сформирован. Если же вместо ЦС передавать импульсы прямоугольной формы глубоко ограниченного по амплитуде (клиппированного) РС, то n = 1 и полоса частот радиосигнала уменьшится в 8 раз. Клиппированную речь предлагали [40,41] передавать с помощью абсолютной фазовой манипуляции на 180°, обеспечивающей максимально возможную помехоустойчивость связи. Однако при клиппировании безвозвратно теряется 30% информации РС, содержащейся в его огибающей, что существенно снижает качество клиппированной речи: речь становится глуховатой и с металлическим оттенком. Кроме того, качество речи eщë И потому, при клиппировании непосредственно ухудшается что низкочастотного РС в полосу частот выходного сигнала попадает большое число гармоник его н.ч. составляющих, создавая большой уровень нелинейных искажений [40]. Из-за названных недостатков передача клиппированных РС не нашла практического применения.

В данной работе [13,14,29] нелинейные искажения минимализируются тем, что клиппируется не низкочастотный широкополосный сигнал, а узкополосный высокочастотный (в.ч.) сигнал. Известно, что у широкополосного сигнала полоса частот больше средней частоты его спектра, а у узкополосного наоборот – меньше. У такого узкополосного сигнала все гармоники находятся за пределами его полосы частот после клиппирования, чем и определяется отсутствия в нём нелинейных искажений. Клиппированный сигнал несёт в себе только фазу $\varphi(t)$ речевого сигнала.

Клиппированные сигналы можно передавать не только с помощью аналоговых, но и с помощью дискретных видов модуляции, в том числе с помощью двухполосной фазовой манипуляции (ДФМн) на 180⁰, обеспечивающей максимально возможную (потенциальную) помехоустойчивость связи. Более того, клиппированные PC можно передавать с помощью однополосной ФМн на 180⁰ (ОБП-ФМн) [42], повышающую и частотную эффективность в 2 раза. В любом случае на выходе приёмника будет клиппированный PC, у которого отсутствует огибающая и информация, заложенная в ней. От этого качество речи ухудшается, приобретая металлический оттенок звука. Устранить этот недостаток можно, разработав способ восстановления огибающей у клиппированного PC.

84

Разработанный способ восстановления огибающей у клиппированного РС базируется на способе детектирования сигналов с дельта-модуляцией (ДМ), реализуемом интегратором с ФНЧ на его выходе.

Как известно, сигнал с ДМ несёт в себе только знак приращения $\Delta u(t)$ данного отсчёта u(t) по отношению к предыдущему отсчёту $u(t - \Delta t)$ при дискретизации этого сигнала u(t) по времени t. Но приращение функции u(t), как известно, приблизительно равно её дифференциалу: $\Delta u(t) = d/dt[u(t)]\Delta t$, и это равенство тем точнее, чем меньше Δt . Видно, что знак приращения совпадает со знаком производной du(t)/dt, т.е. вместо приращения можно использовать производную, что упрощает схему модулятора. Но не всякую случайную функцию можно дифференцировать. Для этого необходимо, чтобы её функция корреляции $B_u(\tau)$ имела бы вторую производную по τ точке $\tau = 0$, где τ – временной сдвиг. Речевой сигнал не дифференцируем, так как его функция корреляции:

$$B_u(\tau) = \exp\left(-\rho|\tau|\right) \cos\Omega_0 \tau,$$

где $\rho = 1000$ Гц, а $\Omega = 2\pi 400$ рад/с.

Приращение функции (дельта Δ) позволяет обойти ЭТУ преграду дифференцирования, что потребовало усложнения модулятора. Знак приращения в ДМ передаётся знаком импульсов постоянной амплитуды, длительности и частоты следования. При замене приращения функции её производной сигнал последней сначала дискретизируется по времени, а потом клиппируется по уровню. Так что и в этом случае передаются такие же импульсы, но со сдвигом по фазе на 90° от дифференцирования. Ухо человека не реагирует на постоянный фазовый сдвиг сигнала, поэтому можно исключить обе эти операции (приращение или дифференцирование), передавая дискретизированноклиппированный РС. В детекторе эти импульсы интегрируются по времен, образуя огибающую РС ступенчатой формы, которая переходит в плавную на выходе ФНЧ. Но у проинтегрированного по времени сигнала амплитуда обратнопропорциональна его круговой частоте $\int U \sin \Omega t dt = -(\frac{U}{\Omega}) \cos \Omega t$. Это значит, что амплитудно-частотная характеристика такого детектора – падающая с ростом частоты, что вызывает частотные искажения сигнала. Они хоть и линейные, но искажения, ухудшающие качество речи. Фаза выходного сигнала интегратора сдвинута на 90^{0} по отношению к фазе его входного сигнала, что компенсирует фазовый сдвиг на 90^{0} при дифференцировании РС на передающей стороне.

Для проверки сказанного собрана принципиальная схема была восстановителя огибающей на компьютере по программе «Elektronics Work Bench», которая представлена на рисунке 4.7. Первый её блок – дискретизатор по времени, выполненный на двух транзисторах без питания. Коммутирующее напряжение подаётся на переходы база – эмиттер ЭТИХ транзисторов. Дискретизированный РС усиливается и глубоко ограничивается по амплитуде (клиппируется) на операционнике ОУ1, после чего интегрируется (детектируется) на операционнике ОУ2. На рисунке 4.8 представлен входной по времени гармонический сигнал совместно с выходным гармоническим, который сдвинут по фазе на 90⁰ относительно входного. Этот фазовый сдвиг сохранялся при изменении частоты от 10 Гц и до десятков кГц. На рисунке 4.9 показана АЧХ данной системы, которая действительно обратно пропорциональна частоте Ha 4.10 модулирующего сигнала. рисунке представлена проходная характеристика системы, которая имеет протяженный начальный линейный участок, как и в обычном дельта – модуляторе.



Рисунок 4.7 – Модулятор-демодулятор



Рисунок 4.8 – Переданный $U_{\rm BX}(t)$ и восстановленный $U_{\rm BMX}(t)$ сигналы по схеме модулятора-демодулятора, представленной на рисунке 4.7



Рисунок 4.9 – АЧХ модулятора-демодулятора, представленного на рисунке 4.7



Рисунок 4.10 – Проходная характеристика модулятора-демодулятора, представленного на рисунке 4.7



Рисунок 4.11 – Структурная схема восстановителя огибающей у клиппированного сигнала

Для исключения частотных искажений РС восстановленной огибающей необходимо выходной сигнал интегратора со ступенчатой огибающей хорошо профильтровать в ФНЧ для получения плавной огибающей, после чего сигнал с выхода ФНЧ надо продифференцировать по времени. Действительно,

$$d/dt[-(\frac{U}{\Omega})\cdot\cos\Omega\cdot t] = (U/\Omega)\Omega\sin\Omega\cdot t = U\sin\Omega\cdot t,$$

т.е. сигнал на выходе дифференциатора имеет амплитуду, не зависящую от его частоты, а фазовый сдвиг на 90⁰ отсутствует. Операция дифференцирования после интегрирования возможна для любой случайной функции, в том числе и для PC. Это подтверждают эксплуатируемые железнодорожные радиостанции типа ЖР-У, в которых используется косвенная ЧМ. Последняя представляет собой фазовую модуляцию, но проинтегрированным по времени модулирующим PC. Детектор ЧМ колебаний – это дифференцирующее по времени устройство. Окончательно схема восстановителя огибающей у клиппированного PC показана на рисунке 4.11, где обозначено: ПРМ – приёмник, ДСК – дискретизатор, Γ – генератор импульсов, ОА – ограничитель амплитуды, И – интегратор, ФНЧ – фильтр нижних частот, Д Φ – дифференциатор по времени. Работа схемы не требует комментариев.

4.6.Выводы по главе

1. Разработан высокоточный фазовращатель на угол $\varphi = 90^{0}$ в широкой полосе частот от 0 до десятков кГц с погрешностью $\Delta \varphi \leq 0,2^{0}$, что во много раз превосходит ширину известного фазовращателя в 3,1 кГц при его погрешности в $\Delta \varphi > 1^{0}$.

2. Вторая ступень модуляции передатчика GSM-R с ЧМ преобразована на основании п.1 в формирователь однополосной модуляции с фазовой манипуляцией на 180[°] с минимальным количеством дополнительных элементов, что сократило полосу частот минимум в 2 раза и повысило помехоустойчивость приёма сигналов в 2 раза.

3. Разработан формирователь опорного колебания для демодуляции сигнала ОБП ФМн на 180⁰.

4. Разработана схема многоканального АЦП с меньшим уровнем шумов квантования и уменьшенной в 2 раза полосой частот сигнала. Новизна АЦП подтверждена патентами РФ на изобретение [20,22].

5. Разработана схема многоканального ЦАП, соответствующего АЦП по п.4. Её новизна подтверждена патентом РФ на изобретение [21].

6. Показано, что по ВОЛС канала ДНЦ можно передавать клиппированные речевые сигналы, что значительно (в n = 8 раз) сокращает полосу частот канала.

Глава 5 Повышение энергоэффективности поездной радиосвязи за счёт 3-й гармоники выходного сигнала передатчика

5.1 Вводные замечания

На сети российских железных дорог используются около 100 тысяч радиостанций поездной радиосвязи с гектометровым диапазоном волн, каждая из которых потребляет мощность $P_{\rm ko} > 30$ Вт. Эта цифра определяется в основном передатчиками радиостанций, в которых главным потребителем электроэнергии является самый мощный, оконечный усилительный каскад. Работает он в режиме колебаний 2-го рода, т.е. с отсечкой снизу входного сигнала и образованием косинусоидальных импульсов коллекторного тока. Полезная мощность сигнала на его выходе $P_{k1} < 20$ Вт. Этот каскад всегда выполняется на транзисторе и не только для аналоговой частотной модуляции в нынешней ПРС, но будет использоваться и при переходе ПРС на цифровые виды модуляции. По напряжённости оконечный каскад (ОК) передатчика работает обычно в критическом режиме, при котором транзистор отдаёт максимальную мощность в нагрузку:

$$P_{k1} = max$$
 с к.п.д. $\eta_k = \frac{P_{k1}}{P_{k0}} = 70$ %. (5.1).

Критический режим называют также и пограничным режимом, так как он находится на границе между недонапряжённым и перенапряжённым режимами. Аналитически эти режимы определяются следующим соотношением:

$$E_6 - U_6 \le E_k - U_k$$
 (5.2),

где *E*_б – напряжение смещения на базе транзистора;

 $U_{\rm f}$ – амплитуда напряжения сигнала на базе транзистора;

 E_k – напряжение коллекторного питания транзистора;

U_k – напряжение первой гармоники сигнала на коллекторной нагрузке.

Если в (5.2) знак меньше (<), то имеет место недонапряжённый режим, когда ток базы I_6 много меньше тока коллектора $I_k(I_6 \cdot I_k)$, а его импульс не имеет

искажений. При знаке равенства имеет место критический режим, когда $I_6 < I_k$, а его импульс имеет слегка уплощённую вершину. Знак больше (>) соответствует когда $I_6 = I_k$. В перенапряжённом режиме перенапряжённому режиму, косинусоидальный импульс коллекторного тока имеет седловидный провал, т.к. ток эмиттера $I_{\Im} = I_k + I_6 = const$ или $I_k = I_{\Im} - I_6$. В перенапряжённом режиме большой уровень напряжения на базе транзистора (перенапряжение) вызывает значительный ток базы и значительные потери мощности в базовой цепи. Тем не менее, сильно перенапряжённый режим позволяет иметь в гектометровом диапазоне волн к.п.д. в коллекторной цепи $\eta_k = 90 \%$ [36]. Однако на практике такой режим обычно не используется и не использовался в ПРС. В конце 80-х годов прошлого века в ПРС использовалась радиостанция производства ГДР с ключевым режимом работы в оконечном каскаде передатчика сигналов гектометровых волн с к.п.д. $\eta_k = 90$ % [36]. В этом режиме гармонический сигнал на входе ОК передатчика глубоко ограничивался по амплитуде, повторяет преобразуясь прямоугольные импульсы, форму В которых коллекторный ток. Коллекторное напряжение ОК должно иметь тоже форму прямоугольного импульса. Только в этом случае мощность сигнала на переходе коллектор – эмиттер ОК (мощность потерь) равна нулю при наличии или отсутствии входного прямоугольного импульса. Потери мощности в ключевом режиме обратно пропорциональны крутизне коллекторных импульсов тока и напряжения. Для обеспечения высокой крутизны коллекторного напряжения, что труднее выполнить чем для тока, параллельно коллекторной нагрузке, настроенной на первую гармонику коллекторного тока, подключают полосовой фильтр для выделения всех остальных гармоник коллекторного тока. Такой фильтр трудно выполнить. Гораздо проще использовать для этих целей только Эта гармоника ОДНУ, третью гармонику коллекторного тока. создаёт соответствующую гармонику коллекторного напряжения Uk3 на своём контуре, включённом последовательно с нагрузочном контуром первой гармоники U_{k1}. Сумма напряжений U_{k1} и U_{k3} создаёт седловидный провал в первой гармонике,

как и при сильно перенапряжённом режиме, что показано на рисунке 5.1 пунктирной линией. Максимумы этого седловидного импульса меньше амплитуды U_{k1} , что согласно (5.2) переводит критический режим в недонапряжённый, где мощность и к.п.д. меньше. Для возвращения в критический режим надо увечить амплитуду первой гармоники, отчего увеличится коэффициент использования коллекторного напряжения $\xi = U_{k1}/E_k$ и к.п.д. ОК $\eta = 0.5\xi \alpha_1/\alpha_0$ согласно (5.1). Здесь α – табулированные функции Берга, определяемые углом отсечки θ входного сигнала.

Третья гармоника появляется в ОК передатчика при его работе в режиме колебаний 2-го рода, т.е. с отсечкой входного сигнала. При угле отсечки $\theta = 90^{\circ}$ значение $\alpha_1 = 0.5 = max$, а $\alpha_3 = 0$. Максимальное значение $\alpha_3 = 0.185$ при $\theta = \frac{120^{\circ}}{n} = 40^{\circ}$, когда $\alpha_1 = 0.28$, что невыгодно с точки зрения мощности полезного сигнала.

Поэтому целесообразно найти способ получения 3-й гармоники регулируемого уровня при работе ОК с углом отсечки $\theta = 90^{0}$ и найти оптимальный её уровень.



Рисунок 5.1 – Сумма U_{Σ} первой U_1 и третьей U_3 гармоник на входе ОК

5.2 Способ получения 3-й гармоники сигнала требуемой амплитуды

94

Повышенный к.п.д. ОК передатчика гектометровых волн, работающего в критическом режиме при угле отсечки $\theta = 90^{\circ}$, когда его мощность максимальна, а третья гармоника отсутствует, можно получить с помощью дополнительного утроителя частоты, подключённого параллельно ОК [30]. Причём, нагрузочный колебательный контур утроителя включается последовательно с нагрузочным контуром ОК, настроенным на первую гармонику. Но так как ОК – самый мощный каскад передатчика, то и утроитель частоты должен быть относительно мощным, потребляя относительно большую мощность источника питания и тем самым снижая к.п.д. передатчика. Во избежание этого предложено [37] утроитель частоты подключать параллельно не к ОК, а к предоконечному каскаду, мощность которого на порядок меньше мощности ОК. В этом случае на вход ОК поступает сумма первой и третьей гармоник (рисунок 5.2), которая выделяется в нагрузочных колебательных контурах. Можно дополнительно увеличить к.п.д. передатчика, использовав варакторный утроитель частоты.



Рисунок 5.2 – Схема формирования суммы первой и третьей гармоник на входе

5.3 Варакторный утроитель частоты для дополнительного повышения к.п.д. передатчика

Варакторный утроитель частоты не требует для себя питания, что дополнительно снижает потребление электроэнергии передатчика и тем самым повышает его к.п.д.

Разработанная [38] схема оконечного, предоконечного (ПОК) каскадов передатчика с варакторным утроителем частоты представлена на рисунке 5.3. В ней ПОК выполнен на транзисторе VT1, ОК – на VT2, а варакторный утроитель – на диоде VД, подключённом параллельно нагрузке ПОК. На вход ОК первая и третья гармоники подаются последовательно.

Варактор представляет собой мощный варикап, то есть переменную ёмкость. Его вольт-кулонова характеристика – нелинейная, порождающая гармоники входного сигнала. А так как этот элемент - реактивный (ёмкостной), то на нём отсутствуют активные потери в идеальном случае. Реально к.п.д. таких умножителей активных нелинейностях частоты гораздо выше, чем В (транзисторах, обычных диодах и др.). В качестве варактора целесообразнее использовать диод с накоплением заряда (ДНЗ), у которого к.п.д. по третьей гармонике $\eta = 70 \%$ [36]. Амплитуду первой или третьей гармоник в этой схеме можно регулировать с помощью трансформаторной связи и тем самым получать требуемую глубину седловидного провала в первой гармонике. При указанных в главе 5.2 соотношениях третьей и первой гармоник к.п.д. ОК достигает 90%.



Рисунок 5.3 – Схема формирования суммы первой и третьей гармоник на входе ОК с помощью варакторного утроителя частоты

Для расчёта к.п.д. такой схемы надо определить оптимальное значение отношения U_{k3}/U_{k1} , а не использовать рекомендованный в п. 5.3 расплывчатый набор: $U_{k3}/U_{k1} = 0,15 \dots 0,3$.

5.4 Определение оптимального значения отношения U_{k3}/U_{k1}

Как известно, оптимум функции находится в результате решения экстремальной задачи на максимум или минимум, приравнивая к нулю первую производную функции. В данном случае это сделать затруднительно и поэтому поступим иначе. На рисунке 5.1 изображено:

– синусоидальный импульс сигнала, соответствующий первой его гармонике $u_1(t) = U_1 sin\omega t$ при угле отсечки $\theta = 90^\circ$;

– третья гармоника $u_3(t) = U_3 sin 3\omega t$ этого же сигнала с утроителя частоты;

- их сумма $u_{\Sigma}(t) = u_1(t) + u_3(t) = U_1 sin\omega t + 0,25U_1 sin3\omega t;$

-сумма $u_c(t) = 1,25U_1 sin\omega t + 0,25U_1 sin3\omega t.$

При отсутствии третьей гармоники максимум импульса U_1 соответствует критическому режиму, когда генератор (оконечный каскад передатчика ОК) отдаёт максимальную мощность P_{k1} при к.п.д.=70%, а коэффициент использования коллекторного напряжения $\xi_{\kappa p} = \frac{U_{K1}}{E_{\kappa}} = 1.$

При наличии третьей гармоники суммарное напряжение $U_{\Sigma}(t)$ соответствует недонапряжённому режиму, имея седловидный провал, минимум которого совпадает с максимумом U_1 . При $U_3 = 0,25U_1$ модули максимумов $u_3(t)$ обеспечивают одинаковое значение суммарного напряжения $U_{\Sigma}(t)$ в соответсвующих точках в недонапряжённом режиме. Чтобы вернуть эти точки в критический режим, надо увеличить амплитуду U_1 на $U_3 = 0,25U_1$, что даст $U_{11} = 1,25U_1$.

При этом напряжение между $U_{\Sigma min}$ и каждая из этих точек будет соответствовать слабо перенапряжённому режиму, при котором к.п.д. ОК максимален, а мощность незначительно меньше чем в критическом режиме. Поэтому значение $U_{11} = 1,25U_1$ можно считать оптимальным. В этом случае коэффициент использования коллекторного напряжения ОК $\xi = \frac{1,25U_1}{E_k} = 1,25$, т.к. изначально $\frac{U_1}{E_K} = 1$.

Отметим, что график рисунке 5.1. относится к входу ОК и на его выходе сохраняется за исключением того, что значение напряжений, соответствующих слабо перенапряжённому режиму, будут не больше, а зеркально меньше $U_{\Sigma KD}$.

5.5 Расчёт к.п.д. оконечного каскада передатчика с учётом введённого утроителя частоты.

Под действием входного напряжения в коллекторных цепях усилителя и утроителя потекут коллекторные токи, первые гармоники которых создают на контурах, настроенных на первую и третью гармоники, суммарное напряжение:

$$U_{\kappa 1\Sigma} = U_{\kappa 11} + U_{\kappa 13} = I_{\kappa 11}R_{\kappa 1} + I_{\kappa 13}R_{\kappa 1}$$

где R_{k1} – резонансное сопротивление контура, настроенного на первую гармонику.

Коллекторный ток третьей гармоники I_{k33} утроителя на контуре, настроенном на данную гармонику, создаст напряжение $U_{k33} = I_{k33}R_{k3}$.

Отношение напряжений:

$$\frac{U_{\kappa 33}}{U_{\kappa 1\Sigma}} = \frac{U_{\kappa 33}}{U_{\kappa 11} + U_{\kappa 13}} = \frac{I_{\kappa 33}R_{\kappa 3}}{(I_{\kappa 11} + I_{\kappa 13})R_{\kappa 1}}$$

Будем считать, что $R_{k1} = R_{k3}$, тогда:

$$\frac{U_{\kappa 33}}{U_{\kappa 1\Sigma}} = \frac{I_{\kappa 33}}{I_{\kappa 11} + I_{\kappa 13}} = \frac{\alpha_{33}I_{\kappa 3}}{\alpha_{11}I_{\kappa m 1} + \alpha_{13}I_{\kappa m 3}}$$

Ток $I_{\text{кт1}} > I_{\text{кт3}}$, поскольку $\theta_1 > \theta_3$. Для исключения токов из этого отношения, выразим их через амплитуду косинусоиды тока *I*:

$$I_{\rm \tiny KT} = S_{\rm \tiny K} U_6(1 - \cos\theta) = I(1 - \cos\theta), \qquad (5.4),$$

где S_{κ} – крутизна проходной характеристики транзистора, а U_{6} – амплитуда косинусоиды напряжения на базе транзистора. Тогда:

$$\frac{U_{\kappa 33}}{U_{\kappa 1\Sigma}} = \frac{\alpha_{33}I(1-\cos\theta_3)}{\alpha_{11}I + \alpha_{13}I(1-\cos\theta_3)} = \frac{0,185(1-0,766)}{0,5+0,28(1-0,766)} = \frac{0,043}{0,5+0,066} = 0,076$$

= 0,076 pa3.

Такое соотношение имеет место потому, что максимальный импульс коллекторного тока утроителя $I_{\rm kT}$ меньше тока усилителя. Для получения

 $\frac{U_{\kappa 33}}{U_{\kappa 12}} = 0,15 \div 0,3$ надо увеличить в $\left(\frac{0,15}{0,076} \div \frac{0,3}{0,076}\right) = (1,97 \div 3,95)$ раза сопротивление контура третьей гармоники или проще напряжение на базе U_6 утроителя. Введенный трансформатор позволяет осуществить такое увеличение U_6 , при котором не меняя напряженности режима усилителя мощности, т.е. его критического режима, можно увеличить в $1,15 \div 1,3$ раза амплитуду первой гармоники напряжения $U_{\kappa 1}$, т.е. увеличить коэффициент использования коллекторного напряжения $\xi = \frac{U_{k1}}{E_k}$, и тем самым существенно повысить его к.п.д. $\eta_k = \frac{1}{2} \cdot \frac{\alpha_1}{\alpha_0} \cdot \xi$, где α – коэффициент разложения импульса коллекторного тока в ряд Фурье.

Определим количественно увеличение к.п.д. в этом случае. Согласно рисунке 5.2 в первом контуре выделяется напряжение первой гармоники коллекторного тока *I*_{к11} усилителя и тока *I*_{к13} утроителя. Для гармоник более высокого порядка

контур представляет собой практически короткое замыкание. Мощность первой гармоники в контуре:

$$P_{\kappa 1\Sigma} = P_{\kappa 11} + P_{\kappa 13} = \frac{R_{\kappa 1}I_{\kappa 11}^2}{2} + \frac{R_{\kappa 1}I_{\kappa 13}^2}{2}$$

Потребляется мощность усилителем $P_{\kappa 01}$, утроителем $P_{\kappa 03}$ и контуром третьей гармоники $P_{\kappa 33}$. Поэтому:

$$P_{\kappa\sigma\Sigma} = P_{\kappa\sigma1} + P_{\kappa\sigma3} + P_{\kappa33} = E_{\kappa}I_{\kappa\sigma1} + E_{\kappa}I_{\kappa\sigma3} + \frac{R_{\kappa3}I_{\kappa33}^2}{2}$$

К.п.д. коллекторной цепи:

$$\eta_{\kappa} = \frac{P_{\kappa 1 \Sigma}}{P_{\kappa 0 \Sigma}} = \frac{R_{\kappa 1} I_{\kappa 1 1}^{2} + R_{\kappa 1} I_{\kappa 1 3}^{2}}{2 \left(E_{\kappa} I_{\kappa 0 1} + E_{\kappa} I_{\kappa 0 3} + \frac{R_{\kappa 3} I_{\kappa 3 3}^{2}}{2} \right)}$$

Учтем, что $R_{\kappa 1}I_{\kappa 11} = U_{\kappa 11}$, а $R_{\kappa 1}I_{\kappa 13} = U_{\kappa 13}$, $R_{\kappa 33}I_{33} = U_{\kappa 33}$. Тогда:

$$\eta_{\kappa} = \frac{U_{\kappa 11}}{E_{\kappa}} \cdot \frac{I_{\kappa 11} + I_{\kappa 13}}{2\left(I_{\kappa 01} + I_{\kappa 03} + \frac{U_{\kappa 33}}{E_{\kappa}} \cdot \frac{I_{\kappa 33}}{2}\right)} = \xi \cdot \frac{I_{\kappa 11} + I_{\kappa 13}}{2\left(I_{\kappa 01} + I_{\kappa 03} + \frac{U_{\kappa 33}}{E_{\kappa}} \cdot \frac{I_{\kappa 33}}{2}\right)}$$

Значение $\frac{U_{\kappa 11}}{E_{\kappa}} = \xi_{11}$, которое в обычном критическом режиме равно примерно единице, а в данном случае, согласно выше приведенному равно отрицательному значению $\xi = 1,25$. Будем полагать, что резонансные сопротивления обоих контуров на рисунке 5.2 одинаковые, что легко реализуется.

Для получения численного значения $\eta_{\rm K}$, выразим токи через функции Берга β_n , для которых нормирующей величиной является амплитуда тока I = SU, определяемая амплитудой U косинусоиды входного сигнала, а не высота импульса коллекторного тока $I_{\rm KT}$, как для α . Так как $\beta_1 = \frac{I_1}{I}$, $\beta_n = \frac{I_n}{I}$, то $\beta_n = \alpha_n(1 - \cos \theta)$.

Для усилителя угол отсечки $\theta = 90^{\circ}$, что чаще всего и используется на практике, и функции Берга:

 $\beta_{01} = 0,318$ и $\beta_{11} = 0,5$

Для утроителя частоты $\theta = 40^{\circ}$, а $1 - \cos \theta = 1 - 0,766 = 0,234$, чему соответствуют:

$$\beta_{03} = 0,034; \beta_{13} = 0,066; \beta_{33} = 0,043.$$

Тогда, вынося за скобки токи *I* и сокращая их, получим:

$$\eta_{\kappa} = \frac{\xi \cdot (0, 5+0, 006)}{2 \cdot (0, 318+0, 034)} = \frac{\xi \cdot 0, 51}{0, 7} = 0,73\xi$$

При $\xi = 1$, к.п.д. генератора в критическом режиме без третьей гармоники равен примерно $\xi = 0,7$. При оптимальном значении $\xi = 1,25$, полученным в главе 5.4, к.п.д. равно $0,89 \approx 0,9$, что примерно на 20% больше чем в обычном критическом режиме, не использующем третью гармонику.

5.6 Выводы по главе

1. Предложено [37] повышать к.п.д. передатчика гектометровых волн ПРС с помощью дополнительного утроителя частоты, подключённого параллельно предоконечному усилительному каскаду передатчика, нагрузочные контура которых включены последовательно. При этом утроитель потребляет мощность раз в 10 меньшую, чем если бы он был подключён к оконечному каскаду.

2. Предложено [38] утроитель частоты выполнять на варакторе, вообще не потребляющим электроэнергии для своего электропитания, что дополнительно повышает к.п.д. передатчика.

3. Получено оптимальное значение отношения третьей гармоники коллекторного напряжения к первой, равное 0,25, при котором к.п.д. оконечного каскада передатчика максимален и равен 90%, что на 20% больше, чем в используемом критическом режиме без третьей гармоники.

Заключение

В заключении сформулируем основные выводы по работе.

- 1. Получена новая формула среднего коэффициента корреляции однополосного сигнала, сформированного по речевому сигналу.
- Разработана корреляционная методика определения нелинейных искажений однополосного колебания на выходе амплитудного ограничителя и его пикфактора.
- Показано, что пикфактор клиппированного однополосного сигнала имеет минимум, равный 1,52, соответствующий коэффициенту нелинейных искажений 7,4 %, который можно считать нормой.
- 4. Получен максимальный выигрыш в помехоустойчивости приёма сигналов, соответствующий минимуму пикфактора 1,52, равный 4,33 раза.
- Показано, что огибающая клиппированного сигнала восстанавливается преобразованием Гильберта по его фазе, которую несёт клиппированный речевой сигнал.
- 6. Минимизировано влияние акустических шумов локомотива на качество ПРС.
- Предложено рассматривать однопроводную направляющую линию как антенну Бевереджа, что позволяет точнее учесть потери мощности в режиме передачи и дополнительные помехи в режиме приёма.
- Для повышения помехоустойчивости ПРС предложено в качестве стационарной антенны использовать станционную осветительную мачту высотой 32 м как четвертьволновый заземлённый вибратор с шунтовым питанием.
- 9. Предложен способ точного определения влияния опор контактной сети на диаграмму направленности локомотивной антенны.
- 10. Разработан высокоточный измеритель напряжённости электромагнитного поля в зоне индукции (ближней зоне), в которой работает ПРС при использовании направляющей линии. Данный измеритель даёт погрешность измерения 10 %

вместо 40 %. Новизна разработанного измерителя подтверждена патентом РФ на изобретение.

- 11. Разработан высокоточный фазовращатель на угол $\varphi = 90^{\circ}$ в широкой полосе частот от 0 до десятков кГц с погрешностью $\Delta \varphi \leq 0,2^{\circ}$, что во много раз превосходит ширину известного фазовращателя в 3,1 кГц при его погрешности в $\Delta \varphi \leq 2 3^{\circ}$.
- 12. Вторая ступень модуляции передатчика GSM-R с ЧМ преобразована в формирователь, однополосный модуляции с фазовой манипуляцией 180⁰ с минимальным количеством дополнительных элементов, что сократило полосу частот минимум в 2 раза и повысило помехоустойчивость приёма сигналов в 2 раза.
- Разработан формирователь опорного колебания для демодуляции сигнала ОБП ФМн на 180⁰.
- 14. Разработана схема многоканального АЦП с меньшим уровнем шумов квантования и уменьшенной в 2 раза полосой частот сигнала. Новизна АЦП подтверждена патентами РФ на изобретение.
- 15. Разработана схема многоканального ЦАП, соответствующего АЦП по п.4. Её новизна подтверждена патентом РФ на изобретение.
- 16. Показано, что по ВОЛС канала ДНЦ можно передавать клиппированные речевые сигналы, что значительно (в n=8 раз) сокращает полосу частот канала.
- 17. Предложено повышать к.п.д. передатчика гектометровых волн ПРС с помощью дополнительного утроителя частоты, подключённого параллельно предоконечному усилительному каскаду передатчика, нагрузочные контура которых включены последовательно. При этом утроитель потребляет мощность раз в 10 меньшую, чем если бы он был подключён к оконечному каскаду.
- Предложено утроитель частоты выполнять на варакторе, вообще не потребляющим электроэнергии для своего электропитания, что дополнительно повышает к.п.д. передатчика.

19. Получено оптимальное значение отношения третьей гармоники коллекторного напряжения к первой, равное 0,25, при котором к.п.д. оконечного каскада передатчика максимален и равен 90%, что на 20% больше, чем в используемом критическом режиме без третьей гармоники.

Список сокращений

- ПРС поездная радиосвязь
- АЦП аналого-цифровой преобразователь
- ЦАП цифро-аналоговый преобразователь
- ИКМ импульсно-кодовая модуляция
- ВОЛС волоконно-оптическая линия связи
- ДНЦ канал поездного диспетчера
- РС речевой сигнал
- КВ коротковолновый диапазон радиоволн
- ЕДЦУ единый диспетчерский центр управления
- ДСП дежурный по станции
- ЖР железнодорожная радиостанция
- ЖР-У железнодорожная радиостанция унифицированная
- ГМВ гектометровый диапазон радиоволн
- АнСУ антенное согласующее устройство
- НЛ направляющая линия
- ДПР двойной провод-рельс
- ДН диаграмма направленности
- АФУ антенно-фидерное устройство
- ГФ гауссовский фильтр
- GSM цифровая мобильная связь (Global System for Mobile Communications)
- GSM-R цифровая железнодорожная мобильная связь (Global System for Mobile
- Communications Railway)
- АМ амплитудная модуляция
- ЧМ частотная модуляция
- ФМ фазовая модуляция
- АЧХ амплитудно-частотная характеристика
- ФЧХ фазо-частотная характеристика

ЦС – цифровой сигнал

- ОБП одна боковая полоса
- ОБП АМ одна боковая полоса амплитудной модуляции
- ШФВ широкополосный фазовращатель
- н.ч. низкочастотный
- в.ч. высокочастотный
- БМК балансно-модулированное колебание
- СПМ спектральная плотность мощности
- ЧМн частотная манипуляция
- ФМн фазовая манипуляция
- ФНЧ фильтр нижних частот
- GSMК минимальная частотная манипуляция с гауссовской фильтрацией
- ЭАТ электроакустический тракт
- ВЛ высоковольтная линия
- А локомотивная антенна
- УПТ усилитель постоянного тока
- ЧИМ частотно-импульсный модулятор
- ОБП ФМн одна боковая полоса фазоманипулированного сигнала
- НБП нижняя боковая полоса
- ВБП верхняя боковая полоса
- ЧД частотный детектор
- СЧД стандартный частотный детектор
- АИМ амплитудно-импульсная модуляция
- ДФМн двухполосная фазовая манипуляция
- ДМ дельта-модуляция
- ОК оконечный каскад
- ПОК предоконечный каскад
- ДНЗ диод с накоплением

Список литературы

- Зюко А.Г., Кловский Д.Д., Коржик В.И., Назаров М.В. Теория электрической связи: Учебник для вузов [Текст]/ А.Г. Зюко, Д.Д. Кловский, В.И., Назаров М.В; – М.: Радио и связь, 1999.- 432 с.
- Горелов Г.В., Волков А.А., Шелухин В.И. Каналообразующие устройства железнодорожной телемеханики и связи: Учебник для вузов [Текст]/ Г.В. Горелов, А.А. Волков, В.И. Шелухин; – М.: ГОУ УМЦ ЖДТ, 2007. - 403 с
- Ваванов Ю.В. Технологическая железнодорожная радиосвязь [Текст]/ Ю.В. Ваванов; – М.:Транспорт, 1985.- 182 с.
- Зражевский Г.Н., Танцюра А.А. Поездная и станционная радиосвязь [Текст]/ Г.Н.
 Зражевский, А.А. Танцюра; М.:Транспорт, 1971.- 248 с.
- Кочержевский Г.Н. Антенно-фидерные устройства [Текст]/ Г.Н. Кочержевский; М.: Связь, 1972. – 462 с.
- Шмытинский В.В., Котов В.К., Здоровцов И.А. Цифровые системы передачи информации на железнодорожном транспорте [Текст]/ В.В. Шмытинский, В.К. Котов, И.А. Здоровцов; – М.:Транспорт, 1995.- 237 с.
- Игнатов В.А. Теория информации и передачи сигналов6 Учебник для вузов [Текст]/ В.А. Игнатов; –М.:Сов.радио, 1979.- 280 с.
- Верзунов М.В. Однополосная модуляция в радиосвязи [Текст]/ М.В. Верзунов М.: Воениздат, 1972.- 193 с.
- Левин Б.Р. Теоретические основы статистической радиотехники [Текст]/ Б.Р. Левин; – М.: Радио и связь, 1989.-656 с.
- 10. Волков А.А., Журавлев О.Е., Кузюков В.А. Восстановление огибающей у клиппированного речевого сигнала [Текст]/ А.А. Волков, О.Е. Журавлев, В.А. Кузюков // Труды четырнадцатой научно-практической конференции «Безопасность движения поездов» М.: МИИТ, 2013. С.XIV.
- 11.Уэйт Дж.Р. Электромагнитное излучение из циллиндрических систем [Текст]/. Пер. с англ. под ред. Г.В. Кисунько; – М.: Советское радио, 1963.- 240 с.

- 12.Патент РФ на полезную модель №110194 Измеритель уровня напряжённости электромагнитного поля в зоне индукции [Текст]/ А.А. Волков, А.А. Шаров, О.Е. Журавлев;- М.: Б.И., 2011. - № 31.
- Волков А.А., Карпова Г.В., Журавлев О.Е. Повышение помехоустойчивости радиосвязи [Текст]/ А.А. Волков, Г.В. Карпова, О.Е. Журавлев// Мир транспорта. 2012. №3. с.31-33.
- 14.Волков А.А., Карпова Г.В., Кузюков В.А., Журавлев О.Е. Оптимальное клиппирование речевого сигнала для максимизации помехоустойчивости железнодорожной радиосвязи [Текст]/ А.А. Волков, Г.В. Карпова, В.А. Кузюков, О.Е. Журавлев// Проектирование и технология электронных средств. -2011. № 4 с.26-30.
- 15.Журавлев О.Е., Головихина Т.А. Повышение электромагнитной совместимости поездной радиосвязи[Текст]/ О.Е. Журавлев, Т.А. Головихина// Труды научнопрактической конференции Неделя науки – 2011 «Наука МИИТа – Транспорту»; – М.:МИИТ, 2011.- С.II.- 70.
- 16.Волков А.А. Оптимизация АЧХ ЭАТ системы связи транспортного средства [Текст]/ А.А. Волков // Электросвязь: 1993.- № 3.- с. 24-25.
- 17. Айзенберг Г.З., Белоусов С.П., Журбенко Э.М., Клигер Г.А., Курашев А.Г.
 Коротковолновые антенны [Текст]/ Г.З. Айзенберг, С.П. Белоусов, Э.М.
 Журбенко, Г.А. Клигер, А.Г. Курашев; М.: Радио и связь, 1985-536 с.
- 18.Радиопередающие устройства [Текст]// Под редакцией Г.А. Зайтленка; М.: Связь, 1969. 391 с.
- 19.Волков А.А., Журавлев О.Е., Кузюков В.А. Повышение эффективности цифровой железнодорожной системы радиосвязи GSM-R [Teкст]/ А.А. Волков, О.Е. Журавлев, В.А. Кузюков // Успехи современной радиоэлектроники; М.: Радиотехника.- 2013.- № 9 с.32-36.
- 20.Патент РФ на полезную модель № 92586 Многоканальный аналого-цифровой преобразователь сигналов [Текст]/ А.А. Волков, Г.В. Долганова, О.Е. Журавлев;-М.: Б.И., 2010. - №8.

- 21.Патент РФ на полезную модель № 102443 Многоканальный цифро-аналоговый преобразователь сигналов [Текст]/ А.А. Волков, Г.В. Долганова, О.Е. Журавлев; М.: Б.И., 2011. №6.
- 22.Патент РФ полезную модель №114247 Аналого цифровой преобразователь речевого сигнала [Текст] / А.А. Волков, О.Е. Журавлев, В.А. Кузюков.; -М.: Б.И., 2012.- №7.
- 23.Волков А.А., Долганова Г.В., Журавлев О.Е. Аналого-цифровой преобразователь на базе широтно-импульсной модуляции [Текст]/ А.А. Волков, Г.В. Долганова, О.Е. Журавлев// Труды 65-й научно-технической конференции посвященной Дню радио – СПб.: СПб НТО РЭС им. Попова, 2010.-т.1.
- 24. Волков А.А., Карпова Г.В., Журавлев О.Е. Модернизированные АЦП и ЦАП [Текст]/ А.А. Волков, Г.В. Карпова, О.Е. Журавлев// Труды 66-й научнотехнической конференции посвященной Дню радио – СПб.: СПб НТО РЭС им. Попова, 2011.-т.2.
- 25. Волков А.А., Карпова Г.В., Журавлев О.Е. Повышение энергоэффективности поездной радиосвязи [Текст]/ А.А. Волков, Г.В. Карпова, О.Е. Журавлев О.Е. // Труды одиннадцатой научно-практической конференции "Безопасность движения поездов" - М.: МИИТ, 2010. - С. VIII-8.
- 26.Волков А.А., Журавлев О.Е. Влияние опор контактной сети на диаграмму направленности локомотивной антенны [Текст]/ А.А. Волков, О.Е. Журавлев// Материалы 9-й Международной научно-технической конференции «Перспективные технологии в средствах передачи информации» – г. Владимир.: ВлГУ,2011. -т.2.- с. 122-125.
- 27. Волков А.А., Журавлев О.Е., Кузюков В.А. Эффективная цифровая железнодорожная система радиосвязи GSM-R [Текст]/ А.А. Волков, О.Е. Журавлев, В.А. Кузюков // Материалы 10-й Международной научно-технической конференции «Перспективные технологии в средствах передачи информации» г. Владимир.: ВлГУ, 2013. т.1.-с. 51-55.
- 28. Волков А.А., Журавлев О.Е. Повышение электромагнитной совместимости [Текст]/ А.А. Волков, О.Е. Журавлев // Труды двеннадцатой научно-практической конференции «Безопасность движения поездов» М.: МИИТ, 2011. С.VIII-1.
- 29. Журавлев О.Е., Кузюков В.А. Повышение помехоустойчивости железнодорожной радиосвязи при минимизации нелинейных искажений [Текст]/ О.Е. Журавлев, В.А. Кузюков// Труды тринадцатой научно-практической конференции «Безопасность движения поездов» М.: МИИТ, 2012. -С. VII-2.
- 30. Журавлев О.Е., Матикова Е.В. Повышение к.п.д. передатчика ПРС [Текст]/ О.Е. Журавлев, Е.В. Матикова // Труды научно-практической конференции Неделя науки – 2011 «Наука МИИТа – Транспорту»; – М.:МИИТ, 2011.- С.П.- 70.
- 31. Журавлев О.Е., Головихина А.П. Электромагнитная совместимость поездной и станционной радиосвязей // Труды научно-практической конференции Неделя науки – 2012 «Наука МИИТа – Транспорту»; – М.:МИИТ, 2012.- С.Ш.-3.
- 32.Журавлева Л.М., Новожилов А.В., Кручинин А.С., Журавлев О.Е. Потенциальные возможности повышения пропускной способности оптического канала связи [Текст]/ Л.М. Журавлева, А.В. Новожилов, А.С. Кручинин, О.Е. Журавлев// Успехи современной радиоэлектроники. – М.: «Радиотехника», 2013. - №9. - с.11-16.
- 33. Журавлева, Л.М., Журавлев, О.Е., Кручинин, А.С., Новожилов, А.В. Нанотехнология оптических устройств передачи информации [Текст] / Л.М. Журавлева, О.Е. Журавлев, А.С. Кручинин, А.В. Новожилов // Труды 64-ой Научно-технической конференции Дню радио – СПб.: СПб НТО РЭС им. Попова, 2009. -с.142-144.
- 34. Журавлева, Л.М., Журавлев, О.Е., Кручинин, А.С., Новожилов, А.В. Нанотехнология оптических устройств обработки информации [Текст] / Л.М. Журавлева, О.Е. Журавлев, А.С. Кручинин, А.В. Новожилов // Труды 64-ой Научно-технической конференции посвящённой Дню радио – СПб.: СПб НТО РЭС им. Попова, 2009. -с.144-146.

- 35. Новожилов А.В., Кручинин А.С., Журавлев О.Е. Математическое моделирование волновых процессов с помощью Mathcad// Материалы X Международной научнотехнической конференции «Перспективные технологии в средствах передачи информации», г. Владимир, май 2009, т.1. – С.;
- 36.Каганов В.И.Транзисторные радиопередатчики [Текст]/ В.И. Каганов; -М.: «Энергия», 1976.- 448 с.
- 37. Патент РФ на полезную модель № 111727. Транзисторный усилитель мощности радиопередатчика/А.А.Волков.
- 38. Патент РФ на изобретение № 2465719. Транзисторный усилитель мощности радиопередатчика/А.А.Волков.
- 39. Волков А.А. Метод принудительного деления полосы частот речевого сигнала [Текст]/ А.А. Волков; М.: «Электросвязь», 2008. с. 48-49.
- 40.Петрович Н.Т., Козленко Н.И. Передача клиппированных речевых сигналов с помощью фазовой телеграфии[Текст]/ Н.Т. Петрович, Н.И. Козленко; М.: «Радиотехника», 1964.- № 11.- т. 19.
- 41.Петрович Н.Т. Передача дискретной информации в каналах с фазовой манипуляцией [Текст]/ Н.Т. Петрович; М.: Советское радио, 1965.- 264 с.
- 42.Волков А.А. Передача клиппированных речевых сигналов с помощью однополосной фазовой манипуляции на 180⁰ [Текст]/ А.А. Волков // Электросвязь,2012. -№4.-с. 38-40.
- 43.Волков А.А., Кузюков В.А., Журавлев О.Е. Способ восстановления огибающей у клиппированного речевого сигнала [Текст]/ А.А. Волков, В.А. Кузюков, О.Е. Журавлев// Проектирование и технология электронных средств. 2013. -№ 4. -51-52 с.

Приложение А.

Акт об использовании результатов кандидатской работы в ООО НПП "АКСИОН-РТИ"



Акт

об использовании результатов диссертации Журавлёва О.Е. на тему «Повышение эффективности поездной радиосвязи».

Настоящим актом комиссия в составе:

- 1. Директор к.т.н. с.н.с. Сычёв Б.В.
- 2. Главный инженер Яблокова Л.А.
- 3. Главный специалист Саввотин А.Д.

подтверждает, что разработанные в диссертации методы повышения эффективности антенно-фидерных устройств будут использоваться при проектировании сети поездной радиосвязи.

Председатель комиссии: Б.В. Сычев



Л.А. Яблокова А.Д. Саввотин

Приложение Б.

Акт о внедрении в учебный процесс результатов кандидатской работы в ФГБОУ ВПО МГУПС (МИИТ)

об использовании результатов кандидатской диссертации Журавлева О.Е. на тему «Повышение эффективности поездной радиосвязи» в учебном процессе на кафедре «Железнодорожная автоматика, телемеханика и связь»

Настоящим актом комиссия в составе: декана факультета «Транспортные средства» РОАТ МИИТ к.т.н. Тарадина Н.А., заведующего кафедрой, д.т.н., профессора Горелика А.В. и доцента кафедры к.т.н., доцента Орлова А.В. подтверждает, что результаты кандидатской диссертационной работы Журавлева Олега Евгеньевича на тему «Повышение эффективности поездной радиосвязи» были использованы в учебном процессе кафедры «Железнодорожная автоматика, телемеханика и связь».

Разработанные методики расчета повышения КПД генератора с использованием третьей гармоники и методики повышений помехоустойчивости за счет клиппирования, были использованы в материалах лекций и практикума по дисциплинах: «Теория передачи сигналов», «Электромагнитные поля и волны», а также в дипломном проектировании.

Члены комиссии:

Декан факультета «Транспортные средства», к.т.н.

Тарадин Н.А.

Заведующий кафедрой «Железнодорожная автоматика, телемеханика и связь», д.т.н., профессор

and .

Горелик А.В.

доцент кафедры «Железнодорожная автоматика, телемеханика и связь», к.т.н., доцент

Орлов А.В.