Оглавление

[1 Введение 2](#_Toc137394552)

[2 Эксплуатационная стабильность приёма 2](#_Toc137394553)

[2.1 температурная стабильность приёма 3](#_Toc137394554)

[2.1.1 ТКЧ гетеродина на 19м и 25м 3](#_Toc137394555)

[2.1.2 зависимость АМ-гетеродина от питания 3](#_Toc137394556)

[2.1.3 стабильность частоты на УКВ 3](#_Toc137394557)

[2.2 амплитуда АМ-гетеродина и нагрузка 3](#_Toc137394558)

[2.3 гармоники гетеродина 4](#_Toc137394559)

[2.4 вторичный стабилизатор -4,4 В 4](#_Toc137394560)

[3 Анализ заводской схемы 4](#_Toc137394561)

[3.1 стабилизатор -4,4 В 5](#_Toc137394562)

[3.2 АРУ 5](#_Toc137394563)

[3.3 разгонный УПЧ на VT4 6](#_Toc137394564)

[3.4 ЧМ-демодулятор 6](#_Toc137394565)

[3.5 АМ-демодулятор 7](#_Toc137394566)

[3.6 схема ОЭ в усилителях 7](#_Toc137394567)

[3.7 гетеродин 8](#_Toc137394568)

[3.8 смеситель 8](#_Toc137394569)

[4 модифицированная схема - общие сведения 9](#_Toc137394570)

[5 индуктивности в LC-фильтрах 10](#_Toc137394571)

[6 компоненты для модификации 10](#_Toc137394572)

[7 Заключение 13](#_Toc137394573)

приёмник ОКЕАН/SELENA

ЧАСТЬ 4

УВЧ-УПЧ на Ge-транзисторах (1)

# Введение

Если я в начале проекта "ОКЕАН" не видел доработку приёмников выпуска из 1976-1984 годов (ОКЕАН-209) интересным заделом, то превосходные результаты доработки УМЗЧ на Ge-транзисторах полностью поменяли мои планы. Почему бы не проработать блок УВЧ/УПЧ на Ge-транзисторах для получения таких же малых искажений приёмника в целом? Окончательно формулировалась тема технологического эксперимента - создать высококлассный радиовещательный приемник ДВ-СВ-КВ-УКВ на полупроводниковой элементной базе 1970их годов на базе ОКЕАН-209. В качестве дополнительных компонентов (RC) применяются современные изделия, отчасти компоненты SMD размером 1206 (частично проще 0805) выручают для качественного исполнения проекта.

Сегодня в руках радиолюбителей оказались измерительные DDS-генераторы с ЦАП на 14, или даже 16 бит. С ними можно сформировать измерительный АМ/ЧМ-сигнал, в котором искажения по модуляции составляют менее -66...-72 дБ. Цифровые осциллографы часто содержат дополнтельный анализатор спектра, с которым мерить глубиной 40...50 дБ совсем не проблема (АЦП 8 бит). Наладить приёмную часть на искажения менее -40 дБ в те годы даже для заводов был огромный вызов, такое качество относилось уже к профессиональному РПУ. А мы, "гости из будущего", наладим искажения на уровне -50...-60 дБ между прочими делами и не должны строго судить о прошлом.

Однако, если сегодня всё было бы так просто, то где тогда современные радиовещательные приёмники, обеспечивающие высокое качество АМ-приёма искажениями ниже -40 дБ? Их отсутствие - это главная мотивация провести доработку приёмников ОКЕАН/SELENA.

# Эксплуатационная стабильность приёма

Чтобы понимать суть, целесообразность и направление отдельных модификаций, предоставляются некоторые результаты измерений на ранее налаженном по технологии заводском приёмнике после его базового восстановления. Это не была проверка на паспортные показатели, а на те, которые мешают высококачественному приёму. Были выявлены причины слабых показателей в современной эксплуатации.

## температурная стабильность приёма

Приёмник зимой при проветривании помещения существенно уходит от частоты, это особенно заметно на высоких диапазонах КВ и на УКВ. К этому причастны несколько факторов.

### ТКЧ гетеродина на 19м и 25м

Транзистор гетеродина VT5 при его разогреве снижает частоту на 1 кГц/К, если остальные элементы оставить без изменения. Диоды Д9В в смесителе при разогреве снижают своё пороговое напряжение, чем увеличивается ток нагрузки гетеродина, и частота от этого на 1,5 кГц/К растёт. Итого при разогреве полупроводников от +20ОС до +30ОС частота гетеродина на 16МГц растёт на всего лишь 5 кГц от изменений в полупроводниках. Это незначительное значение. Предложенная замена диодов в смесителе на Д311А с последовательным резистором практически компенсирует дрейф от полупроводников.

Весомый дрейф вызывает индуктивность. При разогреве от +20 до +40ОС с широким потоком воздуха на весь гетеродин (кроме КПЕ) сначала частота увеличивается на примерно 10 кГц, и остается на этом значении некоторое время. Спустя 20 секунд частота снова растёт и уже уходит на 50 кГц вверх - тепло дошло до феррита. После отключения разогрева частота стремительно снизится на 10 кГц, а потом только в течение 20 минут доходит до старого значения. Можно установить, что ТКЧ от действия феррита в индуктивности составляет +3 кГц/К на 16 МГц - это в 3 раза весомее, чем от всех остальных факторов.

Любопытно, что трёхсекционный КПЕ имеет положительный ТКЕ и с ним довольно точно компенсируется дрейф от феррита в индуктивности. И КПЕ имеет термическую инертность. Вроде от завода всё продумано было, но подвело другое.

Применение заводских конденсаторов с большим отрицательным ТКЕ, отчасти М750 и М1500 - это загадочное и неверное решение. Рекомендуется поставить качественные конденсаторы с ТКЕ NP0 для КВ диапазонов. При тестировании был заменен 1 конденсатор - это 43 пФ параллельно индуктивности и после этого общий дрейф гетеродина при изменении от 0 ОС....40 ОС (в.т.ч и КПЕ) не превысил ±10 кГц на 16 МГц от среднего значения при 25 ОС. Для данного класса полустационарных приёмников этого достаточно.

### зависимость АМ-гетеродина от питания

На 19м при изменении питания от 3,9 до 4,5 В частота гетеродина растёт всего на 10 кГц. ТКН питания вторичного стабилизатора составляет 6...10 мВ/К и изменение температуры на более 60К вызвало бы этот эффект. Т.е. температурный дрейф питания для КВ-приёма не основная проблема.

### стабильность частоты на УКВ

На УКВ при частоте гетеродина 111 МГц изменение питания от 4,3 В до 4,5 В вызывает рост частоты гетеродина на 100 кГц (АПЧ изъята из схемы). На удивление, при разогреве тюнера 1976года образца на 2хГТ313 в интервале 20...40ОС частота менялась на менее 8 кГц - это высококлассный результат. Поэтому для стабильного приёма УКВ требуется точной компенсацией ТКН питания. В этом случае можно отказаться от АПЧ.

## амплитуда АМ-гетеродина и нагрузка

На ГТ322В в гетеродине вырабатывается 800 мВ размах на нагрузку 200 Ом, которая образуется от смесителя на 4хД9В. На Si-транзисторах (если предполагать замену) вырабатывается 1,0...1,1 В по размаху и нагрузка диодного смесителя с Д9 снижается до 150 Ом (как в ОКЕАН-214).

## гармоники гетеродина

Гетеродин вырабатывает существенные гармоники, которые крайне отрицательно повлияют на качество приёма. Например, в диапазоне 25м гармоники гетеродина до 100 МГц ослаблены только на 14...20 дБ, что в городских условиях вызывает паразитный УКВ-приём. Во всех диапазонах ниже 4 МГц имеем проблему вторичного широкого резонанса в колебательном контуре примерно на 7....20и-кратной частоте. В этой области имеется повышенная амплитуда гармоник и приёмник получает многочисленные дополнительные приёмные каналы на КВ и на ДВ и СВ ложно принимаются сигналы из диапазонов КВ 41...19м по этой причине, особенно с внешней антенной. Механизм паразитного приёма - гармоники попадают антенным эффектом от проводки в УВЧ (несколько 10 мВ на базе VT8) и он cработает как смеситель. В качестве паразитной ПЧ служит штатно настроенная частота приёма (коллекторный контур УВЧ), на которой сигнал уже без препятствий проходит весь тракт. Для уменьшения этого эффекта в эмиттерной ООС в УВЧ установлены "загадочные" дроссели, но это далеко не полноценное решение проблемы, как показала практика.

Эти дроссели якобы ещё уменьшают входную емкость УВЧ. В современных условиях и при доработке этот момент теряет значение.

## вторичный стабилизатор -4,4 В

При росте температуры на 15К напряжение на выходе растёт от 4,4 В до 4,5 В. Это тяжело назвать стабилизацией, это даже хуже ТКН от первичного стабилизатора. Как показали ранее, требуется нулевого ТКН питания.

Опорный элемент 7ГЕ2А-К имеет существенный ТКН, многократно проверено -3....-4 мВ/К, несмотря на иные сведения в его документации. Судя по его свойствам - это 2 последовательного Si-диода и его вскрытие на это указывает, и даже мерками 1970их годов это не назвать опорным элементом.

При изменении промежуточного питания от -9 В до -8(-6,3) В вторичный стабилизатор выдаст снижение на стабилизированной линии -4,4 В размером 20(50) мВ, подавление входных низкочастотных перепадов составляет слабо -36 дБ. Стабилизация существенно деградирует при -5,1 В на входе, когда слабо заряженные аккумуляторы выдают около 6 В. При дополнительной выходной нагрузке 2,2 мА стабилизированное напряжение снижается на 56 мВ - это соответствует импедансу 25 Ом, а это очень много.

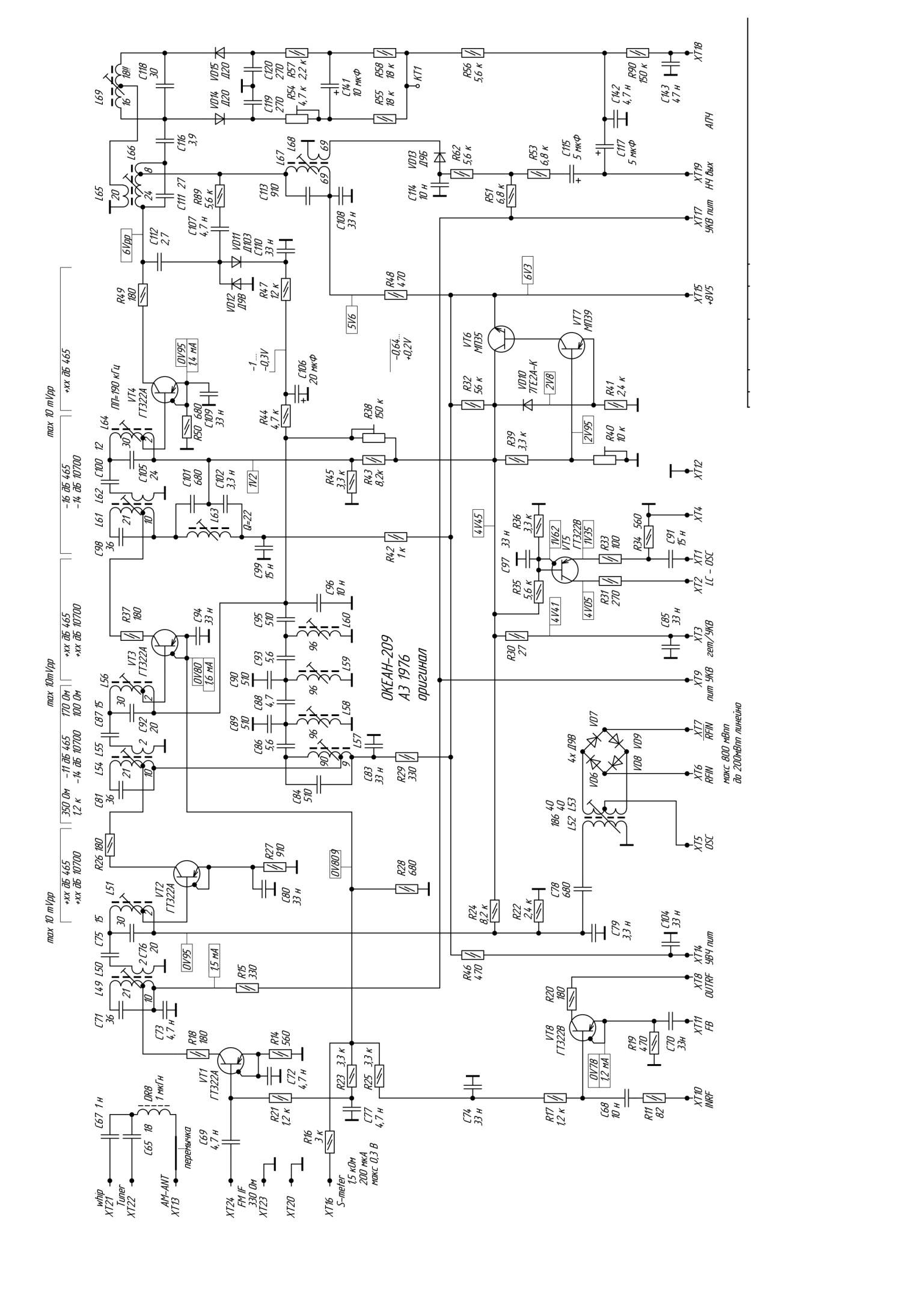
При действии АРУ выходное напряжение меняется на менее 1 мВ, так как стабилизатор питает только узлы смещения, в ОКЕАН-209 это поэтому не проблема, в отличие от ОКЕАН-214.

При УКВ-приёме нагрузка стабилизатору максимальная и приёмник запускается (через R32) при питании 5...6 В. Но при холоде для уверенного запуска нужно питание выше 7В. С одной стороны это своего рода защита для батареек, но не позволит полностью выработать заряд современных аккумуляторов или работать от солнечной панели.

Итого, стабилизатор надо доработать по ТКН, по выравниванию входных перепадов питания и по запуску.

# Анализ заводской схемы

Схема блока УПЧ-УВЧ в заводском исполнении 1976-1984 годов показана в рисххх.



В версиях 1980их годов частично появились транзисторы КТ3126 и ограничительные диоды в коллекторных узлах, но суть схемы не менялась до 1984 года. Эти ограничительные диоды в УПЧ по ходу постепенной модификации надо убрать - они внесут в современной эфирной обстановке межканальные искажения. Транзистор КТ3126 можно оставить, но лучше бы заменить на КТ3127А (h21E>90).

## стабилизатор -4,4 В

Несмотря на простоту схемы, она смогла бы обеспечивать высокий коэффициент стабилизации. Этому мешает высокий ТКН от опорного элемента VD10. К тому, транзистор VT11 по схемотехнике смог бы это компенсировать, но его ТКН не совпадает с ТКН от VD10.

Запуск стабилизатора осуществляется на компромиссно подобранном R32. Если его подобрать малым, он ухудшает стабилизацию.

Выбранные транзисторы имеют малое усиление (β), чем коэффициент стабилизации останется низким. Ещё хуже, транзистор VT11 работает при малом токе, при котором его итак малое паспортное h21E ещё меньше.

## АРУ

Детекторные диоды VD11 и VD12 при отсутствии сигнала работают в глубоком прямом смещении через R38-R44-R47 с малым дифференциальным сопротивлением. Чтобы они не портили резонанс LC-контуров в демодуляторах, пришлось поставить слабую связь к выходу УПЧ - это С112 = 2,7 пФ на 10700 кГц и R89 = 5,6 кОм для 465 кГц. Детектор АРУ только при сильных сигналах заходит полностью в высокоомный детекторный режим с отсечкой. При среднем уровне сигнала АРУ-детектор оказывается в состоянии "метаморфозы", чем он вызывает странные искажения для ПЧ-сигнала.

На С106 и R44R47 определяется динамика АРУ на расчётную постоянную времени 0,2 сек при слабых сигналах и при росте сигнала. После исчезновения сильного сигнала процесс восстановления усиления довольно длительный, якобы по расчёту до 1 секунды. На самом деле эти цифры обманчивые для оценки качества. Недоразумение в том, что надо подразумевать под постоянной времени. Для RC-цепи это по классике t=R\*C, а для сложной системы АРУ это вовсе не так линейно и простым умножением R\*C только понимаем порядок скорости процесса. Для систем АРУ лучше работать с показателем скорости АРУ в логарифмическом масштабе дБ/с. Для заводской схемы имеем общий диапазон АРУ примерно 60дБ, т.е. АРУ образно работает скоростью 60дБ/0,2 сек или в перерасчёте 6дБ/20мс. Последней цифрой лучше понимаем проблему. Если в модуляции современных АМ-передатчиков имеем составляющие до 20...50 Гц при m=50%, то АРУ успеет на них среагировать и их нейтрализовать. В заводской схеме это есть весомая причина растущих искажений аудиосигнала в спектре ниже 200 Гц. Для доработок берём задачу сбалансировать АРУ для предотвращения искажений на басс-частотах модуляции. Нам выручает то, что приёмник имеет механическую настройку частоты, и поэтому нет в реальности резких скачков уровня сигнала, которые требовали бы скоростной работы АРУ. При прогулке мы крутим один канал (10 кГц) за секунду и поэтому даже 60дБ/сек был бы достаточно, как позже и подтверждается.

Диод Д103 уникален - при прямом токе 10..100 мкА и при комнатной температуре он имеет очень малый ТКН, к тому он быстродействующий и для VT3 создаётся компенсированный по температуре рабочий режим от ТКН диода Д9 (Д311). Это важно в заводской схеме для термостабильной работы S-meter от эмиттера VT3.

Не особо отзывчивый АРУ-детектор (виноват VD12 = Д9В) и неудачно составленная эстафета транзисторов по АРУ-сигналу приводят к тому, что только VT8 или VT1 заходит в глубокое затухание, а VT3 всего немного отработает регулировку на не более 10...12 дБ. Приёмник закрывается на входе (АМ-УВЧ или 1ый ЧМ-УПЧ) и последующие каскады всегда работают шумно с малым сигналом и при большом усилении. Это вызывает большой ущерб по С/Ш на выходе демодуляторов, в.т.ч при приёме уверенных сигналов.

## разгонный УПЧ на VT4

При больших сигналах на 465 кГц у коллектора VT4 образуется сигнал до 6В размаха без "видимого" искажения АМ50%, если у базы VT3 деактивировать АРУ вспомогательным смещением. При этом сигнальный коллекторный ток у VT4 составляет ±1мА, по расчёту суммарная коллекторная нагрузка составляет примерно 3 кОм. Детектор АРУ при этом уже высокоомный (режим отсечка) на более 20 кОм, примерно 5 кОм внесёт VT4 (его ZOUT), и 15 кОм внесёт АМ-детектор, сам LC-контур высокодобротный на более 50 кОм. При таком режиме искажения боковых линий в АМ-сигнале в самом VT4 составляют -30дБ. Это снизится при более слабых сигналах, но там проявится "метаморфозный" режим детектора АРУ с заметными искажениями. Таким образом, только совсем слабые сигналы проходят УПЧ с малыми искажениями - а там уже шум снизу ограничит динамику и демодулятор на VD13 заходит в режим больших искажений. Итого на практике приёмник никак не выдаст искажения менее -30дБ при АМ, даже если менять АМ-детектор на какую-либо продвинутую активную схему. Разгонный УПЧ надо укрепить по току и повысить его собственный выходной импеданс.

## ЧМ-демодулятор

Дробный ЧМ-демодулятор на двух контурах при тщательном составлении схемы может дать очень чистую демодуляцию с искажениями -70дБ, но заводская схема всего ЧМ-тракта отстала далеко от этого. Мешают обратная связь в VT4 к контуру на L64, неудачная связь контуров на С116, несимметричное и некачественное исполнение L69, не подобранные диоды, неправильная добротность контуров, да и кривая настройка и намотка катушек. В лучшем случае можно настроить искажения на -30 дБ. С учётом заводской настройки УПЧ в целом на -26 дБ (4%) можно уже радоваться, что и соответствует ГОСТу по 2ому классу бытовых приёмников - формально задача решена правильно на заводе. Но радостно слушать такое радио не возможно, для доработок это объёмная задача.

Приёмники ОКЕАН/SELENA имеют существенную нехорошую особенность приёма ЧМ. В тракте не предусмотрен узел для эффективного амплитудного ограничения сигнала и выдачи к демодулятору сигнала без паразитной амплитудной составляющей. Т.е. любая неровность в АЧХ тракта попадает полным действием к демодулятору. Поэтому мимо частотной демодуляции накладывается и искажённая амплитудная демодуляция гармониками звукового сигнала. Неровность в АЧХ внутри спектра ЧМ-сигнала на 1дБ принципиально исключает достижение искажений менее -46 дБ. При налаживании АЧХ всего тракта надо добиться ширины не менее 220 кГц для ровной вершины (0дБ) АЧХ. Но заводская компоновка фильтров позволит только настроить горбатую форму АЧХ и поэтому даже идеально настроенный демодулятор в составе всей схемы выдаст те же -30дБ искажения. Придётся и все фильтры в УПЧ доработать.

## АМ-демодулятор

Из АМ-сигнала надо извлечь огибающую с малой ошибкой и это сильно отличается от оптимального обнаружения квазистационарного сигнала в АРУ. Это две совершенно разные вещи, как соль и перец. Поэтому в приёмниках ОКЕАН/SELENA на радость правильно разделили детектор АРУ (обнаружение) и демодулятор АМ (извлечение информации). К сожалению, перемешивались соль и перец - в АРУ лишне проявится модуляция, а в демодуляторе лишне возимся с постоянным напряжением.

Проблема вроде простая - на накопительном конденсаторе С114 образуется при нарастающем фронте огибающей ПЧ-сигнала напряжение почти строго совпадающее с видом фронта от огибающей. А когда в сигнале ПЧ переходим к спаду огибающей, детекторный диод уже не участвует в процессе, и С114 должен разрядиться через последующие за ним резисторы. В заводской схеме этот процесс происходит с постоянной времени примерно 100 мкс, что соответствует частоте среза 1,5 кГц. Т.е. при модуляции 1,5 кГц мы имеем в падающей части огибающей ошибку на примерно 30%, а при росте этой ошибки почти нет, итого система имеет меняющуюся форму АЧХ в зависимости от мгновенного значения сигнала. Эти нелинейные амплитудно-фазовые ошибки осложняют разборчивость речи и музыки. Понятно, что с такой схемой не мечтать об уровне 1...0,1% искажений, реально имеем -26...-30 дБ уровень искажения. Это мало зависит от сигнального напряжения к диоду. Надо наладить динамику разрядки С114.

## схема ОЭ в усилителях

Транзистор ГТ322 имеет очень хорошие ВЧ-параметры и поэтому его применение в схеме ОЭ без затруднений возможно без узла нейтрализации. Но тем не менее, физику не обхитрить, и у этого транзистора сработает паразитная ООС между коллектором и базой. Она не только снизит возможное усиление, через неё взаимодействуют LC-контуры, портится АЧХ тракта, и ООС приведёт к снижению входного и выходного импеданса. Это "шатание" затрудняет настройку фильтров, снизит качество детекторных узлов, сбивает добротность контуров и их селективность, повышает склонность к самовозбуждению. Так как это очень комплексно ухудшает работу тракта, я считал важнейшей задачей при доработке, убрать все эти вредоносные свойства и добавить каждому транзистор "напарника" в схеме ОБ. Усилители ОЭ-ОБ называются каскодом и главным достоинством имеют все положительные свойства и от ОЭ и от ОБ и к тому высокую развязку входа от выхода. Облегчается вся процедура налаживания, снижаются требования к измерительным приборам.

Эмиттерная блокировка на 33 нФ подобрана на пределе слабо - это вызывает частоту среза 250 кГц в каждом усилителе, и в целом УПЧ из трёх усилителей на 465 кГц теряет 6 дБ по усилению слабых сигналов.

Как показала практика при повторении доработок не стоит от каскодов извлечь преимущество большего усиления. Приёмникам ОКЕАН-209 этого не требуется, у них усиления и так достаточно, увеличение приведёт к самовозбуждению всего тракта. "Лишнее усиление" надо израсходовать на улучшение качества усиления и поставить полезную ООС в виде эмиттерных резисторов.

Германиевые ВЧ-транзисторы работают довольно линейно до 12...15 мВ размах на базе. Но, как и у Si-транзисторов, процесс имеет экспоненциальный характер и поэтому полуволны усиливаются немного по-разному. Если это в широкополосных усилителях крайне критично и исправляется цепями ООС, то в резонансных усилителях это не столь критично. Последующий резонансный контур усредняет полуволны и к следующему каскаду снова поступает синус. Также амплитудная модуляция таким образом мало повреждается. В этом есть большое преимущество резонансных АМ-УПЧ перед УПЧ в виде сложной широкополосной и многокаскадной схемы (в микросхемах). Например, дифференциальный усилитель на Si-транзисторах при 10 мВ размаха входного АМ-сигнала внесёт искажения в модуляции менее -60дБ. Тот же усилитель при 30 мВ вызывает уже искажения -30 дБ в модуляцию АМ-сигнала. При этом искажения вызваны симметричным ограничением полуволн, и это уже резонансным контуром не восстановить. Т.е. ДУ вносит шум от двух транзисторов (3дБ), а позволяет только треть амплитуды (10дБ) - для высокого С/Ш это не хорошие условия, примерно 13 дБ утеряны по сравнению с резонансным однотранзисторным усилителем. Транзисторы в схеме резонансного ОЭ могут работать при большом сигнале и С/Ш останется высоким при малых АМ-искажениях. К сожалению, в заводской схеме разработчики этим преимуществом не пользовались.

Как показала практика, многие современные приёмники с УПЧ на микросхемах не выдают АМ-аудиосигнал с высоким С/Ш, у некоторых шумы даже принимает раздражающий уровень при приёме вроде хороших сигналов. Это очень мешает длительному радиослушанию.

## гетеродин

Качество супергетеродинного приёмника напрямую зависит от чистого спектра гетеродина. На удивление транзистор ГТ322 имеет малый НЧ-шум и спектральная линия на соседнем канале отстройкой 10 кГц уже чиста на не менее -100 дБ. Современные всеволновые бытовые приёмники намного хуже шумят в 1ом гетеродине. Но в области ±1 кГц есть на чём работать, особенно, если хотим встроить SSB. Главный недостаток в выпусках 1970их годов - отсутствие блокировки по НЧ с оксидным конденсатором. Позже к 1984ому году она появилась, но конденсатору не совсем удачно нашли место под печатной плате, что привело к микрофонии. Смещение на базе гетеродинного транзистора тоже надо тщательно блокировать по НЧ, это вовсе не учли в заводской схеме.

## смеситель

Кольцевой диодный смеситель - то благо и зло в одном, но при тщательном налаживании плюсы в перевесе, несмотря на заметное затухание в нём. В данном схемном решении затухание составляет для ВЧ сигнала -12дБ от входа диодной матрицы до базы VT2 уже в виде ПЧ-сигнала. По теории балансных смесителей "утеряны" около 5...6 дБ по сравнению с идеальным смесителем.

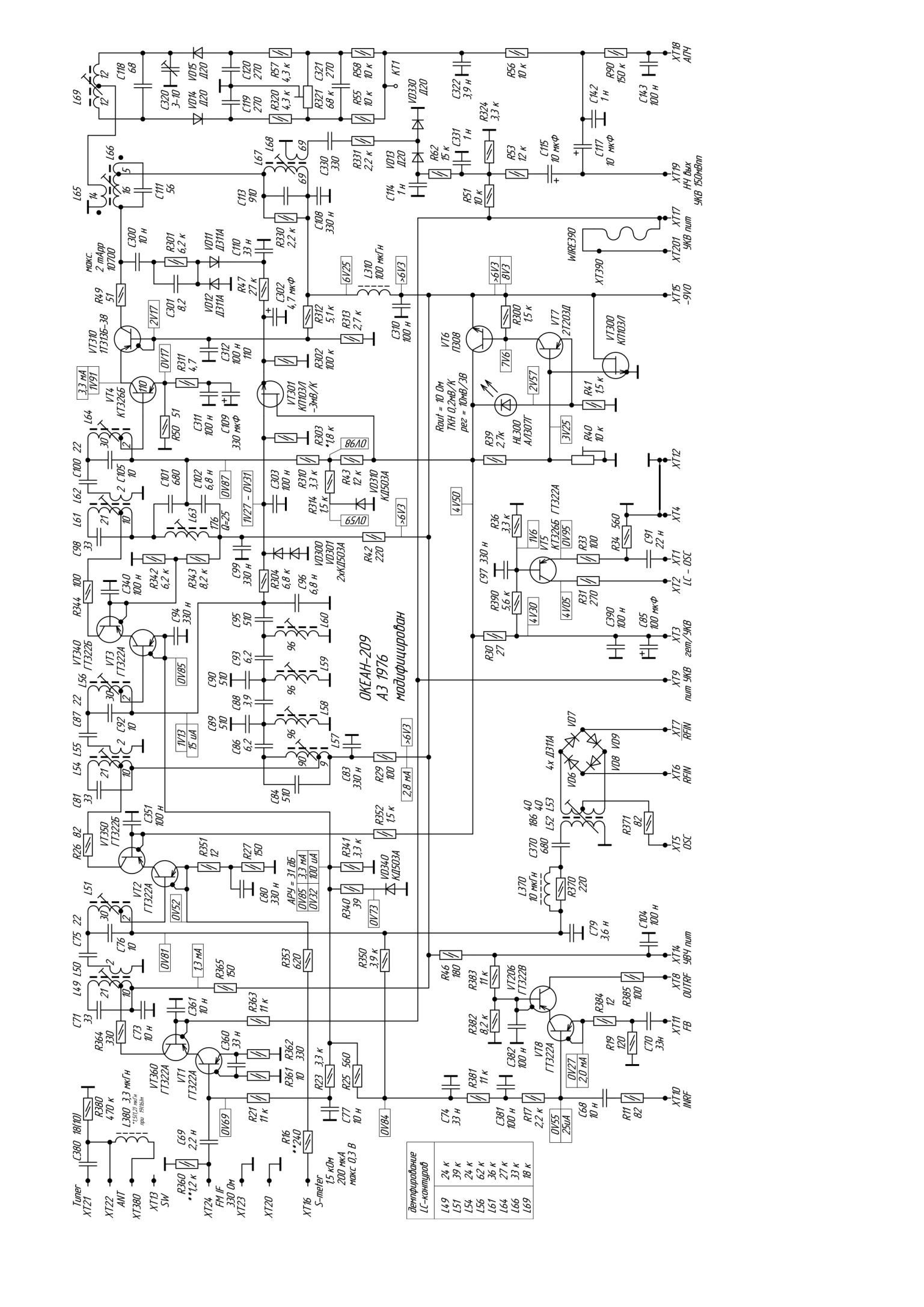
Главным вредителем в смесителе является диод типа Д9В. Он очень медленный и поэтому на КВ речи о ключевом режиме быть не может, уже на 2 МГц все процессы имеют характер синуса с падающей эффективностью с ростом частоты. По интермодуляции этот смеситель слабый из-за отсутствия ключевого режима. Диоды не подобраны в четвёрку, L52 не особо симметрично намотана, на диапазонных модулях обмотки крайне не симметричны в исполнении обмоток и поэтому данный смеситель на силу даст 12...20 дБ подавления от балансного эффекта, хотя 30...40дБ можно было достичь в заводских условиях при качественной сборке. Поэтому значимых плюсов от балансного смесителя в заводской схемы мало, только остались в списке простая и предсказуемая настройка, гетеродин достаточно развязан от УВЧ и УПЧ, нет мешающих эффектов тяги частоты, низкая стоимость, доступность диода Д9. Но важные и типичные для кольцевых смесителей свойства остались в стороне и это есть тема доработки смесителя и его индуктивностей.

Смеситель нагружает гетеродин столько же, как резистор 200 Ом, диодный ток составляет 2х1мА в пике синусной полуволны, сработают всегда 2 диода параллельно для гетеродина. В сторону УВЧ смеситель составляет нагрузку 2х90 Ом для симметричной обмотки от УВЧ на средних КВ. Смеситель обеспечит для одиночного сигнала до 200мВ (размах) от двух обмоток УВЧ пропорциональную обработку с амплитудной ошибкой менее 1%, что существенно превышает по качеству всю схему вокруг. В заводской схеме не смеситель ограничит чистый приём, несмотря на его недоработки. Выше размаха 800 мВ от двух обмоток нарушается монотонность передаточной характеристики - это на 2 порядка превышает возможности от УПЧ на VT2. Но дело не только в крайне допустимых амплитудах, а в продуктах интермодуляции. Они определяют возможность приёма слабого сигнала в плотно заполненном КВ-диапазоне и тут данный смеситель не сильный в заводском исполнении. Еще при двухтональном сигнале 2х20мВ (размах) на входе диодной матрицы появляются на выходе первые продукты интермодуляции над шумом на выходе АМ-демодулятора. Это уже соизмеримо с линейностью УВЧ и 1ого УПЧ заводской компоновки.

Слабый баланс смесителя увеличивает количество сигналов к 1ому УПЧ и это вызывает смесительный режим в нём с заметной интермодуляцией.

# модифицированная схема - общие сведения

В процессе модификации были опробованы разные схемные решения, в том числе и более сложные, чем в нижеуказанной окончательной схеме (рисххх).



Данная версия была выбрана для публикации, потому что она не содержит решений, которые требуют крайне сложных процедур налаживания. Нумерация дополнительно установленных компонентов идёт от 300 и подсказывает порядок работ.

Повышением токов в транзисторах на 30...200% достигается такого же роста усиления в транзисторах. Этот избыток был отдан на эмиттерные резисторы (ООС) для повышения линейности на порядок. С этим изменением качество приёма ограничено избирательностью в ПЧ. От модификации полностью поменялся порядок работы АРУ, появился усилитель АРУ (VT202), VT2 дополнительно включен в состав АРУ и S-meter подключен к нему. Выстроена эстафета закрывания усилителей, начинает глушить VT3, и только 26дБ позже срабатывает VT2, и ещё позже УВЧ на VT8 берёт на себя глушить очень сильные сигналы. Все усилители составлены "идеально" каскодом.

# индуктивности в LC-фильтрах

Пока приёмник ещё не разобран и ещё "играет", надо проверить все индуктивности на плате УВЧ-УПЧ на механическую целостность и фиксацию, особенно в АМ-тракте могут быть серьёзные скрытые дефекты.

Нередко я отметил изменение АЧХ от легкого стука к экранам катушек или при прокрутке подстроечника АЧХ "прыгает". Всегда причиной оказались утерянные фиксации каркасов. То верхняя втулка каркаса оторвана, бывает ферритовые бобины расклеились, то подстроечник расклеился. Сначала удалить воск сверху и чётко подходящим немагнитным инструментом (керамика, латунь, алюминии) вывести подстроечник на свободный ход. Настроить приёмник на стабильную радиостанцию и мелкими прокрутками проверить на стабильность настройки (смотрим S-meter). Если настройка ведёт себя "нелогично", сначала выкрутить подстроечник и его проверить и исправить. Если настройка зависит "от давления" при прокрутке и после прокрутки ещё меняется, то маркировать данную индуктивность, вскрыть её по ходу работ. В конце процедуры восстановить "на слух" старые настройки, налаживанием не стоит заниматься.

# компоненты для модификации

Представлен в архиве www.xxx список по компонентам. Полупроводники были подобраны того времени разработки, выпуска 1973...1992 годов. Все применённые полупроводники были отмечены в справочниках 1972 года, поэтому схема не нарушает исторический контекст.

"Висящие" электролитные конденсаторы убрать с платы, их позже заменим современными изделиями.

Неприятный сюрприз всплыло с конденсаторами "красный флаг" в колебательных контурах после смесителя, ещё в контуре с L63 и в АМ-демодуляторе. Их керамика меняет свои диэлектрические свойства ещё при малой напряжённости поля. Если это для блокировки не проблема, то нелинейное изменение емкости в колебательном контуре вызывает паразитную амплитудную модуляцию на гармониках звукового сигнала. Иными словами, эти конденсаторы вызывают межсигнальную модуляцию (интермодуляция). Она в заводской схеме приёмников ОКЕАН уже существенно заметна, просто в те годы этому никто не придал значение, приписали эти эффекты к "плохим" транзисторам. В контуре смесителя при сигнале 10 мВ размаха на выходном конденсаторе 3,3 нФ имеем на конденсаторе 680 пФ соответственно 45 мВ размах и 2 сигнала по 23мВ вызывают IM3 на уровне -40дБ (VT2 и смесительные диоды изъяты при этом). Это вполне реальная и частая обстановка при КВ-приёме. Поэтому размах в 3...4 В на контуре демодулятора вызывает грубые интермодуляционные искажения, заметные потом в выходном аудиоспектре, проблема не в схемном решении, а в компоненте. Эти конденсаторы надо менять на керамику NP0, что в наше время не проблема.

Также возникает интермодуляция в катушках фильтров 465 кГц по причине нелинейнной характеристики феррита. При двух сигналах по 2,5 В (размах) на индуктивностях 220 мкГн возникает IM3 на уровне -50 дБ. Эта ситуация может возникать при приёме на КВ двух крепких сигналов разносом на 5 кГц и вялом отзыве АРУ-детектора в заводской схеме. Но в целом этот эффект в приёмниках ОКЕАН мало имеет значение. В штатной катушке АМ-демодулятора 120 мкГн при постоянном токе 4 мА и суммарном размахе 6 В на контуре IM3 составляет не более -46 дБ, что будет пределом для модифицированной схемы. На практике, при приёме одного сигнала в канале, боковые полосы к несущей будут иметь намного меньше амплитуды и при демодуляции одного АМ-сигнала искажение от IM будут ниже -60 дБ и доминируют искажения от процессов в диодах. Были проверены разные импортные КПИ (100...500 мкГн) того же корпусного типоразмера 10х10 и они показали те же интермодуляционные свойства, но при меньшей добротности. Поэтому надо при работах сберечь оригинальные катушки. Несмотря на их отчасти некрасивого вида и "расклейенного" состояния, по базовым характеристикам они очень хорошие.

Транзистор ГТ322 очень удачная разработка того времени. Он имеет малый эмиттерный импеданс, при токах 0,1...5 мА у ГТ322А это примерно RE[Ω]=33/IE[mA]. Высокое выходное сопротивление при малых емкостях и токах облегчит его подключение к фильтрам. Его заменить - даже современными транзисторами сложно, кое как подходят КТ3108 или КТ3127/3128, если β более 90 и подкорректировать смещение базы. Приёмник благодаря использованию ГТ322 имеет высокое усиление. ГТ322А работает предпочтительно в УПЧ с АРУ, ГТ322Б работает лучше в постоянном режиме и меньше искажает сильные сигналы. ГТ322В из них самый медленный и "емкостной". Поэтому на заводе его поставили в УВЧ во избежание самовозбуждения и в гетеродин для снижения гармоник - решение спорное и скорее связано с логистикой закупки "целого пакета изделий" от конвейера.

ГТ322 имеет свойство при токе покоя выше 4,5 мА резко увеличить усиление (β) нелинейным образом, появляются термические эффекты. Мне попали изделия 1971 года в удлинённом черном корпусе - у них предел термостабильной работы 5...6 мА для бытовой РЭА. При высоком импедансе источника (более 1 кОм) этот эффект увеличит входной импеданс транзистора в схеме ОЭ настолько, что возникает ПОС в пиках тока сигнала и проявится нестабильность и нелинейные эффекты. При импедансе источника явно менее 100 Ом этот эффект подавлен надёжно. Термическая нагрузка усилит этот эффект (растёт β) и поэтому после пайки ждать 3 минуты до включения и держать среднюю тепловую мощность ниже 15 мВт.

На 11 МГц в схеме ОЭ транзистор ГТ322А утерял 50% своего НЧ-усиления, это при низкоомной обвязке 50 Ом и также в схеме каскода.

ГТ322А обеспечивает на более 40 дБ глубину АРУ без существенного искажения АЧХ LC-фильтров. Усиление устанавливается током эмиттера. Сработают 2 механизма во взаимной компенсации для постоянства входного импеданса. С уменьшением тока увеличивается эмиттерный импеданс (ООС), от чего падает усиление в целом. В то же время падает усиление по току (β), чем дополнительно снизится усиление. Но входное сопротивление транзистора останется прежним на ±15% по всему диапазону АРУ, так как оно в первом приближении образуется умножением эмиттерного импеданса на усиление тока, которые меняются встречно и на 465 кГц, следовательно входной импеданс у ГТ322А составляет неизменно около 1,5 кОм. Подобное благоприятное свойство имеется у КТ3127 и КТ3128, но они часто отстают по параметру β, и полноценной замены для ГТ322А нет.

Кроме VT340 можно все остальные дополнительные каскодные транзисторы в ОБ заменить на КТ326А (-Б) без изменений в обвязке. VT4 лучше изначально подбирать на КТ326Б, на место VT310 также КТ326Б подходит, но ГТ313 легче справится с большим размахом на 10700 кГц.

Диод Д311 в смесителе обеспечит явно выраженный ключевой режим с фронтами до 8 нс при подаче идеального импульса, и это в 15 раз лучше, чем у Д9. Основные причины - лучшая проводимость Д311 при прямом смещении и меньшая емкость - это есть ключевые параметры для годности в диодном смесителе. У диода Д311 пороговое напряжение составляет 165...192 мВ при 1мА, у Д9 это примерно 320 мВ. Низкое пороговое напряжение Д311А и быстродействие (малая емкость) улучшают работу детекторов при замене Д9, если не требуется диод с особо малой емкостью (Д20 в ЧМ-детекторе) и малым обратным током.

Диоду Д311А (Д311, Д311Б) нет замены в доработках, полноценно только можно их заменить современными ВЧ-диодами Шоттки (не импульсные) со стандартным порогом, детекторные с нулевым порогом не подходят. КД419 и КД922 тоже показали хорошие результаты. Смесительные диоды ГД402 или похожие ГД508(509) не подходят из-за относительно высокого порога, при токе 1 мА у них перепад составляет ближе к 400 мВ и гетеродин не может их загнать в выраженный ключевой режим.

В детекторах амплитуды (АРУ и НЧ) Д311 имеет преимущество при малой амплитуде. При размахе сигнала более 1 В по искажениям лучше работает Д18 или Д20. Диод Д9 и здесь уже за пределами своего потенциала. По характеристикам диод Д9 хорошо показывает себя на частотах до 100 кГц.

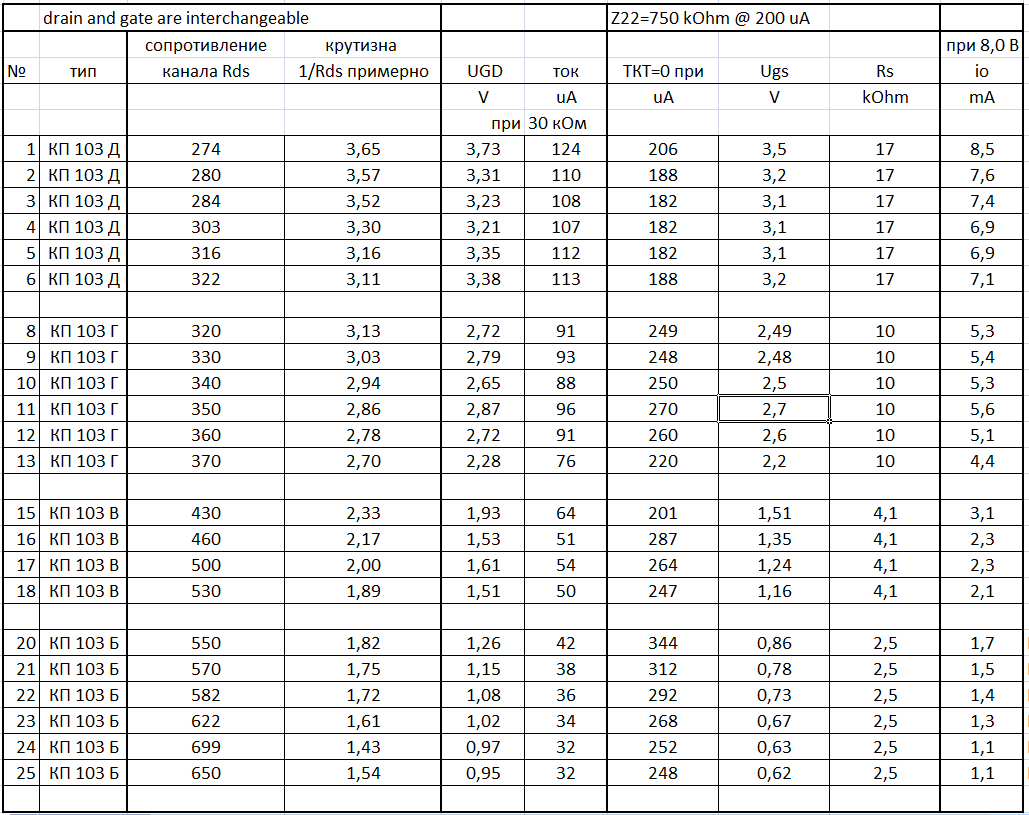
Предложенный в узлах диод КД503 заменяется на любой универсальный Si-диод из семейства КД513,-519...-523 или 1N4148, у Д223 корпус слишком большой.

Транзистор КП103 при его внедрении в начале 1970их годов прошёл серьёзную "обкатку" и изначально для него установили жёсткие параметры группировки. Благодаря этому можно с ним удивительно удобно и предсказуемо составить схемы для постоянного тока и НЧ. К сожалению, позже это не повторялось на другие изделия и не только в СССР. Оттуда и пошло оправданное мнение о больших разбросах ПТ, но нам тут повезло.

КП103 относится к классу симметричных JFET с крайне простым кристаллом и у него можно менять местами сток и исток.

Транзисторы КП103 делятся на единичные и парочные, у парочных разброс совсем малый, но их уже почти не купить. Более узкий разброс найдётся в подгруппах А...Д, и их массово в продаже есть. Другие подгруппы также подходят, но их надо покупать с запасом и замером подбирать изделия. В помощь приведена таблица (рисххх) замеров конкретных изделии 1976 - 1991 годов выпуска, в ней видим хорошую корреляцию между сопротивлением канала при нулевом смещении (легко мерить мультиметром при соединении затвора с истоком или стоком) и другими параметрами. Также видно плавный переход между подгруппами и всё чётко выдержано за 15 лет производства.

рисххх таблица



(VT301) надо подобрать на отсечку 1,4...1,9 В для правильной работы (КП103В, или подобранный КП103Л). Можно поставить импортный J176.

Для VT300 отсечка в пределах 2,7...3,1 В нужна при токе 0,3 мкА, это уже КП103 Г или на редкость КП103Л.

В ЧМ-демодуляторе и АРУ-детекторе желательно поставить подобранную пары Д18 или Д20 или современные СВЧ-диоды Шоттки с малым или даже почти нулевым порогом и малой емкостью. Диоды ВАТ42...48 и 1N270 не подходят, можно АА113 (TFK) или GA113(RFT), по документацию и 1N34, но его я не проверил. Для АМ-демодулятора лучше подходит Д311А, который и при малом сигнале выдаст аудиосигнал. Проверить на малый обратный ток и при прямом токе 50 и 500 мкА на совпадающее напряжений. Это есть важный момент для достижения глубокого подавления искажений кратного порядка и чистого звука от слабых сигналов.

# Заключение

С заполненными запасами "ретро-компонентов" в следующем разделе приступим к практическим работам.