

# ОДНОПОЛОСНЫЙ ГЕТЕРОДИННЫЙ ПРИЕМНИК С БОЛЬШИМ ДД

Приемники прямого преобразования (ППП), точнее гетеродинные приемники, стали применяться радиолюбителями сравнительно недавно - с конца 60-х - начала 70-х годов прошлого века.

Они очень быстро завоевали широкую популярность благодаря простоте схемы и высокому качеству работы. Особой популярностью пользовались простые (на нескольких транзисторах или одной-двух микросхемах) одно-двухдиапазонные конструкции двухполосных ППП, доступные для повторения даже начинающим радиолюбителям.

Обладая высокой чувствительностью, эти приемники имели относительно небольшой динамический диапазон по перекрестным помехам (ДД2) — коэффициент подавления АМ за редким исключением не превышал 70...80 дБ.

Попытки увеличить ДД2 и подавить вторую полосу хотя бы на 30...40 дБ приводили к значительному усложнению конструкции. Ситуация изменилась с появлением современной элементной базы. Ниже дано описание ППП с весьма высокими параметрами, несложного в изготовлении и налаживании.

Современные быстродействующие цифровые микросхемы и высококачественные малощумящие ОУ дали возможность реализовать новый подход в построении однополосных ППП, используя в смесителе цифровые коммутаторы, а в остальной



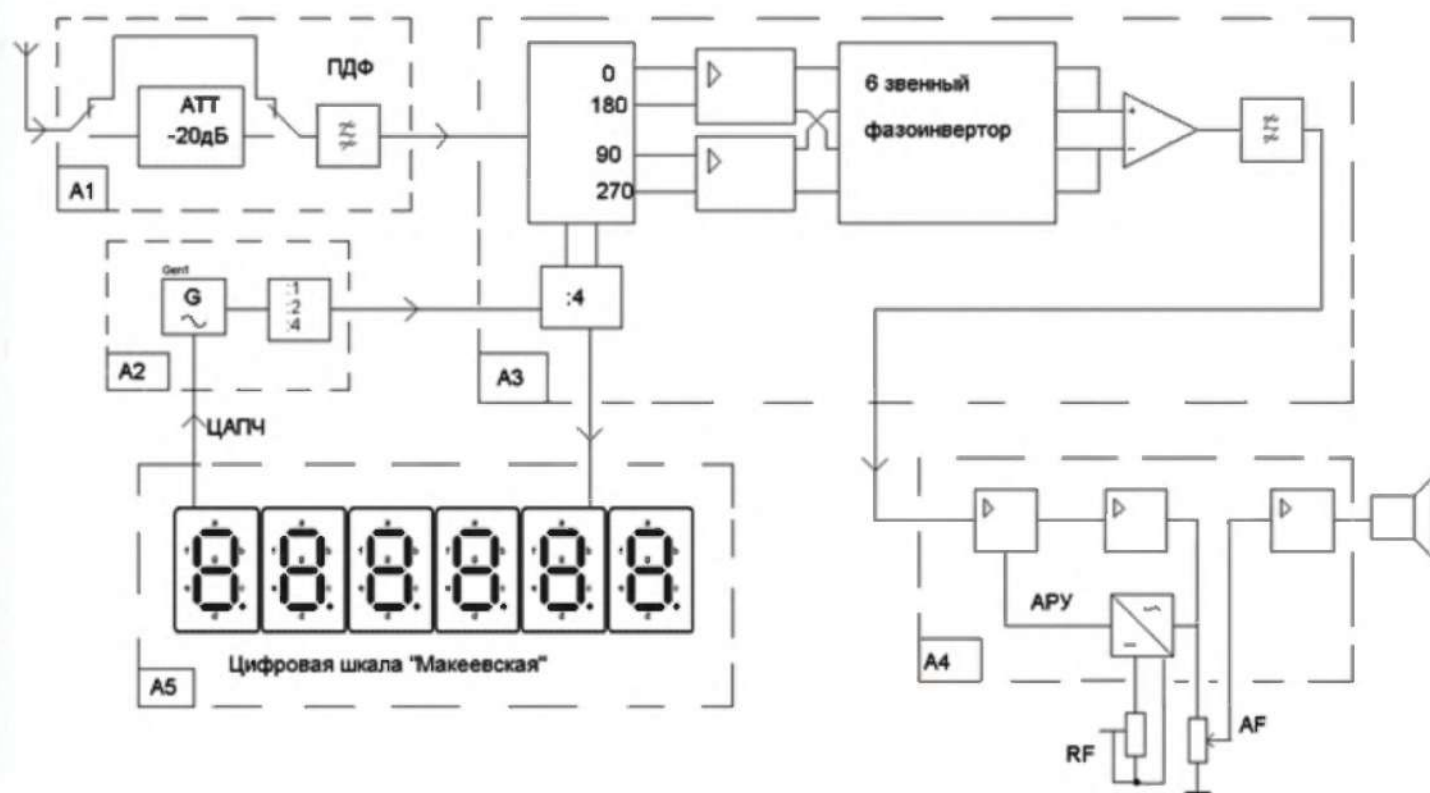
части хорошо отработанные функциональные узлы на ОУ [1,2]. Такой подход обеспечивает хорошую повторяемость, гарантированно высокие параметры ППП и дает возможность отказаться от таких нетехнологичных элементов как:

- многovitковые катушки индуктивности;
- симметрирующие трансформаторы;
- практически полностью исключить подстроечные элементы и трудоемкие регулировочные работы.

Разумеется, за исключением настройки контуров полосовых диапазонных фильтров (ПДФ) и гетеродина с плавной перестройкой по диапазону (ГПД).

Плата за это — повышенное число микросхем и необходимость предварительного подбора (если нет соответствующих прецизионных) некоторых резисторов и конденсаторов, что, впрочем, легко выполнить, используя обычный цифровой мультиметр.

Экспериментальный образец однополосного ППП, рассматриваемый в статье, служит иллюстрацией





одного из возможных вариантов схемотехнического исполнения приемника на современной элементной базе.

### Основные технические характеристики:

Диапазоны рабочих частот, МГц ..... 1,8, 3,5, 7

Полоса пропускания приемного тракта (по уровню -6 дБ), Гц ... 400...2900

Чувствительность приемного тракта со входа смесителя, мкВ, при полосе пропускания 2,5 кГц, отношении сигнал/шум 10 дБ, не хуже .... 0,7

Динамический диапазон по перекрестной модуляции (ДД2), дБ, при 30% АМ и расстройке 50 кГц, не менее .... 110

Избирательность по соседнему каналу, дБ, при расстройке от частоты несущей на -5,9 кГц и +3,7 кГц, не менее ..... 60

Подавление верхней боковой полосы, дБ, не менее ..... 51

Коэффициент прямоугольности сквозной АЧХ по уровням 6/60 дБ ..... 2,2

Диапазон регулировки АРУ, дБ, при изменении выходного напряжения на 12 дБ, не менее ..... 72

Выходная мощность тракта НЧ на нагрузке 8 Ом, Вт, не менее ..... 0,8

Ток, потребляемый от внешнего стабилизированного источника питания с напряжением 13,8 В, А, не более ..... 0,4

*\*Цифры чувствительности и ДД ограничены возможностями аппаратуры, примененной для измерений, и, реально, могут быть выше.*

Структурная схема приемника показана на рисунке. Он состоит из пяти конструктивно законченных узлов. Узел А1 содержит аттенюатор -20 дБ, полезный при работе на полноразмерную антенну, и трехдиапазонный полосовой фильтр Z1, которым может быть любая из известных конструкций 50-омных двух- трехконтурных ПДФ, неоднократно описанных в радиолобительской литературе. Для начала допустимо взять даже одноконтурный, поскольку использованный смеситель обладает некоторой избирательностью к паразитным каналам на гармониках (подавление около 30 дБ) и субгармониках (подавление около 40 дБ). Автор с успехом использовал простой узкополосный преселектор [3].

Узел А2 представляет собой гетеродин на основе одного, не переключаемого генератора G1 на частоты 28...32 МГц с электронной перестройкой многооборотным резистором и делителя частоты U1 с переключаемым коэффициентом деления 1, 2, 4. Необходимую стабильность посредством

ЦАПЧ и цифровой отсчет частоты обеспечивает узел А5, выполненный на основе готовой цифровой шкалы «Макеевская» [4].

Как вариант, для самостоятельного изготовления можно рекомендовать хорошо зарекомендовавшую себя разработку А. Денисова [5].

Основную обработку сигнала — его преобразование, подавление верхней боковой полосы и фильтрацию — выполняет узел А3.

Для получения хорошей избирательности применен принцип последовательной селекции, когда, кроме основного активного полосового фильтра, фактически каждый усилительный каскад ограничивает полосу пропускания диапазоном 300...3000 Гц.

За счет того, что во всех критичных (из-за больших конструктивных размеров и малых уровней сигнала) узлах (смеситель-детектор, предварительный УНЧ, низкочастотный фазовращатель — полифайзер) применено дифференциальное усиление сигналов, конструкция обладает хорошей помехоустойчивостью, в том числе к наводкам от электросети.

Для подавления верхней боковой полосы использован фазовый метод, подробно описанный в [6] и основанный на применении шестизвенного НЧ фазовращателя в четырехфазной системе сигналов, позволяющий относительно простыми средствами, несмотря на повышенное число элементов, получить хорошее подавление и высокую температурную и временную стабильность параметров. Для получения четырехфазной системы сигналов применен цифровой ВЧ фазовращатель U3.

Смеситель U2 выполнен на недорогом и доступном восьмиканальном коммутаторе 74НС4051 со средним временем переключения 20...22 нс.

Побудительной причиной такого выбора послужили феноменальные значения ДД, полученных радиолобителями при испытании в качестве смесителей микросхем 74НС4066, 74НС4053 этой же серии [7, 8].

Эксперименты подтвердили высокие динамические параметры смесителя на 74НС4051. Потенциальный ДД2 (уровень подавления АМ, а именно он и определяет ДД гетеродинного приемника) для 74НС4051 на частотах до 7...8 МГц сверху ограничен уровнями АМ помехи (300...400 мВ), а снизу — собственными шумами (менее 0,05 мкВ).

В этом экспериментальном приемнике уровень ДД2 110дБ ограничен не смесителем, а предварительным УНЧ А2, А3, сверху за счет прямого детектирования АМ помех в нем, а снизу его шумами. ДД2 может быть улучшен еще на 10...20 дБ установкой дополнительных ФНЧ после смесителя и применением менее шумящих ОУ, например



LT1028 с 1 нВ/Гц (использованный недорогой и доступный сдвоенный малошумящий ОУ NE5532 имеет спектральную плотность шума около 5 нВ/Гц).

Применение в смесителе восьмиканального коммутатора (использована только его половина — четыре канала) 74HC4051 позволило упростить узел, поскольку часть функций фазовращателя выполняет внутренняя логика управления коммутатора, на адресные входы которой поступают сигналы управления с делителя на 4.

При этом частота гетеродина должна быть в четыре раза выше рабочей частоты. В результате, на выходе смесителя образуется четырехфазная система сигналов, которые через предварительные усилители А2 и А3 поступают на НЧ фазовращатель U4.

После него сигналы нижней боковой полосы, получившие нулевой фазовый сдвиг, складываются на сумматоре А4, а зеркальной верхней полосы, получившие фазовый сдвиг 180 градусов, вычитаются и подавляются. К выходу сумматора подключен основной активный полосовой фильтр Z2, представляющий собой последовательно включенные ФВЧ третьего и ФНЧ шестого порядков.

Отфильтрованный полезный сигнал поступает на узел А4, состоящий из управляемого напряжением усилителя А5, промежуточного усилителя А6, оконечного УНЧ А7, к выходу которого подключен громкоговоритель ВА1, детектора АРУ U6 и регуляторов усиления и громкости.

Принципиальная схема узла А3 — основного блока приема и обработки сигнала приведена на рис. 2. Сигнал с выхода ПДФ через согласующий трансформатор Т1 и цепь С3R5 поступает на четырехфазный смеситель DD1, выполненный на основе восьмиканального коммутатора 74HC4051.

Для увеличения быстродействия коммутатор питается повышенным напряжением +8 В от стабилизатора DA5. Опыт показывает, что микросхемы серии 74HC, 74AC надежно работают при увеличении напряжения питания даже до 10 В.

Резистор R5 улучшает балансировку и выравнивает сопротивления открытых ключей (около 50 Ом при технологическом разбросе ±10 %).

На вход коммутатора через резистор R6 подано напряжение смещения с делителя R3R4, равное +4,5 В, что чуть выше половины напряжения питания, что обеспечивает работу смесителя на максимально линейном участке характеристики.

Сигналы управления (гетеродинные) на коммутатор поступают с синхронного счетчика-делителя на 4, выполненного на D-триггерах микросхемы DD2. Они имеют форму меандра с 90-градусным фазовым сдвигом. Окончательно их формирует внутренняя схема управления самого коммутатора

так, что четыре ключа открываются поочередно. Для наглядности на рис. 2 напротив соответствующих выводов микросхемы DD1 указаны фазы выходного сигнала.

К выходу каждого из четырех каналов подключены конденсаторы нагрузки, эффективно выделяющие полезный сигнал и подавляющие побочные продукты преобразования. Этот четырехфазный смеситель подобен фильтру на переключаемых конденсаторах. За рубежом это устройство описал и запатентовал D.Taylor, N7VE [9]. Рассчитать полосу пропускания смесителя по уровню -3 дБ можно по формуле:

$$F = 1/(\sqrt{nR_iC_n}),$$

где:  $n = 4$  — число ключей,

$R_i$  — сумма сопротивлений антенной цепи (50 Ом, трансформированное Т1 в 9 раз, т. е. 450 Ом), открытого ключа (около 50 Ом) и резистора R5,

$C_n$  — сумма емкостей конденсаторов C8, C9, или C11, C12 и т. д.

В нашем случае расчетное значение частоты среза равно 3400 Гц. С одной стороны, это обеспечивает хорошее подавление внеполосных помех, с другой — вносит заметный дополнительный фазовый сдвиг в полезный сигнал, поэтому соответствующие конденсаторы во всех четырех каналах должны быть термостабильны и подобраны по емкости с точностью не хуже 0,5% (здесь и далее подразумевается точность подбора элементов четырех каналов между собой, абсолютное значение может иметь разброс до 5%).

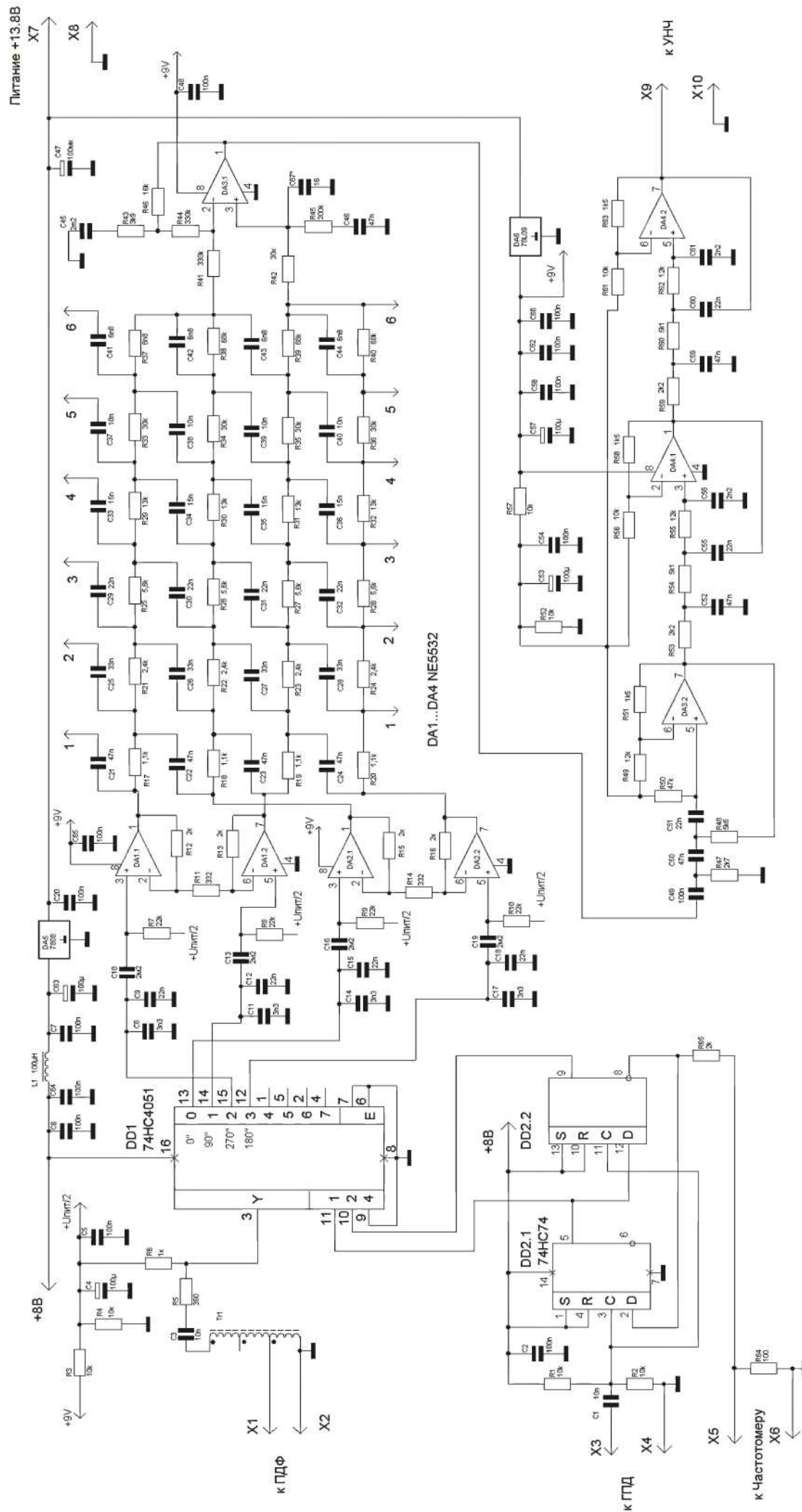
Этим требованиям удовлетворяют низкочастотные конденсаторы серий МБМ, К71, К73 и т. п., а для эффективной фильтрации ВЧ сигналов параллельно им подключены керамические конденсаторы относительно небольшой емкости (возможные значения 1000...4700 пФ) с ТКЕ не хуже М1500.

К нагрузочным конденсаторам смесителя через разделительные конденсаторы C10, C13, C16 и C19 большой емкости, которые обязательно должны быть неоксидными, подключены предварительные усилители DA1, DA2.

На первый взгляд, применение разделительных конденсаторов после смесителя излишне, т. к. в идеально работающем смесителе напряжение на нагрузочных конденсаторах одинаково, но на практике из-за некоторой несимметричности каналов появляется небольшое шумовое напряжение, увеличивающееся при непосредственном подключении предварительных усилителей общие шумы в 2...3 раза.

ОУ DA1, DA2, включенные по схеме дифференциального измерительного усилителя [1,2], дополнительно улучшают симметрию сигналов и





подавляют синфазные помехи (продукты детектирования АМ, наводки с частотой сети и пр.) пропорционально  $K_{ус}=1+2(R_{12}/R_{11})$ , в данном случае в 13 раз.

Такое предварительное усиление оптимально, на взгляд автора, для того, чтобы скомпенсировать потери в НЧ фазовращателе. Резисторы в цепях обратной связи R11—R16 необходимо подобрать с точностью не хуже 0,5%.

К выходам дифференциального предварительного усилителя подключен четырехфазный шестизвенный RC фазовращатель на элементах R17—R40 и C21—C44 [6]. Такой фазовращатель, несмотря на повышенное число элементов, прост по конструкции. Благодаря взаимной компенсации фазовых и амплитудных дисбалансов отдельных цепочек в нем можно использовать элементы с допуском  $\pm 5\%$  (разумеется, точность подбора четверок элементов должна быть не хуже 0,5%) при сохранении высокой точности фазового сдвига.

При указанных на схеме номиналах элементов расчетное подавление зеркальной боковой полосы в диапазоне частот 300...3300 Гц достигает 60 дБ, но практически, из-за разброса значений элементов и конечного сопротивления сумматора, подавление получилось 51...53 дБ.

Далее четырехфазный сигнал поступает на входы сумматора DA3.1, собранного на дифференциальном усилителе с входным сопротивлением 330 кОм и коэффициентом усиления 10, где благодаря полученным фазовым сдвигам сигналы нижней боковой полосы складываются и усиливаются, а верхней — вычитаются и подавляются.

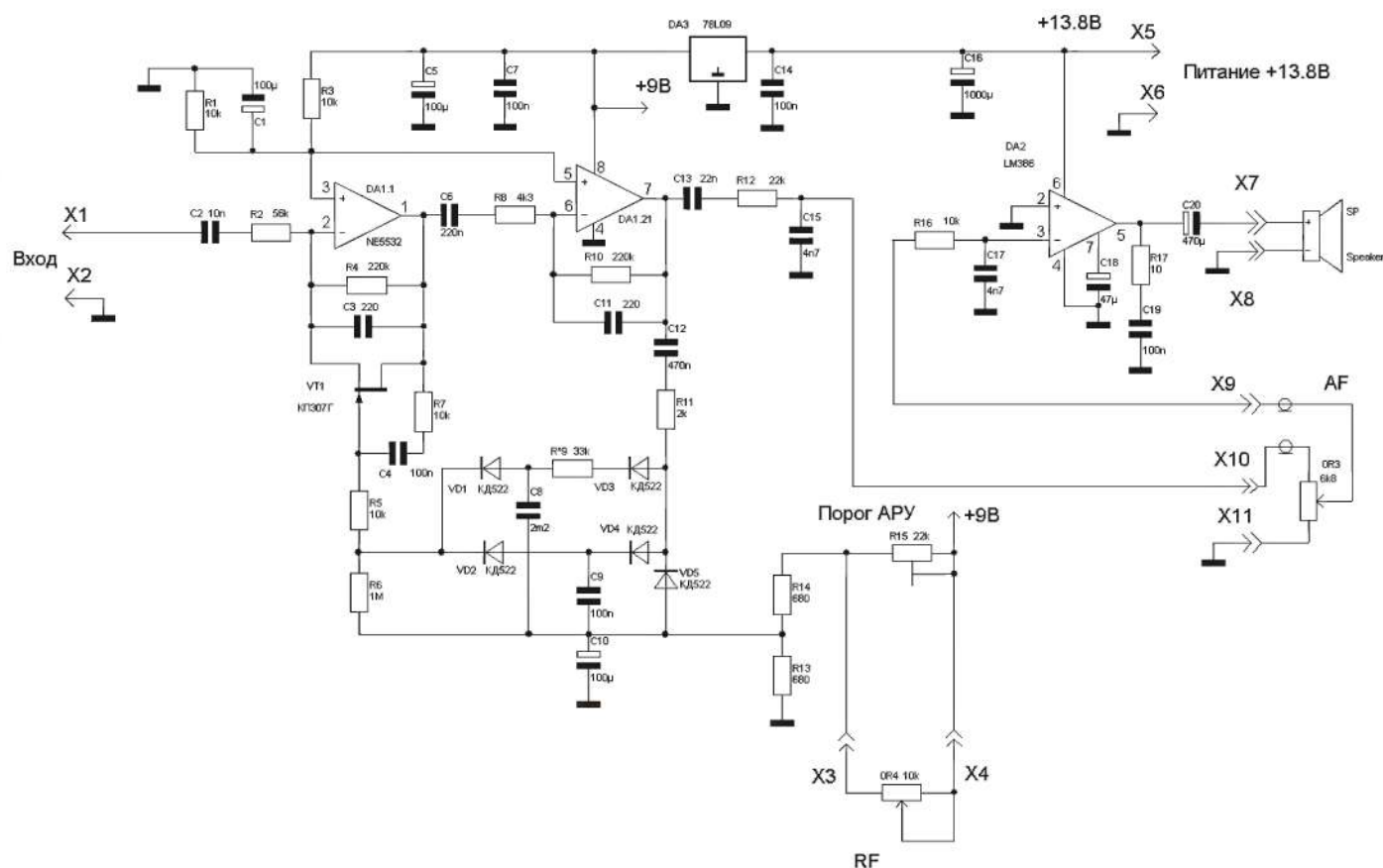
К выходу сумматора подключен активный основной фильтр частоты сигнала, выполненный на трех последовательно включенных звеньях 3-го порядка — одном ФВЧ с частотой среза 350 Гц на ОУ DA3.2 и двух ФНЧ с частотой среза 3000 Гц — на ОУ DA4.1 и DA4.2.

Для улучшения развязки и снижения помех по цепи питания каскады сумматора и фильтров питаются от отдельного интегрального стабилизатора DA6. Делитель напряжения питания R52R57 создает напряжение смещения для ОУ DA3.2 и DA4 при однополярном питании.

Отфильтрованный сигнал с выхода X9 узла А3 поступает на вход X1 узла А4, схема которого приведена на рис. 3. Первым включен регулируемый усилительный каскад на ОУ DA1.1.

Его усиление определяется отношением общего сопротивления параллельно включенных в цепи ООС резистора R4 и сопротивления канала полевого транзистора VT1 КП307Г (здесь подойдут любые транзисторы из серий КП302, КП303, КП307, имеющие напряжение отсечки не более 3,5 В при максимально большом начальном токе стока) к сопротивлению резистора R2. При изменении напряжения смещения на затворе VT1 от 0 до +4 В  $K_{ус}$  изменяется от 3 до 0,0005, т. е. от +10 до -66 дБ, что обеспечивает эффективную автоматическую (АРУ) и ручную (РРУ) регулировку общего усиления приемника.

Цепь R5R7C4 подает на затвор транзистора VT1 половину напряжения сигнала, что улучшает линейность регулировочной характеристики [1], в результате чего даже при входном сигнале 2 Вэф





(максимально возможный сигнал на выходе основного полосового фильтра) уровень нелинейных искажений не превышает 1%.

Сигнал с выхода ОУ DA1.2, усиливающего в 50 раз для нормальной работы АРУ, поступает через пассивный полосовой фильтр C13R12C15, снижающий избыток усиления в 4 раза, на регулятор громкости OR3 (он установлен вне узла А4) и далее через однозвенный ФНЧ R16C17 на вход оконечного УНЧ DA3 с  $K_{ус}=20$ .

Для улучшения развязки и снижения помех входные каскады питаются через отдельный интегральный стабилизатор DA2. Делитель напряжения R1R3 создает напряжение смещения для ОУ DA1.

Сигнал с выхода DA1.2 через цепочку C12R11 поступает на детектор АРУ, выполненный на диодах VD1—VD5 и имеющий две цепи управления — инерционную с конденсатором C8 и быструю с конденсатором C9, позволяющую улучшить работу АРУ в условиях импульсных помех.

Общая точка соединения элементов детектора АРУ подключена к делителю R13R14R15R4, создающему начальное напряжение смещения полевого транзистора.

Подстроечным резистором R15 его устанавливают оптимальным для конкретного экземпляра транзистора и при необходимости корректируют общее усиление приемника. Резистором OR4 (он вне узла А4) оперативно регулируют общее усиление при

прослушивании эфира. В какой то мере эта регулировка эквивалентна изменению усиления по ВЧ или ПЧ в супергетеродинах.

Принципиальная схема узла 2 (ГПД) приведена на рис. 4. За основу взята немного модернизированная схема ГПД от трансивера YES-98M [10]. Генератор собран по схеме Колпитца на транзисторе VT2 и охвачен ООС через резистор R13.

Высокое входное сопротивление каскада с ООС и небольшая емкость конденсатора C11 обеспечивают незначительное шунтирование транзистором колебательного контура L1C8C10C12. В то же время, малая емкость эмиттерного перехода транзистора KT368A (около 2 пФ) и низкое выходное сопротивление каскада создают условия для хорошей развязки колебательной системы в целом от нагрузки. Емкость коллекторного перехода транзистора (около 1,5 пФ) во много раз меньше емкости конденсатора C8, и почти не оказывает влияния на колебательную систему.

Эти особенности, а также малый коэффициент шума транзистора способствуют созданию генератора с хорошей стабильностью и малым уровнем фазовых шумов.

Буферный каскад — эмиттерный повторитель на транзисторе VT3 (возможна замена на KT316, KT325), имеющий низкое выходное сопротивление и малые межэлектродные емкости, обеспечивает развязку задающего генератора от цифровой части ГПД. Элементы DD1 формируют сигнал прямоугольной формы. Триггеры DD2 делят частоту

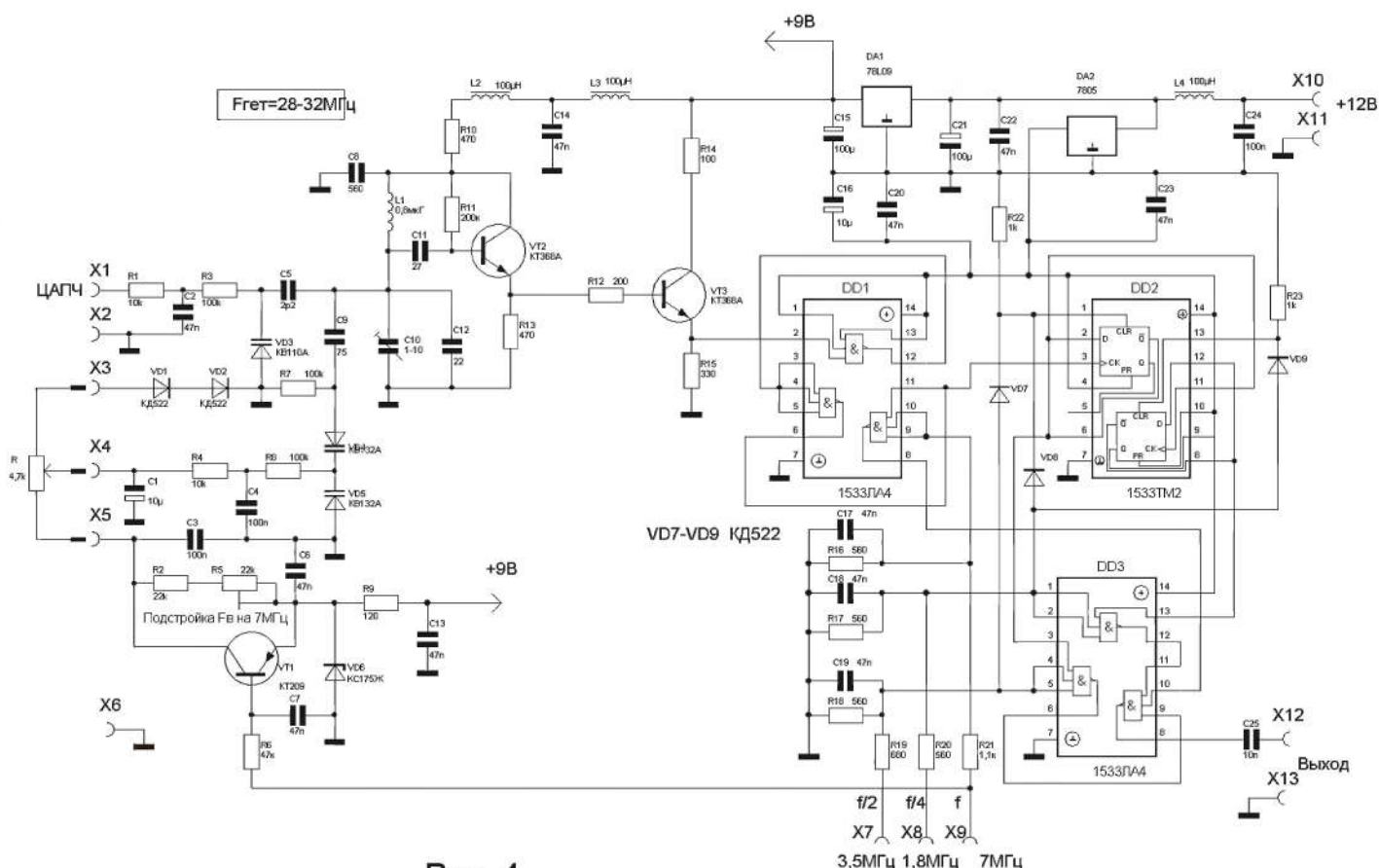


Рис. 4



ГПД на 2 или на 4 для диапазонов 3,5 или 1,8 МГц соответственно. Шифратор, собранный на диодах VD7—VD9 и элементах микросхем DD1 и DD3, при подаче напряжения +12 В на входы X7—X9 позволяет выбрать диапазон.

При этом не участвующие в делении частоты триггеры блокируются, что исключает появление от них помех на частоте приема. С выхода элемента DD3 сигнал поступает на счетчик преобразовательного блока (вход X3 узла А3 на рис. 2).

Перестраивают ГПД по частоте варикапы VD4, VD5 (рис. 4) и многооборотный потенциометр ОР1 СП5-39Б, хотя недостатки такого способа настройки хорошо известны.

Традиционный способ перестройки конденсатором переменной емкости хорошего качества, конечно же, предпочтительнее.

Цепь R1C2R3VD3C5 представляет собой часть системы цифровой автоматической подстройки частоты (ЦАПЧ), реализуемой при использовании цифровой шкалы «Макеевская», что позволяет работать не только SSB и CW, но и цифровыми видами связи.

Генератор работает в интервале частот от 28 до 32 МГц. Следует отметить, что на 40-метровом диапазоне интервал перестройки приемника был бы излишне широк (1 МГц), что привело бы к высокой плотности настройки, поэтому посредством резисторов R2 и R5 он ограничен пределами 7...7,2 МГц (интервал перестройки ГПД 28,0...28,8 МГц).

На диапазонах 1,8 и 3,5 МГц эти резисторы шунтированы открытым ключом на транзисторе VT1 (возможно применение КТ208, КТ209, КТ502 с любыми буквенными индексами), который закрыт при подаче управляющего напряжения +12 В от

переключателя диапазонов на вывод X9 (7 МГц). Транзистор VT2 отобран по максимальному усилению, не менее 100.

Для подбора контурных потребуются конденсаторы с разными ТКЕ: МПО, ПЗЗ и М47.

Микросхемы DD1, DD3 могут быть ТТЛ 555ЛА4, а DD2 - 555ТМ2, быстродействующие КМОП КР1554ЛА4, КР1554ТМ2, или 74НС10 и 74НС74 соответственно.

Диоды КД522 можно заменить практически любыми кремниевыми высокочастотными диодами с малыми обратными токами (например, КД503, КД521).

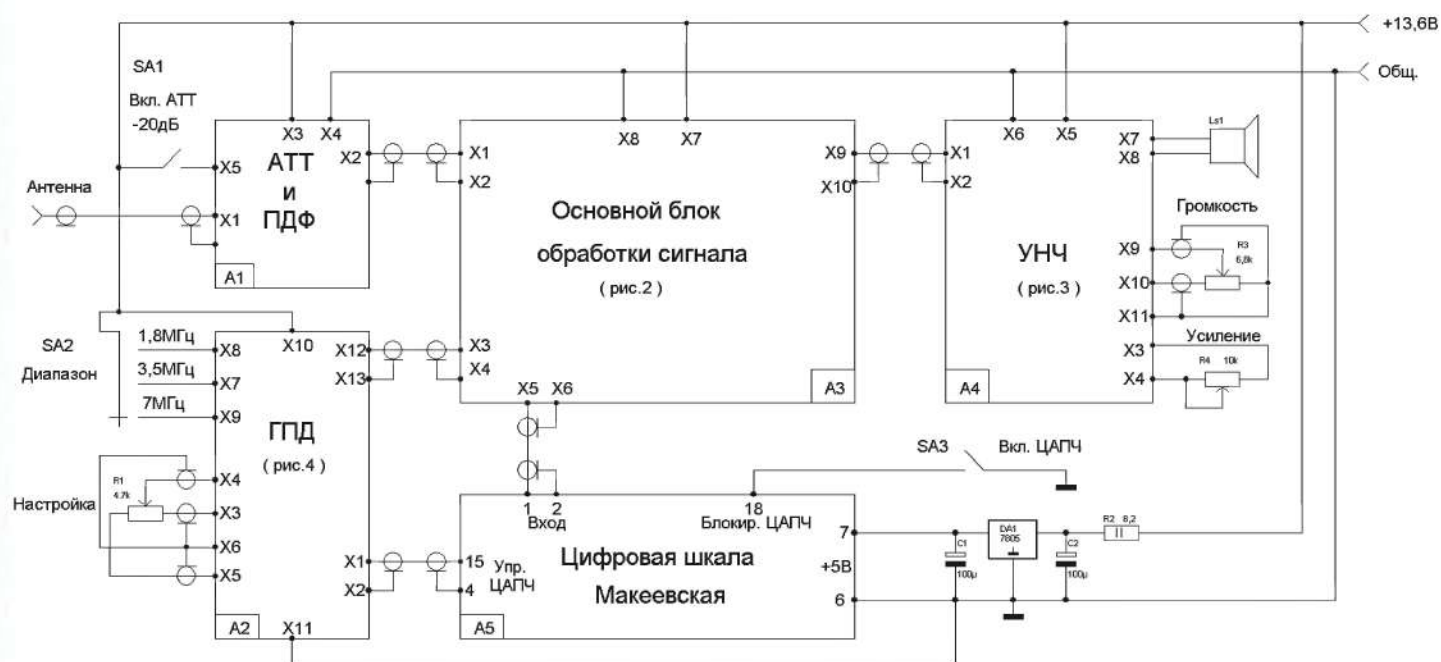
Схема межблочных соединений приемника приведена на рисунке.

Все межплатные соединения высокочастотных цепей выполнены тонким коаксиальным кабелем, а низкочастотных - обычным экранированным проводом.

Стабилизатор напряжения питания цифровой части DA1 (КР142ЕН5А или 7805) нагревается слабо (ток потребления с импортными АЛС не более 200 мА), поэтому его можно закрепить в любом удобном месте корпуса.

Горящий резистор R2 должен быть мощностью не менее 2 Вт.

Переменные резисторы R1 (Настройка), R3 (Громкость), R4 (Усиление) и переключатели SA1 (Включение Аттenuатора 20 дБ), SA2 (Диапазон), SA3 (Включение ЦАПЧ) расположены на передней панели. Платы в корпусе приемника установлены на металлических стойках, но это не исключает дополнительной шины "земли", которая соединяет все платы между собой.





## О деталях

Для успешного повторения приемника некоторые резисторы и конденсаторы блока АЗ требуют предварительного подбора.

С помощью цифрового омметра легко подобрать пары или четверки элементов с точностью до третьего знака, приняв во внимание тот факт, что абсолютное значение может иметь разброс до 5%. У многих моделей мультиметров есть режимы измерения емкости, что позволяет легко подобрать и конденсаторы.

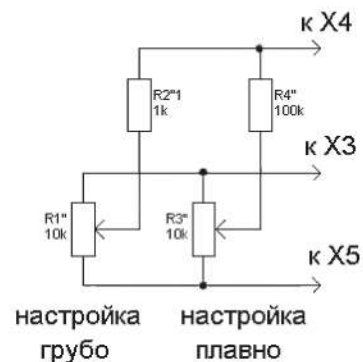
Автор для подбора конденсаторов использовал приставку к частотомеру для измерения индуктивности [11], подключив к ней катушку индуктивностью несколько десятков микрогенри. Подключая к ней «на весу» конденсаторы, выбирают те, что дают близкие значения частоты. Разброс значений у конденсаторов из одной заводской партии небольшой. Если конденсаторы из одной коробки, то как правило, из десятка удавалось подобрать две четверки с точностью не хуже 1%. Несмотря на кажущуюся сложность, автор на подбор всех четверок резисторов с точностью до трех знаков и конденсаторов с точностью до двух знаков потратил не более часа.

Конденсаторы НЧ фазовращателя должны быть термостабильны, ни в коем случае нельзя применять низкочастотные керамические групп ТКЕ Н30, Н70 и Н90 (емкость последних может изменяться при колебаниях температуры почти в 3 раза). Можно применить металлобумажные МБМ, пленочные и металlopленочные серий К7Х-ХХ. Такие же конденсаторы желательно применять в активных фильтрах и как разделительные в каскадах УНЧ, т. к. они определяют АЧХ. При этом допустимый разброс номиналов может быть 10% и в этих узлах с большим успехом можно применить экземпляры, не прошедшие отбор для фазовращателя. Блокировочные керамические и электролитические конденсаторы могут быть любого типа.

Катушка ГПД L1 (рис. 4) индуктивностью около 0,8 мкГ намотана на ребристом керамическом каркасе диаметром 12 мм. Она имеет 12 витков провода ПЭВ-2 0,5-0,7 мм, уложенного в канавки каркаса с шагом 1 мм и размещена в экране, в качестве которого можно использовать, например, корпус от реле РЭС-6.

Согласующий трансформатор Т1 (рис. 2) содержит 15–18 витков сложенным втрое с небольшой скруткой (3 скрутки на сантиметр) проводом ПЭЛШО (можно применить и ПЭВ, ПЭЛ) диаметром 0,1...0,25 мм. Магнитопроводом служит кольцо диаметром 7...10 мм из феррита с проницаемостью 1000-2000. Высокочастотные дроссели — ДМ-0,1 с индуктивностью 50...200 мкГ, их можно также намотать на ферритовых кольцах диаметром 7...10 мм с магнитной проницаемостью 1000...2000, достаточно 25–30 витков провода диаметром 0,15...0,3 мм.

Детали, устанавливаемые навесным монтажом на шасси, могут быть любого типа. Исключение составляет многооборотный переменный резистор R1 СП5-39Б. Он должен иметь высокое качество. Нестабильность сопротивления и неравномерность его изменения будут существенно ухудшать работу приемника. При необходимости его можно заменить двумя обычными потенциометрами, включенными по схеме:



Большинство деталей приемника смонтированы на трех печатных платах из двусторонне фольгированного стеклотекстолита, соответствующих трем блокам. Вторая сторона служит общим проводом и экраном. Отверстия вокруг выводов деталей, не соединенных с общим проводом, следует раззенковать сверлом диаметром 2,5...3,5 мм. Выводы деталей, соединенных с общим проводом, припаивают с двух сторон платы.







Авторский вариант чертежей печатных плат, выполненных в Sprint Layout 3.0, находится в архиве.

### Настройка

Налаживание приемника следует начинать с узла А2 ГПД (рис 4), который на период настройки отключают от других узлов.

Сначала нужно подать на вывод Х1 с вспомогательного делителя напряжение 2,7 В и замкнуть перемычкой конденсатор С12. Подав напряжение питания, следует подбором резистора R13 выставить напряжение на эмиттере транзистора VT2 порядка 1,4...1,6 В при применении микросхем (DD1) ТТЛ серий 2,3...2,6 В для КМОП.

После этого можно убрать перемычку и подать на вывод Х8 (включение диапазона 1,8 МГц) напряжения питания.

К выходу ГПД (вывод Х12) подключают через резистор сопротивлением 200...300 Ом цифровую шкалу или частотомер. Переведя движок резистора OR1 в верхнее по схеме положение, подбором конденсатора С12 и подстройкой С10 устанавливают частоту генерации на 5...10 кГц ниже 7000 кГц.

Затем движок резистора OR1 переводят в нижнее по схеме положение. Рабочая частота при этом должна быть чуть выше 8000 кГц. Если это не удастся сделать и перекрытие получается меньше, то следует установить конденсатор С9 большей емкости и наоборот, если перекрытие больше, емкость конденсатора С9 надо несколько снизить.

Поскольку емкость этого конденсатора влияет на частоту ГПД, при его подборе следует проверять перекрытие ГПД по частоте. Добившись необходимого перекрытия на диапазоне 1,8 МГц, ГПД переводят на диапазон 7 МГц, подав напряжение питания на вывод Х9.

Переведя движок резистора OR1 в нижнее по схеме положение, подстройкой резистора R5 устанавливают частоту генерации чуть выше 28800 кГц.

На последнем этапе налаживания ГПД проверяют стабильность частоты генератора и при необходимости проводят термокомпенсацию известными методами.

В авторском варианте применены контурные конденсаторы с ТКЕ М47 и дополнительной термокомпенсации не потребовалось. При этом на 7 МГц первоначальный выбег частоты за первые 2 минуты не превысил 800 Гц, в дальнейшем нестабильность частоты была менее 100 Гц за 15 мин. При включении ЦАПЧ частота была неизменной в течении нескольких часов.

Основной блок обработки сигнала (узел А3) и УНЧ (узел 4) при использовании исправных деталей требуемых номиналов и отсутствии ошибок в монтаже налаживания не требуют.



Последний этап в налаживании приемника — установка порога АРУ и пределов регулировки усиления.

Для этого движок резистора OR3 (Громкость) устанавливают в левое по схеме положение, а движки резистора R4 (Усиление) и подстроечного R15 - в правое. На вход приемника включают резистор 50 Ом. К выходу приемника параллельно динамической головке ВА1 (выводы Х7, Х8) подсоединяют осциллограф или авометр в режиме измерения переменного напряжения.

Перемещением движка подстроечного резистора R15 находят положение, при котором шум начнет уменьшаться, и дальнейшим перемещением выставляют уровень шума, который еще «не давит на уши» (по мнению автора — около 30...40 мВ).

Это и будет оптимальная настройка порога АРУ (начало срабатывания — 2...3 мкВ на входе) и общего начального усиления (120...150 тысяч).



## Доработка приемника

Как отмечалось выше, из-за конечного сопротивления сумматора степень подавления зеркальной боковой полосы значительно ниже теоретической (особенно это заметно во многозвенных фазовращателях-полифайзерах).

Основной способ улучшения работы полифайзера (вплоть до теоретических пределов) - увеличение на порядки входного сопротивления сумматора, например, применением повторителей напряжения на ОУ или на полевиках. В процессе дальнейших испытаний и экспериментов с приемником была проведена доработка схемы, позволяющая ЛЕГКО получить подавление, близкое к теоретическому пределу. При этом схема и конструкция приемника даже немного упрощается. Для этого нужно убрать резисторы R41, R45 и конденсатор C46, резистор R46 увеличить до 33 кОм, а резистор R44 заменить проволочной перемычкой.

На печатной плате следует разорвать соединение (перерезать дорожки) в 2-х местах:

1. между точками соединяющими R37, C42 и R38, C43
2. между точками соединяющими R39, C44 и R40, R42, C41.

Сигнал теперь снимается с фазовращателя в одной точке через неинвертирующий вход ОУ (вх. сопротивление не менее сотни МОм). При этом ИЗМЕРЕННЫЙ коэффициент передачи близок к 1.

Занятно, в этой схеме то, дополнительный сумматор не нужен, т.к. однополосный сигнал хорошего качества уже СФОРМИРОВАН (!!!) в самом фазовращателе. Причем, независимо от точки съема сигнала - пробовал снимать сигнал со всех четырех цепочек, разумеется по очереди.

Впервые такое схемное решение промелькнуло на <http://www.hanssummers.com/radio/polyphase/> И откровенно говоря, я не обратил на него серьезного внимания - документация сделана от руки, кусочками - подумал, мол поленился автор дорисовать еще 3 ОУ на выходе фазовращателя. Пока сам на практике не убедился - работает и хорошо работает!

Разумеется, это в определенном смысле компромиссное решение, позволяющее получить простыми средствами хорошие результаты в приемнике ценой отказа от классического способа снятия сигнала, при котором (здесь позволю себе процитировать поясняющий комментарий В.Т.Полякова из личной переписки по поводу способов снятия сигналов с полифайзера) "если снять еще и сигнал с противоположного по фазе выхода ФВ, инвертировать его и сложить с первым, то выходное напряжение удвоится. И более того, если оставшиеся два выхода соединить с уже использованными, выходные напряжения будут меньше

зависеть от нагрузки ФВ. Видимо, так и рассуждал создатель этого ФВ с совершенно непроизносимой по-русски фамилией Gschwindt, опубликовавший схему то ли в немецком, то ли в венгерском журнале в 70-х годах."

После такой доработки общий Кус получается порядка 130-150 тыс, уровень собственных шумов на выходе примерно 27-30 мВ - оптимальные на мой взгляд значения и в корректировке не нуждаются.

С момента публикации описания приемника уже несколько коллег повторили конструкцию и остались довольны качеством работы этого приемника. С удовлетворением могу отметить, что конструкция действительно получилась легка и доступна в повторении, при этом параметры получаются отличные, не хуже заявленных.

Например, коллега Oleg\_Dm., имеющий возможность инструментальных измерений после тщательного промера получил чувствительность 0,6 мкВ, ДД2 порядка 107-109 дБ и подавление верхней боковой - более 54дБ).

Ниже, тоже в качестве примера, приведены фото конструктивного исполнения Игорем Тредитом (Robin). Игорь изготовил вариант печатной платы Павла Семина.



Важный момент - Игорь при повторении приемника столкнулся с небольшой проблемой (это единственный известный мне случай, но хочу подробнее рассмотреть этот вопрос - может кому-то пригодится) - из-за недостаточной амплитуды





(менее 0,25 В эфф) на выходе ГПД при включении диапазона 7 МГц неустойчиво, вплоть до самовозбуждения на СВЧ, работали триггеры 74НС74.

Причина, на мой взгляд, была в комбинации неудачного экземпляра 1533ЛА4, усиление которой сильно падает на частотах порядка 29-30 МГц и напряжения смещения триггера DD2.1, которое из-за разброса сопротивлений R1, R2 может отличаться от оптимального. Лучшим способом было бы поставить более удачный экземпляр микросхемы DD3 или «поиграться» значениями R1, R2, но это легко сделать, если микросхемы установлены на панельках.

А что делать, если они запаяны в плату? Остается подбор смещения значениями R1, R2 или поступить так, как сделал Игорь. Оставив напряжение питания коммутатора прежним – 8 В. и уменьшил напряжение питания микросхемы DD2 до 6 В, тем самым увеличив относительную амплитуду сигнала ГПД по отношению к порогу срабатывания триггера, который практически прямо пропорционально зависит от напряжения питания триггера. Проще всего это сделать, подав питание на DD2 через резистор 62-100 Ом (подбирается по устойчивой работе триггеров на диапазоне 7 МГц).

Последний нужно включить в разрыв печатного проводника между ножкой 16 DD1 и конденсатором С2.

Конденсаторы для полифайзера-фазовращателя Игорь не подбирал – поставил из одной партии. И тем не менее степень подавления верхней боковой получилась высокая – значит в конструкции есть определенный технологический запас.

Игорь (Robin) очень доволен работой приемника. При проведении сравнительного прослушивания эфира на Радио-76М2 и этого ППП, отдает предпочтение последнему, отмечая его особую мягкость звучания и прозрачность эфира.

В заключение, хочу поблагодарить коллег и единомышленников по форуму - чей энтузиазм и прямо-таки фанатичная влюбленность в ТЕХНИКУ ПРЯМОГО ПРЕОБРАЗОВАНИЯ пробудили во мне, да и во многих, интерес и желание вновь заняться ППП, тех, кто заботливо и неустанно поддерживал настоящий водопад информации со всего мира о новинках и подходах, современных концепциях, методах и схемных реализациях техники ПП.



**Литература:**

1. Титце У., Шенк К. Полупроводниковая схемотехника. - М.: Мир, 1982.
2. Хоровиц П., Хилл У. Искусство схемотехники, т. 1. - М.: Мир, 1983.
3. Беленецкий С. Простой преселектор для многодиапазонного приемника. — Радио, 2005, № 9, с. 70—73.
4. Абрамов В. (UX5PS), Тележников С. (RV3YF). Коротковолновый трансивер "Дружба-М". <http://www.cqham.ru/druzba-m.htm>
5. Денисов А. Цифровая шкала-частотомер с ЖК индикатором и автоподстройкой частоты. <http://ra3rbe.qrz.ru/scalafc.htm>
6. Поляков В. Радиолюбителям о технике прямого

преобразования. - М.: Патриот, 1990  
<http://hamradio.online.ru/ftp2/RLTPP.djvu>

7. Green R. "Bollet-proof" rf mixer. — "Electronics World + Wireless Word", 1999, №1, p. 59
8. Г. Брагин. «Идеальный» смеситель для приемника прямого преобразования. [http://www.cqham.ru/trx41\\_01.htm](http://www.cqham.ru/trx41_01.htm).
9. Tayloe D. (N7VE). Letters to the Editor, Notes on "ideal" Commutating Mixers (Nov./Dec. 1999). — QEX, 2001, March/April, p. 61.
10. Брагин Г. Модернизированный ГПД для трансивера "YES-98M". - Радио Дизайн, № 14, с.3—7.
11. Беленецкий С. Приставка для измерения индуктивности в практике радиолюбителя.
12. <http://forum.cqham.ru/viewtopic.php?t=4032>