

# Основной тракт современного трансивера прямого преобразования

Сергей БЕЛЕНЕЦКИЙ (US5MSQ), г. Луганск, Украина

За последнее десятилетие на рынке электронных компонентов появилось много новых быстродействующих цифровых микросхем и высококачественных малощумящих ОУ. Это позволило конструкторам радиолюбительской малошумящей аппаратуры, в частности, прямого преобразования, разрабатывать и создавать трансиверы, не уступающие по основным электрическим характеристикам (чувствительности, динамическому диапазону, избирательности) современной высококлассной аппаратуре, выполненной по традиционной схемотехнике (супергероидина). Об одном из основных узлов такого трансивера прямого преобразования (ТПП), построенного с применением современных компонентов, рассказывает эта статья.

Трансиверы прямого преобразования быстро завоевали популярность среди радиолюбителей простотой схемы и относительно высокими электрическими характеристиками. В немалой степени этому способствовали статьи и книги [1—10] известного конструктора и популяризатора техники прямого преобразования В. Т. Полякова (RA3AAE). Журнал "Радио" неоднократно публиковал удачные конструкции ТПП с фазовым подавлением зеркальной боковой полосы [11, 12], построенные по классической схеме на низкочастотных LC-фазовращателях (НЧФВ). Основными недостатками подобных решений были однодиапазонность, невысокое, по сегодняшним меркам, подавление зеркальной боковой полосы, сложность намотки многовитковых катушек и настройки НЧФВ, подверженность магнитным наводкам, что представляло определенные трудности при повторении конструкции, особенно начинающими радиолюбителями. Особо хочется отметить трансивер на 160 метров [13], в котором ценной определенными компромиссов автору удалось убрать трудоемкие элементы и создать легко повторяемую конструкцию, что в немалой степени способствовало приобщению к радиолюбительской связи на КВ сотен новых радиолюбителей.

Предлагаемый вариант основного тракта обработки сигнала является логическим продолжением реализации нового подхода в конструировании ТПП, подробно описанного в [14]. Автор ставил перед собой задачу сделать конструкцию, легко повторяемую в домашних условиях и не требующую сложных регулировочных работ. Для налаживания устройства достаточно цифрового мультиметра с функцией измерения емкости конденсаторов. При применении исправных деталей указанных номиналов и отсутствии ошибок в монтаже основная плата ТПП запускается сразу, обеспечивая параметры не хуже заявленных. Для успешного повторения конструкции потребуются только аккуратность и терпение.

## Основные технические характеристики приемно-передающего тракта

Диапазоны рабочих частот, МГц	1,8; 3,5; 7; 14
Полоса пропускания приемного тракта (по уровню -6 дБ), Гц	400...2500
Чувствительность приемного тракта с входа смесителя, мкВ, при полосе пропускания 2,1 кГц и отношении сигнал/шум 10 дБ, не хуже	0,3*
Коэффициент усиления тракта (макс.)	25·10 <sup>4</sup>
Напряжение собственных шумов на выходе УНЧ, при максимальном K <sub>ус</sub> и подключенной на входе ТПП нагрузке сопротивлением 50 Ом, мВ, не более	25
Диапазон допустимых входных сигналов в полосе пропускания, дБ, не менее	100
Динамический диапазон по перекрестной модуляции (ДД2), дБ, при 30 % AM и расстройке 50 кГц, не менее, на диапазоне:	
160 метров	116*
80 метров	110*
40 и 20 метров	106*
Избирательность по соседнему каналу, дБ, при расстройке от частоты несущей на -5,5 кГц и +3 кГц, не менее	80
Подавление зеркальной боковой полосы, дБ, не менее, на диапазоне:	
160 метров	54*
80 метров	52*
40 метров	46*
20 метров	48*
Коэффициент прямоуглоности сквозной АЧХ по уровням:	
-6/-40 дБ	1,4
-6/-60 дБ	3,2
-6/-80 дБ	4
Диапазон регулировки АРУ, дБ, при изменении выходного напряжения на	

12 дБ, не менее	72
Диапазон РРУ, дБ, не менее	84
Выходная мощность тракта НЧ на нагрузке 8 Ом, Вт, не менее	0,5
Напряжение на выходе тракта в режиме CW на нагрузке 50 Ом, В (зфф.), не менее	0,7
Подавление несущей частоты сигнала, дБ, не хуже	50*
Ток, потребляемый от внешнего стабилизированного источника питания с напряжением 13,8 В, А, не более	0,3

\* Указанные цифры соответствуют возможностям измерительной аппаратуры, примененной автором, и в действительности могут быть выше.

Большой динамический диапазон приемного тракта и эффективная работа АРУ получены за счет оптимального распределения коэффициентов усиления нерегулируемых каскадов и расширения допустимых уровней входных сигналов в полосе пропускания. Принцип последовательной селекции, когда, кроме основного активного полосового фильтра, в каждом усилительном каскаде полоса пропускания ограничена до 300...3000 Гц, обеспечил высокую избирательность. Для подавления зеркальной боковой полосы применен многозвенный НЧ фазовращатель в четырехфазной системе сигналов [10], позволяющий относительно простыми средствами, несмотря на большое число элементов, получить хорошее подавление и высокую температурную и временную стабильность параметров. Для получения четырехфазной системы ВЧ сигналов применен цифровой фазовращатель, позволивший создать многодиапазонную конструкцию. Высокая помехоустойчивость, в том числе к наводкам от электросети, обеспечена за счет применения во всех критичных узлах (смеситель-детектор, предварительный УНЧ, НЧ фазовращатель-полифазер) дифференциальных усилителей сигналов. Восьмизвенный НЧ фазовращатель и основной ФСС — общие, работают как при приеме, так и при передаче сигнала. Это позволило сократить число деталей и, соответственно, уменьшить размеры платы. Применен электронная коммутация всех режимов работы тракта. Выполнение всей конструкции на одной плате позволило выбрать оптимальную компоновку, исключить ошибки при монтаже, а также обеспечить хорошую общую и взаимную экранировку функциональных основных узлов.

Рассмотрим работу основного тракта обработки сигнала (узел У5), показанного на рис. 1 в составе структурной схемы трансивера прямого преобразования. Главная задача узла У5 — преобразование сигнала, его селекция, выделение полезной и подавление зеркальной боковой полосы, усиление полезного сигнала. В режиме приема сигнал с выхода ДПФ поступает на смеситель-детектор У3, в качестве которого применена половина быстродействующего двоярного четырехканального комму-

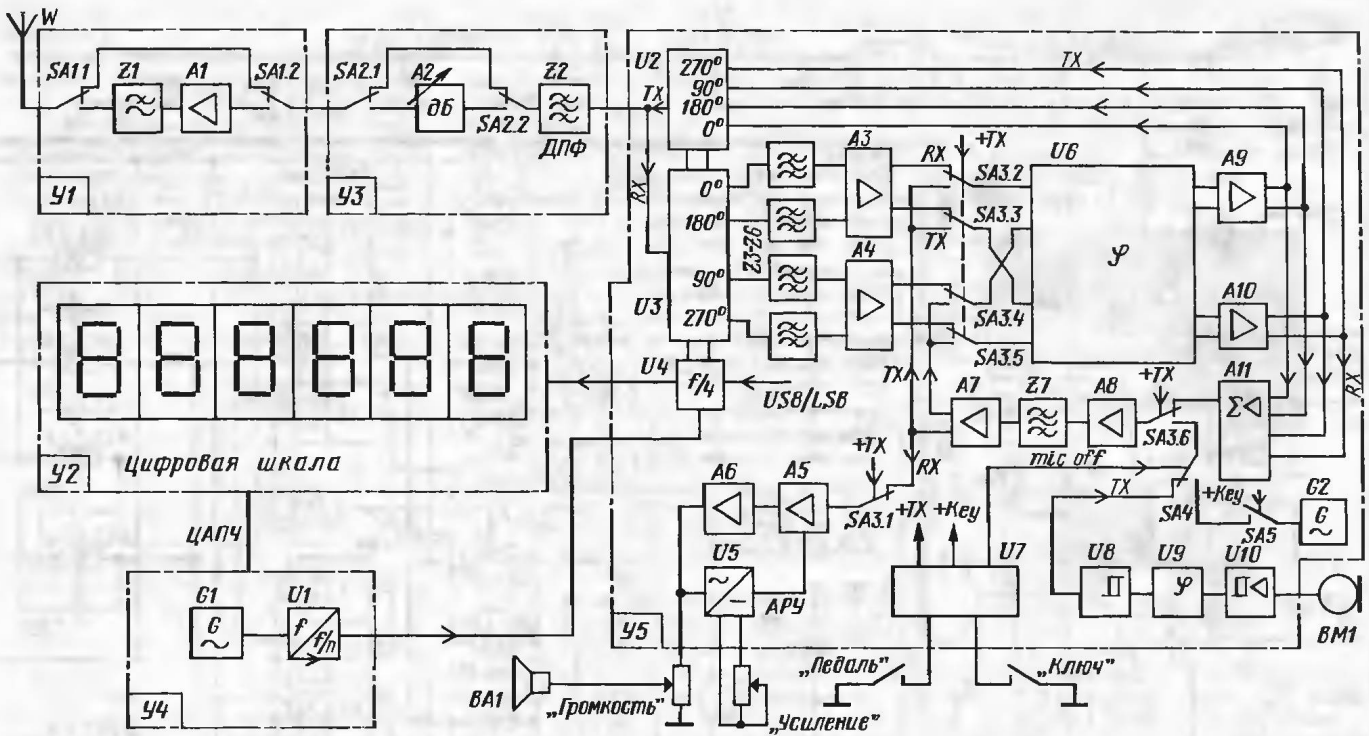


Рис. 1

татора FST3253 со средним временем переключения 3...4 нс. Вторая половина коммутатора работает как смеситель-модулятор U2 при работе на передачу. Применение четырехканального коммутатора позволило существенно упростить схему, поскольку часть функций фазовращателя выполняет внутренняя логика коммутатора, на адресные входы которой поступают сигналы управления из узла U4. Смена рабочей боковой полосы происходит при изменении очередности импульсов управления, поступающих со счетчика (U4) на коммутатор. При этом частота гетеродина трансивера должна быть выше рабочей частоты сигнала в четыре раза. На выходе смесителя образуется четырехфазная система сигналов, которые, после предварительной фильтрации однозвенными ФНЧ Z3...Z6 и предварительного усиления усилителями A3, A4, через электронный переключатель SA3.2 — SA3.5 поступают на НЧ фазовращатель U6. К выходам U6 подключены усилители A9, A10, компенсирующие затухание сигналов в фазовращателе. Далее сигналы полезной боковой полосы, получившие нулевой фазовый сдвиг, складываются на сумматоре A11, а сигналы зеркальной боковой полосы, получившие фазовый сдвиг 180°, вычитаются и подавляются. К выходу сумматора через контакты переключателя SA3.6 подключен активный основной полосовой фильтр, состоящий из включенных последовательно нормирующего усилителя A8, ФСС Z7 и буферного усилителя A7. Выделенный полезный сигнал через контакты переключателя SA3.1 поступает на УНЧ, состоящий из управляемого напряжением усилителя A5 и оконечного АРУ U5 и через регулятор громкости — громкоговоритель BA1.

В режим передачи тракт переводят нажатием на педаль или телеграфный ключ. В первом случае, в узле управления U7 формируется сигнал +TX, который меняет состояние электронного переключателя SA3 на противоположное. При этом отключаются УНЧ и смеситель-детектор U3. Включается микрофонный усилитель и активизируется смеситель-модулятор U2.

В микрофонном усилителе применен фазовый ограничитель последовательного действия, сжимающий динамический диапазон речевого сигнала [6, 10]. Он состоит из усилителя-ограничителя U10, фазовращателя U9 и подчисточного ограничителя U8. Эта система повышает энергетическую эффективность передатчика на 8...9 дБ (6...8 раз по мощности). Сигнал с микрофонного усилителя через электронный переключатель SA4 и SA3.6 поступает на основной полосовой фильтр A8, Z7, A7. Очищенный от остатков гармоник сигнал, с прямого и инверсного выходов ФСС, поступает на объединенные попарно входы фазовращателя U6. Такое включение необходимо для правильной фазировки полученных на выходе последнего модулирующих квадратурных сигналов. Эти сигналы проходят через компенсирующие усилители A9, A10 и поступают на квадратурный смеситель-модулятор U2. На выходе U2 сигналы полезной боковой полосы, получившие нулевой фазовый сдвиг, складываются и поступают далее на ДПФ, а сигналы зеркальной боковой полосы, получившие фазовый сдвиг 180°, вычитаются и подавляются.

При нажатии на телеграфный ключ в узле управления U7, кроме сигнала +TX, формируются еще два сигнала: mic off, отключающий посредством электронного переключателя SA4 микро-

фонный усилитель и подключающий вместо него генератор телеграфного сигнала G2, и сигнал +KEY, управляющий манипуляцией этого генератора. Телеграфный сигнал через переключатели SA4 и SA3.6 поступает на основной полосовой фильтр и далее проходит тот же путь, что и микрофонный сигнал.

Принципиальная схема основного тракта показана на рис. 2. Некоторые узлы нам уже известны и подробно описаны в [14], там же приведены особенности их работы и требования к деталям.

Тракт работает в режиме приема, если не замкнуты контакты X13 с X14 и X15 с X16. При включении питания сигнал +TX низкого уровня поступит на вывод 1 микросхемы DD2 и разрешит работу смесителя-детектора, одновременно сигнал высокого уровня с выхода элемента DD1.1 поступит на вывод 15 DD2, запрещающая работу смесителя-модулятора.

Сигнал с ДПФ через цепь C4R7 поступает на квадратурный смеситель, выполненный на половине микросхемы DD2. Для увеличения быстродействия микросхема DD2 питается повышенным напряжением +6 В от стабилизатора DA11. Резистор R7 улучшает балансировку и выравнивает сопротивления открытых ключей микросхемы (типичное значение 4 Ом ±10%). На вход коммутатора (вывод 7 DD2) через резистор R10 подано напряжение смещения +3 В, обеспечивающее работу смесителя на линейном участке характеристики. Сигналы управления (гетеродинные), имеющие форму "меандр", поступают на микросхему DD2 с фазовым сдвигом 90° с выходов микросхемы DD3 — синхронного счетчика-делителя на 4. Окончательно их формирует внутренняя логика управления коммутатора DD2, определяющая последовательность открывания его четырех ключей. Элементы DD1.2,

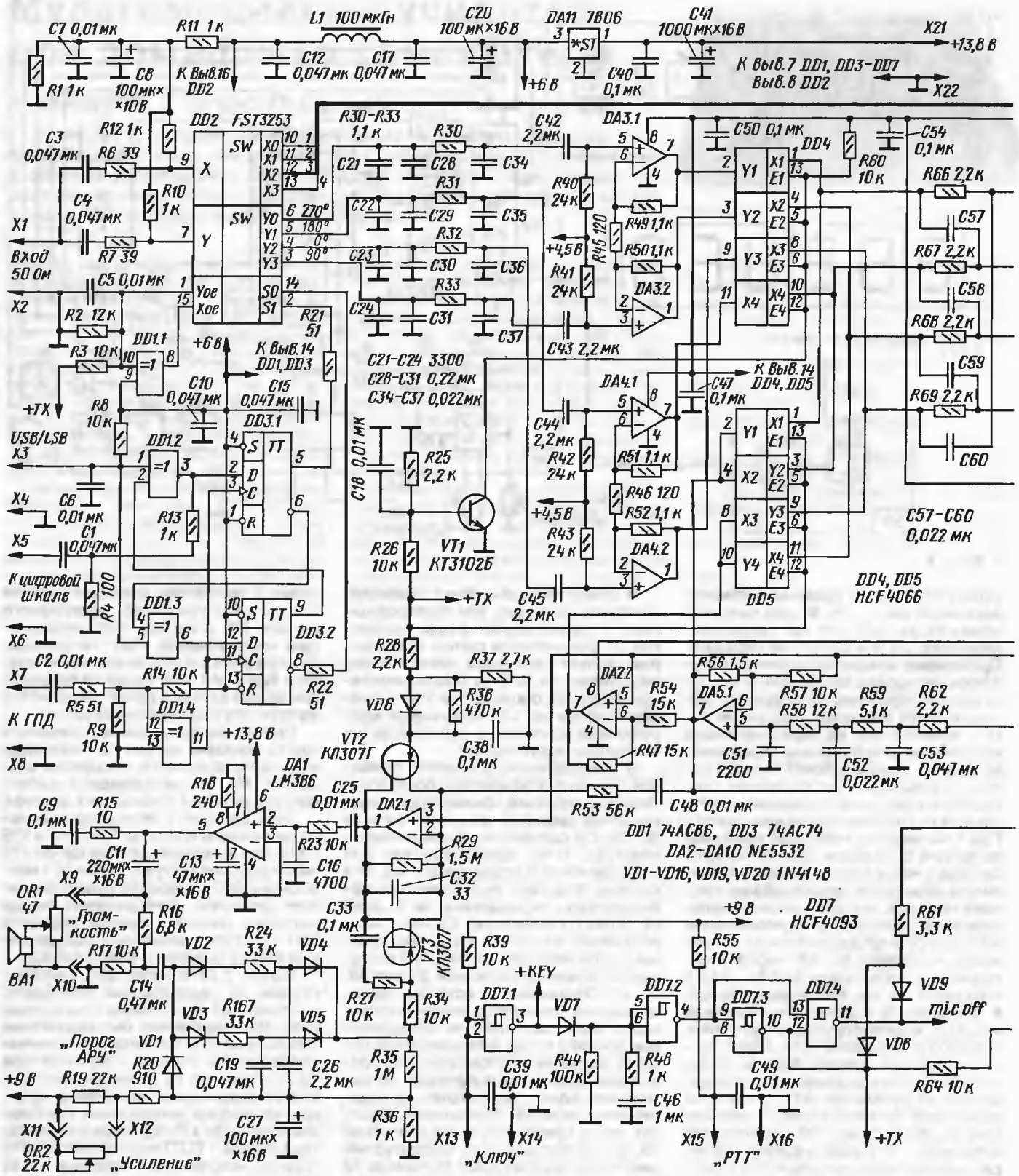


Рис. 2

DD1.3 в цепях обратной связи счетчика DD3 определяют очередность поступающих импульсов управления на коммутатор в зависимости от рабочей боковой полосы. В исходном положении — это верхняя полоса, а при замыкании контактов X3 и X4 — нижняя.

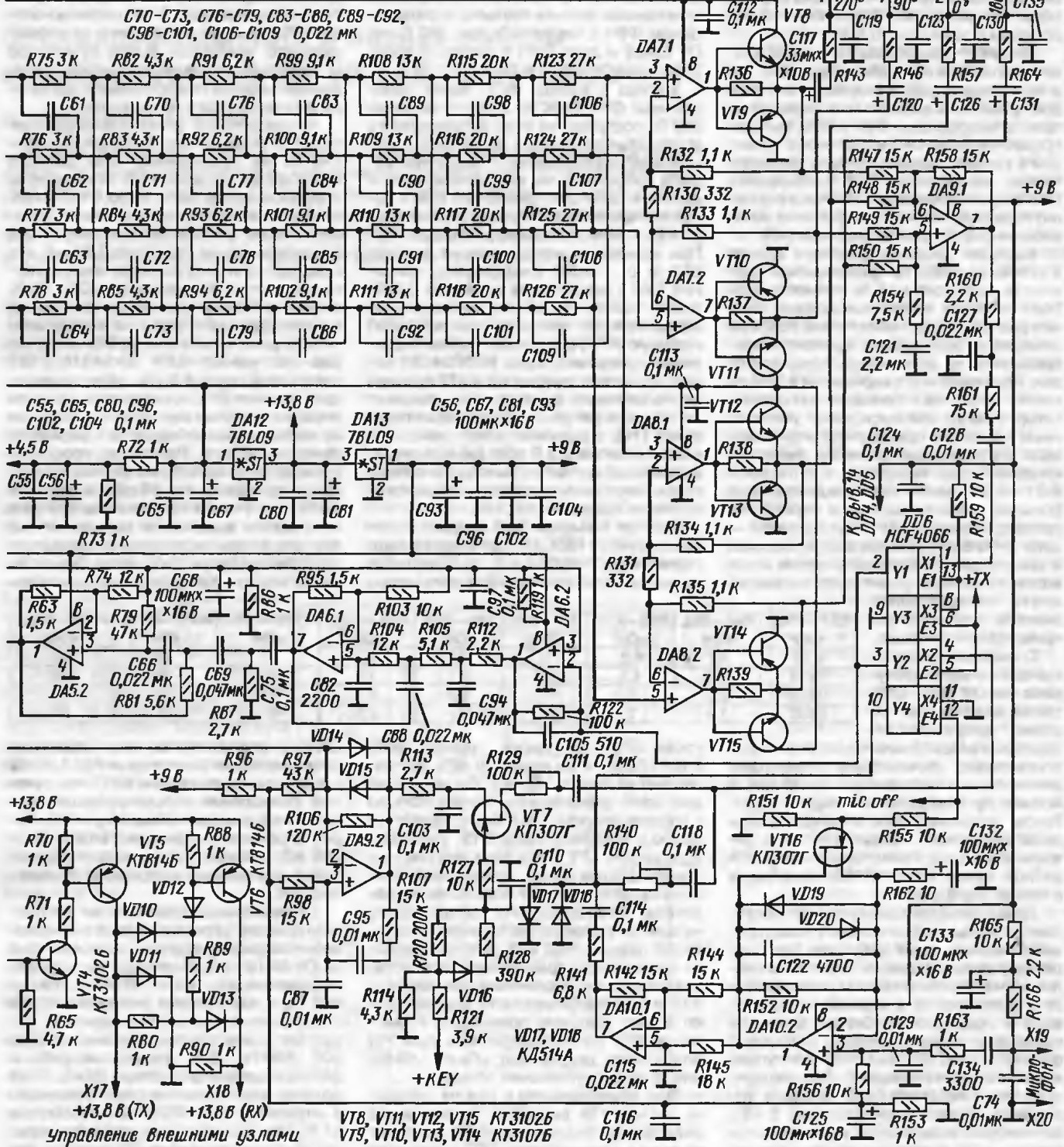
К выходу каждого канала детектора подключены конденсаторы C21—C24, C28—C31, ограничивающие его полосу пропускания частотой 3 кГц. Как уже отмечалось в [14], динамический диапазон смесителей, выполненных на быстродействующих коммутаторах ограничен

не самим смесителем, а предварительным УНЧ, сверху — за счет прямого детектирования в нем АМ помех, снизу — его шумом, и может быть улучшен на 10...20 дБ установкой дополнительных ФНЧ после смесителя. Эта идея и реализована в описываемом тракте с по-



C119, C123, C130, C135 0,047 мк  
C120, C126, C131 33 мк×10 В

R137-R139 220  
R143, R146, R157, R164 10



мощью однозвенных ФНЧ R30C34, R31C35, R32C36, R33C37 с частотой среза 6 кГц. Установка дополнительных RC-фильтров не привела к ухудшению чувствительности (инструментально это зафиксировать не удалось), но самым положительным образом сказа-

лась на реальной избирательности тракта, обеспечивая хорошее подавление внеполосных помех. Чтобы не внести в полезный сигнал заметный дополнительный фазовый сдвиг, резисторы и конденсаторы во всех четырех каналах должны быть термостабильны и по-

добраны с точностью не хуже 0,5% (здесь и далее подразумевается точность подбора элементов четырех каналов между собой, абсолютное значение может иметь разброс до 5%).  
ОУ DA3, DA4, включенные по схеме дифференциального измерительного



усилителя, улучшают симметрию сигналов и подавляют синфазные помехи пропорционально  $K_{\text{св}}$ , т. е. в 19 раз. Такое усиление оптимально, чтобы обеспечить высокую чувствительность и скомпенсировать потери в НЧ фазовращателе в режиме приема. Резисторы в цепях обратной связи R45, R46, R49—R52 подобраны с точностью 0,5 %.

Так как НЧ фазовращатель обрабатывает сигнал как при работе на прием, так и на передачу, для коммутации его входов применены электронные переключатели на микросхемах DD4 и DD5. Выходы предусилителей DA3 и DA4 через открытый в режиме приема сигнала переключатель, микросхему DD4 (микросхема DD5 закрыта сигналом +TX низкого уровня) подключены к четырехфазному восьмизвенному НЧ фазовращателю [10].

Высокая точность фазового сдвига в НЧФВ достигнута применением элементов с допуском  $\pm 5\%$  (точность подбора четверок элементов должна быть не хуже 0,5 %). Для облегчения подбора элементов был выбран вариант фазовращателя на одинаковых конденсаторах. По сравнению с вариантом в [14] он имеет несколько большее затухание, которое легко компенсируется увеличением усиления предварительного каскада. Оптимальные значения емкости конденсаторов находятся в интервале 0,01—0,033 мкФ. При конденсаторах большей емкости возможна перегрузка предварительного УНЧ, при меньшей — цепи НЧ ФВ получаются высокоомными и увеличивается опасность помех и наводок. Номиналы резисторов в зависимости от выбранной

емкости конденсатора приведены в таблице.

С выхода фазовращателя сигналы поступают на ОУ DA7, DA8, также включенные по схеме дифференциального измерительного усилителя, дополнительно улучшающие симметрию сигналов и подавляющие синфазные помехи пропорционально  $K_{\text{св}}$ , в 7 раз. Такое усиление достаточно, чтобы скомпенсировать потери в НЧФВ в режиме передачи. Резисторы в цепях обратной связи R130—R135 подобраны с точностью 0,5 %.

Далее четырехфазный сигнал поступает на входы классического сумматора, выполненного на ОУ DA9.1, где благодаря полученным фазовым сдвигам сигналы нижней боковой полосы складываются и усиливаются, а верхней — вычитаются и подавляются. Сигнал с выхода сумматора через пассивный полосовой фильтр R160C127R161C128 поступает на первый ключ (выводы 1—2) электронного переключателя DD6, которым управляет второй ключ (выводы 8—9), включенный инвертором управляющего сигнала +TX. В режиме приема сигнал +TX имеет низкий уровень, поэтому первый ключ открыт и полезный сигнал беспрепятственно поступает на вход нормирующего усилителя ОУ DA6.2. Главная задача этого каскада — обеспечить оптимальные уровни сигнала при приеме и передаче. В режиме приема его  $K_{\text{св}} = R122/(R161+R160) = 1,3$  выбран не большим, что оптимально для обеспече-

ния максимального диапазона допустимых уровней сигнала в полосе пропускания. Конденсатор C105 ограничивает полосу пропускания каскада частотой 3 кГц. Затем сигнал поступает на активный основной фильтр частоты сигнала ФСС, выполненный на трех последовательно включенных звеньях третьего порядка — одним ФВЧ с частотой среза 350 Гц на ОУ DA5.2 и двух ФНЧ с частотой среза 2900 Гц на ОУ DA6.1 и DA5.1.

Сигнал с выхода ФСС через однозвенный ФВЧ R53C48 с частотой среза 300 Гц поступает на вход регулируемого усилительного каскада на ОУ DA2.1. Его усиление определяется отношением общего сопротивления включенных параллельно в цепи ООС резистора R29 и сопротивления канала полевого транзистора VT3 к сопротивлению резистора R53. При изменении напряжения на затворе VT3 от 0...+4,5 В коэффициент усиления DA2.1 изменяется от 40 до 0,002, т. е. от +32 до -54 дБ, что обеспечивает эффективную автоматическую (APU) и ручную (PPU) регулировку общего усиления приемника. Цепь R27R34C33 подает на затвор транзистора VT3 половину напряжения сигнала, что улучшает линейность регулировочной характеристики [14], в результате чего даже при входном сигнале 2 В эфФ (максимально возможный сигнал на выходе основного полосового фильтра) нелинейные искажения не превышают 0,1 %.

Сигнал с выхода DA2.1 через однозвенный ФНЧ R23C16 поступает на вход оконечного УНЧ DA1 с  $K_{\text{св}} = 80$  и далее на выход узла, контакт X9, к регулятору

C57—C109, мкФ	R66—R69, кОм	R75—R78, кОм	R82—R86, кОм	R91—R94, кОм	R99—R102, кОм	R106—R111, кОм	R115—R118, кОм	R123—R126, кОм
0,01	4,7	6,8	10	13	20	27	43	56
0,015	3,3	4,3	6,2	9,1	13	20	30	39
0,022	2,2	3	4,3	6,2	9,1	13	20	27
0,033	1,5	2	3	3,9	6,2	9,1	13	20

громкости, а также через цепь R16R17C14 — на детектор АРУ, выполненный на диодах VD1—VD5 и имеющий две цепи управления — инерционную с конденсатором C26 и быстродействующую с конденсатором C19, улучшающую работу АРУ в условиях импульсных помех. Общая точка соединения элементов детектора АРУ подключена к делителю R19R20R36,0R2, создающему начальное напряжение смещения на затворе транзистора VT3. Для конкретного экземпляра транзистора его устанавливают подстроечным резистором R19 и при необходимости корректируют общее усиление приемника. Резистором OR2 (он находится вне узла У5) оперативно регулируют общее усиление при прослушивании эфира.

При переключении в режим передачи сигнал +TX высокого уровня через делитель на резисторах R2R3 поступит на вывод 1 микросхемы DD2 и запретит работу смесителя-детектора, при этом сигнал низкого уровня с выхода элемента DD1.1 поступит на вывод 15 DD2, разрешая работу смесителя-модулятора. Также сигнал +TX высокого уровня откроет ключи переключателя DD5, подключая входы НЧФВ к противофазным выходам ФСС (выводы 7 микросхем DA5.1 и DA2.2), а транзистор VT1,

инвертирующий сигнал +TX в низкий уровень, закрывает ключи переключателя DD4, отключив тем самым предварительные усилители от НЧ фазовращателя и, соответственно, от тракта передачи. Одновременно сигнал +TX высокого уровня закрывает первый ключ и откроет третий ключ (вывод 3—4) переключателя DD6, тем самым отключит от нормирующего усилителя выход сумматора и подключит к нему параллельно соединенные выходы микрофонного усилителя и телеграфного генератора.

Микрофонный усилитель-ограничитель (МУО) выполнен на ОУ DA10 и рассчитан на применение электретного микрофона. Питание +9 В на микрофон подается через цепь R165,C133,R166. Резистор R165 определяет ток и, соответственно, режим работы микрофона (в данном случае ток равен 0,75 мА, что подходит для многих типов компьютерных гарнитур). Конденсаторы C74, C129 служат для защиты от ВЧ помех. Сигнал с микрофона поступает на вход усилителя-ограничителя (вывод 3 DA10.2) через пассивный ФВЧ C134R163R156 с частотой среза 5,5 кГц, обеспечивающий подъем ВЧ составляющих спектра порядка 6 дБ/октаву, заметно улучшая качество и разборчивость сформированного сигнала. Пассивная корректирующая цепь ослабляет сигнал микрофона примерно на 14 дБ на частоте 1 кГц, но с учетом того, что электретные микрофоны выдают на выходе сигнал достаточно высокого уровня, позволяет существенно упростить схему без потери качества. Коэффициент усиления

DA10.2 определяется соотношением сопротивления резисторов R152, R162 и в данном случае равен 1000, что с учетом ослабления корректирующей цепью в пять раз дает общий  $K_{\text{св}} = 200$ . Порог ограничения диодов VD19VD20 — 600 мВ, следовательно, начало ограничения для сигнала микрофона примерно 3 мВ.

Ограниченный практически до прямоугольного сигнал поступает на однозвенный фазовращатель, выполненный на ОУ DA10.1. Собственная частота фазосдвигающей цепи R145,C115 — 400 Гц, и, как показал эксперимент, это обеспечивает несколько лучшие результаты, чем рекомендуемые обычно 500...600 Гц. Для правильной работы фазовращателя резисторы R142, R144 должны иметь одинаковые номиналы в интервале 3,3...100 кОм с разбросом  $\pm 1\%$ . При прохождении через фазовращатель ограниченного НЧ сигнала его гармоники получают фазовый сдвиг 70...100° относительно основной частоты. Форма прямоугольного сигнала сильно искажена, и гармоники, ранее формировавшие крутые фронты, образуют выбросы около вершин синусоидального напряжения основной частоты. Эти выбросы срезает второй ограничитель на диодах VD17VD18 [6, 10].

Электронный переключатель на транзисторе VT16, шунтирующий цепь ООС ОУ DA10.2 и четвертый элемент переключателя DD6 (выводы 10—11), замыкает на общий провод МУО, отключая микрофонный усилитель при работе на прием или телеграфом. Им управляет сигнал высокого уровня — mic off. Такое двухступенчатое управление обеспечивает надежное отключение микрофона и полностью исключает появление помех от него.

Генератор телеграфного сигнала выполнен на ОУ DA9.2 по схеме с мостом Вина R98R107C87C95 в цепи положительной ОС. Частота генерации, равная 1000 Гц, определяется по формуле  $F = 0,159/R98C87$ . Основной ФСС эффективно подавляет гармоники этой частоты, и на выходе ТПП получается кристально чистый сигнал. Жесткую стабилизацию амплитуды генерируемых колебаний на уровне 0,25 В эфф обеспечивают диоды VD14VD15, включенные встречно-параллельно. Далее сигнал генератора через однозвенный ФНЧ, понижающий уровень гармоник, поступает на транзистор VT7, который непосредственно управляет манипуляцией телеграфного сигнала при поступлении в цепь затвора сигнала +KEY высокого уровня. Этот сигнал поступает на затвор VT7 через делитель на резисторах R114R121, снижающий уровень напряжения до +4,3...4,5 В. Цепь VD16R120R128C110 формирует сигнал +KEY трапециевидной формы с длительностью фронта 15 и спада 20 мс. Такие значения оптимальны, на взгляд автора, для средних скоростей передачи 90...120 знаков в минуту. Если вы любите работать с большей скоростью, емкость конденсатора C110 целесообразно уменьшить до 0,047 мкФ. При этом длительности фронта и спада телеграфной посылки составят 7 и 10 мс, что соответствует рекомендуемым значениям в отечественной литературе значениям. Благодаря квадратичной ВАХ полевого транзистора форма огибающей сформированных импульсов становится близкой к оптимальной, колокообразной, что обеспечивает узкий спектр излучения телеграфной передачи, разумеется, при условии, что каскады УМ имеют достаточно линейную амплитудную характеристику. В неактивном режиме (управляющие сигналы mic off или +TX низкого уровня) работа задающего генератора блокируется током, протекающим через цепь VD8VD9R61VD15. Малое дифференциальное сопротивление диода VD15, открытого протекающим током, шунтирует резистор R106 цепи ООС, исключая возможность генерации. Постоянное напряжение +5 В с выхода генератора (вывод 1 DA9.2) поступает на исток VT7, а на затворе у него сигнал +KEY низкого уровня, поэтому он закрыт. Такое двухступенчатое управление обеспечивает надежное отключение телеграфного генератора и полностью исключает появление помех от него в режимах приема и работы микрофоном.

Телеграфный сигнал или сигнал с МУО через открытый третий ключ (выводы 3—4) переключателя DD6 поступает на вход нормирующего усилителя DA6.2. Если активен микрофонный тракт, усиление нормирующего усилителя

$K_{ус} = R122/R140$ , если телеграфный —  $K_{ус} = R122/R129$ . Оптимальные уровни модулирующего сигнала раздельно для микрофонного и телеграфного трактов при налаживании устанавливаются подстроечными резисторами R129 и R140.

Далее сигнал проходит через активный основной ФСС — ОУ DA6.1, DA5.2, DA5.1, электронный переключатель DD5, НЧ фазовращатель и дифференциальные усилители DA7, DA8. Так как в режиме передачи дифференциальные каскады подключены к низкоомной нагрузке — модулятору, их выходы усилены парами комплементарных транзисторов VT8—VT15. Четырехфазный сигнал поступает на смеситель-модулятор, где выделяется полезный сигнал рабочей частоты, который с выхода микросхемы DD2 (вывод 9) через контакт X1 узла У5 подается на ДПФ.

Параллельно каналу транзистора VT3 подключен электронный ключ на транзисторе VT2. При переходе на передачу сигнал +TX высокого уровня поступит через делитель на резисторах R28R37, снижающий напряжение на затворе VT2 до +4,3...4,5 В, и откроет его. Малое сопротивление канала (50...80 Ом) открытого транзистора VT2 сильно шунтирует резистор R29 цепи ООС, что приводит к снижению  $K_{ус}$  УНЧ примерно в 16...20 тысяч раз. Небольшой остаточный коэффициент передачи УНЧ (0,1...0,15) практически не мешает при работе микрофоном и позволяет получить негромкий, но отчетливый сигнал самоконтроля при работе телеграфом. Цепь VD6, R38, C38 обеспечивает быстрое, за доли миллисекунды, открывание ключа VT2 при переходе на передачу и его медленное (50 мс, определяется постоянной времени R38C38) закрытие при переходе на прием, исключая появление громких щелчков в телефонах при изменении режима работы.

Перевод трансивера в режим передачи микрофоном или телеграфом производит узел управления. Он выполнен на микросхеме DD7 — четырех двухходовых триггерах Шмитта, формирующих необходимые сигналы. В исходном состоянии (режим приема), пока не нажаты ключ или педаль, на выводах 3 и 10 DD7 (сигналы +KEY и +TX) низкое напряжение (+0,3...0,8 В), а на выводе 11 DD7 (сигнал mic off) высокое напряжение (+8,0...8,8 В).

При замыкании контактов X15 и X16 основной платы на выводе 10 DD7 формируются сигнал управления +TX высокого уровня, переключающий трансивер в режим передачи, и сигнал управления mic off низкого уровня, разрешающий работу микрофонного тракта, и блокирующий телеграфный генератор. Если при нажатой педали будет нажат телеграфный ключ (контакты X13 и X14 основной платы замкнуты), сигнал управления +TX высокого уровня сохранится, а на выводе 11 DD7 (сигнал mic off) также появится высокий уровень, разрешающий работу телеграфного генератора и блокирующий микрофонный тракт. Одновременно на выводе 3 DD7 появится сигнал управления +KEY высокого уровня, формирующий телеграфную посылку.

Если работать ключом, не нажимая на педаль, появляется возможность про-

слушивать эфир в паузах между телеграфными посылками (режим "полного полудуплекса" — QSK). При первом нажатии на ключ напряжение высокого уровня на выводе 3 DD7 быстро (доли мс) заряжает через резистор R48 конденсатор C46. Высокий уровень напряжения на этом конденсаторе приводит к появлению на выводе 4 DD7 напряжения низкого уровня, которое инициирует формирование элементами DD7.3, DD7.4 сигналов управления +TX и mic off высокого уровня. Время удержания трансивера в режиме передачи после отпускания ключа примерно 0,1 с и определяется постоянной времени цепи R44C46. Если цепи коммутации внешних устройств (например, лампового УМ с релейным переключением) не выдерживают такой "скорострельности", время удержания можно увеличить, пропорционально увеличив сопротивление резистора R44, например, при сопротивлении 1 МОм, время удержания составит 1 с.

На транзисторах VT4—VT6 выполнен ключевой усилитель-формирователь сигналов управления +13,8FX и +13,8TX для переключения внешних узлов (ДПФ, УМ, ФНЧ, аттенюатора и пр.).

Для улучшения развязки и снижения помех по цепи питания каскады дифференциальных усилителей DA3, DA4, DA7, DA8 и остальная малосигнальная часть тракта (сумматора, ФСС, МУО и пр.) питаются от отдельных интегральных стабилизаторов DA12 и DA13. Делители напряжения R72R73, R86R119, R96R153 создают напряжения смещения для ОУ соответствующих узлов при однополярном питании.

#### ЛИТЕРАТУРА

1. Поляков В. Приемник прямого преобразования на 28 МГц. — Радио, 1973, № 7, с. 20.
2. Поляков В. SSB приемник прямого преобразования. — Радио, 1974, № 10, с. 20.
3. Поляков В. Однополосный модулятор-демодулятор. — Радиотехника, т. 29, 1974, № 10.
4. Поляков В. Смеситель приемника прямого преобразования. — Радио, 1976, № 12, с. 18.
5. Поляков В. Приемник прямого преобразования. — Радио, 1977, № 11, с. 24.
6. Поляков В. Фазовые ограничители речевых сигналов. — Радио, 1980, № 3, с. 22.
7. Поляков В., Степанов Б. Смеситель гетеродинного приемника. — Радио, 1983, № 4, с. 19, 20.
8. Поляков В. Приемники прямого преобразования. — М.: ДОСААФ, 1981.
9. Поляков В. Трансиверы прямого преобразования. — М.: ДОСААФ, 1984.
10. Поляков В. Радиолюбителям о технике прямого преобразования. — М.: Патриот, 1990.
11. Пьяных Ю. Трансивер прямого преобразования. — Радио, 1979, № 7, с. 14.
12. Лутс Э. Трансивер прямого преобразования на 28 МГц. — Радио, 1988, № 1, с. 16.
13. Поляков В. Трансивер прямого преобразования на 160 м. — Радио, 1982, № 10, с. 49, 50; № 11, с. 50—53.
14. Беленецкий С. Однополосный гетеродинный приемник с большим динамическим диапазоном. — Радио, 2005, № 10, с. 61—84; № 11, с. 68—71.

(Окончание следует)

Редактор — С. Некрасов, графика — Ю. Андреев