

74AC4040). На выходах этих многоступенчатых делителей частоты имеется строго симметричная форма импульсов, и это позволит при подаче на один вход верхнего этажа смесителя всё равно получать хорошее качество с минимальным уровнем вредных спектров. На вход верхнего этажа поступает импульсный сигнал размахом 300 мВ (КТ1).

Дальнейшему увеличению допустимого размаха входного сигнала мешает действие встроенных в ИМС эмиттерных резисторов. При увеличении межэмиттерного сопротивления  $R_{оос}$  эти резисторы также существенно участвуют в образовании усиления. Это принципиально не меняется, если увеличить ток эмиттеров простой установкой резисторов между эмиттерами и общим проводом (более 240 Ом на один эмиттер), как на это намекают в документации.

#### 4.7. Увеличение допустимого размаха сигнала

Штатная схема стабилизации напряжения смещения нижнего ДУ с помощью двух диодов хороша для автономной аппаратуры, и эта ИМС не требует особой стабилизации питания (в отличие от ИМС серий МС1496 и К526ПС1). Однако такое решение для нижнего ДУ вызывает дрейф тока покоя примерно  $-0,3 \text{ \%}/\text{К}$ . Это может быть критично при подаче сигнала на эмиттеры. При подаче сигналов на базы это слабо повлияет на работу, зато стабилизирует значение  $h_{213}$  по температуре и входное сопротивление ДУ в бюджетных узлах. Увеличению допустимого размаха сигнала на базах мешает фиксированное смещение диодами, это они не дают "разгуляться" напряжению между этакими. Если применить глубокую ООС между эмиттерами нижнего ДУ, нет смысла в стабилизации  $h_{213}$  и можно отказаться от жёсткой привязки к двум диодам.

Схемным решением, показанным на **рис. 10**, устранены главные проблемы. Здесь применено внешнее напряжение смещения в обход диодов, вывод 5 узла смещения не используется.

Решение на увеличение тока покоя до 2,5 мА по эмиттерам имеет несколько обоснований. При токовом пике в этот момент более активный транзистор приближается к режиму с минимальной интермодуляцией. Через резисторы R21 и R22 устанавливается дополнительный ток покоя по 1,9 мА, и эти токи ещё протекают через дроссели L20, L21. Мало того что эти дроссели не дают резисторам участвовать в усилении, эти дроссели дают эмиттерам свободу по напряжению следить за напряжением на базе, и проблема сохранить правильные токи и напряжения при отрицательной полуволне на 75 % устранена, остаточное вредное влияние встроенных резисторов сопротивлением по 1,4 кОм уже не устранить. Не зря в отечественных интерпретациях этой ИМС были увеличены номиналы встроенных резисторов.

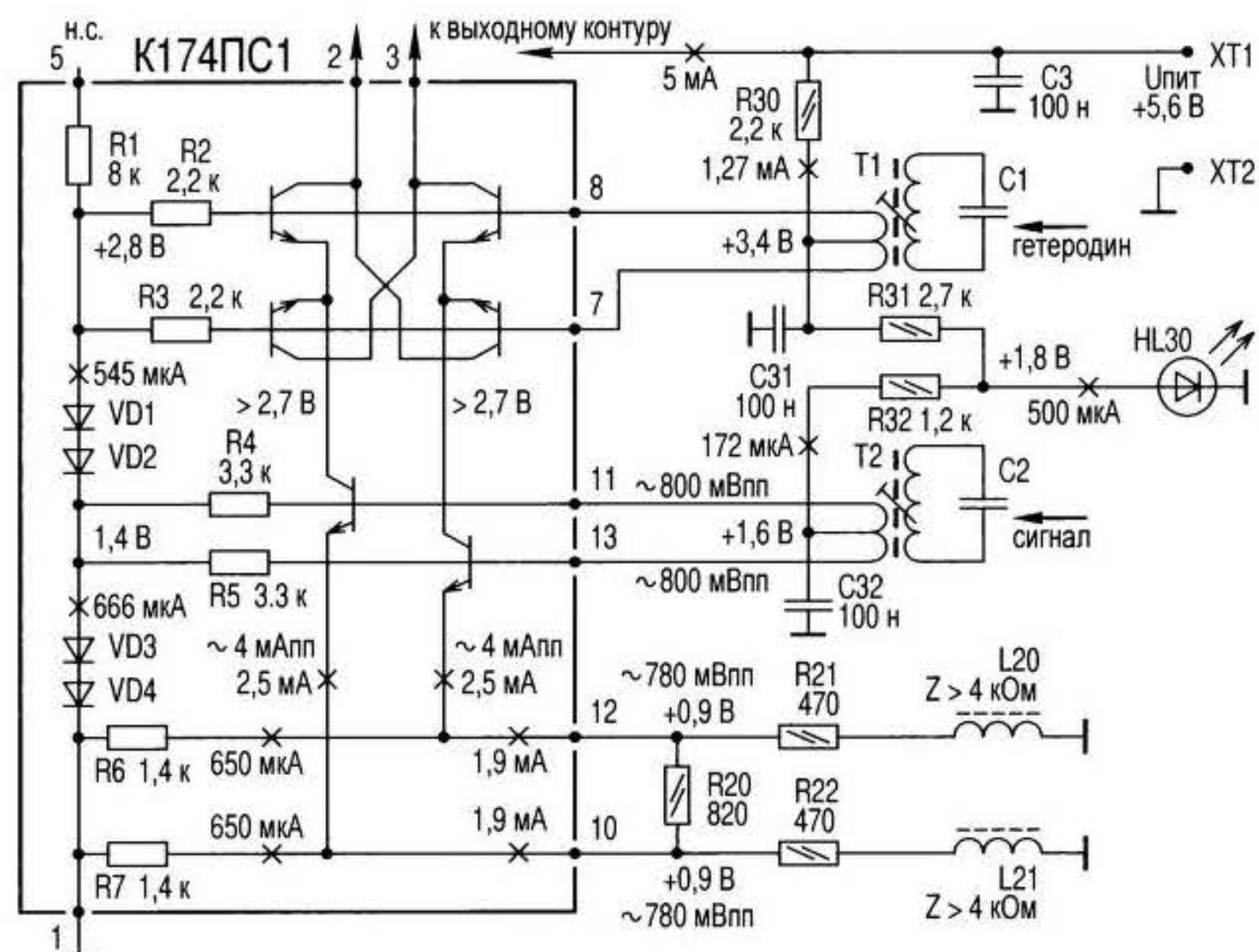
Внешним узлом смещения был увеличен потенциал для верхнего ДУ от

штатного значения +2,6...2,7 В до +3,4 В и нижнему ДУ прибавлено 200 мВ с новым смещением +1,6 В. Поэтому подача на базы нижнего ДУ сигнала размахом по  $\pm 400$  мВ не приведёт к перекосам по потенциалам и режимам. Подача гетеродинного сигнала из симметричной обмотки связи (или Balun) с блокировкой обеспечит напряжение на эмиттерах верхнего этажа выше +2,7 В, и полуволны гетеродинного сигнала вызывают исключительно положительную пульсацию на общих эмиттерах.

Чтобы нижний ДУ смог преобразовать такой большой входной размах в противофазные токи, нужен межэмиттерный резистор сопротивлением 820 Ом, через который ДУ перекачивает в полуволнах сигнальный ток  $\pm 2$  мА между транзисторами и дросселями. На частотах до 10 МГц входной импеданс определяется встроенными резисторами смещения R4, R5 и составляет 4...6 кОм. Если уменьшить сопротивле-

выходных коллекторах это образует размах тока по  $\pm 1,3$  мА к выходному ПЧ-фильтру. При малом напряжении питания нужно тщательно подобрать нагрузку, чтобы верхний ДУ не зашёл в насыщение. В этом примере выбрано напряжение питания +5,6 В, и резонансная нагрузка на одном коллекторе должна быть сопротивлением не более 1 кОм, что вызывает неопасный размах сигнала до  $\pm 1,3$  В на одном коллекторе. Тогда при ООС с  $R_{20} = 820$  Ом получается усиление не менее  $K_{\text{нep}} = 2,5$  (8 дБ) по напряжению (с учётом резисторов R6, R7 по расчёту — 11 дБ).

При адаптации на другое напряжение питания подборкой резистора R30 надо установить ток 1,27 мА. Напряжение питания менее +5 В не стоит рассматривать, так как это затрудняет построение выходного узла и получение значимого усиления. Светодиод должен стабилизировать напряжение +1,8 В, и незначительное несоответствие можно скорректировать резистора-



**Рис. 10**

ние резистора R20 до 75 Ом, получается общий межэмиттерный импеданс 100 Ом, и при токе покоя по 2,5 мА можно на базы подавать сигнал размахом по 200 мВ (400 мВ разностный). Входной импеданс будет заметно ниже, примерно 3...0,5 кОм для частот 1...100 МГц. Паразитные ёмкости транзисторов при размахе сигнала  $\pm 100$  мВ не влияют на искажения, даже на УКВ. Таким образом, этот смеситель уже приближается к качеству диодных смесителей при меньшем энергопотреблении, наличии усиления, отличной развязке портов. Наличие дросселей в эмиттерных цепях позволяют адаптировать схему с  $R_{\text{ос}}$  в широких пределах.

Сигнальный противофазный ток коллекторов нижних транзисторов составляет по  $\pm 2$  мА, и для спектра ПЧ на

ми R31, R32. Схема разработана с учётом токов баз транзисторов около 25 мкА при токе эмиттеров по 2,5 мА.

Такую схему на К174ПС1 с большим ДД при относительно высоком импедансе источника сигнала хорошо использовать как второй смеситель в старых приёмниках. В качестве первого смесителя будет сложно организовать узел переключения входных фильтров при импедансе узла в сотни ом.

Но как ни стараться, при подаче сигналов на базы ДУ остаются некрасивым моментом проблемы шума, а при переводе нижнего ДУ в схему с ОБ можно решать вопрос по шуму, да ещё без ущерба по ДД.

(Окончание пятой части следует)