

Алексей Бизяев

Особенности разработки приемопередатчиков телефонных радиодлинителей диапазона 300 МГц (часть 2)

Первая ПЧ в приемном тракте выбрана равной 21,4 МГц, а настройка первого гетеродина — верхней. При этом, с одной стороны, частота зеркального канала (342,8...350,8 МГц) находится близко от полосы частот передачи, которую в любом случае на входе приемного тракта необходимо подавлять дуплексным фильтром. Следовательно, при таком выборе ПЧ и настройки гетеродина значительное подавление зеркального канала обеспечится дуплексным фильтром, что упрощает последующую фильтрацию. С другой стороны, частота зеркального канала находится достаточно далеко от частоты передачи ($42,8 \text{ МГц} - 36 \text{ МГц} = 6,8 \text{ МГц}$), вследствие чего приемный тракт не поражается шумами передатчика по зеркальному каналу. В абонентском блоке, из тех же самых соображений, настройка первого гетеродина выбрана нижней. Вторая ПЧ выбрана равной 450 кГц. Такой выбор обусловлен тем, что частота второго гетеродина ($21,400 \text{ МГц} - 0,450 \text{ МГц} = 20,950 \text{ МГц}$) оказывается кратной минимальному шагу сетки частот синтезатора (12,5 кГц), что позволяет использовать второй гетеродин в качестве опорного генератора синтезатора, причем частота сравнения при этом оказывается максимально возможной (время перестройки приемника с канала на канал, соответственно, можно сделать приемлемо малым без усложнения ФНЧ в петле ФАПЧ). Это значительно упрощает проверку и настройку устройства — точность частоты передатчика гарантирует точность всех опорных частот.

Дуплексный фильтр (рис. 3) состоит из двух секций, одна из которых установлена на входе приемника а другая — на выходе передатчика. Каждая секция представляет собой набор режекторных фильтров, соединенных друг с другом через фазовращатели. Структура фазовращателей (ФНЧ, ФВЧ) выбрана таким образом, чтобы каждая из секций, кроме всего прочего, приобрела ярко выраженную характеристику полосового фильтра и могла выполнять функции преселектора. Фильтр синтезирован на ЭВМ в соответствии с целевой функцией следую-

щего вида: максимальное ослабление сигнала в полосе заграждения при КСВ в полосе пропускания не более заданного значения. Добротность резонаторов выбрана с учетом получения приемлемых потерь в полосе пропускания. На антенном входе установлен дополнительный полосовой фильтр с полосой пропускания порядка 60 МГц, главное назначение которого — грозозащита. Расчетные частотные характеристики фильтров для приемного и передающего трактов представлены на рис. 4 и рис. 5 соответственно. Фильтр обеспечивает следующие типовые характеристики: подавление в полосе заграждения (336...344 МГц в приемном тракте, 300...308 МГц в передающем тракте) — 70 дБ, максимальные потери в полосе пропускания (300...308 МГц в приемном тракте, 336...344 МГц в передающем тракте) — не более 1,5 дБ, неравномерность коэффициента передачи в полосе пропускания — 0,5 дБ, КСВ в полосе пропускания — не более 1,5, подавление зеркального канала приема (342,8...350,8 МГц) — не менее 50 дБ. Резонаторы фильтра закрыты простыми П-образными экранами, открытыми с торцов.

УВЧ приемника выполнен на транзисторе VT1 (BFG520XR) и работает с током покоя, равном 16 мА. Коэффициент шума усилителя составляет порядка 1,25...1,3 дБ, коэффициент усиления — 20 дБ, максимальная мощность на выходе при снижении усиления на 1 дБ — +10 дБм, IP3 по выходу — +22 дБм. Так как входной сигнал подается с узкополосного фильтра и нагрузка подключена также через узкополосный фильтр, целесообразно делать усилитель безусловно устойчивым (устойчивым при любых пассивных источнике сигнала и нагрузке [6]). Заметим, что производителем данного транзистора предоставляются типовые параметры рассеяния до частоты 3 ГГц, а проблемы с устойчивостью могут возникнуть и на более высоких частотах (3...6 ГГц). Для получения необходимых для анализа и синтеза данных без проведения сложных измерений был использован следующий способ.

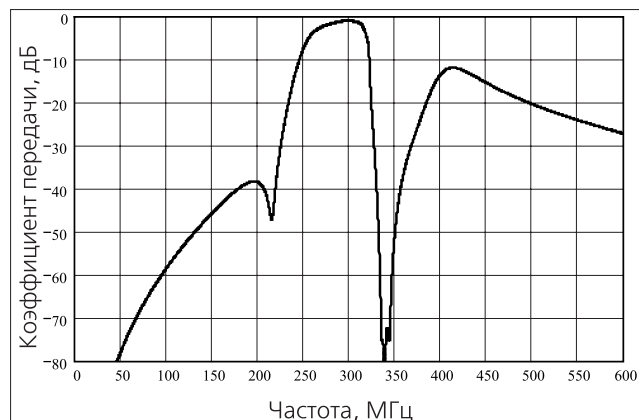


Рис. 4. Амплитудно-частотная характеристика дуплексного фильтра (приемный тракт)

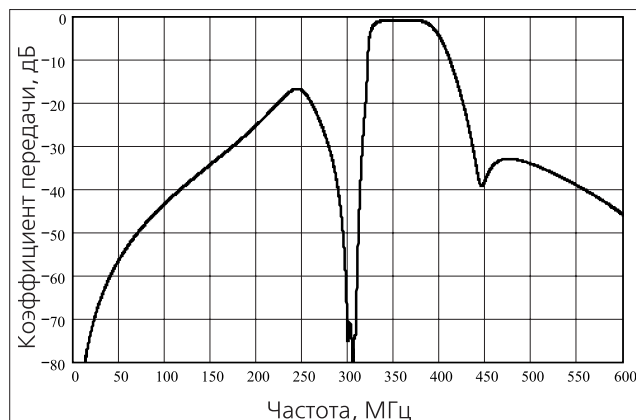


Рис. 5. Амплитудно-частотная характеристика дуплексного фильтра (передающий тракт)

По предоставленным производителем параметрам рассеяния синтезировалась линейная схема замещения транзистора в соответствующем режиме численными методами многомерной оптимизации. Затем полученная модель экстраполировалась в нужную область частот. Безусловная устойчивость на низких частотах обеспечивается резистором R10 (увеличивает коэффициент шума примерно на 0,1 дБ), в окрестности рабочей полосы частот — резистором R30 (увеличивает коэффициент шума примерно на 0,01...0,02 дБ), а на частотах существенно выше рабочей — элементами R142, R145, W5 (увеличивает коэффициент шума примерно на 0,02 дБ). По входу усилитель согласован по минимуму коэффициента шума, а по выходу — по максимуму выходной мощности при приемлемом модуле коэффициента отражения от выхода. Для получения приемлемого коэффициента отражения от входа (усилитель является нагрузкой дуплексного фильтра) в эмиттер транзистора включена небольшая дополнительная конструктивная индуктивность (порядка 2 нГн).

Смеситель DA1 — диодный балансный (промышленный модуль с диодами и трансформаторами). Он имеет следующие технические характеристики: номинальная мощность сигнала гетеродина — +7,0 дБм, точка компрессии по входу — +1 дБм, IP3 по входу — порядка +12 дБм, потери преобразования — 6 дБ.

Каскад на транзисторе VT14, охваченный обратными связями через резисторы R85 и R89, является входным для тракта 1-ой ПЧ, обеспечивая приемлемость его коэффициента шума и служит для согласования выхода смесителя с кварцевым фильтром CF1 и изоляции их друг от друга. Рабочий ток каскада составляет 20 мА. При этом его точка компрессии по входу оказывается равной 0 дБм, а дополнительные каналы приема, отстоящие от частоты гетеродина на половину ПЧ, вызванные нелинейностью 2-го порядка данного каскада, — подавленными не менее чем на 80 дБ. Коэффициент шума каскада — порядка 2,8 дБ, что обеспечивает коэффициент шума приемного тракта со входа 1-ой ПЧ около 4 дБ.

Так как кварцевый фильтр CF1 — узкополосный (полоса пропускания порядка 20 кГц), можно считать, что последующие каскады не влияют на динамический диапазон приемного тракта. Таким образом, узлом, ограничи-

вающим динамический диапазон приемного тракта сверху, является, в первую очередь, смеситель. Исходя из соотношения параметров УВЧ и смесителя, можно сказать, что фильтр, установленный между ними, кроме подавления зеркального канала не менее чем на 30 дБ, должен подавлять полосу частот передачи на величину порядка 10...20 дБ для максимального ослабления побочных каналов приема, вызванных наличием мощной помехи от собственного передатчика.

Данный фильтр (C37, C42, L7, C45, C46, L10, C52, L11, C58, C62, L12, L13, C63) является неподстраиваемым и обеспечивает следующие технические характеристики: потери в полосе пропускания — порядка 2,5 дБ, КСВ в полосе пропускания — не более 2, подавление зеркального канала — не менее 30 дБ, подавление в полосе частот передачи — не менее 15 дБ. Также обеспечивается монотонно растущее подавление при больших отстройках (для ослабления каналов прямого прохождения, приема на гармониках гетеродина и т.п.). Расчетная частотная характеристика УВЧ с фильтром представлена на рис. 6.

Каскад на транзисторе VT21 обеспечивает согласование фильтра CF1 со входом микросхемы DA5 (BA4116, аналог ТА31136), включенной по типовой схеме. В частотном дискриминаторе может применяться либо пьезо-керамический резонатор (CF4), либо LC-контур (L33, C186). Элементы R149, C188 обеспечивают отсутствие блокирования преобразователя частоты микросхемы наводкой от передатчика на цепь, соединяющую выход опорного генератора с гетеродинным входом микросхемы, а элемент L34 — отсутствие блокирования усилителя 2-ой ПЧ наводкой от передатчика на фильтр CF3. Фильтры CF1 и CF3 имеют полосу пропускания несколько шире, чем аналогичные фильтры в радиостанциях (20 кГц вместо 15 кГц) с целью снижения нелинейных искажений аудиосигнала. С целью снижения неравномерности ГВЗ в фильтре CF1 (получения более «колоколообразной» частотной характеристики) параметры его цепей согласования отличаются от паспортных.

Таким образом, коэффициент шума приемного тракта не превышает 3,5 дБ (со входа УВЧ составляет 1,8...1,9 дБ). Чувствительность при отношении сигнал/шум 12 дБ на выходе низкочастотного тракта (после ФНЧ с частотой среза 3,4 кГц и фильтра коррекции предыскажений) составляет порядка -122,5 дБм, мощность сигнала на входе при снижении усиления в радиотракте на 1 дБ (точка компрессии по входу) — -15 дБм, IP3 по входу — -4 дБм. При таких параметрах обеспечивается двухсигнальная избирательность 107 дБ и интермодуляционная (трехсигнальная) избирательность 75 дБ. В терминах, принятых в зарубежной литературе [3, 4], динамический диапазон 1-го порядка составляет около 117 дБ, а динамический диапазон 3-го порядка — 85 дБ. Отличие этих параметров на 10 дБ является терминологическим и связано с тем, что мощность блокирующего сигнала в первом случае соотносится с пороговой чувствительностью приемника, а во втором случае — с мощностью минимального детектируемого сигнала (minimum detectable signal [3]), которая принимается равной мощности собственных шумов приемника (в шумовой полосе), приведенной к его входу. Избира-

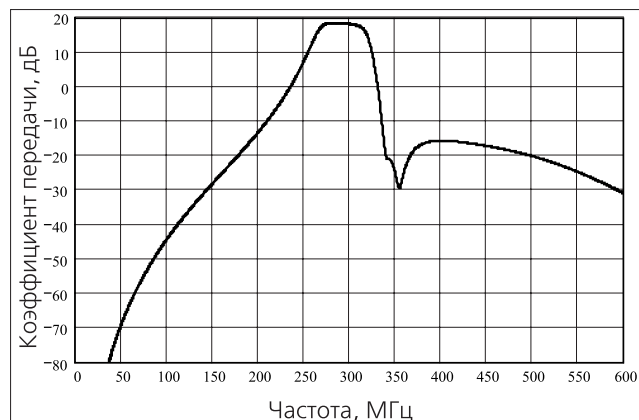


Рис. 6. Амплитудно-частотная характеристика приемного тракта (со входа УВЧ до входа смесителя)

● ТЕЛЕФОНΙΑ

тельность по зеркальному и другим побочным каналам приема составляет не менее 70 дБ. Оценим избирательность по дополнительным каналам приема, появление которых связано с воздействием на УВЧ помехи от собственного передатчика (нелинейностью смесителя и последующих элементов тракта пренебрежем, так как сигнал передатчика дополнительно подавляется фильтром, включенным между УВЧ и смесителем). Частоты этих каналов приема составляют

$$f_1 = 2f_{TX} - f_{RX} \text{ и } f_2 = \frac{f_{TX} - f_{RX}}{2},$$

где f_{RX} — частота приема, а f_{TX} — частота передачи. В первом случае мощность интермодуляционной помехи на частоте приема составляет $P_{RXi} = IP_3 - 2(IP_3 - P_{TXi}) - (IP_3 - P_i)$, где IP_3 — IP3 УВЧ по входу (+2 дБм), P_{RXi} — мощность сигнала передатчика на входе УВЧ (31–70 = –39 дБм), P_i — мощность помехи на частоте f_i . Ухудшение чувствительности приемника происходит тогда, когда мощность интерференционной помехи на частоте приема сравнивается с собственными шумами приемного тракта. Для этого P_i должно достигнуть порогового значения $P_{th} = -179 + 10\lg(B) + NF \approx -134$ дБм, где –179 дБм — мощность шума согласованной нагрузки в стандартных условиях в полосе 1 Гц, B — шумовая полоса приемника в Гц (порядка 20000 в рассматриваемом случае), а NF — коэффициент шума приемного тракта со входа УВЧ в дБ (около 1,9). Это происходит при $P_i = P_{th} + 2IP_3 - 2P_{TXi} \approx -52$ дБм. С учетом ослабления сигнала с частотой f_1 на 20 дБ в дуплексном фильтре избирательность по данному побочному каналу приема составляет $(-52) + 20 - (-122.5) \approx 90$ дБ. Аналогично, для канала с частотой f_2 мощность интермодуляционной помехи на частоте приема составляет $P_{RXi} = IP_3 - 2(IP_3 - P_i) - (IP_3 - P_{TXi})$. Тогда мощность блокирующего сигнала должна составлять

$$P_i = \frac{P_{th} + 2IP_3 - P_{TXi}}{2} \approx -46 \text{ дБ.}$$

С учетом ослабления сигнала с частотой f_2 на 4 дБ в дуплексном фильтре избирательность по данному побочному каналу составляет $(-46) + 4 - (-122.5) \approx 80$ дБ. Таким образом, избирательность по этим побочным каналам также превышает 70 дБ.

Передающий тракт, за исключением ГУНа (рабочая ширина полосы перестройки порядка 20 МГц, пределы перестройки определяются номиналом конденсатора С18), широкополосный и может работать в полосе частот передачи как базового, так и абонентского блоков. Стабилизация режима работы выходного каскада на транзисторе VT22 (PD55003) обеспечивается стабилизацией его рабочего тока (схема на транзисторе VT23). Рабочий ток в режиме максимальной мощности составляет порядка 470 мА. Нестабильность выходной мощности в рабочем диапазоне температур при такой стабилизации режима не превышает $\pm 0,5$ дБ. Кроме того, эта схема, с учетом наличия эксплуатационных запасов у транзистора (по данным производителя транзистора возможна работа на произвольную нагрузку с КСВ менее 20), и того, что КСВ нагрузки выходного каскада не может превышать 5 (из-за наличия потерь в выходном фильтре и

дуплексере), обеспечивает надежную работу выходного каскада при произвольно рассогласованной антенне без дополнительных схем защиты. Эта же схема позволяет регулировать выходную мощность передатчика путем регулировки тока, потребляемого выходным каскадом. Кроме того, она позволяет регулировать ток и при отсутствии мощности возбуждения, что делает возможным использовать выходной транзистор и стабилизатор напряжения DA3 в качестве нагревательных элементов в режиме термостата, в который можно автоматически перевести устройство при низких температурах окружающей среды. Датчик температуры DA6 обеспечивает измерение температуры внутри корпуса устройства, а массивный алюминиевый корпус — квазистатичность процессов нагревания и охлаждения. Угол отсечки определяется мощностью возбуждения. При малом уровне входного сигнала каскад работает без отсечки тока в режиме класса А. С ростом мощности возбуждения угол отсечки уменьшается. КПД собственно выходного каскада при выбранных в данной схеме параметрах составляет порядка 55% (работа с более высоким КПД ведет к снижению надежности из-за уменьшения угла отсечки [5]). Выходная цепь согласования W4, C154, C155, L29, C161, C162 обеспечивает режим работы каскада, близкий к граничному в режиме максимальной мощности, во всей рабочей полосе частот. Цепь R118, R119, C143 обеспечивает устойчивость каскада. Гармоники на выходе передатчика подавляются эллиптическим фильтром 5-го порядка. Кроме этого, дополнительное ослабление гармоник происходит в дуплексном фильтре. Для того чтобы исключить появление внеполосных излучений во время переходных процессов, включение и выключение передатчика происходит в несколько этапов. После загрузки синтезатора подается сигнал TX_VCO, включающий ГУН. После завершения процесса установления частоты (контролируется по сигналу LOCK) подается сигнал ON_AIR, включающий весь передающий тракт за исключением выходного каскада. После этого сигналом PW_REG устанавливается номинальная выходная мощность. Выключение передатчика производится в обратном порядке.

В синтезаторах частоты применена микросхема LMX2335L (DA2), содержащая отдельные узлы (делители частот, частотно-фазовые детекторы и т.д.) для построения двух синтезаторов. С целью уменьшения наводок приемного и передающего гетеродинных трактов друг на друга радиочастотные входы микросхемы дополнительно буферизированы (каскады на транзисторах VT6 и VT15), входы буферных каскадов слабо связаны с соответствующими гетеродинными трактами (через C59 и C61). Кроме этого буферные каскады развязаны друг от друга по цепи питания (R139, C68 и R140, C92), причем блокировочные конденсаторы с учетом их подключения к «земле» имеют последовательный резонанс в окрестности рабочих частот трактов. С этой же целью все вводы в ГУНЫ (кроме выходных цепей) заблокированы фильтрами. Так как модуляция сигнала передатчика осуществляется путем изменения частоты ГУНа, а опорный генератор не модулируется (он общий для всего приемопередатчика), доминирующим возмущаю-

щим фактором в петле ФАПЧ синтезатора передающего тракта является модуляция фазовой ошибки модулирующим низкочастотным сигналом. Для модулирующего сигнала петля ФАПЧ представляет собой ФВЧ, имеющий большую неравномерность АЧХ в окрестности частоты среза, поэтому этот сигнал подается на варикап VD3 через корректирующую цепь R14, C87, R12, R4. Параметры данной цепи выбраны исходя из заданных чувствительности передатчика по модулирующему входу и неравномерности АЧХ (не более ±0,5 дБ на частотах больше 300 Гц) при заданных параметрах ФНЧ в петле ФАПЧ. ФНЧ (C39, C32, R32, R25, C22, R13, C16) оптимизирован таким образом, чтобы получить приемлемое время установления (для данного устройства составляет порядка 30 мс) при выполнении ряда условий. Во-первых, запас устойчивости в петле должен быть не менее заданного (35-40° по фазе). Во-вторых, неравномерность АЧХ по модулирующему входу должна быть не более заданной (±0,5 дБ на частотах больше 300 Гц) во всем рабочем диапазоне частот синтезатора. Отметим, что варикапы имеют нелинейную вольт-фарадную характеристику, поэтому крутизна ГУНа и, соответственно, характеристики петли ФАПЧ зависят от управляющего напряжения, которое, в свою очередь, заметно изменяется при перестройке синтезатора в пределах рабочего диапазона частот. В-третьих, уровень сигнала с частотой сравнения на управляющем входе ГУНа должен быть таким, чтобы составляющие в выходном спектре передатчика, отстоящие на частоту сравнения от основной частоты, не превышали максимально допустимого уровня излучения в соседний канал (-70 дБ). Оценить этот уровень можно аналитически следующим простым способом. Исходя из девиации частоты, несущей частоты, частоты сравнения и частоты модулирующего сигнала можно получить оценку мощности сигнала фазовой ошибки на выходе фазового детектора

$$\overline{\Delta\varphi^2} = \lim_{T \rightarrow \infty} \left(\frac{1}{T} \int_0^T (\varphi_s(t) - \varphi_r(t))^2 dt \right) = \left(\frac{2\pi D}{\sqrt{2}f_s} \right)^2 \left(\frac{\sin\left(\frac{\pi f_m}{f_c}\right)}{\frac{\pi f_m}{f_c}} \right)^2,$$

где $\varphi_s(t)$ – фаза несущей передатчика, $\varphi_r(t)$ – фаза сигнала опорного генератора на входе фазового детектора

$N = \frac{f_s}{f_c}$ – коэффициент деления синтезатора, f_s – частота

несущей передатчика, f_c – частота сравнения синтезатора, f_m – частота модулирующего сигнала, а D – девиация частоты. Тогда коэффициент заполнения импульсов тока на входе ФНЧ

$$K = \frac{\sqrt{\overline{\Delta\varphi^2}}}{2\pi} = \frac{1}{2\pi} \frac{D}{f_s} \frac{\sin\left(\frac{\pi f_m}{f_c}\right)}{\frac{\pi f_m}{f_c}} \approx \frac{1}{2\pi} \frac{D}{f_c}.$$

Амплитуда этих импульсов заявлена производителем микросхемы и составляет около 1 мА. Исходя из оценки коэффициента заполнения и амплитуды импульсов тока, а также характеристик ФНЧ можно оценить уровень си-

гнала с частотой сравнения на управляющем входе ГУНа и, соответственно, уровень рассматриваемых внеполосных составляющих на выходе передатчика. Другими факторами, возмущающими петлю ФАПЧ, являются токи утечки в ФНЧ и фликкер-шум ГУНа, которые являются доминирующими для синтезатора приемника. ФНЧ в петле синтезатора приемного тракта (C9, R9, C15, R19, C29, R24, C31) оптимизирован таким образом, чтобы при запасе устойчивости в петле не менее заданного (35-40° по фазе) и при времени установления не более заданного (5 мс) обеспечить максимальное подавление сигнала с частотой сравнения на входе управления ГУНа. Подавление этого сигнала должно быть таким, чтобы подавление составляющих в выходном спектре гетеродина, отстоящих на частоту сравнения от основной частоты, было не менее ожидаемой избирательности по соседнему каналу, т.е. не менее 70-80 дБ.

Термокомпенсация опорного генератора осуществляется следующим образом. Сигнал с датчика температуры (DA6) через разъем X1 (сигнал REF_TEMP) поступает на узел управления, который, в зависимости от величины этого сигнала, формирует управляющее напряжение (сигнал REF_TUNE на разъеме X1) на варикапах опорного генератора (VD6, VD8), компенсирующее температурный дрейф частоты. Зависимость частоты опорного генератора от управляющего напряжения аппроксимирована полиномом 3-ей степени, а от температуры – полагается линейной.

Радиочастотный модуль питается от собственного стабилизатора напряжения на микросхеме DA3 с выходным напряжением 8 В. Это позволяет использовать для питания всего устройства дешевый нестабилизированный сетевой адаптер. Напряжение на его выходе, с учетом пульсаций с удвоенной частотой сети, при максимальном токе потребления устройства (порядка 850 мА), не должно быть ниже 9,2...9,3 В (при любых допустимых колебаниях напряжениях сети).

Вышеописанный приемопередатчик полностью удовлетворяет всем требованиям, сформулированным ранее. Таким образом, применение рассмотренных в статье подходов к разработке совместно с машинными методами оптимизации позволило учесть особенности технических требований, предъявляемых к устройству, и разработать простой в изготовлении и настройке модуль с минимальными затратами на макетирование и экспериментальную доводку.

Литература

1. Vertex VXR-5000. Commercial-Grade UHF Repeater. Service Manual.
2. Motorola GM300. Service Manual.
3. Wes Hayward. Introduction to Radio Frequency Design. © 1994-96 by The American Radio Relay League, Inc.
4. Э. Рэд. Справочное пособие по высокочастотной схемотехнике. – Москва, «Мир», 1990.
5. Радиопередающие устройства. Под редакцией В. В. Шахильдяна. – Москва, «Радио и связь», 1990.
6. Радиоприемные устройства. Под редакцией проф. А. П. Жуковского. – Москва, «Высшая школа», 1989.
7. <http://www.rital.ru/products/300m/>