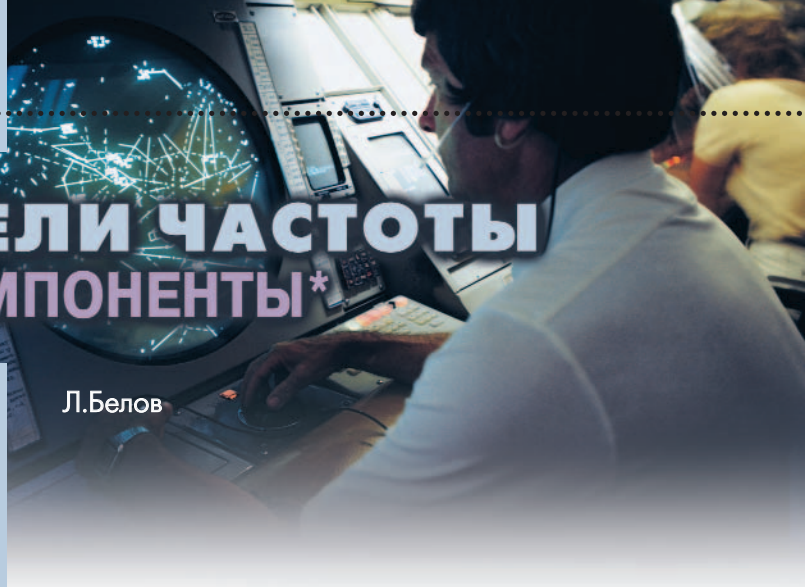

ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ЧАСТОТЫ
СОВРЕМЕННЫЕ ВЧ-КОМПОНЕНТЫ*

Л.Белов

Во многих радиотехнических приложениях используется функциональное преобразование сигналов: в радиопередающих устройствах производятся угловая модуляция несущей и преобразование частоты вверх; в радиоприемниках – преобразование спектра частот принятого сигнала вниз и демодуляция; нерезонансное умножение или деление частоты используется для упрощения технической реализации устройств формирования и обработки сигналов. Такие операции выполняются нелинейным узлом – смесителем (См) частот. Нелинейные преобразования сигналов сложны для анализа, поскольку на выходе, кроме полезной составляющей, возникает множество продуктов комбинационного взаимодействия, взаимный уровень которых зависит от схемы См, от количества входных сигналов и соотношения их частот, от амплитуд каждого из них. Кроме того, возникает паразитная связь между каждой парой портов входа или выхода, что ухудшает функционирование радиосистемы. Как результат сложности этих явлений, номенклатура выпускаемых См очень широка, а их технически обоснованные характеристики заметно различаются. Вот почему целесообразно рассмотреть свойства См и родственных им функциональных узлов, определить их важнейшие характеристики и провести сопоставительный анализ предлагаемых на мировом рынке моделей и модификаций.

СМЕСИТЕЛИ ЧАСТОТ

На рис.1 показаны порты См, где RF (Radio Frequency) – порт ВЧ-сигнала с частотой f_{RF}, LO (Local Oscillator) – порт сигнала местного генератора (гетеродина) с частотой f_{LO}, IF (Intermediate Frequency) – порт сигнала промежуточной частоты f_{IF}. Если входные порты – IF и LO, а выходной – RF, то речь идет о преобразовании частоты вверх (upconverter). Если входные порты – RF и LO, а выходной – IF, то См осуществляет преобразование частоты вниз (Downconverter).

* Публикация продолжает серию статей по обзору характеристик радиокомпонентов мировых производителей [1].

Схемы См могут быть пассивными, в которых в качестве нелинейных элементов применяются полупроводниковые диоды, и активными, в которых последовательно с одним или несколькими портами включены встроенные широкополосные усилители. Линейные частотные фильтры лишь улучшают соотношение мощностей определенных частотных компонент в соответствии с требованиями приложения.

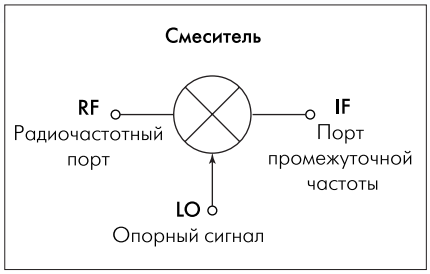

Рис.1. Порты смесителя

ОБЩИЕ СВОЙСТВА

В идеальном смесителе с преобразованием частоты вверх перемножаются мгновенные значения гармонических входных IF- и LO-сигналов. В результате в спектре выходного RF-сигнала присутствуют лишь компоненты первого порядка с суммарной и разностной частотами $f_{LO} \pm f_{IF}$. В диапазоне входных частот менее 100 МГц по такому принципу работают четырехквадрантные аналоговые перемножители.

Простейшая схема небалансного См ВЧ-диапазона представляет собой соединенные в кольцо источники квазигармонических напряжений $u_{RF}(t)$ и $u_{LO}(t)$, диод и нагрузку. Вольт-амперная характеристика диода описывается экспоненциальной функцией $i(e) = S\exp(\alpha e)$, где e – напряжение на диоде, S – крутизна, α – множитель нелинейности. Эту функцию можно представить в виде ряда $i(e) = S[1 + \alpha e + \ldots + (1/n!)\alpha^n e^n + \ldots]$, а напряжение e – в виде суммы синусоидальных составляющих с частотами f_{LO} и f_{RF}, соответственно. После тригонометрических преобразований получим, что в спектре тока диода присутствуют гармоники входных сигналов с кратными частотами и составляющие со всевозможными комбинационными частотами (harmonic intermodulation products) $f_{IF} = |\pm mf_{RF} \pm nf_{LO}|$, где m и n – целые числа. Если в сигнале на RF-входе имеются две гармонические составляющие с близкими частотами f_{RF1} и f_{RF2}, то в токе См возникают паразитные комбинационные компоненты высокого порядка. Например, продукты третьего порядка имеют частоты $2f_{RF1} \pm f_{RF2} \pm f_{LO}$. Мощность каждой из спектральных компонент зависит от схемы См и нелинейным образом связана с амплитудами входных сигналов. При использовании См даже двух гармонических сигналов в выходном спектре полезных компонент первого порядка возникают паразитные комбинационные составляющие высокого порядка. Например, если выбраны входные частоты f_{IF} = 10,1 МГц и f_{LO} = 100 МГц, то в полосе частот Δf_{RF} = (109–113) МГц располагаются компоненты со

значениями *m* и *n*: 1 и 1; 9 и 2; 11 и 0; 21 и 1; 19 и 3 и др. Разработаны методы выбора входных частот, позволяющие существенно снизить уровень паразитных компонент в заданной окрестности нужной частоты.

ПАРАМЕТРЫ СМЕСИТЕЛЕЙ

Основные параметры См, которые надо учитывать при создании электронной аппаратуры на их основе, можно разделить на три группы: характеристики номинальных сигнальных параметров; коэффициенты передачи и паразитных связей; чувствительность к вариациям параметров входных сигналов и внешних воздействий.

К ***номинальным параметрам*** относятся:

- **диапазон частот** по каждому из портов f_{LO}, f_{RF}, f_{IF};
- **мощность полезного P_{RF} и опорного P_{LO} сигналов.** Значения мощностей указываются в децибелах по отношению к уровню 1 мВт (дБмВт) [1] для середины рабочего диапазона частот. Нелинейность амплитудной характеристики смесителя $P_{IF}(P_{RF})$, снимаемая при одногармоническом сигнале на RF-входе, характеризуется ***уровнем 1-дБ компрессии*** (1-dB-Compression Point), т.е. мощностью входного сигнала $P_{-1\,дБ}$, при которой коэффициент передачи смесителя C_{R-I} падает на 1 дБ по сравнению с малосигнальным значением (рис.2, точка A). При использовании двойного логарифмического масштаба по осям (Bode Diagram) получим, что мощность интермодуляционных продуктов третьего порядка $P_{ИМ3}$ (рис.2, зеленая пунктирная линия) увеличивается с ростом P_{RF} в три раза быстрее, чем $P_{IF}(P_{RF})$ в малосигнальной области, а мощность продуктов четвертого порядка (рис.2, красная пунктирная линия) – в четыре раза быстрее. Точка пересечения продолжения линии $P_{IF}(P_{RF})$ с линией $P_{ИМ3}$ (рис.2, точка B), где мощности основного и ближайшего паразитного продуктов равны, называется ***точкой IP3*** (Intercept Point 3rd Order). Для измерения уровня I_{P3} при помощи анализатора спектра на RF-вход подаются два сигнала близких частот одинаковой мощности, а на вход LO – опорное колебание. Величина IP3 должна определяться при номинальном уровне P_{LO}, который по умолчанию равен +3 дБмВт. Некоторые производители для справок приводят входной уровень для IP3 (Input IP3), другие указывают выходную мощность для этой точки (Output IP3). Если в результате действия мер по балансировке смесителя уровень IP3 возрастает, то существенным может стать ***уровень IP4*** (рис.2, точка C). Разность между уровнем выходной мощности в точке $P_{-1\,дБ}$ и уровнем мощности шума, измеряемая в децибелах (рис.2, отрезок D), определяет динамический диапазон смесителя.

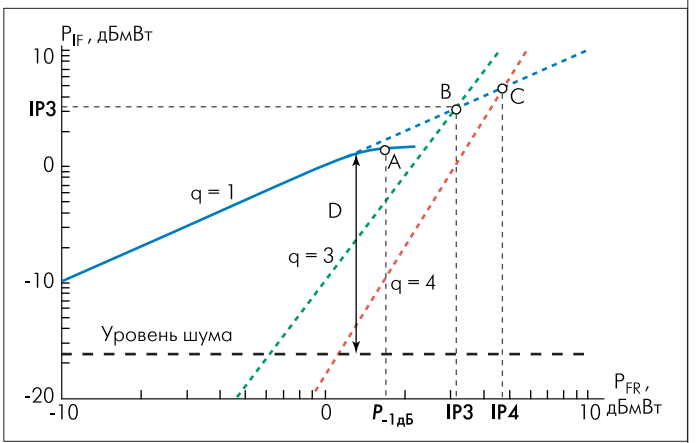

Рис.2. Амплитудные характеристики смесителя для полезных продуктов первого (q = 1), третьего (q = 3) и четвертого (q = 4) порядков

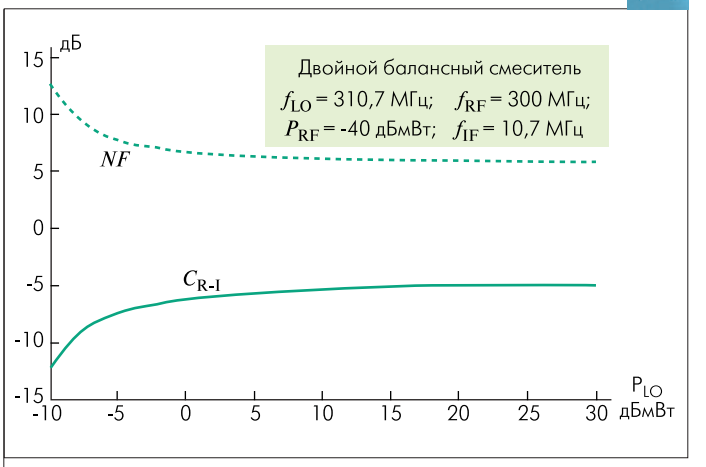

Рис.3. Влияние мощности опорного сигнала на коэффициенты преобразования и шума двойного балансного смесителя

Мощность опорного сигнала P_{LO} влияет на коэффициент преобразования C_{R-I} и на коэффициент шума *NF* См (рис.3). ***Коэффициент шума NF*** показывает превышение мощностью шума на выходе каскада уровня шума, вносимого резистором, сопротивление которого при номинальной температуре равно его входному сопротивлению. Характер нелинейности используемых диодов заметно влияет на такие характеристики. Номинальный уровень P_{LO} выбирается на участке насыщения характеристик $C_{R-I}(P_{LO})$ и $NF(P_{LO})$.

В качестве ***коэффициентов передачи*** при номинальном уровне используются:

- **коэффициент преобразования** C_{R-I}. В англоязычной литературе этот параметр активного См иногда обозначают как коэффициент усиления (Conversion Gain) C_G, а пассивного См – как коэффициент потерь (Conversion Loss) C_L. Частотная характеристика $C_{R-I}(f_{RF})$ характеризует равномерность преобразования по диапазону частот;
- **коэффициенты изоляции** между портами LO, IF и RF. Некоторые производители дают таблицы *S*-параметров, учитывающие все направления взаимных связей;
- **коэффициент подавления сигнала опорной частоты** $C_н$; **уровень подавления** мощности **зеркальной полосы** частот $C_з$ и **уровень подавления гармоник** опорного сигнала $C_г$, определяющие уровни мощности нежелательных продуктов преобразования по сравнению с полезной мощностью;
- **коэффициенты стоячей волны** LO- и RF-портов.

Чувствительность к вариациям параметров внешней среды и входных сигналов оценивается:

- **диапазоном рабочих температур** в градусах Цельсия, в пределах которого C_{R-I} изменяется не более чем на ±1 дБ;
- **подавлением** влияния **вариаций амплитуды** входного сигнала на уровень постоянной составляющей на выходе.

ТИПЫ СМЕСИТЕЛЕЙ

Небалансный смеситель. Практически не применяется, так как не обеспечивает приемлемой развязки между портами, а мощность полезного сигнала зависит от уровней как входного, так и опорного сигналов.

Двухдиодный **однократно балансный смеситель** (Single-Balanced Mixer – SBM) по схеме рис.4 обеспечивает балансировку по LO-порту, так что амплитудная нестабильность опорного источника не сказывается. За счет высокой симметрии обмоток трансформатора и диодной пары нежелательное прохождение Iso_{L-I} снижается на 20–30 дБ. Благодаря встречному включению диодов ком-

пенсируются паразитные интермодуляционные продукты четного порядка и уменьшается влияние нестабильности мощности P_{LO} на коэффициент преобразования RF–IF. Такая схема находит применение в недорогих См и фазовых дискриминаторах диапазона 0,1–2 ГГц.

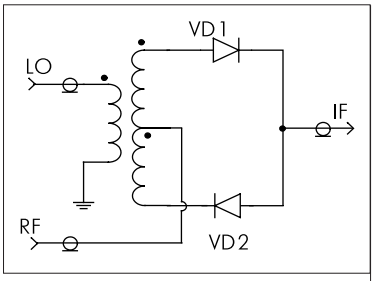

Рис.4. Двухдиодный балансный смеситель

Смеситель с двойной балансировкой (double-balanced mixer – DBM) с диодным кольцом (рис.5а). На IF-выходе этой схемы компенсируются комбинационные продукты четного порядка. Рабочий диапазон частот ограничен симметрией трансформаторов и их коэффициентом перекрытия по частоте. На высших частотах сказывается шунтирующее влияние собственной емкости диодов. Для расширения динамического диапазона за счет повышения уровня IP3 применяют диоды с увеличенным уровнем порога открывания. Двойная балансировка обеспечивается также в См по схеме гибридного кольца (рис.5б). Такие смесители имеют повышенную чувствительность к рассогласованию сопротивления нагрузки, так как отраженные сигналы создают на диодах пиковые напряжения, значительно превышающие номинальный уровень, соответствующий линейной нагрузке.

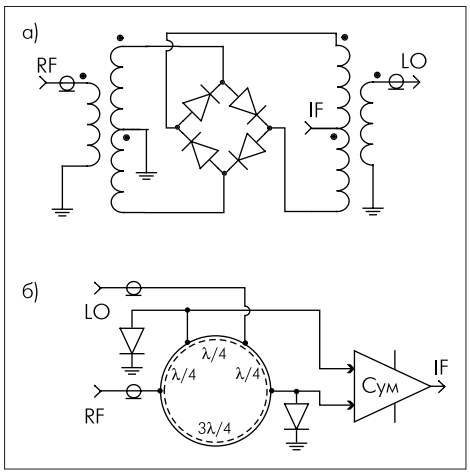

Рис.5. Смесители с двойной балансировкой с трансформаторами и диодным кольцом (а) и по схеме гибридного кольца (б)

Смеситель с тройной балансировкой (triple balanced mixer – TBM, рис.6). Применение двух диодных колец и дополнительных трансформаторов позволяет заметно расширить динамический диапазон и увеличить, минимум на 6 дБ, развязку между портами LO–RF.

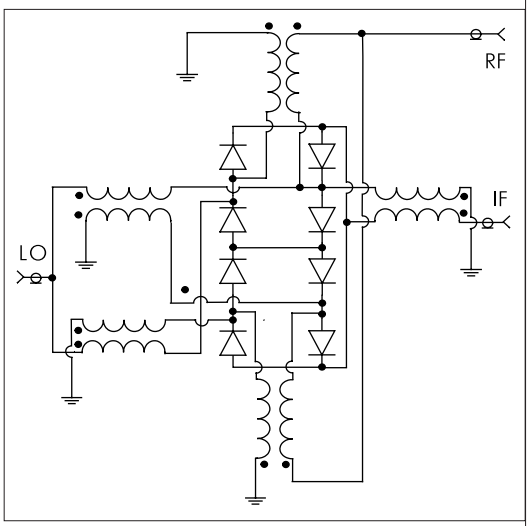

Рис.6. Смеситель с тройной балансировкой

Балансный См с накачкой на субгармонике выходной частоты (Subharmonic Mixer, рис.7). В качестве полезной используется вторая или третья гармоника колебания на LO-входе. Развязку (изоляцию) между IF- и RF-портами в схеме рис.7 должны обеспечивать дополнительные внешние фильтры. Благодаря тому, что частота опорного сигнала f_{LO} выбирается в два или три раза ниже, чем в базовой схеме, изоляция портов LO–IF на частоте f_{LO} выше, а на частоте $2f_{LO}$ намного выше, чем в других схемах. Эта техника находит применение в квадратурных (I/Q) модуляторах сантиметрового и миллиметрового диапазонов, где необходимый уровень развязки трудно обеспечить даже в схемах с двойной балансировкой.

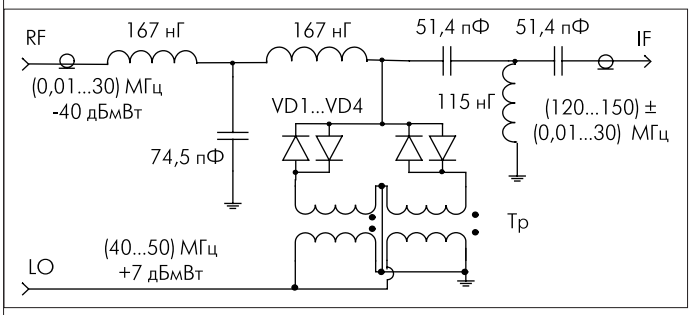

Рис.7. Смеситель с антипараллельными диодами и с накачкой на субгармонике

Смесители на гармониках (Harmonic Mixer) отличаются тем, что используют на RF-порте комбинационные продукты более высокого порядка в качестве полезных, подавляя ближайшие компоненты первого порядка за счет оптимизации вольт-амперных характеристик диодов и схемной балансировки. Возможность работать с частотой опорного генератора в целое число раз ниже (в два, четыре или шесть), чем в базовых схемах, как и в См с накачкой на субгармониках, позволяет снизить стоимость разработки источника f_{LO}, особенно в миллиметровом диапазоне. См на гармониках имеют более широкий динамический диапазон, чем базовая схема, благодаря повышенному уровню $P_{-1\,дБ}$ на RF-порте.

ФУНКЦИОНАЛЬНЫЕ УЗЛЫ НА ОСНОВЕ СМЕСИТЕЛЕЙ

Интерес представляют следующие функциональные узлы, выполненные на основе См частот.

Модулятор/демодулятор бинарного фазоманипулированного сигнала (BPSK, рис.8). В этой схеме на LO-вход подается гармоническое колебание несущей частоты, на входы D1 и D2 – модулирующие информационные сигналы. В схеме происходит двустороннее расширение спектра (Double Sideband – DSB).

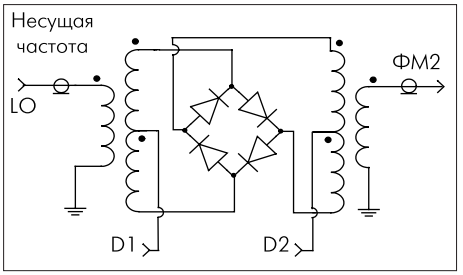

Рис.8. Модулятор/демодулятор бинарного ФМ-сигнала

Смеситель с подавлением зеркального канала (Image Reject Mixer – IR) для преобразования частоты вниз (рис.9). Мощность продуктов первого порядка в зеркальной полосе, а также удвоение полезной мощности в выделяемой полосе обеспечивает применение двух идентичных балансных нелинейных элементов (НЭ). ВЧ-сигналы поступают на них синфазно через делитель мощности ДМ, а опорные – со сдвигом на 90° через гибридный (Quadrature Hybrid) фазовращатель (Фвр). Выбором одного из выходов выходного Фвр задается полезная полоса сигнала IF. Полосовая фильтрация в схеме почти не требуется. Иногда для подавления зеркального канала используют четыре опорных колебания с

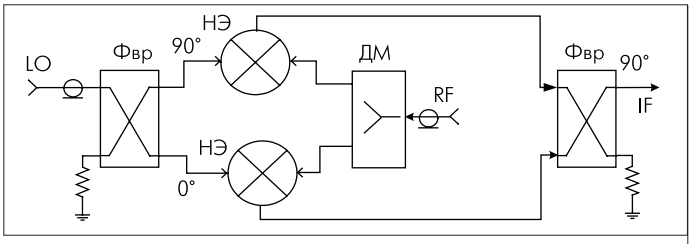

Рис.9.Смеситель с подавлением зеркального канала

частотой f_{LO} одинаковой амплитуды, сдвинутые по фазе на 90, 180, 270 и 360°, соответственно.

Квадратурный модулятор/демодулятор (Quadrature or in-phase/quadrature – I/Q, рис.10). Если информационные сигналы I и Q – входные, то на выходе RF-порта формируется сигнал ФМ-4 (QPSK). Если же на входной RF-порт подается фазоманипулированный сигнал, то схема работает как квадратурный демодулятор, выходные сигналы I и Q снимаются с IF1- и IF2-портов.

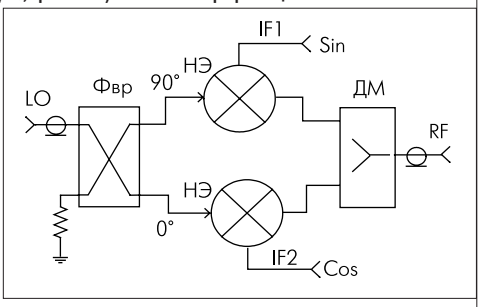

Рис.10. Квадратурный модулятор/демодулятор

Такая же схема может быть использована для ***однополосного преобразователя частоты*** (Single Sideband – SSB) без применения полосового фильтра. Это особенно ценно, когда основная и зеркальная полосы близки. Например, при прямой модуляции видеосигналом от постоянного тока до некоторой граничной частоты.

Фазовый дискриминатор (Phase Comparator) организуется на основе См типа SBM, DBM или TBM, если на LO- и RF-порты поступают сигналы одинаковых частот с подлежащим измерению сдвигом по фазе φ, а IF-выход имеет передачу по постоянному току. Его дискриминационная характеристика близка к косинусоидальной $e_{фд}(\varphi) \cong E\cos\varphi$, где множитель E пропорционален амплитуде сигнала на RF-входе. Такой дискриминатор способен работать в широком диапазоне СВЧ-сигналов.

Частотный дискриминатор (ЧД, рис.11). На LO-вход поступает входной сигнал $u(t)$, а на RF-вход – выходной сигнал полосно-пропускающего фильтра (ППФ), возбуждаемого копией $u(t)$. С выхода фильтра нижних частот (ФНЧ) снимается напряжение $e_{чд}$, пропорциональное отклонению частоты $f - f_0$ от заданного значения $e_{чд} \cong S_{чд}(f - f_0)$, где $S_{чд}$ – крутизна дискриминатора. Такой частотный дискриминатор отличается простотой и высоким быстродействием.

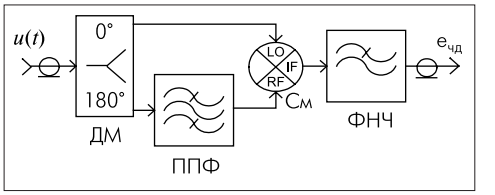

Рис.11. Частотный дискриминатор

Широкополосный умножитель частоты (Fullband Frequency Multiplier – MF, рис.12), реализуемый при последовательном включении инвертора-разветвителя (ИР), НЭ (смесителей с параллельным включением RF и LO входов), сумматора С и ППФ. Если на входе ППФ сигналы от НЭ складываются синфазно, то за счет балансировки плеч умножителя происходит компенсация нечетных и сложение мощности четных гармоник частоты входного сигнала. При этом узел становится удвоителем (Doubler) или учетверителем (Quadrupler) частоты. В утроителе (Tripler) и упятерителе

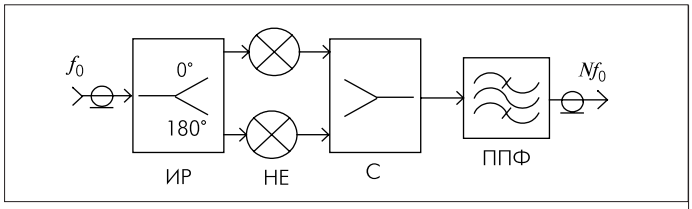

Рис.12. Умножитель/делитель частоты с компенсацией гармоник

(Quintupler) частоты сумматор выполняется с инвертированием входных сигналов, поэтому мощности нечетных гармоник складываются, а четных – компенсируются. Выходной фильтр ППФ подавляет остаточную мощность мешающих гармоник частоты входного сигнала. При построении умножителей частоты высокой кратности дополнительно используют широкополосные малошумящие усилители входного и выходного сигналов и входной фильтр нижних частот СВЧ.

Делитель частоты (Frequency Divider) входного сигнала в два раза (÷2) вида, приведенного на рис.12, если НЭ выполнены в виде варикапов (варакторов) с запертым *pn*-переходом и с нелинейной вольт-фарадной характеристикой. Эффект параметрического деления частоты в совокупности с ППФ на входе и ФНЧ на выходе позволяет получить высокий коэффициент передачи по мощности. В диапазоне входных частот менее 1 ГГц возможно применение счетчиковых делителей частоты: в таких узлах коэффициент деления частоты устанавливается произвольным с помощью внешних перемычек или загрузкой управляющего кода.

СОПОСТАВИТЕЛЬНЫЙ АНАЛИЗ НОМЕНКЛАТУРЫ СМЕСИТЕЛЕЙ

Моделей См и устройств на их основе выпускается огромное число [2]: свыше 40 фирм поставляют нелинейные СВЧ-узлы на диапазон частот от единиц мегагерц до сотен гигагерц, а общее число моделей, даже без учета коммутационных схем (управляемые аттенюаторы, коммутаторы, манипуляторы), превышает 3000. В табл.1 представлены обобщенные сведения о некоторых фирмах-производителях таких изделий, расположенные в порядке возрастания числа предлагаемых моделей, а в табл.2 – основные параметры некоторых моделей См и преобразователей частоты общего назначения, расположенные в порядке возрастания рабочей частоты.

Таблица 1. Производители смесителей, умножителей и делителей частоты

Фирма – производитель	Число моделей	Типы смесителей*	Виды приложений*	Диапазон частот RF/LO, ГГц	Диапазон мощностей на порте LO, дБмВт	Диапазон рабочих температур, ^{0}C	Интернет-адрес
Inphi Corp.	10	-	÷M	0...25	-25...-7	-55...+125	www.inphi-corp.com
Peregrine Semiconductor Corp.	15	ДБ	КМ , ёМ	0,001...6	+10...+33	-55...+100	www.peregrine-semi.com
RF Micro Devices	22	ДБ, ТБ	FE, ПВ, ПН,	0,5...2,5	+5...+19	-40...+85	www.rfmd.com
Watkins-Johnson Corp.	28	ДБ, ТБ	КМ	0,001...2,4	+10...+21	-40....+85	www.wj.com
Anaren Microwave, Inc.	50	ДБ	ОП, КМ	0,5....18	0....+18	-40...+85	www.anaren.com
MITEQ	54	ДБ, ТБ,	ОП, КМ	0,5...40	-10...+26	-55...+100	www.miteq.com
Sirenza Microdevices Corp.	65	ДБ	×N, ÷M	0,01...6	-3...+6	-4-...+85	www.sirenza.com
Hittite Microwave Corp.	67	ДБ, СГ	ОП, КМ, ПН	0,6...42	-5...+27	-55...+125	www.hittite.com
Millitech	115	ДБ, Г, СГ	ОП, ПН,	0,013...3	+7...+17	0...+50	www.millitech.com
Marki MV	150	ДБ	КМ, ОП, БМ, ×N, ÷M	0,005...65	+10...+18	-40...+85	www.markimw.com
M/A-COM	198	ДБ, ТБ,	ПВ, ПН	0,05...26	-5...+27	-55...+100	www.macom.com
Pulsar Microwave Corp.	265	ДБ, ТБ,	ОП, БМ, КМ	0...18	+17...+27	-25...+85	www.pulsarmicrowave.com
Mini-Circuits	421	ДБ, ТБ,	КМ, ОП, БМ	0,5...12	+3...+27	-55...+100	www.minicircuits.com
Synergy Microwave Corp.	505	ДБ, ТБ, СГ	ОП, БМ	0...4,2	+1...+27	-40....+85	www.synergymwave.com

** ДБ – с двойной балансировкой; ТБ – с тройной балансировкой; Г – гармониковый; СГ – субгармониковый; КМ – квадратурный модулятор/демодулятор; ОП – однополосный модулятор/демодулятор с подавлением зеркальной полосы; БМ – бинарный двухполосный модулятор/демодулятор; FE (Front End) – преобразователь частоты вниз с малошумящим усилителем по входу RF; ПВ – преобразователь частоты вверх; ПН – преобразователь частоты вниз; ×N – умножитель частоты; ÷M – делитель частоты.*

В корпусе интегральной схемы FX40-27 собран частотный дискриминатор, в котором фильтры ППФ и ФНЧ выполнены на сосредоточенных элементах (см. рис.11). При замене фильтра ППФ можно изменять центральную частоту. Фазовый дискриминатор MPD-21 имеет высокую линейность характеристики $e_{фд}(\varphi)$. Частотно-фазовый

Таблица 2. Смесители общего назначения

Модель, фирма	Тип*	Частота, ГГц			P_{LO}, дБмВт	Передача CR-I, дБ	Iso, дБ		$P_{вх}$, дБмВт	$K_ш$, дБ	$\Delta T_{раб}$, °C	Питание	
		RF	LO	IF			L-R	L-I				E_0, В	I_0, мА
FX40-27, Tele-tech	ЧД	0,06...0,08	-	0...0,02	10...20	10 [мВ/МГц]	-	-	-	-	-40...+85	-	-
MPD-21, Mini-Circuits	ФД	0,05...0,4	0,05...0,4	0...0,05	+7	7 [мВ/град]	-40	-	-	-	-40...+85	-	-
UNCL-R1, Mini-Circuits	Б, FE	0,01...0,5	0,01...0,5	0...0,5	-10...+7	+6	-65	-40	-10	4,3	-55...+85	12	35
HMC403S8G, Hittite	ЧФД	0...1,3	-	-	-10...10	0,74 [В]	-	-	-	100 [дБ/Гц]	-40...+85	5	86
MBA-10L, Mini-Circuits	Б	0,8...1	0,8...1	0...0,2	+3	-8	-20	-15	+9	-	-40...+85	-	-
PE4134, Peregrine	Б	1,5...1,8	1,5...1,8	0,26	+17	-7,4	-31	-	+22	-	-40...+85	-	-
RF9986, RFMD	ДБ, FE	1,5...2	1,5...2	0...0,5	-4	+12	-30	-20	-10	1,4	-40...+85	3,6	52
STM-3116, Sirenza	FE	1,9...2,3	1,9...2,3	0,03...0,2	0	+17	-	-	+24	9	-40...+85	5	200
MCA-50H, Mini-Circuits	ТБ	1...5	1...5	0,01...1,5	+17	-7,3	-30	-30	+34	-	-55..+100	-	-
MCA-36FH, Mini-Circuits	ДБ	3...3,6	3...3,6	0,38...0,48	+17	-8,3	-44	-29	+33	-	-55..+100	-	-
MBA-671, Mini-Circuits	Б	2,4...6,7	2,4...6,7	0...1	+7	-6,5	-36	-26	+10	-	-40...+85	-	-
M0415, MITEQ	ДБ	4...15	4...15	0...2	5...10	7	20	15	-	5	-40...+85	-	-
HMC411MS8G, Hittite	Б	10...15	10...15	0...5	+13	-9	-30	-27	+16	9	-40...+85	-	-
QM8-0326LZ, Marki MW	ДБ	3...26	3...26	0...2	7...11	-6	-35	-25	+5	-	-40...+85	-	-
HMC265LM3, Hittite	СГ	20...31	10...15,5	0,7...3	-4	0	-28	-47	+8	13	-40...+85	4	50
M3-3714, Marki MW	СГ	37...40	11...14	0...3,5	10...18	-12,5	-30	-28	+2	6	-55...+100	-	-
M9D-2065, Marki MW	СГ, Г	20...65	5...30	1...22	18...21	-12	-30	-30	0	12	-55...+100	-	-
MSH-10-3, Millitech	СГ	75...110	25..36,7	0,001...4	10...13	-20	-20	-	0	-	-40...+85	-	-

** Б – балансный; ДБ – с двойной балансировкой; ТБ – с тройной балансировкой; FE (front end) – активный с входным малошумящим усилителем; СГ – субгармониковый; Г – гармониковый.*

Таблица 3. Модуляторы и демодуляторы

Модель, фирма	Назначение *	Радиосигнал		Частота IF, МГц	C_{R-I}, дБ	Iso, дБ		Шум $K_ш$, дБ	$C_н$, дБ	Сз, дБ	ΔA, дБ	Δφ, град	$\Delta T_{раб}$, °C	Питание	
		Частота LO/RF, ГГц	P_{LO}, дБмВт			L-R	L-I							E_0, В	I_0, мА
RF9908, RFMD	БМ	0,5...2,5	-6...0	0...300	0	-30	-30	-	-	-	-	-	-40...+85	3,6	18
RF2641, RFMD	БМ, ПН	0,5...2,7	-6...0	0...300	+7	-20	-30	10	-	-	-	-	-30...+85	3	16
HMC380QS16G, Hittite	БМ, ПВ	1,7...2,2	-5...0	50...300	+11	-48	-32	9	-	-	-	-	-40...+85	5	120
HMC137, Hittite	БМ, БДМ, ФД	6...11	+8	0...300	+9	-	-	-	-20	-	0,25	10	-40...+85	-	5
SRF-2016, Sirenza	КДМ	0,2...0,6	-3...+3	0...500	+29	-20		17	-	-	0,2	2	-40...+85	5	195
IQ-MCM-1,9G, Merrimac	КДМ	1,7...2	+16	0...300	-14	-40	-30	-	-	-	±0,65	3,5	-55...+85	-	-
IQ-0618, Marki MW	КДМ	6...18	7...13	0...500	-6,5	-25	-20	-	-	-35	0,4	3	-55...+100	-	-
IQBG-2000A, Mini-Circuits	КМ	1,8...2	+20	0...10	-7,5	-	-	-	-30	-34	-	-	-40...+85	-	-
STQ-3016, Sirenza	КФМ	2,5...4	-6	0...500	P_{IF} = -12 дБмВт	-12	-	-154 [дБ/Гц]	-42	-36	0,2	4	-40...+85	5	80
HMC496LP3, Hittite	КФМ	4...7	+2	0...250	P_{IF} = +3 дБмВт	-	-	-157 [дБ/Гц]	-34	-40	-	-	-40...+85	3	93

** ФД – фазовый детектор; КМ – квадратурный фазовый модулятор с подавлением зеркальной полосы (I/Q SSB); БМ – бинарный фазовый модулятор ФМ2 (BPSK); БДМ – бинарный демодулятор (BPSK); КДМ – квадратурный демодулятор с подавлением зеркальной полосы (I/Q SSB); ПН – преобразователь частоты вниз; ПВ – преобразователь частоты вверх.*

дискриминатор HMC403S8G чувствителен не только к разности фаз входных сигналов, но и к разности их частот, что улучшает свойства синтезатора частоты с ФАПЧ.

Среди См, представленных в табл.2, можно обратить внимание на модели MCA-36FH с двойной и MCA-50H с тройной балансировкой, отличающиеся повышенным уровнем изоляции во всех нежелательных направлениях. Модель HMC411MS8G выделяется сверхширокой полосой пропускания по IF-порту – от постоянного тока до 5 ГГц. В состав ряда моделей входят микросхемы широкополосных усилителей по одному, по двум или по трем портам. Этим достигается снижение требований к мощности входного (UNCL-R1, STM-3116) или опорного (RF9986, HMC265LM3) сигналов, а также дополнительная межпортовая развязка. В моделях Front End, предназначенных для работы во входных цепях приемников, на RF-входе встроен малошумящий усилитель. Благодаря этому коэффициент шума, например, в модели RF9986 составляет 1,4 дБ.

См миллиметрового диапазона часто используют работу на гармониках и/или на субгармониках. Например, модель HMC265LM3 работает со второй гармоникой опорного сигнала и обеспечивает очень высокую (-47 дБ) развязку Iso_{L-I}. Входные частоты до 110 ГГц (модель MSH-10-3) не являются предельными для таких узлов: производители анонсируют модели См с частотами до 260 ГГц.

В табл.3 представлены фазовые модуляторы/демодуляторы и преобразователи частот, расположенные по группам основного на-

Таблица 4. Умножители и делители частоты

Модель, фирма	Тип*	Входная цепь		Выходная цепь		Доля побочных компонент, Вх/Вых, дБ	СПМ шума, Sφ(100 кГц)	$\Delta T_{раб}$, °C	Питание	
		Частота, ГГц	Мощность, дБмВт	Частота, ГГц	Мощность, дБмВт				E_0, В	I_0, мА
MAX2M132152, Miteq	×2, A	6,6...7,6	+8...+12	13,2...15,6	+11...+15	-60/ -15	-	-40...+85	+15	160
D-0840, Marki MW	×2	4...20	15...20	8...40	5...10	-35	-	-55...+100	-	-
HMC331, Hittite	×2	12...18	+13	24...36	-1	-50	-150	-40...+85	-	-
ATA-0304, Marki MW	×3, A	3...4	5...10	9...12	+15	-20	-	-55...+100	+5	150
MUT-10, Millitech	×3	25...36	+16	75...110	-5	-30	-	-40...+85	-	-
AQA-2040, Marki MW	×4, A	5...10	5...8	20...40	+20	-40 / -30	-	-55...+100	±5	400
DBS-9096X407, Narda DBS	×4, A	22,5...24	+10...+17	90...96	7	-15	-	-40...+85	+12	600
MAX5M65075, Miteq	×5, A	1,3...1,5	8...12	6,5...7,5	11...15	-40	-	-40...+85	+15	400
MAX13M104104, Miteq	×13, A	0,8	+10	10,4	+15	-50 / -50	-	-40...+85	+12	300
HMC445LP4, Hittite	×16, A	0,62...0,68	-15...-5	9,9...11,2	+7	-28	-130	-40...+85	+5	80
SP8902/KG/MP1T, Zarlink	÷2, A	1...5	0...+15	2...10	-15...+2	-	-140	-40...+85	+5	70
DV-1826, Marki MW	÷2, A	18...26	+8...+10	9...13	+13	-30	-	-55...+100	±5	400
HMC437MS8G, Hittite	÷3, A	0...7	-15	0...2,5	0	-50	-153	-40...+85	+5	70
HMC438MS8G, Hittite	÷5, A	0...7	-15	0...1,4	-1	-50	-153	-40...+85	+5	80
HMC494LP3, Hittite	÷8, A	0...18	-20	0...2,25	-4	-55	-150	-40...+85	+5	70
25673DV-QFN, Inphi	÷8, A	0...25	-25	0...3,125	+7	-25 / -50	-148	-55...+125	+3,3	65

** ×N – умножитель частоты с указанной кратностью; ÷M – делитель частоты с указанной кратностью; A – активный.*

значения в порядке возрастания рабочей частоты. Среди бинарных фазовых модуляторов можно выделить HMC380QS16G, в котором достигнута превосходная (-48 дБ) изоляция Iso_{L-R}. Квадратурный демодулятор IQ-0618 отличается высоким (-35 дБ) подавлением зеркальной полосы частот, а SRF-2016 демонстрирует хорошую идентичность балансируемых каналов по амплитудам и по фазам. Квадратурный модулятор STQ-3016 имеет высокое подавление несущей и зеркального канала, а также низкий уровень входного сигнала на IF-порте. В некоторых моделях (например, HMC137) можно изменять назначение портов и использовать их или в качестве модулятора, или демодулятора. Сравнительно низкие входные частоты для SRF-2016 объясняются тем, что схема предназначена для высококачественной работы в тракте промежуточной частоты.

В табл.4 приведены характеристики широкополосных умножителей и делителей частоты на основе нелинейных преобразовательных узлов, расположенных в порядке возрастания кратности и выходной частоты. Среди удвоителей частоты (×2) можно выделить D-0840 с диапазоном перекрытия по частоте 5:1. В MAX2M132152 за счет встроенного входного усилителя с ФНЧ удалось получить необычайно высокое (-60 дБ) подавление побочных компонент на входе. В утроителе частоты миллиметрового диапазона MUT-10 высокий уровень подавления паразитных компонент достигнут благодаря технике симметрирования. Выпускаются умножители частоты высокой (до ×64) кратности. В таких микросхемах задача фильтрации усложняется из-за уменьшения шага паразитных компонент по частоте. Тем не менее, в ряде случаев удается получить высокий уровень подавления побочных компонент: в умножителе ×13 модели MAX13M104104 уровень побочных компонент на входе и на выходе не превышает -50 дБ.

В широкополосных делителях частоты уровень спектральной плотности мощности (СПМ) собственного белого фазового шума составляет (-140...-155) дБ/Гц при отстройке 100 кГц, что не больше, чем соответствующий уровень СПМ фазового шума ГУН [1]. Во многих делителях (HMC438MS8G, HMC494LP3, SP8902) нижняя граница рабочего диапазона частот практически не существенна, так как проявляется эффект цифрового деления. Можно выделить фирму Inphi Corp., которая предлагает линейку широкополосных делителей частоты с кратностью от 2 до 8, каждый из которых работает с номинальными входными частотами от 100 МГц до 25 ГГц. Например, модель ÷8 типа 25673-QFN имеет весьма низкий уровень входного сигнала (-25 дБмВт) и предназначена для применения в качестве предварительного делителя частоты ГУН в составе синтезатора частот.

ЛИТЕРАТУРА

1. **Белов Л.А.** Компоненты синтезаторов стабильной частоты. Генераторы, управляемые напряжением. – ЭЛЕКТРОНИКА: НТБ, 2004, № 1, с.42.
2. РАДИОКОМП – радиокомпоненты мировых производителей. http://www.radiocomp.ru