

Отражательный режекторный фильтр

Андрей Соколов (sklv56@mail.ru), Вадим Машков (rz3djo@mail.ru)

В статье рассмотрен способ построения отражательного режекторного фильтра с использованием полосового ПАВ-фильтра и направленного ответвителя. Описан принцип его работы и возможные варианты применения. Приведён пример расчёта параметров модели и представлено их сравнение с характеристиками изготовленного прототипа для конкретного варианта использования.

Введение

Решение задач электромагнитной совместимости приёмо-передающих радиотехнических устройств, а также обеспечение их работы в условиях сложной электромагнитной обстановки (обусловленной наличием как преднамеренных, так и непреднамеренных помех, наряду с общей перегруженностью выделенного участка частотного спектра) вынуждают разработчика уделять проблеме фильтрации сигналов повышенное внимание. В некоторых случаях оказывается более оправданным применение режекторного фильтра, нежели полосового. Так, например, режекторные фильтры (реализуемые программным способом) широко используются для исключения части спектра, поражённого узкополосной помехой, при приёме широкополосных сигналов, в частности, сигналов GNSS.

При обработке аналоговых сигналов в широкой полосе частот подход с устранением помехи режекторным фильтром позволяет во многих случаях сократить количество используемых фильтрующих и развязывающих элементов и тем самым значительно уменьшить сроки разработки, стоимость и габариты конеч-

ного устройства с сохранением требуемых параметров (в частности, неравномерности характеристики группового времени запаздывания). Однако номенклатура представленных на рынке серийно выпускаемых режекторных фильтров ограничена, тогда как выбор полосовых фильтров разнообразных типов и конструкций весьма велик. Ниже описан незаслуженно редко используемый на практике способ переделки полосового фильтра в режекторный с применением современной элементной базы и программных продуктов.

Краткие теоретические основы для конструирования режекторного фильтра на основе полосового фильтра и направленного ответвителя

Для начала дадим определение 3 дБ направленного ответвителя – это взаимное многополюсное СВЧ-устройство для отвлечения половины электромагнитной энергии из основного канала передачи во вспомогательный. В квадратурном направленном ответвителе волна во вспомогательном канале приобретает сдвиг фазы в 90° относительно волны в основном канале.

Матрица рассеяния идеального квадратурного 3 дБ направленного ответвителя (НО) в обозначениях рис. 1 имеет вид [1]:

$$[S] = \begin{pmatrix} 0 & 0 & S_{13} & S_{14} \\ 0 & 0 & S_{23} & S_{24} \\ S_{31} & S_{32} & 0 & 0 \\ S_{41} & S_{42} & 0 & 0 \end{pmatrix},$$

где $|S_{13}| = |S_{14}| = |S_{23}| = |S_{24}| = |S_{31}| = |S_{32}| = |S_{41}| = |S_{42}|$, а $\arg S_{31} = \arg S_{41} + \pi/2$, $\arg S_{42} = \arg S_{32} + \pi/2$, $\arg S_{24} = \arg S_{14} + \pi/2$, $\arg S_{13} = \arg S_{23} + \pi/2$.

В дальнейшем для простоты и наглядности анализа волн напряжений на входах и выходах НО воспользуемся векторными диаграммами.

Поступающая на вход 1 идеального квадратурного 3 дБ направленного ответвителя волна W1 с условными амплитудой и фазой, изображёнными на рис. 1 (фаза отсчитывается в направлении против часовой стрелки), разделяется НО на две волны W31 и W41 с равными и уменьшенными на 3 дБ амплитудами (мощность волны W1 делится между волнами поровну), причем фаза W31 повернута на 90° относительно фазы W1, тогда как фаза W41 совпадает с ней. В силу свойств матрицы рассеяния идеального НО непосредственно волна со входа 1 на выход 2 не проходит (вход 1 и выход 2 развязаны). Поскольку выходы 3 и 4 НО не нагружены (режим холостого хода, далее х.х.), фаза отражённой от вывода 3 волны W3 совпадает с фазой волны W31, а фаза отражённой от вывода 4 волны W4 совпадает с фазой волны W41. Отражённая от ненагруженного выхода 3 волна W3 аналогично волне W1 (3 дБ НО – взаимный восьми-полюсник) разделяется на две волны W23 и W13 с равными и уменьшенными на 3 дБ амплитудами, причём фаза W13 повернута на 90° относительно фазы W3, тогда как фаза W23 совпадает с ней. В силу свойств матрицы рассеяния идеального НО волна W3 на выход 4 не проходит (плечи 3 и 4 развязаны). Аналогичным образом, в силу действия принципа взаимности, отражённая от ненагруженного выхо-

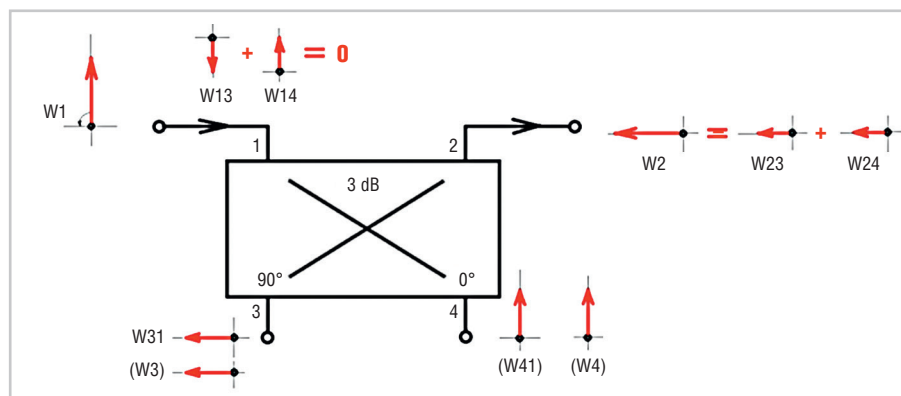


Рис. 1. Векторные диаграммы сигналов на входе и выходе НО при отсутствии нагрузок в плечах 3 и 4 (режим х.х.)

да 4 волна W_4 разделяется идеальным НО на две волны W_{14} и W_{24} с равными и уменьшенными на 3 дБ амплитудами, причём фаза W_{24} повернута на 90° относительно фазы W_4 , тогда как фаза W_{14} совпадает с ней. На выходе 2 синфазные волны W_{23} и W_{24} суммируются, а на входе 1 противофазные волны W_{13} и W_{14} взаимно компенсируют друг друга. Таким образом, поступающая на вход 1 волна после переотражений на выходах 3 и 4 без потерь проходит на выход 2 со сдвигом фазы, показанным на рис. 1. Необходимым условием для этого является одинаковость коэффициентов отражения (в данном случае +1 для режима х.х.) нагрузок, подключённых к выходам 3 и 4. Заметим также, что при таком режиме отражённая волна на входе 1 отсутствует.

Рассмотрим далее случай, когда плечи 3 и 4 гибридного 3 дБ НО закорочены на землю. Векторные диаграммы сигналов для этого состояния приведены на рис. 2. Все вышеперечисленные соображения справедливы также и для этого варианта. Необходимо только заметить, что фаза W_3 теперь будет противоположна фазе W_{31} , а фаза W_4 теперь будет противоположна фазе W_{41} (коэффициент отражения волны от закороченной нагрузки равен -1). Так же, как и в рассмотренном выше примере, поступающая на вход 1 волна после переотражений на выходах 3 и 4 без потерь проходит на выход 2 теперь уже со сдвигом фазы $\Delta\phi = 180^\circ$ (противоположным тому, что имел место при режиме х.х.).

Указанная характерная особенность гибридного 3 дБ моста широко используется при создании фазовых манипуляторов, аналоговых фазовращателей, фазовых модуляторов и прочих СВЧ-устройств.

В случае, когда к плечам 3 и 4 НО подключены согласованные нагрузки, энергия волны W_1 на выходе 2 не поступает, так как полностью поглощается нагрузками. Отражённая волна на входе 1, как и во всех рассмотренных выше случаях, будет отсутствовать. Условием отсутствия отражённой волны на входе 1 в общем случае является наличие идеальной согласованной нагрузки на выходе 2, одинаковость комплексных нагрузок в плечах 3 и 4, а также одинаковость отрезков линий передачи (длина и волновое сопротивление), которыми нагрузки подключаются к этим плечам.

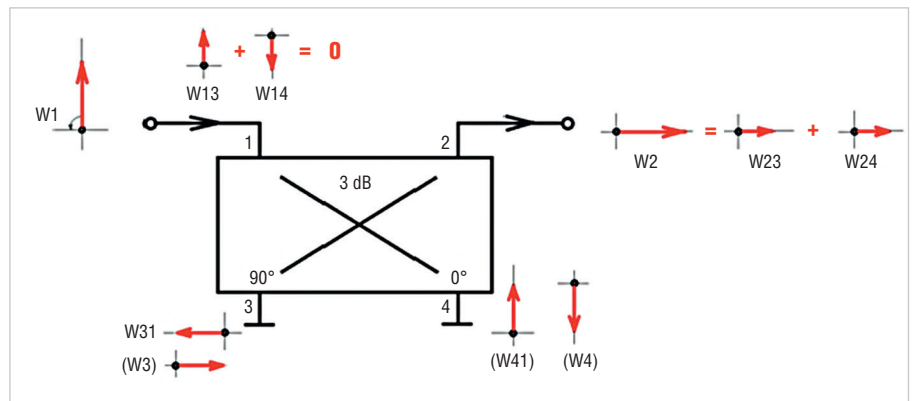


Рис. 2. Векторные диаграммы сигналов на входе и выходе НО при закороченных на землю плечах 3 и 4 (режим к.з.)

С учётом вышеизложенного схема режекторного фильтра поглощающего типа на основе двух одинаковых полосовых фильтров будет выглядеть так, как показано на рис. 3, где PBF (band-pass filter) – полосовой фильтр, L – длина соединительной линии между 3 дБ НО и фильтром, Z_0 – волновое сопротивление соединительной линии, R – согласованная нагрузка. Обычно $Z_0 = R = 50$ Ом.

Однако режекторный фильтр по схеме рис. 3 на практике применяется редко. Причина этого заключается в необходимости использования двух полосовых фильтров с одинаковыми частотными характеристиками в полосах пропускания и задержания. Необходимо также, чтобы характеристики фильтров одинаково изменялись в рабочем температурном диапазоне. Вот почему во многих случаях более предпочтительным выглядит режекторный фильтр отражательного типа, принцип работы которого становится понятным при рассмотрении векторной диаграммы, изображённой на рис. 4.

Как и в ранее рассмотренных случаях, волна W_1 образует на выходах плеч 3 и 4 две волны W_{31} и W_{41} , распространяющиеся в противоположных направлениях. Эти волны имеют равные амплитуды и сдвинуты по фазе относительно друг друга на 90° . Теперь волной возбуждения для плеча 3 (W_3) является волна W_{41} , а для плеча 4 (W_4) – волна W_{31} . Волны W_3 и W_4 создают на входе и выходе НО волны W_{13} , W_{14} и W_{23} , W_{24} соответственно. Результат суммирования этих волн таков, что в плече 2 (на выходе НО) волна отсутствует, а вся энергия поступающей волны W_1 возвращается в плечо 1 в качестве отражённой волны. В общем случае перемычка между

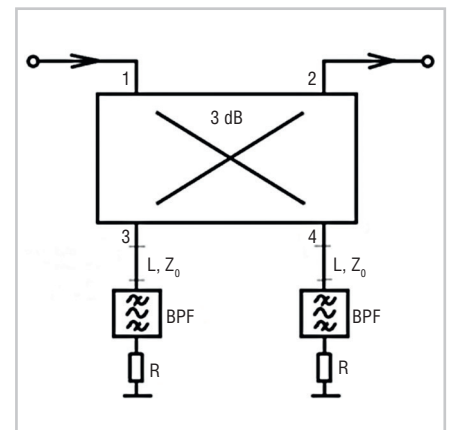


Рис. 3. Схема режекторного фильтра поглощающего типа с использованием двух одинаковых полосовых фильтров

плечами 3 и 4 НО представляет собой линию с определённой длиной и волновым сопротивлением. Суперпозиция бегущих волн W_{41} и W_{31} равной амплитуды образует в этой линии стоячую волну, что, впрочем, никак не сказывается на результате суммирования волн W_{23} и W_{24} , которые по-прежнему будут взаимно компенсироваться на выходном плече 2. Волны W_{13} и W_{14} также будут суммироваться в фазе на входе 1. Однако теперь суммарный вектор отражённой волны будет сдвинут на угол, зависящий от электрической длины соединительной перемычки, с сохранением прежней величины модуля коэффициента отражения по входу 1.

С учётом вышеизложенного отражательный режекторный фильтр на базе полосового фильтра и 3 дБ НО будет выглядеть так, как показано на рис. 5 [2].

Действительно, в полосе пропускания идеальный BPF без потерь эквивалентен отрезку длинной линии, что соответствует векторной диаграмме рис. 4, а в полосе задержания работа схемы будет соответствовать вектор-

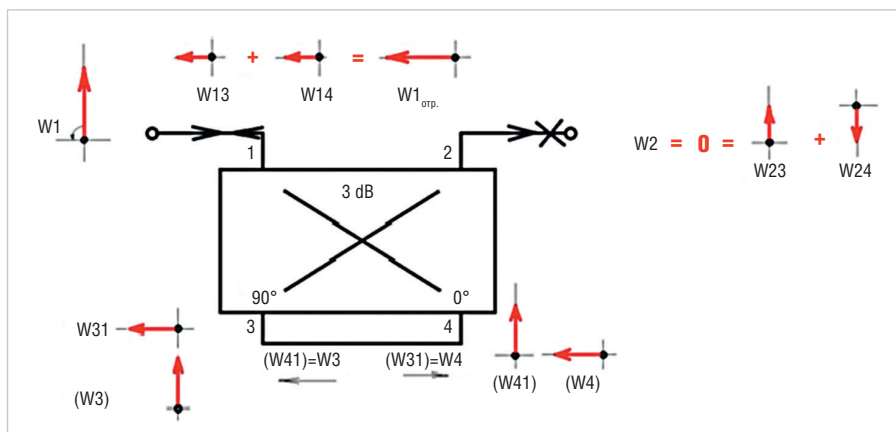


Рис. 4. Векторные диаграммы сигналов на входе и выходе НО при соединении плеч 3 и 4 перемычкой

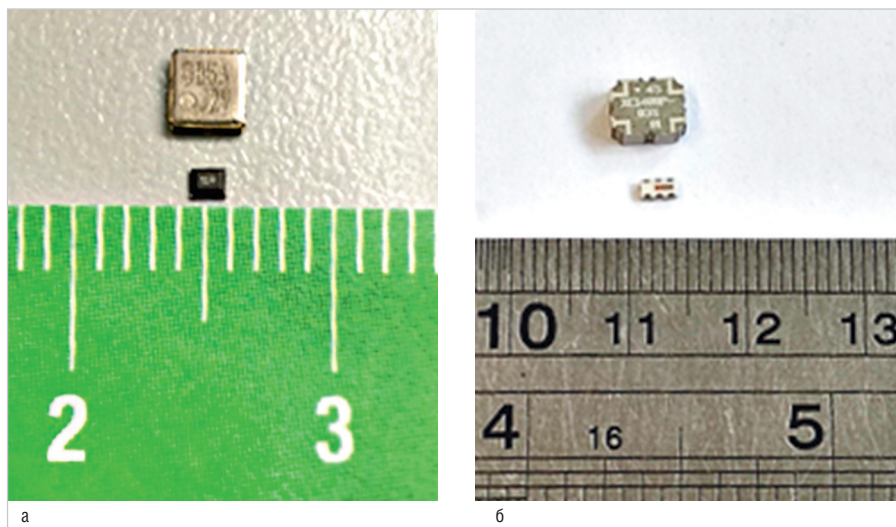


Рис. 6. Внешний вид полосовых ПАВ-фильтров (а) и 3 дБ направленных ответвителей (б)

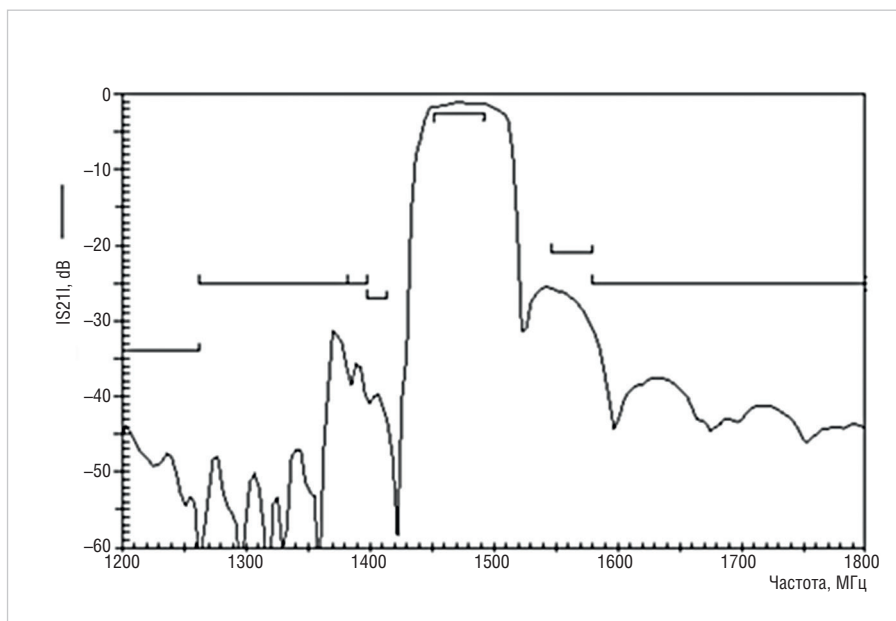


Рис. 7. АЧХ полосового ПАВ-фильтра B39152B1664U410 (Qualcomm)

ным диаграммам рис. 1 и рис. 2 (вход и выход BPF в полосе задержания представляют собой либо х.х., либо к.з., либо реактивное сопротивление с модулем

коэффициента отражения, во всех случаях равным 1).

Имеющиеся в распоряжении разработчика полосовые фильтры и 3 дБ НО

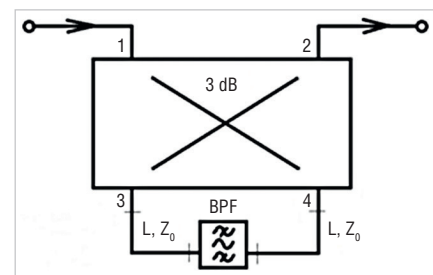


Рис. 5. Отражательный режекторный фильтр на основе полосового фильтра и 3 дБ НО

Таблица

№ п/п	Наименование параметра	Требуемое значение
1	КСВН вх.	Не более 2
2	КСВН вых.	Не более 2
3	Затухание в полосе задержания 1452...1496 МГц, дБ	Не менее 23
4	Затухание в полосе пропускания 1160...1300 МГц, дБ	Не более 3
	Затухание в полосе пропускания 1540...1610 МГц, дБ	Не более 3
5	Неравномерность характеристики группового времени запаздывания в полосе частот 1590...1610 МГц, нс Неравномерность характеристики группового времени запаздывания в полосе частот 1235...1255 МГц, нс	Не более 1
		Не более 1
6	Тип соединителя на входе и выходе фильтра	TNC
7	Сопротивление постоянному току (для питания антенного МШУ по центральному проводнику коаксиального кабеля), Ом	Не более 2

не являются идеальными, что сказывается на параметрах построенной с их использованием конструкции, изображенной на рис. 5. Так, например, потери в направленном ответвителе и в полосовом фильтре приводят к потерям в полосе пропускания режекторного фильтра, границы которой ограничены рабочим диапазоном частот НО, определяемым, в основном, амплитудным и фазовым разбалансом коэффициентов передачи его плеч. Коэффициенты S21 и S12 матрицы рассеяния BPF хотя и близки, но не всегда в точности совпадают, что также обуславливает появление разбаланса волн W23 и W24 на выходе 2 в диапазоне частот. В полосе задержания этот разбаланс, а также конечная величина развязки изолированных плеч НО ограничивают максимальную величину подавления (режекции) фильтра, а в полосе пропускания увеличивают неравномерность

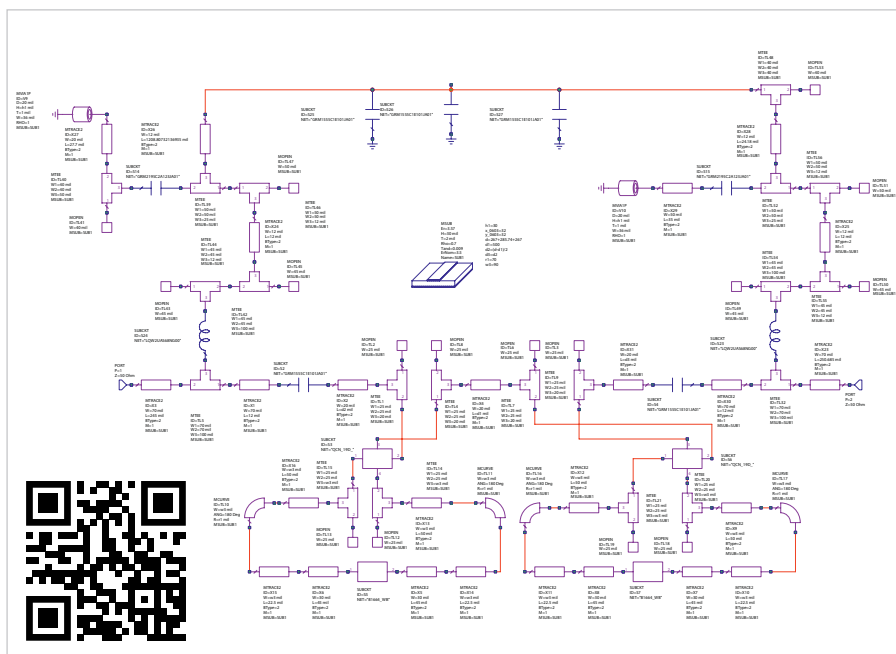


Рис. 8. Общий план схемы фильтра из модуля Circuit Schematic. Детальная схема доступна по ссылке из QR-кода

его коэффициента передачи. По этой причине длину линий L подключения BPF к плечам 3 и 4 желательно выбирать минимально возможной, а центральную рабочую частоту НО – близкой к требуемой центральной частоте режекции.

Механизм подавления сигнала в полосе задержания отражательного режекторного фильтра отличается от того, что имеет место в полосе задержания обычного, как правило, многорезонаторного BPF. В полосно-пропускающем фильтре, представляющем собой цепочку связанных резонаторов, сигнал в полосе задержания по мере прохождения через фильтр претерпевает отражение последовательно от каждого элемента цепочки, что, в частности, позволяет наращивать величину его затухания простым увеличением количества элементов (резонаторов). В отражательном режекторном фильтре величина затухания сигнала в полосе задержания определяется результатом векторного сложения (вычитания модулей амплитуд) волн W_{23} и W_{24} , а они формируются в результате прохождения волн W_{31} и W_{41} через BPF, как это показано на рис. 4 и рис. 5. При этом в реальном BPF, помимо затухания сигнала, имеют место и его отражения от входа/выхода полосно-пропускающего фильтра, которые не обязательно будут одинаковыми. Неблагоприятными факторами являются также уже

упомянутый амплитудный и фазовый разбаланс плеч моста, а также возможный разброс электрических длин соединительных линий L . Совокупное действие всех этих факторов, пересчитанное к точке суммирования (выход 2), не позволяет достичь надёжной режекции сигнала одним звеном более 10...15 дБ, но позволяет сохранить крутизну АЧХ при переходе от полосы пропускания к полосе задержания такой же, как и у полосно-пропускающего фильтра. С увеличением количества звеньев крутизна АЧХ увеличивается, равно как и глубина подавления (режекции) сигнала в полосе задержания.

С учётом вышесказанного весьма перспективным для применения в отражательном режекторном фильтре выглядит использование полосовых устройств на ПАВ (поверхностно-акустических волнах), отличающихся низкими потерями и крутыми скатами АЧХ (амплитудно-частотной характеристики). В настоящее время разработчикам доступна широкая номенклатура серийно выпускаемых ПАВ-фильтров диапазона частот 300...3000 МГц таких производителей, как Qualcomm, TaiSaw, Vectron, Qorvo и проч. Широкой известностью на рынке пользуются также и малогабаритные гибридные 3 дБ НО компаний Minicircuits и Anafen. Внешний вид ПАВ-фильтров и направленных ответвителей показан на рис. 6а и рис. 6б.

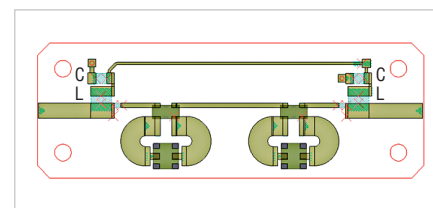


Рис. 9. Электромагнитная 2D-модель топологии печатной платы и элементов режекторного фильтра (дрессели L и блокировочные конденсаторы C образуют ФНЧ для пропускания постоянного тока)

Моделирование отражательного режекторного фильтра в программном продукте Microwave Office среды NI AWR Design

Отражательный режекторный фильтр предполагалось использовать для подавления помехи приёма слабых сигналов GNSS от мощного передатчика близко расположенной базовой станции сотовой связи стандарта 4G LTE (Band 32, 1452...1496 МГц, Downlink). Малошумящий усилитель (МШУ) установленной на крыше здания стационарной активной приёмной GNSS-антенны обеспечивал приемлемое усиление сигналов в широком динамическом диапазоне и не испытывал, несмотря на его недостаточную избирательность, никакого негативного воздействия от помехи. Поэтому было принято решение отфильтровывать её в кабельной магистрали, распределяющей сигнал GNSS с выхода МШУ между пользователями. Тем самым удалось устранить негативное влияние потерь режекторного фильтра в полосе пропускания на коэффициент шума приёмной системы. Основные требования к фильтру указаны в таблице.

С учётом приведённых выше соображений было принято решение использовать в двухзвенном отражательном режекторном фильтре полосовые ПАВ-фильтры В39152В1664U410 (компания Qualcomm), а в качестве 3 дБ НО применить QCN-19D (компания Minicircuits). АЧХ полосового фильтра приведена на рис. 7. Квадратурный делитель мощности QCN-19D имеет рабочий диапазон частот 1100...1925 МГц. Более подробно с этими и другими характеристиками указанных продуктов можно ознакомиться в [3, 4].

На рис. 8 показана схема фильтра, построенная и оптимизированная в модуле Circuit Schematic [5]. В модели использовались S-параметры

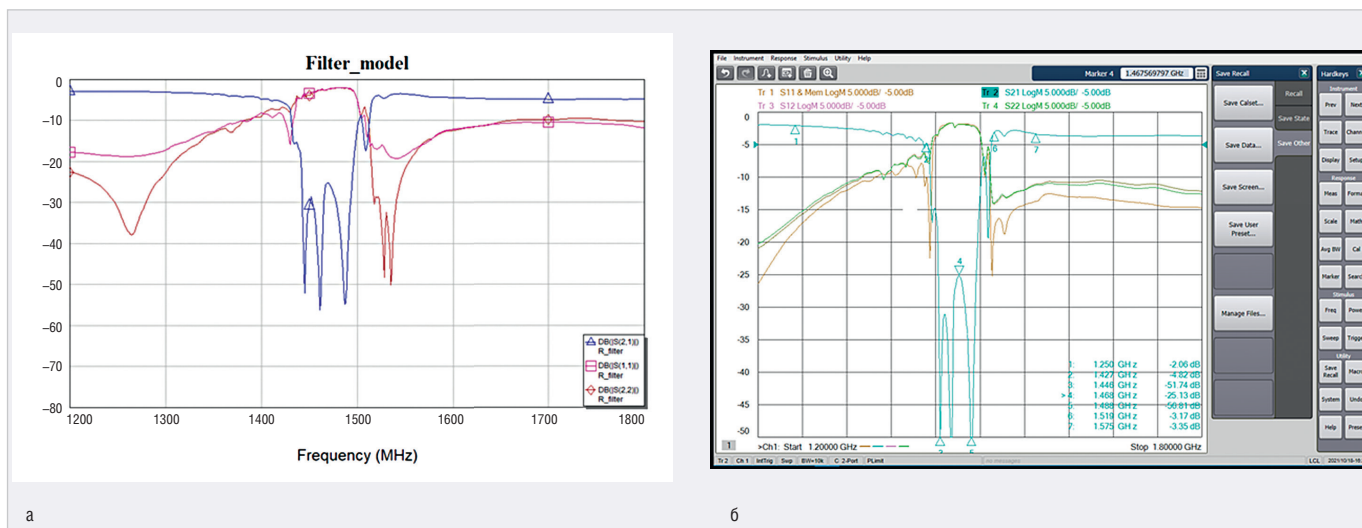


Рис. 10. S-параметры модели фильтра (а) и изготовленного прототипа (б)

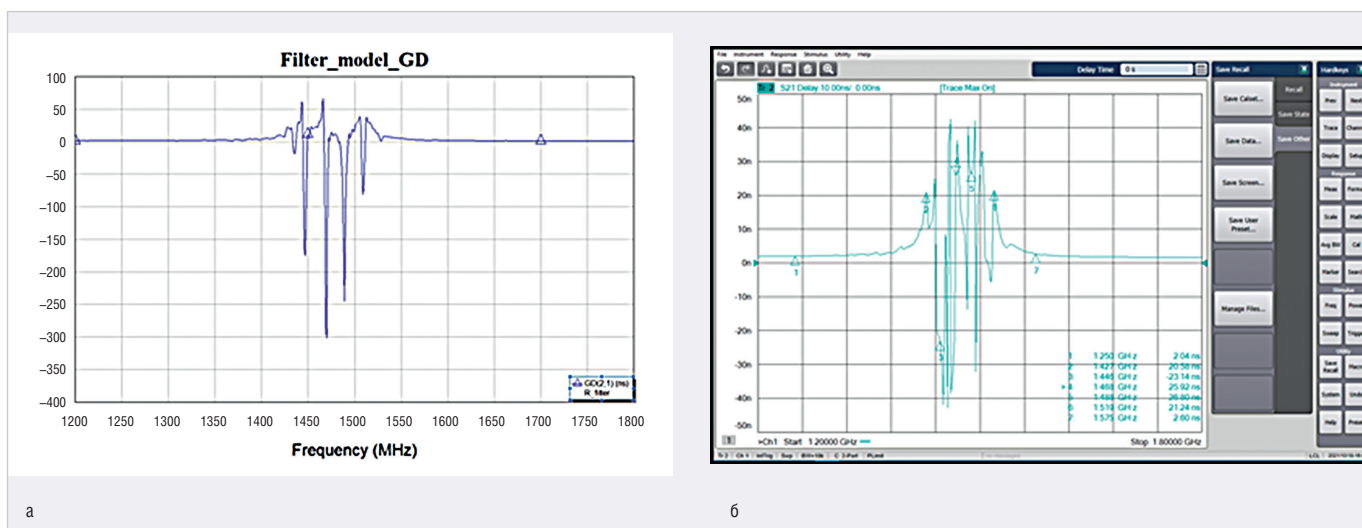


Рис. 11. Характеристика НГВЗ модели фильтра (а) и изготовленного прототипа (б)

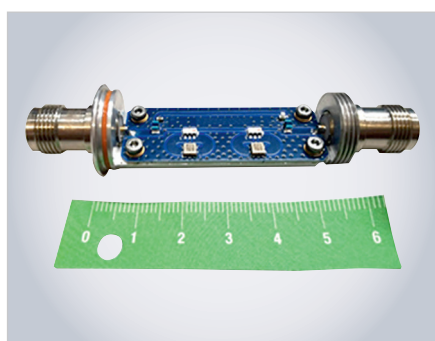


Рис. 12. Внешний вид конструкции фильтра

ПАВ-фильтра и направленного ответвителя, предоставленные компаниями-производителями. Оптимизация подвергалась длина соединительной линии между звеньями, а также волновое сопротивление и длина линий, подключающих полосовой фильтр к направленному ответвителю. Электромагнитная 2D-модель топологии печатной платы (материал FR-4, толщина 0,8 мм) с элемен-

тами фильтра изображена на рис. 9. Рассчитанные S-параметры модели в сравнении с прототипом показаны на рис. 10. На рис. 11 изображены характеристики группового времени запаздывания модели и прототипа. Внешний вид конструкции фильтра в цилиндрическом корпусе изображён на рис. 12.

Разработанная конструкция фильтра получилась простой и малогабаритной. Необходимо заметить, что перечисленные в таблице требования могли быть реализованы и иными путями, например, посредством параллельного соединения двух полосовых фильтров с указанными в таблице полосами пропускания (помеха при этом попадала бы в их полосы задержания). Однако такой подход потребовал бы применения частотных диплексеров или иных схем мультиплексирования, что, в конечном итоге, значительно усложнило бы конструк-

цию устройства и существенно затруднило достижение требуемых значений потерь в полосах пропускания и неравномерности ГВЗ (время групповой задержки).

Заключение

Рассмотрен способ построения отражательного режекторного фильтра с использованием полосового ПАВ-фильтра и направленного ответвителя. Описан принцип его работы и возможные варианты применения. Дан пример расчёта параметров модели и представлено их сравнение с характеристиками изготовленного прототипа для конкретного варианта использования. Показано, что в ряде случаев применение режекторного фильтра более целесообразно, нежели полосового, по причинам его низкой стоимости, простоты, надёжности конструкции и незначительности вносимого им вклада в общую неравномерность ГВЗ тракта.



КУРС НА ИМПОРТОЗАМЕЩЕНИЕ



ПРОМЫШЛЕННЫЕ КОМПЬЮТЕРЫ ADVANTIX «БРУСНИКА» НА БАЗЕ ЦПУ «ЭЛЬБРУС»

РАЗРАБОТАНО И СДЕЛАНО В РОССИИ

- ✓ Разработано и произведено в России
- ✓ Отечественные процессоры «Эльбрус»
- ✓ Безвентиляторное исполнение
- ✓ Для критической инфраструктуры
- ✓ Фиксация кабеля питания
- ✓ Корпуса для установки в 19" стойку
- ✓ Поддержка отечественных операционных систем
- ✓ Возможность заказных разработок

ProSoft[®]
WWW.PROSOFT.RU
ОФИЦИАЛЬНЫЙ ДИСТРИБЬЮТОР

МОСКВА	(495) 234-0636	info@prosoft.ru
С.-ПЕТЕРБУРГ	(812) 448-0444	info@spb.prosoft.ru
АЛМА-АТА	(727) 321-8324	sales@kz.prosoft.ru
ВОЛГОГРАД	(8442) 391-000	volgograd@regionprof.ru
ВОРОНЕЖ	(473) 229-5281	voronezh@regionprof.ru
ЕКАТЕРИНБУРГ	(343) 356-5111	info@prosoftsystems.ru
	(912) 620-8050	ekaterinburg@regionprof.ru
КАЗАНЬ	(843) 203-6020	kazan@regionprof.ru
КРАСНОДАР	(861) 224-9513	krasnodar@regionprof.ru

Н. НОВГОРОД	(831) 261-3484	n.novgorod@regionprof.ru
НОВОСИБИРСК	(383) 335-7001	nsk@regionprof.ru
ОМСК	(3812) 286-521	omsk@regionprof.ru
ПЕНЗА	(8412) 49-4971	penza@regionprof.ru
ПЕРМЬ	(342) 255-3045	perm@regionprof.ru
САМАРА	(846) 277-9166	samara@regionprof.ru
УФА	(347) 292-5216	ufa@regionprof.ru
ЧЕЛЯБИНСК	(351) 239-9360	chelyabinsk@regionprof.ru



Реклама