

О построении электрических схем полосовых фильтров на SMD-элементах

С.А. Бабунько¹, Ю.Г. Белов², Л.В. Когтева²

¹ ЗАО «НПП “Салют-27”»
603950, Россия, г. Нижний Новгород
ул. Ларина, 7

² Нижегородский государственный технический университет им. Р.Е. Алексеева
603950, Россия, г. Нижний Новгород
ул. Минина, 24

Рассмотрены вопросы построения и расчета полосно-пропускающих фильтров ОВЧ- и УВЧ-диапазонов на серийно выпускаемых SMD-индуктивностях и конденсаторах. Описаны эквивалентные схемы и частотные зависимости параметров применяемых элементов, а также подлежащие учету параметры плат. Обоснован выбор схем полосовых фильтров, приведены полученные частотные характеристики и их зависимости от степени разброса параметров применяемых элементов, определены области применения предложенных схем.

Ключевые слова: полосно-пропускающий фильтр (ППФ), SMD-элементы, амплитудно-частотная характеристика (АЧХ), стеклотекстолит FR-4, эквивалентная схема, инвертор.

Введение

Широко распространившиеся в последнее время малогабаритные индуктивности для поверхностного монтажа – SMD (surface mounted devices)-индуктивности (наряду с имеющимися уже достаточно давно SMD-конденсаторами) позволяют при проектировании фильтров ОВЧ- и УВЧ-диапазонов перейти от известных конструкций фильтров на спиральных резонаторах [1] или печатных катушках индуктивности [2] к малогабаритным фильтрам на сосредоточенных SMD-элементах. Такой переход позволяет, во-первых, существенно уменьшить массогабаритные показатели фильтров (например, по сравнению с фильтрами на спиральных резонаторах размеры могут быть уменьшены в несколько сотен раз), во-вторых, автоматизировать процесс сборки и, в-третьих, при должном выборе электрической схемы фильтра исключить операции регулировки и подстройки. Известной проблемой конструкций фильтров на элементах с распределенными постоянными является наличие паразитных полос пропускания с частотами, соответствующими гармоникам основной полосы пропускания. При проектировании фильтров на SMD-элементах можно добиться, чтобы паразитных полос пропускания у фильтра не сущес-

твовало вплоть до частот собственного резонанса применяемых элементов.

Настоящая статья является продолжением работ авторов [3–6], посвященных проектированию частотно-избирательных устройств на SMD-элементах. В работе [6] построены эквивалентные схемы SMD-индуктивностей и конденсаторов, рассмотрены особенности этих эквивалентных схем, приведены их параметры, рассчитанные для наиболее применяемых на практике типовых размеров SMD-элементов. Показано, что на основе построенных эквивалентных схем можно, используя инструменты САПР Microwave Office (MWO), с высокой степенью точности рассчитывать характеристики фильтров ОВЧ- и УВЧ-диапазонов.

Задачей этой работы является разработка принципов проектирования фильтров на SMD-элементах с учетом особенностей этих элементов, их расположения на печатной плате, разводки платы и параметров применяемых конструктивных материалов. Представленные в настоящей работе результаты получены так же, как и в [3–6], методами математического моделирования с использованием САПР MWO в сочетании с экспериментальной проверкой рассчитанных схем.

1. Учет паразитных параметров SMD-элементов фильтра, параметров монтажной платы и паразитных реактивностей элементов монтажа

1.1. Учет паразитных параметров применяемых SMD-элементов производится на основе их эквивалентных схем (моделей), адекватных [6] реальным элементам в заданном диапазоне частот. Как отмечалось, в [6] были составлены модели **SMD-индуктивностей и конденсаторов**, а также определены величины элементов, входящих в эти модели. Поскольку рассматриваемые ниже принципы построения фильтров на SMD-элементах в значительной мере основываются на их моделях, приведем вид предложенных в [6] эквивалентных схем и типичные частотные зависимости, рассчитанные с помощью этих схем.

Эквивалентная схема **SMD-индуктивности** показана на рис. 1. В этой схеме величина L принимается равной номинальному значению индуктивности элемента. Резистор R_2 характеризует омическое сопротивление провода индуктивности, C – межвитковую емкость. Для учета зависимости сопротивления проводника катушки от частоты вследствие скин-эффекта в модель помимо R_2 введен резистор R_{var} , сопротивление которого вычисляется по формуле $R_{var} = k\sqrt{f}$, где k – коэффициент, определяемый конструкцией катушки и материалом проводника; f – рабочая частота. Резистор R_1 определяет потери в катушке, обусловленные излучением, рассеянием магнитного поля и утечками через материал сердечника.

Эквивалентная схема **SMD-конденсатора** приведена на рис. 2. На этом рисунке обозначено: C_1 – емкость конденсатора (принимается равной номинальной); L_1 – индуктивность внутренней структуры конденсатора; R_1 – сопротивление, учитывающее омические потери в обкладках конденсатора и потери на излучение; L_2 – индуктивность выводов; C_2 – межвыводная емкость; R_2 – сопротивление, характеризующее диэлектрические потери; R_3 – сопротивление, учитывающее утечку между выводами конденсатора через воздух.

Так же как и в модели **SMD-катушки индуктивности** (рис. 1), в модели **SMD-конденсатора** один из элементов, характеризующих потери, необходимо считать переменным (зависящим от частоты). Таким элементом в модели на рис. 2 является резистор R_1 . Поскольку форма частот-

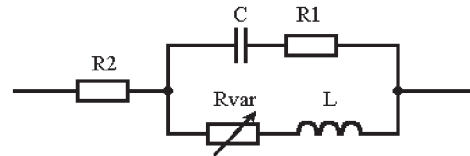


Рис. 1. Эквивалентная схема (модель) SMD-катушки индуктивности

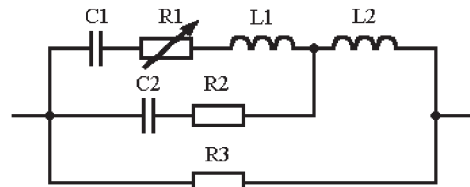


Рис. 2. Эквивалентная схема (модель) SMD-конденсатора

ной зависимости R_1 для **SMD-конденсаторов** с разными номиналами емкости приблизительно одинакова, этот параметр записывается в виде $R_1 = R_{1n\Phi} / K$, где $R_{1n\Phi}$ – сопротивление для однотипного SMD-конденсатора емкостью 1 пФ (наименьший номинал), которое является функцией частоты; $K > 1$ – коэффициент, имеющий различные значения для разных номиналов емкости.

Величины элементов эквивалентных схем (рис. 1 и 2) для SMD-элементов наиболее употребительных типоразмеров 0603 и 0805 приведены в [6] в виде графиков в зависимости от номиналов элементов. В частности, там был показан график зависимости от частоты параметра $R_{1n\Phi}$ SMD-конденсатора. При математическом моделировании фильтров график использовать неудобно. В связи с этим полученная в [6] частотная зависимость была аппроксимирована выражением

$$R_{1n\Phi}, \text{ Ом} = \frac{6,69 \cdot 10^6}{f} + 0,75 + \frac{4,25f}{10^{10}}, \quad (1)$$

где f – частота в герцах.

Как видно из эквивалентных схем (рис. 1 и 2), частотные зависимости импедансов **SMD-индуктивности** и конденсатора в широком диапазоне частот должны иметь достаточно сложный вид. Для примера на рис. 3 и 4 выстроены графики зависимости от частоты реальной и мнимой частей импедансов **SMD-индуктивности** типоразмера 0805 номиналом 10 нГн и **SMD-конденсатора** типоразмера 0805 номиналом 10 пФ, а также графики частотной зависимости добротности этих элементов, рассчитанные из эквивалентных схем. Как видно из графиков, наиболее существенным следствием влияния паразитных параметров **SMD-элементов** становится наличие частот собственного резонанса SRF (self resonance

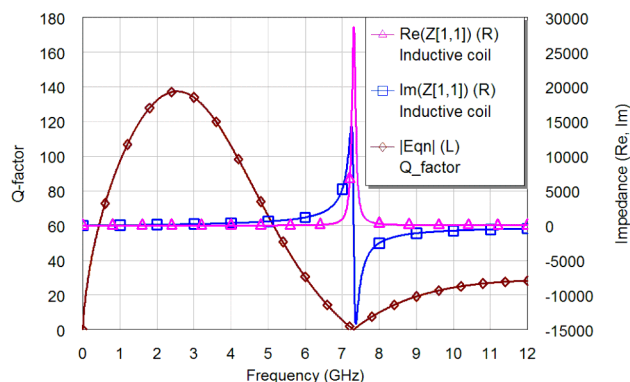


Рис. 3. Реальная и мнимая части импеданса катушки индуктивности и ее добротность

frequency). Выбранный масштаб по оси импедансов позволяет наглядно наблюдать резонансные явления в SMD-элементах. В окрестности этих частот происходит резкое изменение импедансов, причем при «переходе» через SRF характер реактивности изменяется на противоположный.

Наличие собственных резонансов у SMD-элементов может привести к возникновению дополнительных (паразитных) полос пропускания у фильтра. Поэтому, как отмечалось в [6], рабочие частоты SMD-элементов следует выбирать много ниже величины SRF для конкретного номинала.

На более низких частотах по сравнению с SRF, в частности в ОБЧ- и УВЧ-диапазонах, влияние паразитных параметров на импедансы SMD-элементов проявляется также достаточно существенно. Об этом свидетельствует сильная зависимость добротности $Q = |\text{Im}(Z)|/|\text{Re}(Z)|$ от частоты (см. рис. 3 и 4).

1.2. Так как SMD-элементы монтируются на поверхность платы, которая представляет собой диэлектрическую пластину с металлизированной нижней поверхностью, необходимо учитывать паразитные емкости на землю площадок, к которым припаиваются эти элементы. На практике такие площадки делают минимально возможными для технологической операции пайки. Однако даже минимальный размер площадки, к которой припаиваются одновременно четыре обкладки различных элементов (узел стыка двух резонансных контуров фильтра), для элементов типоразмера 0805 составляет 3×3 мм. Величина паразитной емкости, образованной такой площадкой, велика настолько, что оказывает заметное влияние на характеристики фильтра.

Чаще всего для схем на SMD-элементах используют платы из стеклотекстолита FR-4, который представляет собой композитный мате-

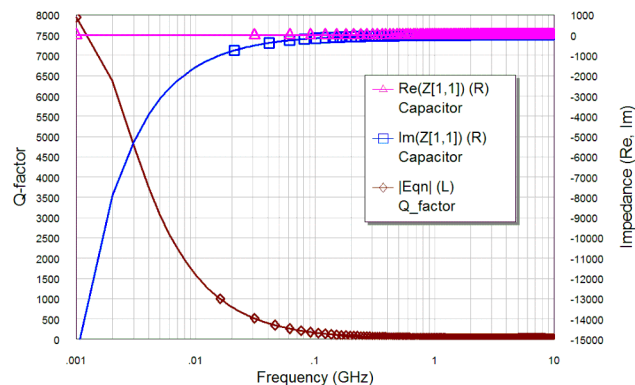


Рис. 4. Реальная и мнимая части импеданса конденсатора и его добротность

риал на основе стекловолокна. Стеклотекстолит FR-4 толщиной 1,6 мм состоит из восьми слоев (препрегов). Широко используемый препрег FR402 фирмы ISOLA, согласно данным производителя, на частоте 1 МГц имеет относительную диэлектрическую проницаемость $\epsilon_r = 4.7$, на 1 ГГц – 4.25. На более высоких частотах зависимость $\epsilon_r(f)$ производитель не специфицирует. Тангенс угла диэлектрических потерь также, по данным ISOLA, на частоте 1 МГц составляет $\text{tg}\delta = 0.0025$, на 1 ГГц – 0.0016.

Изменения величин ϵ_r и $\text{tg}\delta$ в диапазоне частот 1 МГц ... 1 ГГц достаточно значительны, что, несомненно, окажет влияние на величины паразитных емкостей и сопротивления потерь в них. Очевидно, что линейная интерполяция для определения значений ϵ_r и $\text{tg}\delta$ внутри указанного частотного диапазона и линейная экстраполяция – на частотах более 1 ГГц непригодны. Проведенные измерения ϵ_r и $\text{tg}\delta$ методом плоского конденсатора более чем в десяти частотных точках в диапазоне 1 МГц ... 3 ГГц показали, что зависимость этих параметров от частоты близка к логарифмической и может быть с достаточной для практики точностью описана выражениями:

$$\epsilon_r = 4,7 - 0,15 \lg \left(\frac{f}{f_0} \right); \quad (2)$$

$$\text{tg}\delta = 0,0025 - 0,0003 \lg \left(\frac{f}{f_0} \right), \quad (3)$$

где $f_0 = 1$ МГц; $f > f_0$. Нетрудно видеть, что предлагаемые формулы отвечают представленным выше данным производителей стеклотекстолита FR-4. Формулы (2) и (3) могут быть использованы для определения параметров стеклотекстолита FR-4 в диапазоне частот 1 МГц ... 3 ГГц.

1.3. Для возможно более точной реализации заданной АЧХ проектируемого фильтра необ-

ходимо заложить в его модель не только эквивалентные схемы SMD-элементов, параметры диэлектрика монтажной платы, но также и паразитные реактивности, обусловленные особенностями конструкции фильтра. Речь идет о паразитных взаимоиנדукциях между катушками соседних контуров, емкостях между соседними элементами и контактными площадками, индуктивностях заземляющих переходных отверстий в плате.

Эти паразитные реактивности должны быть уменьшены рациональным конструированием фильтра. Так, катушки соседних контуров следует размещать под углом 90° друг к другу. При этом их взаимоиנדукция настолько мала, что ее можно не учитывать при расчете. Влияние индуктивностей заземляющих отверстий уменьшается при их расположении в непосредственной близости от заземляемого контакта элемента и с обеих сторон от его краев на контактной площадке. Тем не менее при моделировании схемы фильтра в MWO индуктивности переходных отверстий обязательно должны быть учтены.

Вносимая емкость, образуемая между соседними близко расположенными контактными площадками, при моделировании учитывается при помощи использования имеющихся в библиотеке MWO моделей этих элементов конструкции. Взаимную емкость между соседними SMD-конденсаторами можно не учитывать, поскольку электрическое поле сосредоточено внутри структуры емкости и за ее пределами величина поля близка к нулю.

2. Составление электрической схемы полосового фильтра

На схему фильтра на SMD-элементах накладываются ограничения, определяемые паразитными параметрами применяемых элементов и возможностью физической реализации фильтра при размещении элементов на печатной плате. Эти ограничения определяют подход к составлению схемы фильтра и значительно сужают выбор возможных вариантов ее реализации.

При проектировании полосовых фильтров на сосредоточенных элементах чаще всего выбранную аппроксимацию АЧХ реализуют при помощи построения ФНЧ-прототипа и последующей трансформации в полосовой фильтр посредством частотного преобразования [7, 8]. Однако в данном случае, ввиду сложности эквива-

лентных схем SMD-конденсаторов и индуктивностей, такой подход не приведет к требуемой АЧХ. Поэтому для составления схемы фильтра на SMD-элементах воспользуемся подходом [8], используемым при построении фильтров на распределенных элементах, который заключается в реализации фильтра как набора резонансных контуров, связанных посредством инверторов.

Вначале по заданным требованиям к допустимой неравномерности АЧХ в полосе пропускания фильтра, подавлению в полосе заграждения, величине полосы пропускания, верхней и нижней частотам полосы заграждения определяется [8] количество резонансных контуров n :

$$n \geq \frac{\alpha_3 + 6,02}{20 \lg \frac{W_3}{W_{\Pi}}}, \quad (4)$$

где α_3 – требуемое подавление фильтра в полосе заграждения;

$$W_3 = \frac{f_{B3} - f_{H3}}{\sqrt{f_{B3} f_{H3}}}; \quad W_{\Pi} = \frac{f_{B\Pi} - f_{H\Pi}}{\sqrt{f_{B\Pi} f_{H\Pi}}}, \quad (5)$$

где f_{B3} и f_{H3} , $f_{B\Pi}$ и $f_{H\Pi}$ – соответственно верхняя и нижняя частоты полос заграждения и пропускания. Минимальное затухание в полосе пропускания фильтра ограничивается снизу добротностью Q его резонансных контуров:

$$\alpha_{\Pi} \geq \frac{4,343n}{W_{\Pi}Q}. \quad (6)$$

При оценке величины Q можно считать, что она в основном определяется добротностью входящей в контур SMD-индуктивности, поскольку ее добротность (для конкретного номинала, соответствующего необходимой резонансной частоте контура) составляет 60–80, а добротность SMD-конденсаторов для этой же частоты контура – более 200 (см. рис. 4).

После определения числа резонансных контуров в структуре фильтра необходимо выбрать их тип. Для полосно-пропускающего фильтра возможны две реализации частотно-избирательной системы: использование параллельных резонансных контуров в поперечных ветвях фильтра или последовательных резонансных контуров в продольных ветвях фильтра. Предпочтительным является первый вариант, поскольку SMD-индуктивности, как уже говорилось, обладают довольно значительной межвитковой емкостью (см. рис. 1), которая может составлять до 1 % от емкости конденсатора параллельного контура. SMD-конденсатор, как следует из его эквива-

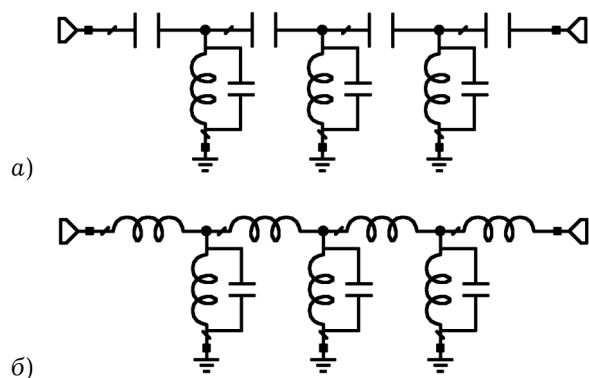


Рис. 5. Полосовой фильтр с емкостными (а) и индуктивными (б) инверторами

лентной схемы, рис. 2, обладает паразитной индуктивностью, которую было бы проще учесть в составе последовательного контура. Однако ее величина весьма мала по сравнению с величиной контурной индуктивности и не будет существенно сказываться на свойствах параллельного резонансного контура.

Следующий вопрос, который необходимо решить, – это выбор типа инверторов, осуществляющих связь между контурами фильтра, а также с линиями передачи. В случае когда фильтр составлен из контуров одного и того же типа, инверторы позволяют достичь эффекта, связанного с чередованием последовательных и параллельных контуров (такое чередование характерно для схемы полосового фильтра, полученной из ФНЧ-прототипа посредством частотного преобразования). Выше было определено, что синтезируемый полосовой фильтр целесообразно составить из параллельных контуров. Между ними следует [7] включить J -инверторы, в качестве которых могут быть использованы П-образные схемы, составленные из емкостей или из индуктивностей. Поперечные C - и L -элементы в этих схемах являются отрицательными. Они должны быть поглощены примыкающими к ним положительными элементами того же типа из колебательных контуров так, чтобы окончательная схема содержала только положительные элементы. Таким образом, приходим к двум вариантам схемы полосового фильтра, показанным на рис. 5 а, б.

Ввиду того, что эквивалентные схемы SMD-конденсаторов и индуктивностей содержат много паразитных элементов, реализация J -инверторов, обладающих требуемыми свойствами, затруднительна. Поэтому при построении фильтров по схемам на рис. 5 а, б после предварительного расчета их элементов по формулам [7]

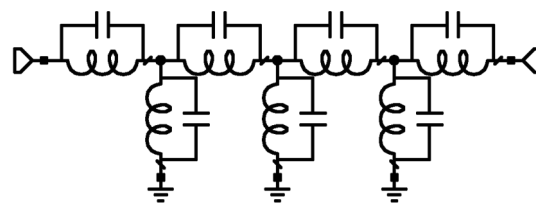


Рис. 6. Полосовой фильтр с инверторами на контурах

решающее значение для достижения необходимой АЧХ приобретает математическое моделирование.

Опыт показывает, что в результате моделирования продольные элементы инверторов (C или L) достаточно сильно отклоняются от предварительно рассчитанных. В этом случае влияние этих элементов на АЧХ оказывается несколько иным, чем в составе инверторов. В частности, вследствие влияния указанных элементов фильтр может приобретать свойства ФВЧ или ФНЧ. Так, в случае применения конденсаторов в качестве инверторов возникает сильная асимметрия АЧХ полосового фильтра: результирующая характеристика имеет крутой низкочастотный спад и пологий – высокочастотный (продольный конденсатор работает как элемент ФВЧ). В случае же применения L -инверторов значительно возрастает по сравнению с первым вариантом подавление фильтра выше полосы пропускания (продольная индуктивность работает как элемент ФНЧ), что позволяет предотвратить появление паразитных полос пропускания в этой области частот. Заметной асимметрии АЧХ не возникает, что, по-видимому, объясняется влиянием паразитных элементов в составе эквивалентной схемы SMD-индуктивности (см. рис. 1), в частности, довольно значительной межвитковой емкости. Недостатком схемы фильтра с индуктивными инверторами является некоторое возрастание потерь в полосе пропускания из-за влияния омического сопротивления провода катушки индуктивности инвертора. Обычно их номиналы существенно превышают номиналы контурных элементов и, соответственно, более значительными оказываются омические потери.

Как следует из вышесказанного, последняя схема обладает преимуществами при жестких требованиях к симметрии АЧХ и подавлению выше полосы пропускания. Если эти требования несущественны, а необходимо обеспечить малое затухание фильтра в полосе пропускания, то следует использовать схему с емкостными инверторами. Очевидно, можно говорить также о схемах смешанного типа: с индуктивными и ем-

костными инверторами. Помимо рассмотренных вариантов, практический интерес представляет также схема фильтра с параллельными контурами в продольных ветвях (рис. 6). В схеме с индуктивными инверторами продольная индуктивность реально всегда оказывается зашунтированной паразитной межвитковой емкостью, влияние которой улучшает симметрию АЧХ.

Включение конденсаторов параллельно продольным индуктивностям инверторов создает дополнительную степень свободы для воздействия на форму АЧХ в процессе математического моделирования фильтра. Следует отметить, что включение указанных конденсаторов не приводит к существенному изменению конструкции платы по сравнению с платой фильтра (рис. 5, б), так как для монтажа этих конденсаторов не требуется дополнительных контактных площадок, а необходимо лишь несколько расширить существующие. Отмеченная особенность схемы (рис. 6) выступает как ее несомненное достоинство, если рассмотреть другой возможный вариант усложнения схемы с индуктивными инверторами: включение дополнительных конденсаторов последовательно с продольными индуктивностями. Последний вариант потребует введения дополнительных контактных площадок в точках последовательного соединения индуктивности и конденсатора, что неизбежно приведет к появлению паразитных емкостей на землю, влияние которых на форму АЧХ будет весьма существенным.

3. Математическое моделирование фильтров. Сравнение с экспериментом

Ниже представлены результаты моделирования полосно-пропускающих фильтров, построенных по схемам, рис. 5, б и 6, в предположении, что в составе фильтров используются SMD-элементы типоразмера 0805, расположенные на плате из стеклотекстолита FR-4 толщиной 1 мм. Моделирование производилось с помощью инструментов САПР MWO. Номиналы элементов колебательных контуров и инверторов фильтров были предварительно рассчитаны по известным [7] методикам. В процессе моделирования рассчитывались АЧХ фильтров и производилась их параметрическая оптимизация с целью получения заданной полосы пропускания и необходимых значений подавления за ее пределами. При этом использовались приведенные выше модели

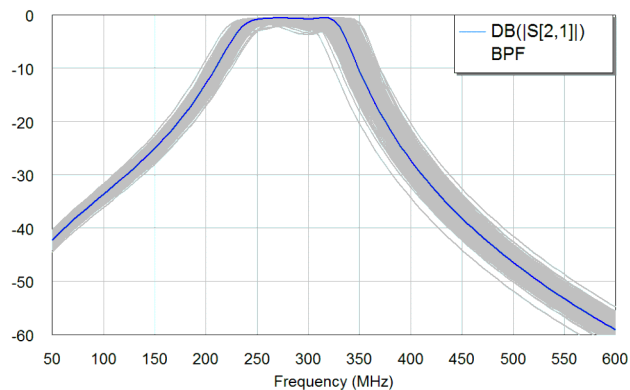


Рис. 7. АЧХ ППФ с инверторами на основе SMD-катушек индуктивности

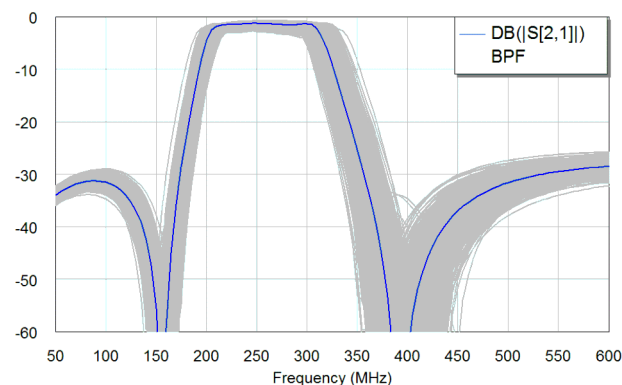


Рис. 8. АЧХ ППФ с инверторами на основе параллельных резонансных контуров

SMD-элементов и характеристики материала платы. Модели контактных площадок, соединительных и заземляющих полосковых проводников, переходных отверстий были взяты из библиотеки MWO. В ходе моделирования предметом изучения являлись: подавление в полосе заграждения фильтра, коэффициент прямоугольности и степень асимметрии АЧХ, чувствительность АЧХ к разбросу параметров номиналов применяемых SMD-элементов.

Результаты моделирования приведены на рис. 7 и 8. На представленных графиках жирной линией показаны АЧХ фильтров при значениях номиналов элементов, полученных в результате оптимизации, серым полем – семейство характеристик при 5 %-ном разбросе параметров SMD-элементов, составляющих структуру фильтра, относительно номиналов. Выбор 5 % обусловлен тем, что практически все SMD-катушки индуктивности и большая часть SMD-конденсаторов, поставляемых производителями, имеют разброс номинального значения не менее 5 %.

Как видно из графиков, коэффициент прямоугольности фильтра с инверторами-контурами лучше, чем у фильтра с инверторами-индуктив-

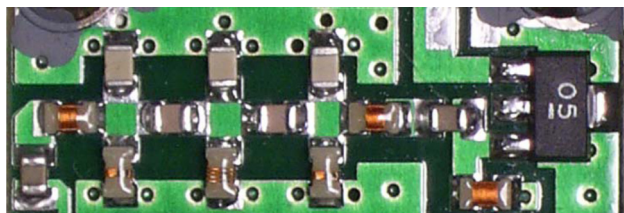


Рис. 9. Фрагмент схемы с ППФ на SMD-элементах

ностями (1.55 против 1.9). Параллельные контуры в инверторах создают полюса затухания. Однако подавление в полосе заграждения у второго фильтра значительно ниже, нежели у первого (25 дБ против 40 дБ). Следует также отметить, что оба фильтра не имеют паразитных полос пропускания выше основной полосы вплоть до частот, соответствующих резонансу примененных SMD-катушек индуктивности (около 6 ГГц). Затухание в полосе пропускания у фильтра с инверторами-контурами выше (0.625 дБ), чем у фильтра с инверторами-индуктивностями (0.38 дБ).

Оба фильтра имеют примерно одинаковый сдвиг низко- и высокочастотного спадов АЧХ в зависимости от разброса параметров элементов: для низкочастотного спада этот сдвиг обоих фильтров составляет $-6...+7.5\%$ от расчетного значения; для высокочастотного спада $-4.6...+5.5\%$ – для фильтра с инверторами-индуктивностями и $-6.1...+7.5\%$ – для фильтра с инверторами-контурами (оценка проводилась вблизи полосы пропускания фильтра по уровню -10 дБ). Можно заметить, что наиболее подвержен уходу по частоте, вследствие изменения параметров элементов, высокочастотный полюс запираания у фильтра с инверторами-контурами (уход составляет $\pm 13\%$). Эти фильтры требуют очень точной подгонки номиналов элементов, особенно чувствительны инверторы-контуры.

Математическое моделирование и экспериментальная проверка различных ППФ на SMD-элементах проводились для ряда фильтров с центральной частотой полосы пропускания от 50 до 650 МГц. Во всех случаях измеренная характеристика достаточно хорошо совпадала с рассчитанной в САПР MWO. Характеристики различались лишь затуханием в полосе пропускания фильтра (у реальных схем затухание в рабочей полосе было выше на 0.5...2 дБ).

На рис. 9 приведена фотография фрагмента схемы с полосовым фильтром на SMD-элементах. Размеры участка платы с фильтром составляют 16×8 мм. В этой схеме была применена комбини-

рованная связь контуров – использовались как индуктивные инверторы, так и емкостные, что было обусловлено стремлением снизить потери в полосе пропускания. Размещение элементов на плате отвечает изложенным выше требованиям.

Заключение

Изложенные в работе подходы к составлению электрических схем и проектированию конструкций полосовых фильтров СВЧ- и УВЧ-диапазонов позволяют оптимальным образом использовать имеющиеся в настоящее время SMD-элементы.

Моделирование рассмотренных схем при учете паразитных параметров конструкций и использовании моделей SMD-элементов дает достаточно точные электрические характеристики фильтров. Фильтры на SMD-элементах позволяют перекрыть «переходный» диапазон частот, в котором фильтры на элементах с распределенными параметрами имеют весьма существенные габариты, а схемы на обычных сосредоточенных элементах – низкую добротность и большие потери. По массогабаритным показателям фильтры такой конструкции не имеют себе равных. К тому же они не нуждаются в дополнительной экранировке, не взаимодействуют с близко расположенными элементами, весьма просто совмещаются с другими компонентами для поверхностного монтажа и могут с успехом применяться при разработке планарных конструкций на основе печатных плат.

Список литературы

1. Lin S.C., Wang C.Y., Chen C.H. Novel Patch-Via-Spiral Resonators For Development Of Miniaturized Bandpass Filters With Transmissions Zeros // IEEE TransMTT. 2007. V. 55. № 1. P. 137–146.
2. Lapidus Alex D. A Helical Resonator-Based Filter With Improved Skirt Selectivity // Microwave Journal. 2006. V. 49. № 11. P. 56–74.
3. Бабунько С.А. Эквивалентные схемы пассивных элементов в САПР СВЧ // 19-я Междунар. Крымская конфер. «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» – «КрыМиКо-2009»: мат. и докл. Севастополь, 2009. С. 109–110.
4. Бабунько С.А. Уточнение моделей индуктивности и емкости в САПР // VIII Междунар. научно-техн. конфер. «Физика и технические приложения волновых процессов»: мат. и док. СПб., 2009. С. 29–30.
5. Бабунько С.А., Орлов О.С. Комплексная миниатюризация СВЧ-приборов // Физика волновых процессов и радиотехнические системы. 2010. Т. 13. № 1. С. 61–72.

-
6. Бабунько С.А., Бажилов В.А., Белов Ю.Г. Автоматизированное проектирование СВЧ-устройств на чип-элементах // Антенны. 2010. № 7. С. 67–72.
7. Неганов В.А., Яровой Г.П. Теория и применение устройств СВЧ / под ред. В.А. Неганова М.: Радио и связь, 2006. 720 с.
8. Матей Д.Л., Янг Л., Джонс Е.М. Фильтры СВЧ, согласующие цепи и цепи связи. М.: Связь, 1971. 439 с.
-

About building of the circuitry bandpass filters at SMD-elements

S.A. Babun'ko, Y.G. Belov, L.V. Kogteva

Considered a question of VHF and UHF ranges bandpass filters designing, based on serial produced SMD-inductance coils and capacitors. Described equivalent schemes and frequency dependencies of parameters of applicable elements, as well as subjecting to account plates parameters. Motivated a choice of constructing bandpass filter schemes, are brought received frequency features and their dependencies from scatter of nominal value applicable element, are determined a offered schemes ranges application.

Keywords: bandpass filter (BPF), SMD-elements, amplitude-frequency feature, glass fiber laminate FR-4, equivalent scheme, inductor.
