

Проектирование частотных мультиплексоров на основе характеристики группового времени задержки коэффициента отражения

Алексей КОНДРАТЕНКО
Максим ШЕВЛЯКОВ
Андрей МИЛЛЕР

В статье рассмотрена методика проектирования частотных мультиплексоров на основе характеристики группового времени задержки коэффициента отражения.

Введение

При проектировании частотных мультиплексоров в современных системах автоматизированного проектирования (САПР) используется большое число варьируемых параметров модели. При этом снижается степень контроля влияния каждого из параметров в отдельности на результирующие электрические характеристики, что, в свою очередь, приводит к увеличению избыточных итераций расчета, а значит, и к увеличению времени на разработку устройства. В данном случае необходим переход от комплексной настройки всех элементов к последовательному рассмотрению каждого резонатора в составе устройства в отдельности и его связи с предыдущим.

Сократить количество одновременно варьируемых параметров до минимума можно при оценке характеристик затухания и отражения косвенным путем по характеристике группового времени задержки (ГВЗ) коэффициента отражения [1].

Методика проектирования

Суть предлагаемой методики состоит в последовательном определении значений ГВЗ коэффициента отражения на центральных частотах фильтров в составе мультиплексера. Данные значения однозначно связаны с нагруженными добротностями и значениями коэффициентов связи между резонаторами и определяют частотные характеристики мультиплексера [2].

Если точка пересечения характеристик затухания двух соседних каналов мультиплексера имеет уровень 3 дБ и более, то развязку между каналами можно обеспечить без применения различных схем деления (суммирования) мощности. На рис. 1 представлена

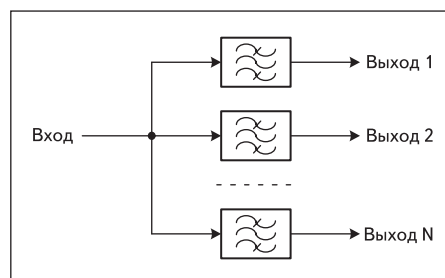


Рис. 1. Схема мультиплексера с соединением ППФ в общий узел

функциональная схема N-канального мультиплексера с соединением полосно-пропускающих фильтров (ППФ) в общий узел.

Условием полного согласования входа N-канального мультиплексера с сопротивлением генератора в рабочих полосах частот будет следующая система уравнений [3]:

$$\begin{cases} \operatorname{Re}(Y_{\text{вх}}^{(1)}) + \operatorname{Re}(Y_{\text{вх}}^{(2)}) + \dots + \operatorname{Re}(Y_{\text{вх}}^{(N)}) = 1; \\ \operatorname{Im}(Y_{\text{вх}}^{(1)}) + \operatorname{Im}(Y_{\text{вх}}^{(2)}) + \dots + \operatorname{Im}(Y_{\text{вх}}^{(N)}) = 0, \end{cases} \quad (1)$$

где $\operatorname{Re}(Y_{\text{вх}}^{(i)})$ — действительная часть входной проводимости i -го ППФ, нормированной к сопротивлению генератора; $\operatorname{Im}(Y_{\text{вх}}^{(i)})$ — мнимая часть входной проводимости i -го ППФ, нормированной к сопротивлению генератора.

На практике полное согласование в диапазоне частот не может быть достигнуто, поэтому точность выполнения равенств в системе (1) определяется требованиями к коэффициенту отражения от входа мультиплексера $S_{m,11}(\omega)$.

Для одиночного ППФ ГВЗ коэффициента отражения $S_{11}(\omega)$ может быть найдено через значения элементов фильтра-прототипа или значения элементов эквивалентной схемы:

$$T_d(\omega) = -\frac{d}{d\omega} [\varphi(S_{11}(\omega))], \quad (2)$$

$$S_{11}(\omega) = \frac{1 - Y_{\text{вх}}(\omega) \times Z_0}{1 + Y_{\text{вх}}(\omega) \times Z_0}, \quad (3)$$

где $Y_{\text{вх}}(\omega)$ — входная проводимость ППФ; Z_0 — сопротивление генератора.

Учитывая, что входная проводимость N-канального мультиплексера есть сумма входных проводимостей всех ППФ в его составе, ГВЗ коэффициента отражения определяется следующим выражением:

$$\begin{aligned} T_{m,d}(\omega) &= -\frac{d}{d\omega} [\varphi(S_{m,11}(\omega))] = \\ &= -\frac{d}{d\omega} \left[\varphi \left(\frac{1 - Y_{m,\text{вх}}(\omega) \times Z_0}{1 + Y_{m,\text{вх}}(\omega) \times Z_0} \right) \right], \end{aligned} \quad (4)$$

$$Y_{m,\text{вх}}(\omega) = Y_{\text{вх}}^{(1)}(\omega) + Y_{\text{вх}}^{(2)}(\omega) + \dots + Y_{\text{вх}}^{(N)}(\omega), \quad (5)$$

где $\varphi(S_{m,11}(\omega))$ — фазовая характеристика коэффициента отражения от входа N-канального мультиплексера; $Y_{m,\text{вх}}(\omega)$ — входная проводимость мультиплексера; $Y_{\text{вх}}^{(i)}(\omega)$ — входная проводимость i -го ППФ в составе мультиплексера.

Первоочередным является анализ влияния параметров каждого из ППФ в составе мультиплексера на характеристику ГВЗ коэффициента отражения. На рис. 2 приведена эквивалентная схема мультиплексера, в которой каждый ППФ представлен цепочкой чередующихся последовательных и параллельных резонансных контуров.

При условии, что входные проводимости ППФ в составе мультиплексера имеют реактивный характер, а сопротивление генератора — активный, выражение (3) для каждого из фильтров будет иметь вид (6).

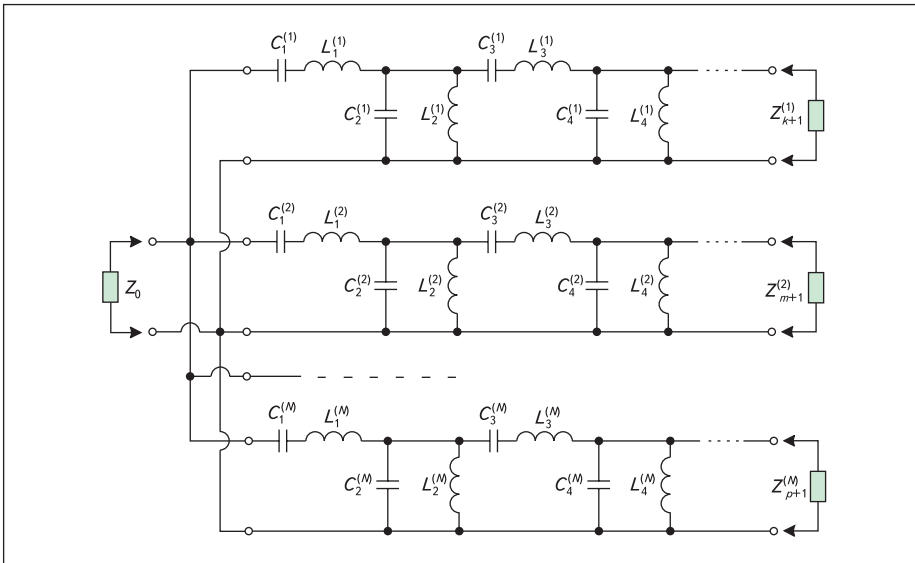


Рис. 2. Эквивалентная схема мультиплексера

$$S_{11}^{(1)}(\omega) = \frac{1 - j \times B_{ex}^{(1)}(\omega) \times Z_0}{1 + j \times B_{ex}^{(1)}(\omega) \times Z_0}; \dots S_{11}^{(N)}(\omega) = \frac{1 - j \times B_{ex}^{(N)}(\omega) \times Z_0}{1 + j \times B_{ex}^{(N)}(\omega) \times Z_0}. \quad (6)$$

$$S_{m,11}(\omega) = \frac{1 - j \times \left(\frac{\omega \times C_1^{(1)}}{1 - \omega^2 \times L_1^{(1)} \times C_1^{(1)}} + \frac{\omega \times C_1^{(2)}}{1 - \omega^2 \times L_1^{(2)} \times C_1^{(2)}} + \dots + \frac{\omega \times C_1^{(M)}}{1 - \omega^2 \times L_1^{(M)} \times C_1^{(M)}} \right) \times Z_0}{1 + j \times \left(\frac{\omega \times C_1^{(1)}}{1 - \omega^2 \times L_1^{(1)} \times C_1^{(1)}} + \frac{\omega \times C_1^{(2)}}{1 - \omega^2 \times L_1^{(2)} \times C_1^{(2)}} + \dots + \frac{\omega \times C_1^{(M)}}{1 - \omega^2 \times L_1^{(M)} \times C_1^{(M)}} \right) \times Z_0}, \quad (7)$$

$$\varphi(S_{m,11}(\omega)) = -2 \times \arctg \left[\left(\frac{\omega \times C_1^{(1)}}{1 - \omega^2 \times L_1^{(1)} \times C_1^{(1)}} + \frac{\omega \times C_1^{(2)}}{1 - \omega^2 \times L_1^{(2)} \times C_1^{(2)}} + \dots + \frac{\omega \times C_1^{(M)}}{1 - \omega^2 \times L_1^{(M)} \times C_1^{(M)}} \right) \times Z_0 \right], \quad (8)$$

$$T_{m,d}(\omega) = \frac{2 \times Z_0 \times \left[\frac{C_1^{(1)} \times (1 + \omega^2 \times L_1^{(1)} \times C_1^{(1)})}{(1 - \omega^2 \times L_1^{(1)} \times C_1^{(1)})^2} + \dots + \frac{C_1^{(M)} \times (1 + \omega^2 \times L_1^{(M)} \times C_1^{(M)})}{(1 - \omega^2 \times L_1^{(M)} \times C_1^{(M)})^2} \right]}{1 + \left[\left(\frac{\omega \times C_1^{(1)}}{1 - \omega^2 \times L_1^{(1)} \times C_1^{(1)}} + \frac{\omega \times C_1^{(2)}}{1 - \omega^2 \times L_1^{(2)} \times C_1^{(2)}} + \dots + \frac{\omega \times C_1^{(M)}}{1 - \omega^2 \times L_1^{(M)} \times C_1^{(M)}} \right) \times Z_0 \right]^2}. \quad (9)$$

$$T_{m,d}(\omega_{01}) = 2 \times Z_0 \times \left[\frac{C_1^{(1)} \times (1 + \omega_{01}^2 \times L_1^{(1)} \times C_1^{(1)})}{(1 - \omega_{01}^2 \times L_1^{(1)} \times C_1^{(1)})^2} + \dots + \frac{C_1^{(N)} \times (1 + \omega_{01}^2 \times L_1^{(N)} \times C_1^{(N)})}{(1 - \omega_{01}^2 \times L_1^{(N)} \times C_1^{(N)})^2} \right]. \quad (10)$$

При рассмотрении только первых (входных) резонаторов всех ППФ в составе мультиплексера на рис. 2 (один из выводов для каждого из элементов $L_1^{(1)} \dots L_1^{(N)}$ будет заземлен) можно записать (7), (8), (9).

При условии $\omega = \omega_{01}$, где ω_{01} — центральная частота полосы пропускания первого фильтра, и равенстве нулю реактивной части входной проводимости мультиплексера, согласно соотношению (1), выражение (9) преобразуется к виду (10).

Аналогичные выражения могут быть записаны для ГВЗ коэффициента отражения на центральной частоте каждого фильтра

в составе мультиплексера. Анализируя данные выражения, можно сделать вывод, что значения $\{T_{m,d1}(\omega_{01}), T_{m,d1}(\omega_{02}), \dots, T_{m,d1}(\omega_{0N})\}$ зависят от значений параметров элементов всех фильтров. Таким образом, справедливым является только совместное рассмотрение фильтров в составе мультиплексера.

Рассуждая подобным образом, мы можем получить выражение для ГВЗ коэффициента отражения при условии, что схема включает в себя два резонатора в каждом фильтре (последующие элементы считаем отключенными). Данный процесс может быть повто-

рен при добавлении каждого последующего резонансного контура в схему.

Алгоритм применения методики включает в себя два основных этапа.

1. Зная значения элементов фильтра-прототипа или значения элементов эквивалентной схемы, определяем совокупность значений ГВЗ коэффициента отражения на центральной частоте полосы пропускания $\{T_{d1}(\omega_0), T_{d2}(\omega_0), \dots, T_{dn}(\omega_0)\}$ для каждого ППФ в отдельности [1].

2. Моделируя в программе электродинамического анализа режим короткого замыкания (КЗ) или холостого хода (ХХ) в определенных сечениях фильтров мультиплексера, достаточно быстро (за счет минимального количества варьируемых параметров) может быть произведена настройка устройства в целом. Как и при рассмотрении одиночного фильтра, условиями соответствия характеристик затухания и отражения требуемым (определяемым фильтром-прототипом) для ППФ в составе мультиплексера будут:

- симметричность характеристики ГВЗ сигнала, отраженного от входа, в окрестности полосы пропускания каждого ППФ относительно его центральной частоты настройки ω_{0i} ;
- равенство значений ГВЗ на центральной частоте настройки каждого фильтра требуемым величинам $\{T_{m,d1}(\omega_{0i}), T_{m,d2}(\omega_{0i}), \dots, T_{m,dn}(\omega_{0i})\}$.

В качестве примера рассмотрен диплексер, состоящий из гребенчатых ППФ пятого порядка с чебышевскими характеристиками затухания (уровень пульсаций в полосе пропускания — 0,035 дБ). Центральные частоты фильтров $f_{01} = 6030$ МГц и $f_{02} = 6380$ МГц, ширина полосы пропускания для каждого фильтра $\Delta f = 110$ МГц.

На рис. 3 приведена трехмерная модель диплексера в программе электродинамического анализа, соответствующая первому этапу расчета.

Винты подстройки частоты вторых резонаторов (со стороны входа) замкнуты на корпус. Таким образом, создан режим короткого замыкания в сечении второго резонатора каждого фильтра. Для исключения влияния последующих резонаторов их подстроечные винты также замкнуты на корпус диплексера. На данном этапе в качестве параметров, варьируемых при моделировании, выступают только расстояния между элементами возбуждения и входными резонаторами, а также длина винтов подстройки частоты входных резонаторов.

В модели, соответствующей следующему этапу расчета, в каждом фильтре будут замкнуты на корпус винты подстройки частоты резонаторов, начиная с третьего. Варьируемые параметры — длина винтов подстройки связи между первым и вторым резонатором в каждом фильтре, а также длина винтов подстройки частоты вторых резонаторов.



Рис. 3. Трехмерная модель диплексера

В таблице 1 для данных, а также последующих этапов расчета приведены требуемые значения $T_{\text{дипл.дн}}(\omega_{01})$, эквивалентная схема, соответствующая режимам КЗ или ХХ в определенных сечениях фильтров, а также примерный вид характеристик ГВЗ коэффициента отражения от входа диплексера. Так как фильтры в данном случае имеют одинаковую структуру (количес-

во резонаторов), а также полосы пропускания равной ширины, то $T_{\text{дипл.дн}}(\omega_{01}) = T_{\text{дипл.дн}}(\omega_{02})$.

На заключительном этапе производится однократный расчет с учетом геометрических параметров конструкции диплексера, рассчитанных ранее и соответствующих требуемым значениям ГВЗ на центральных частотах фильтров. Частотная зависимость мо-

дулей коэффициентов передачи и отражения приведена на рис. 4.

В рассмотренном примере фильтры имели равную ширину полос пропускания и одинаковую структуру. Однако данная методика применима и к расчету устройств, для которых требования к ширине частотных каналов различны. Следует отметить тот факт, что при увеличении полосы пропускания все больше начинает сказываться влияние не только соседних резонаторов друг на друга, но и влияние несмежных резонаторов в каждом фильтре. Практика показывает, что анализ фильтров с относительной полосой порядка 10–15% уже носит итерационный характер. То есть настройка каждой совокупности резонаторов производится не один раз, а несколько — для получения требуемого результата. Как правило, число итераций не превышает двух-трех.

Оценка эффективности методики

Традиционный подход к проектированию мультиплексеров подразумевает комплексную настройку всех элементов. По сути, это многокритериальная задача, поскольку одновременно необходимо контролировать несколько характеристик (коэффициенты передачи каждого канала, коэффициент отражения от входа, коэффициенты отражения от выходов). Предложенная методика позволяет избавиться от многокритериальности и на этапе расчета проводить анализ только одной характеристики — ГВЗ коэффициента отражения от входа.

Кроме того, методика обеспечивает минимизацию числа одновременно варьируемых параметров и сокращение временных затрат на разработку устройства. Ниже приведены количественные подтверждения на примере рассчитанного диплексера.

В модели на рис. 3 переменными являются 22 параметра: длина винтов подстройки частоты резонаторов (по 5 параметров для каждого фильтра), длина винтов подстройки связей (по 4 параметра для каждого фильтра), расстояния между элементами возбуждения и входными резонаторами; расстояния между элементами возбуждения и выходными резонаторами. В таблице 2 приведено число одновременно варьируемых параметров, а также время, необходимое для расчета диплексера, при использовании различных подходов к проектированию.

Таблица 1. Этапы расчета диплексера

$T_{\text{дипл.дн}}(\omega_{0i})$	Эквивалентная схема	Примерный вид характеристики ГВЗ
5,398 нс		
7,909 нс		
15,598 нс		
15,817 нс		
5,398 нс	 Примечание. Эквивалентная схема для каждого фильтра в отдельности со стороны выхода.	

Таблица 2. Данные для сравнительного анализа

Критерий сравнения	Традиционный подход	Предложенная методика
Число одновременно варьируемых параметров	22	4
Общее время расчета	94 часа	31 час

Примечания.

- Среднее время одной итерации расчета — 57 мин.
- Вычислительные ресурсы — процессор Core(TM)2 @ 2,13 ГГц; 1024 Мбайт ОЗУ.

Согласно таблице 2, при переходе к последовательному рассмотрению каждого резонатора в отдельности число одновременно варьируемых параметров в модели сокращается более чем в 5 раз, а время расчета уменьшается в 3 раза, что доказывает эффективность предложенной методики.

Заключение

Эта методика уже на протяжении нескольких лет с успехом применяется при разработке частотно-селективных устройств в ЗАО «НПФ «Микран»» (г. Томск). Такой подход позволяет оптимизировать процесс проектирования и выполнять требования заказчика в кратчайшие сроки.

На основе данной методики возможна и реальная настройка частотно-селективных устройств. Условия ее применимости — это наличие векторного анализатора цепей и возможность создания режимов КЗ или ХХ в определенных сечениях фильтров. ■

Литература

1. Ness J. B. A unified approach to the design, measurement, and tuning of coupled-resonator filters // IEEE Trans. Microwave Theory Tech. Vol. 46. April 1998.

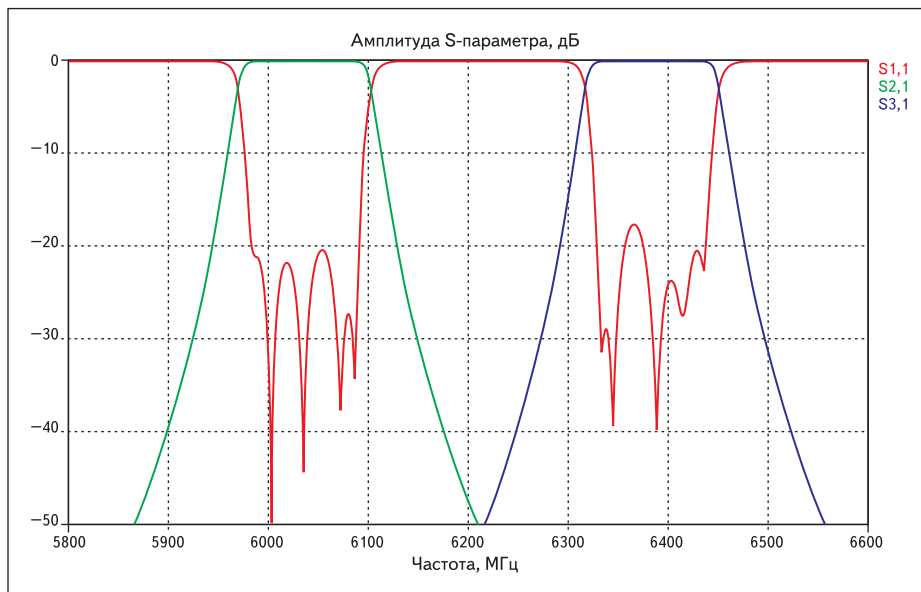


Рис. 4. Частотная зависимость модулей коэффициентов передачи и отражения

2. Кондратенко А. В., Шевляков М. Л. Проектирование полоснопропускающих фильтров на основе фазовой характеристики коэффициента отражения. 16-я Международная Крымская конференция «СВЧ-техника и телекоммуникационные

технологии» (КрыМиКо'2006). Севастополь, 11–15 сентября 2006 г. Севастополь: Вебер, 2006.

3. Калинина Т. И. Мультиплексеры со смежными полосами пропускания // Обзор по электр. технике. Серия «Электроника СВЧ». 1978. Вып. 9 (544).