ЧИСЛЕННЫЙ МЕТОД НАСТРОЙКИ ДВУХКОНТУРНОГО ПОЛОСОВОГО ФИЛЬТРА С ДИСКРЕТНОЙ ПЕРЕСТРОЙКОЙ ПО ЧАСТОТЕ

А.Е. Бизяев, М.Г. Королёв

Научно-исследовательский институт систем связи и управления, Москва, Российская Федерация

Рассматривается метод настройки двухконтурного полосового фильтра с дискретной перестройкой рабочей частоты, применяемого для обеспечения электромагнитной совместимости широкодиапазонных приёмопередатчиков, работающих в тяжелой электромагнитной обстановке, в основе которого лежит применение численных методов. Это позволяет минимизировать затраты на настройку фильтра в процессе производства.

Ключевые слова: фильтр, ЭМС, численный, дискретный, диод, широкодиапазонный, приёмник, передатчик, моделирование, перестраиваемый.

NUMERICAL ADJUSTMENT TECHNIQUE OF A DUAL-CIRCUIT BANDPASS FILTER WITH DISCRETE FREQUENCY AGILITY

A.E. Bizyaev, M.G. Korolev

Research Institute of Communication and Control Systems, Moscow, Russian Federation

A method for tuning a dual-circuit bandpass filter with discrete tuning of the operating frequency, which is used to ensure electromagnetic compatibility of wide-range transceivers operating in a severe electromagnetic environment, which is based on the use of numerical methods, is considered. This minimizes the customization cost of the filter during production.

Keywords: filter, EMC, numerical, discrete, diode, wideband, radio, receiver, transmitter, simulation, tunable.

Одной из важных задач при одновременном независимом использовании нескольких приёмопередатчиков, антенны которых расположены вблизи друг от друга, является обеспечение их электромагнитной совместимости (ЭМС). Полезный сигнал передатчика или его шумовые излучения могут блокировать приёмный тракт расположенного вблизи устройства. При работе на фиксированных частотах проблема решается использованием в тракте приёма и передачи фильтров (т.н. дуплексных и разделительных фильтров [1]), настроенных в процессе производства на эти частоты (в тракте приёма вырезаются частоты передачи, а в тракте передачи – частоты приёма). В некоторых случаях частоты приёма и передачи, которые будут использованы в сети связи, заранее неизвестны (известен лишь диапазон частот, ширина которого может достигать нескольких октав), но на них наложено ограничение по минимально допустимой относительной отстройке (например, 10 %). В этом случае находят применение полосовые фильтры с дискретной перестройкой частоты и постоянной относительной шириной частотной характеристики. Требования к техническим характеристикам таких фильтров предъявляются исходя из условия отсутствия взаимных помех при заданной изоляции между антеннами и относительной отстройке по частоте. Современные протоколы связи могут накладывать дополнительные требования к времени перестройки фильтра с одной частоты на другую – иногда не более единиц микросекунд. Максимальная проходящая мощность должна составлять не менее единиц ватт, диапазон перестройки – порядка двух октав. Ширина полосы прозрачности (здесь и далее под полосой прозрачности будем понимать полосу частот, в которой модуль коэффициента отражения от входного и выходного портов фильтра ($|S_{11}|$ и $|S_{22}|$) не превышает заданного значе-

ния, например – 14 дБ) должна быть не менее ширины спектра пропускаемого сигнала. Решением, почти удовлетворяющим совокупности предъявляемых требований, является использование двухконтурных фильтров со связями, близкими к индуктивным, в которых каждый из контуров перестраивается по частоте магазином конденсаторов, коммутируемых ключами на р-і-п-диодах. Важной особенностью двухконтурного фильтра является идентичность обоих резонаторов в идеально настроенном фильтре. Структурная схема такого фильтра представлена на рис. 1.

Рис. 1. Структурная схема фильтра

Состояние магазина конденсаторов каждого из резонаторов можно описать двоичным кодом (X1 для первого и X2 – для второго резонаторов): каждый бит этого кода определяет состояние соответствующего ключа. Перестройка такого фильтра выполняется следующим образом: по заданной рабочей частоте из настроечной таблицы, хранящейся в памяти устройства, в тракте которого используется фильтр, выбирается соответствующая этой частоте пара кодов, в соответствии с которыми коммутируются магазины ёмкостей.

Шаблон частотной характеристики представлен на рис. 2.

Рис. 2. Шаблон частотной характеристики фильтра

Фильтр характеризуется потерями L в полосе прозрачности Δf , а также ослаблением при заданной отстройке по частоте $R = \min(R_{low}, R_{high})$, где $\min$ – функция, возвращающая минимальное из пары чисел. Так как требования к подавлению в фильтре предъявляются при фиксированной относительной отстройке, нагруженная добротность резонаторов фильтра, а также относительная ширина полосы прозрачности ($\Delta f / f_0$) должны сохраняться примерно постоянными при перестройке по частоте. Так как при этом изменяется только ёмкость резонаторов, их волновое сопротивление монотонно уменьшается при уменьшении рабочей частоты. Соответственно, максимум напряжения сигнала на запертых диодах будет

достигаться вверху диапазона перестройки. В этой точке потери в фильтре минимальны и определяются добротностями катушки L и конденсатора C_0 (его ёмкость включает в том числе ёмкости запертых ключей и ёмкости развязывающих дросселей), а также сопротивлением потерь диодов в закрытом состоянии и сопротивлением потерь развязывающих дросселей. При снижении рабочей частоты, когда подключаются дополнительные конденсаторы из магазина, появляется ещё один источник потерь – омическое сопротивление открытых диодов (~0,5 Ом у диода MA4P7104 при прямом токе 50 мА, ~1,5 Ом у диода BAR64-03W при прямом токе 30 мА), причём внизу диапазона перестройки эти потери доминируют. Чем большее количество ветвей магазина ёмкостей подключено и чем более равномерно распределяется ток резонатора между ними, тем меньшее влияние оказывает этот фактор. Так как мощность потерь в каждом диоде пропорциональна квадрату протекающего через него тока сигнала, для уменьшения потерь выгодно снижать этот ток, выбирая волновое сопротивление резонаторов максимальным. Максимально возможное волновое сопротивление резонаторов определяется либо запирающим напряжением на диодах (при увеличении волнового сопротивления напряжение сигнала на запертых диодах растёт), либо суммарной ёмкостью запертых ключей (она ограничивает минимальную ёмкость в контуре и, следовательно, его максимальное волновое сопротивление). Таким образом, минимизация потерь вверху диапазона перестройки требует уменьшения количества ветвей коммутации, а внизу диапазона – увеличения. Минимальное количество ветвей коммутации обеспечивается, по-видимому, при законе изменения ёмкости в магазине

$$C_i = \Delta C \times 2^{i-1}, \quad i = 1, 2, \dots, N,$$

где N – количество ветвей коммутации, а ΔC – минимальное приращение ёмкости. К сожалению, в этом случае токи в ветвях будут распределяться очень неравномерно (отличаться как минимум в 2 раза), что приведёт к неприемлемо высоким потерям в фильтре. Наиболее подходящим представляется следующий закон изменения ёмкости в магазине:

$$C_i = \min \left(\alpha \times \sum_{k=0}^{i-1} C_k, \Delta C \times 2^{i-1} \right), \quad i = 1, 2, \dots, N, \quad (1)$$

где $\min$ – функция, возвращающая минимальное из пары чисел, N – количество ветвей коммутации, ΔC – минимальное приращение ёмкости, определяемое условием заданного перекрытия смежных полос прозрачности в верхней части диапазона перестройки, $0 < \alpha < 1$ – коэффициент, значением которого определяется максимальная часть тока сигнала, протекающего через одну ветвь коммутации. При уменьшении α ток сигнала будет распределяться по большему количеству ветвей, что приведет к уменьшению потерь внизу диапазона перестройки, но само количество ветвей также будет расти, что приведет к увеличению потерь вверху.

Синтез подобного фильтра не представляет принципиальных технических сложностей, так как выполняется один раз во время разработки, и его можно осуществить в следующем порядке:

- определить волновое сопротивление фильтра вверху диапазона перестройки исходя из максимальной проходной мощности, максимального рассогласования нагрузки и генератора, запирающего напряжения на диодах и желаемой относительной ширины частотной характеристики фильтра;
- выбрать ΔC , α и по (1) найти ёмкости магазина, округляя их до ближайшего стандартного значения. Если количество ветвей получится слишком большим, увеличить α и найти ёмкости заново;
- синтезировать цепи связи, обеспечивающие условие постоянства относительной ширины частотной характеристики фильтра и необходимое подавление при заданной отстройке.

Фильтр содержит большое количество элементов, разброс параметров которых влияет на его характеристики. Этот разброс может учитываться в процессе производства двумя

способами: регулировкой неких подстроечных элементов и построением настроечной таблицы для каждого экземпляра фильтра. Первый способ не поддается автоматизации, требует измерительного оборудования, квалифицированного персонала и наличия хорошо формализуемых методик настройки. Выполнение последнего условия представляет наибольшую и принципиальную сложность. Второй способ, как будет показано далее, представляется более удобным: поддается автоматизации, требует минимального участия персонала, может быть осуществлен без дополнительного измерительного оборудования (средствами, имеющимися в составе устройства, в тракте которого используется рассматриваемый фильтр).

Количество возможных состояний каждого из резонаторов составляет $RSN = 2^N$, где N – количество коммутируемых конденсаторов. Если частоты настроечной таблицы выбраны образующими геометрическую прогрессию, необходимое минимальное количество состояний фильтра (размер настроечной таблицы) можно оценить как

$$FSN = D \frac{\log(f_g/f_n)}{\log(r)}, \quad (2)$$

где f_g и f_n – верхняя и нижняя частоты перестройки фильтра, r – относительная ширина полосы прозрачности, а D – некая константа, большая 1. Причём имеет место выполнение следующего условия: $FSN \ll RSN$. То есть при работе используется лишь малая часть из возможных состояний резонатора. Среди RSN состояний есть «хорошие», которые обеспечивают лучшие характеристики фильтра (минимальные потери в полосе прозрачности и выполнение прочих требований к фильтру), и «плохие», когда потери в полосе прозрачности велики, а частотная характеристика фильтра может разваливаться. Очевидным примером «плохого» состояния является состояние, в котором подключена лишь одна ветвь магазина ёмкостей с большим номером: в этом случае омическое сопротивление диода может значительно понизить добротность резонатора. Будем называть «лучшим» на данной рабочей частоте состоянием резонаторов такое состояние, при котором фильтр обладает лучшими характеристиками. Основная идея предлагаемого метода настройки заключается в разбиении задачи построения настроечной таблицы на два этапа.

1. Поиск «лучших» состояний резонаторов на математической модели фильтра численными методами и построение из этих состояний предварительной настроечной таблицы (содержит коды «лучших» состояний резонатора, упорядоченные по частоте настройки), обеспечивающей полное покрытие диапазона перестройки фильтра. Данный этап выполняется один раз во время разработки;

2. Построение настроечной таблицы для конкретного экземпляра фильтра (с учетом разброса параметров элементов и неточностей математической модели фильтра) в составе устройства с использованием численных методов и измерительного оборудования, имеющегося в составе самого устройства. Поиск ведётся только среди состояний, имеющихся в предварительной настроечной таблице. Данный этап выполняется при регулировке изделия, включающего в себя рассматриваемый фильтр.

Проведенное на математической модели фильтра исследование показало следующее.

- В качестве целевой функции для поиска «лучших» состояний может использоваться коэффициент передачи фильтра, если он определяется с достаточной точностью (не хуже 0,1 дБ). Для фильтра, имеющего максимальный коэффициент передачи, прочие требования выполняются автоматически, если цепи связи синтезированы правильно.

- Зависимость количества неповторяющихся «лучших» состояний от количества рабочих частот в таблице (образующих геометрическую прогрессию) является насыщающейся. Этот факт позволяет определить значение коэффициента D в (2): размер таблицы достаточен, если его увеличение (например, в 2 раза) не приводит к заметному росту количества новых «лучших» состояний. «Лучшие» состояния искались «в лоб» методом полного

перебора (резонаторы при этом полагались идентичными) по максимуму коэффициента передачи фильтра на рабочей частоте, фильтр в каждом найденном состоянии анализировался на соответствие предъявляемым требованиям (модуль коэффициента отражения в полосе прозрачности, подавление при заданной относительной отстройке). Заметим, что внизу диапазона перестройки подключение младших ветвей магазина может приводить лишь к незначительному улучшению характеристик фильтра из-за малости протекающего через них тока сигнала. Поэтому на поиск «лучших» состояний можно наложить дополнительное ограничение: количество одновременно подключенных ветвей не должно превышать заданного значения. Такая мера позволяет несколько снизить мощность, потребляемую фильтром от источника питания, и его тепловыделение.

- При попытке выполнения этапа 2 на математической модели с внесёнными в параметры элементов флуктуациями (случайное нормальное распределение параметра со среднеквадратическим отклонением 2 %, моделирующее применение элементов с допуском 5 %) было обнаружено, что для части частот (порядка 5 %) ни одно из состояний, имеющих в предварительной настроечной таблице, не обеспечивает выполнения требований к фильтру. Для устранения данного дефекта метода в дополнение к множеству «лучших» состояний было принято решение построить множество «резервных» состояний, являющихся лучшими среди состояний с введенными дополнительными ограничениями. Пусть код, определяющий «лучшее» на данной рабочей частоте состояние, содержит какое-то количество ведущих нулей. Принудительно установим младший из этих нулей в единицу и с таким ограничением будем искать лучшее состояние. Если ведущих нулей нет, найдём самый старший ноль, установим его в единицу и найдём лучшее с данным ограничением состояние. Найденное таким образом состояние будем считать «резервным». С помощью моделирования было определено, что потери в полосе прозрачности в фильтре с «резервными» состояниями больше на величину порядка 0,2 дБ, чем с «лучшими». Проведенные статистические испытания модели с внесёнными в параметры элементов флуктуациями показали, что использование в качестве предварительной настроечной таблицы объединения множеств «лучших» и «резервных» состояний позволяет избавиться от обнаруженного дефекта.

При выполнении этапа 2 ко входу фильтра подключается генератор шума (он может быть встроен в изделие), а к выходу – вход приёмного тракта изделия. Такое подключение осуществляется с помощью коммутаторов, основной функцией которых является коммутация режимов приём-передача и включение режима самотестирования приёмника. Поиск состояний ведётся методом покоординатного спуска [2] на каждой частоте настроечной таблицы (в качестве координат рассматриваются состояния первого и второго резонаторов). Как правило, достаточно одной итерации. Спуск по каждой координате осуществляется путём перебора кодов, имеющих в настроечной таблице (построенной на этапе разработки и содержащей объединение множеств «лучших» и «резервных» состояний) для ограниченной окрестности рабочей частоты. В качестве целевой функции используется уровень принимаемого сигнала. С целью уменьшения временных затрат спуск выполняется в два прохода: во время первого прохода измерения уровня сигнала проводятся быстро, но с невысокой точностью (порядка 1 дБ), при этом отбрасываются заведомо непригодные для использования на данной рабочей частоте состояния. Оставшиеся состояния обмеряются с более высокой точностью (лучше 0,1 дБ), и лучшее из них заносится в настроечную таблицу. Необходимое для получения заданной точности время измерения можно оценить следующим образом: амплитуда белого шума имеет релеевское распределение, статистические характеристики которого похожи на характеристики логнормального распределения со среднеквадратическим отклонением 6 дБ. Для получения среднеквадратического отклонения (СКО) 0,1 дБ необходимо $N = (6/0,1)^2 = 3600$ независимых отсчетов. Время когерентности сигнала, прошедшего через фильтр основной селекции приёмного тракта, составляет порядка $\tau = 1/\Delta F$, где ΔF – шумовая полоса фильтра основной селекции. Тогда минимально необходимое время измерения можно оценить как $T > N\tau$. Таким образом, при измерении

уровня целесообразно включать самый широкий из имеющихся в наличии фильтров основной секции, однако ширина его полосы пропускания не должна превышать наименьшую ширину полосы прозрачности настраиваемого фильтра. При использовании фильтра основной селекции с полосой пропускания 64 кГц для получения СКО 0,1 дБ время измерения должно составлять не менее 60 мс, для получения СКО 1 дБ – не менее 0,6 мс. Для фильтра с диапазоном перестройки 30–108 МГц, подавлением при отстройке 10 % 26 дБ, 16-ю ветвями коммутации в каждом резонаторе и максимальной шириной фильтра основной селекции в приёмном тракте 64 кГц общее время выполнения этапа 2 составляет порядка 40 мин. При этом контролируется выполнение следующих условий:

- изменение коэффициента передачи фильтра при изменении частоты настройки не превышает заданной величины (отсутствуют провалы в зависимости коэффициента передачи от частоты настройки фильтра, превышающие заданную величину);
- найденное решение не упирается в границы окрестности, в которой производится поиск;
- процент использования «резервных» кодов согласуется с полученной на модели оценкой;
- вероятность использования каждой из ветвей магазина резонаторов согласуется с полученной на модели оценкой.

Заметим, что из-за желания уменьшить количество ветвей коммутации и технологических сложностей с коммутацией очень малых значений ёмкостей в каждый из резонаторов установлено по одному подстроечному конденсатору (входит в C_0) для сопряжения контуров в верхней части диапазона перестройки. Эта операция выполняется перед этапом 2, для её выполнения к портам фильтра подключается анализатор цепей. Она хорошо формализуема и выполняется быстро. Если полоса прозрачности фильтра достаточно широка, чтобы считать магазины ёмкостей в обоих резонаторах идентичными даже с учетом технологического допуска элементов, то можно принять состояния обоих резонаторов всегда одинаковыми. Это упрощает и убыстряет процедуру настройки, так как оптимизационная задача становится одномерной. При таком упрощении может оказаться необходимым сопряжение контуров внизу диапазона перестройки путем подстройки индуктивностей L (например, раздвиганием витков).

С использованием рассмотренного метода настройки были разработаны и изготовлены в опытной серии фильтры со следующими характеристиками:

1) диапазон перестройки – 30–108 МГц, количество ветвей коммутации – 16, максимальное количество одновременно подключаемых ветвей – 12, размер настроечной таблицы – 1024 (на каждый резонатор), запирающее напряжение на диодах 150 В, подавление при отстройке 10 % – 26 дБ, потери в полосе прозрачности – от 2 дБ (вверху диапазона) до 4 дБ (внизу диапазона), максимальная мощность на входе – 5 Вт, время перестройки – не более 2 мкс, фильтр выполнен в виде отдельной сборочной единицы, время выполнения этапа 2 – около 40 мин;

2) диапазон перестройки – 30–108 МГц, количество ветвей коммутации – 10 (магазины ёмкостей обоих резонаторов полагаются идентичными), максимальное количество одновременно подключаемых ветвей – 8, размер настроечной таблицы – 512, запирающее напряжение на диодах – 75 В, подавление при отстройке 10% – 14 дБ, потери в полосе прозрачности – около 3 дБ, максимальная мощность на входе – 1 Вт, время перестройки – не более 2 мкс, фильтр интегрирован в печатную плату приёмопередатчика, время выполнения этапа 2 – около 5 мин;

3) диапазон перестройки – 230–470 МГц, количество ветвей коммутации – 9 (магазины резонаторов полагаются идентичными), максимальное количество одновременно подключаемых ветвей – 7, размер настроечной таблицы – 256, запирающее напряжение на диодах – 80 В, подавление при отстройке 10 % – 14 дБ, потери в полосе прозрачности – от 2 до 3,5 дБ, максимальная мощность на входе – 5 Вт, время перестройки – не более 50 мкс

(из-за отсутствия ограничения по данному параметру применены упрощённые схемы управления р-і-п-диодами), ширина спектра пропускаемого сигнала – до 10 МГц, фильтр интегрирован в печатную плату приёмопередатчика, время выполнения этапа 2 – около 5 мин.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Антенно-фидерные устройства систем сухопутной подвижной связи / А.Л. Бузов [и др.]. М.: Радио и связь, 1997. С. 60–64, 80–83.
2. Лесин В.В., Лисовец Ю.П. Основы методов оптимизации. М.: МАИ, 1998. С. 96–98.