

СПИСОК СОКРАЩЕНИЙ И УСЛОВНЫХ ОБОЗНАЧЕНИЙ

- АКХ — амплитудно-квадратическая характеристика
АЧХ — амплитудно-частотная характеристика
ВФС — выходная фильтрующая система
ГВЗ — групповое время задержки
ИХ — импульсная характеристика
КГ — ключевой генератор
НЧП — низкочастотный прототип
ПЗФ — полосно-задерживающий фильтр
ПП — переходный процесс
ППФ — полосно-пропускающий фильтр
ПХ — переходная характеристика
РПДУ — радиопередающее устройство
УПФ — узкополосный фильтр
ФВЧ — фильтр верхних частот
ФДЧ — фильтры на основе дробей Чебышева
ФНЧ — фильтр нижних частот
ФПНЧ — фильтр — прототип нижних частот
ФЧ — функция чувствительности
ФЧХ — фазочастотная характеристика
ШИМ — широтно-импульсная модуляция
ЭВМ — электронная вычислительная машина
 Im — знак взятия мнимой части
 L — преобразование Лапласа
 L^{-1} — обратное преобразование Лапласа
 Re — знак взятия реальной части

ВВЕДЕНИЕ

Уровень современного развития радиотехнических устройств и систем предусматривает разработку и применение ресурсосберегающих методов генерирования, усиления и фильтрации сигналов, которые обеспечивают минимизацию потерь энергии, массы, габаритов и стоимости рассматриваемых устройств по сравнению с традиционными решениями. Это в полной мере относится к реактивным фильтрующим цепям мощных радиотехнических устройств, которые являются неотъемлемой частью последних и вносят определяющий вклад в указанные выше показатели эффективности.

Проблема снижения массогабаритных показателей LC-фильтров особенно остро стоит при разработке и модернизации мощных СДВ радиопередающих устройств, а также мощных вещательных радиопередатчиков, в которых используются энергетически эффективные ключевые режимы усиления и модуляции [1–3]. Для фильтрующих цепей таких устройств характерны относительно малая частота среза (10–20 кГц и ниже) и большие выходные мощности (сотни кВт), что приводит к тому, что эти цепи, рассчитанные традиционными методами, имеют довольно внушительные массу и габариты, которые могут достигать 50–70% от общего веса и габаритов всего радиопередатчика.

Классическая теория синтеза LC-фильтров сложилась в 1940-е гг. Основоположниками ее были В. Кауэр и С. Дарлингтон. Значительный вклад в последующее развитие теории синтеза реактивных четырехполюсников по заданным частотным характеристикам внесли отечественные и зарубежные ученые, среди которых необходимо отметить А. Ф. Белецкого, А. Е. Знаменского, А. А. Ланнэ, И. И. Трифонова, Э. А. Гиллемина, Д. А. Калахана.

Одним из основных направлений современного синтеза фильтрующих цепей является оптимальный синтез [4–7]. Применительно к реактивным фильтрам наиболее развиты методы оптимального синтеза, в которых минимизируется порядок или число элементов цепи. Однако число элементов не является адекватным показателем массы и габаритов фильтра. Во многих случаях в качестве такого показателя используют энергетические функции — суммарную запасаемую энергию во всех индуктивностях и емкостях цепи [8–10]. Реактивная энергия определяет также потери энергии и параметрическую чувствительность характеристик фильтрующих цепей и, таким образом, является универсальным показателем эксплуатационной эффективности LC-фильтров [8].

В настоящее время получили развитие методы синтеза LC-фильтров с минимальными реактивной энергией, массой и габаритами [8–12]. Этот подход базируется на хорошо разработанных классических методах расчета в сочетании с энергетической теорией реактивных фильтров. В настоящей работе проведено

обобщение и развитие результатов указанных исследований и на основании этого разработаны рекомендации и методы расчета (синтеза) реактивных фильтров с оптимизацией их энергетических и связанных с ними эксплуатационных показателей.

Работа состоит из трех глав и приложения.

Первая глава во многом носит справочный характер. В ней представлены характеристики, схемы и основные расчетные соотношения для LC-фильтров с различными аппроксимирующими функциями, которые широко используются в мощных радиопередающих и преобразовательных устройствах. Среди рассмотренных традиционные полиномиальные фильтры Баттервортса и Чебышева, а также инверсные Чебышева, Золотарева — Кауэра и фильтры на основе дробей Чебышева. Показана связь энергетических функций реактивных фильтров с такими их эксплуатационными показателями как масса, габаритные размеры, коэффициент полезного действия, степень влияния потерь и стабильность характеристик. Тем самым обоснована универсальность энергетического критерия. Даны методы анализа и оценки указанных эксплуатационных показателей.

Во второй главе изложены основные результаты энергетической теории реактивных фильтров, которые позволяют адекватно формулировать и решать задачи расчета (синтеза) LC-фильтров с учетом их эксплуатационных характеристик. Из энергетической теории следует, что функции суммарной реактивной энергии определяются свойствами аппроксимирующих функций фильтров. Дан сравнительный анализ и обоснованы пути минимизации энергетического критерия LC-фильтров нижних частот. Показано, что для классических LC-фильтров с уменьшением неравномерности затухания в полосе пропускания (при прочих равных требованиях) максимальное в рабочей области значение реактивной энергии уменьшается и принимает минимальное значение при некотором оптимальном значении неравномерности. Соответствующие фильтры названы оптимизированными по реактивной энергии. Указанный результат положен в основу разработанной методики оптимизации эксплуатационных показателей реактивных фильтров.

В третьей главе представлена методика расчета LC-фильтров с учетом энергетического критерия и связанных с ним эксплуатационных показателей. Приведены таблицы, по которым рассчитывается оптимизированный по реактивной энергии вариант LC-фильтра при заданных требованиях к функции затухания. Рассмотрены особенности временных и частотных характеристик таких вариантов. Разработаны рекомендации, позволяющие в каждом конкретном случае рассчитать оптимальным образом реактивный фильтр с точки зрения минимизации энергетических функций. При этом могут быть в несколько раз снижены масса и габариты фильтра, а также увеличен КПД и существенно снижена степень влияния потерь и нестабильности параметров элементов на характеристики фильтра по сравнению с традиционными решениями. Даны практические примеры применения и показана эффективность разработанных методов расчета.

Глава 1

РЕАКТИВНЫЕ ФИЛЬТРЫ РАДИОТЕХНИЧЕСКИХ УСТРОЙСТВ И КРИТЕРИИ ИХ ЭФФЕКТИВНОСТИ

Электрические фильтры обеспечивают прохождение сигналов или их составляющих определенных частот (полоса или полосы пропускания) и подавление составляющих других частот (полоса или полосы задерживания). Основные требования при проектировании фильтрующих цепей предъявляются к их частотным характеристикам.

Для фильтров мощных радиотехнических и преобразовательных устройств, которые реализуются в виде LC-фильтров, как правило, предъявляются дополнительные требования к технико-экономическим показателям, которые связаны с производством и эксплуатацией фильтра [1–3, 8]. К таким показателям относятся масса, габаритные размеры, потери энергии (КПД), степень влияния на частотные характеристики потерь в элементах, а также отклонений параметров элементов в результате производственного разброса или под действием различных дестабилизирующих факторов (температура, влажность, радиация, старение и др.). Указанные показатели можно назвать эксплуатационными, и их необходимо учитывать при проектировании фильтра.

Как показано в [8] и будет обосновано ниже, рассмотренные эксплуатационные характеристики определяются одним универсальным показателем, а именно максимальным в рабочей области частот (т. е. в полосе пропускания) значением суммарной накапливаемой в реактивных элементах фильтра энергией. В настоящее время сложился определенный подход к расчету LC-фильтров с учетом указанного энергетического критерия, а следовательно, с учетом эксплуатационных показателей фильтров. Этот подход предусматривает использование известной классической теории расчета LC-фильтров и результатов энергетической теории реактивных фильтров [8].

В данной главе приведены необходимые данные для расчета широко используемых классических реактивных фильтров, а также рассмотрена связь эксплуатационных показателей LC-фильтров с их энергетическими функциями.

1.1. ФУНКЦИИ LC-ФИЛЬТРОВ КАК НАГРУЖЕННЫХ РЕАКТИВНЫХ ЧЕТЫРЕХПОЛЮСНИКОВ

Используемые в мощных радиотехнических и преобразовательных устройствах LC-фильтры реализуются в виде реактивных четырехполюсников с резистивными нагрузками R_1 и R_2 со стороны входных и выходных зажимов (рис. 1.1). Такое включение фильтра называется режимом двухсторонней нагрузки. При двухсторонней согласованной нагрузке сопротивления равны ($R_1 = R_2$), что характерно для мощных устройств. Используется также режим односторонней нагрузки (одно из сопротивлений отсутствует). Например, для радиотехнических устройств, работающих в ключевом режиме, сопротивлением генератора можно пренебречь.

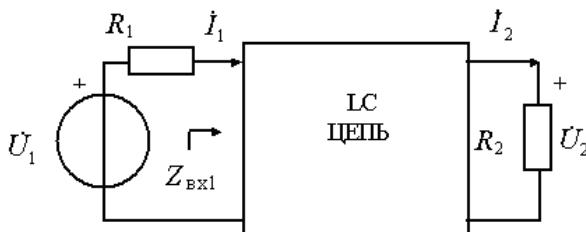


Рис. 1.1
Нагруженный реактивный четырехполюсник

Для дальнейшего изложения необходимо рассмотреть основные функции реактивных фильтров, к которым относятся передаточная функция, входное сопротивление и связанные с ними функции. Важна также связь между указанными функциями, которая используется при реализации реактивного четырехполюсника. В этом разделе будем рассматривать наиболее общий режим двухсторонней нагрузки.

Рабочая операторная передаточная функция [13, 14]:

$$H(p) = \frac{2U_2(p)}{U_1(p)} \sqrt{\frac{R_1}{R_2}} = \frac{f(p)}{v(p)}, \quad (1.1)$$

где $U_1(p)$, $U_2(p)$ — операторные напряжения источника и в нагрузке; $f(p)$, $v(p)$ — полиномы относительно комплексной переменной p с вещественными коэффициентами.

Классические LC-фильтры реализуются в виде лестничной структуры. Условия физической реализуемости рабочей операторной передаточной функции лестничного реактивного четырехполюсника [4, 14]:

а) $v(p)$ — полином знаменателя является полиномом Гурвица (корни полинома располагаются в левой полуплоскости комплексного переменного p);

б) $f(p)$ — полином числителя является четным или нечетным с нулями на мнимой оси комплексного переменного, степень его меньше степени $v(p)$;

в) $|H(p)| \leq 1$ при $p = j\omega$.

При $p=j\omega$ получим комплексную рабочую передаточную функцию:

$$H(j\omega) = \frac{2\dot{U}_2}{\dot{U}_1} \sqrt{\frac{R_1}{R_2}} = |H(j\omega)| \exp(j\theta(\omega)), \quad (1.2)$$

где $\dot{U}_1 = U_1 \exp(j\varphi_1)$, $\dot{U}_2 = U_2 \exp(j\varphi_2)$ — комплексы соответствующих напряжений; $|H(j\omega)| = U_2/U_1$ — амплитудно-частотная характеристика (АЧХ); $\theta(\omega) = \varphi_2 - \varphi_1$ — фазочастотная характеристика (ФЧХ).

Согласно (1.1) и (1.2), квадрат модуля комплексной рабочей передаточной функции является коэффициентом использования мощности источника и может быть представлен в следующем виде:

$$|H(j\omega)|^2 = \frac{P_2}{P_{2max}} = \left[\frac{1}{1 + \varphi(p)\varphi(-p)} \right]_{p=j\omega}, \quad (1.3)$$

где $P_2 = U_2^2/R_2$ — мощность в нагрузке; $P_{2max} = U_1^2/4R_1$ — максимальная мощность, которая может быть передана от источника с сопротивлением R_1 в нагрузку; $\varphi(p)$, $\varphi(-p)$ — функция фильтрации и ее сопряженная. При этом рабочее затухание (ослабление) фильтра

$$a(\omega) = 10 \lg |H(j\omega)|^{-2} = 10 \lg [1 + \varphi(j\omega)\varphi(-j\omega)] \text{ дБ.} \quad (1.4)$$

Коэффициент использования мощности источника (1.3) очевидно не может быть больше 1, а следовательно, рабочее затухание (1.4) не может быть меньше нуля. Это обстоятельство обуславливает вид зависимости указанных функций от функции фильтрации.

Из (1.3) с учетом (1.1) следует [13], что функция фильтрации может быть представлена как отношение полиномов с вещественными коэффициентами [13]:

$$\varphi(p) = \frac{h(p)}{f(p)}. \quad (1.5)$$

Причем полином знаменателя функции фильтрации совпадает с полиномом $f(p)$ числителя передаточной функции (1.1), а полином $h(p)$ определяется из соотношения

$$h(p)h(-p) = v(p)v(-p) - f(p)f(-p). \quad (1.6)$$

Полиномы $v(p)$, $h(p)$ и $f(p)$ называются характеристическими. По ним осуществляется реализация электрического фильтра [4, 13].

Для оценки отклонения входного сопротивления фильтра от сопротивления генератора вводят в рассмотрение коэффициент отражения:

$$\rho_1(j\omega) = \frac{R_1 - Z_{\text{BX1}}(j\omega)}{R_1 + Z_{\text{BX1}}(j\omega)} = |\rho_1(j\omega)| \exp[j\theta_1(\omega)], \quad (1.7)$$

где $Z_{\text{BX1}}(j\omega)$ — комплексное входное сопротивление четырехполюсника, нагруженного на резистивное сопротивление R_2 (см. рис. 1.1). Известно [4, 13], что для

реактивного четырехполюсника с резистивными нагрузками модули коэффициента отражения и рабочей функции передачи связаны соотношением

$$|H(j\omega)|^2 + |\rho_1(j\omega)|^2 = 1. \quad (1.8)$$

Физический смысл (1.8) можно выяснить, если умножить обе части этого равенства на P_{2max} . Тогда это равенство можно интерпретировать как распределение максимальной мощности, которую можно получить от генератора, на мощность, поступающую в нагрузку, и отраженную мощность. При этом если коэффициент отражения равен нулю (при $Z_{bx1}(j\omega) = R_1$), то мощность в нагрузке равна P_{2max} и отраженная мощность отсутствует.

Из (1.8) с учетом (1.6) следует, что

$$\rho_1(p) \rho_1(-p) = 1 - \frac{f(p)f(-p)}{v(p)v(-p)} = \frac{h(p)h(-p)}{v(p)v(-p)}. \quad (1.9)$$

Таким образом, коэффициент отражения может быть представлен в виде

$$\rho_1(p) = \frac{h(p)}{v(p)}. \quad (1.10)$$

Необходимо отметить, что полюсы коэффициента отражения, согласно (1.7), должны находиться в левой полуплоскости p . Поэтому для его знаменателя должен быть выбран полином Гурвица $v(p)$ из произведения $v(p)v(-p)$ (см. (1.9)). На нули коэффициента отражения такого ограничения не накладывается, и для полинома $h(p)$, который находится из (1.6), в общем случае существует некоторая совокупность решений [13]. Этой совокупности решений будет соответствовать совокупность реактивных четырехполюсников, имеющих одну и ту же функцию передачи, но различные коэффициенты отражения и входные сопротивления. Из этого множества реактивных четырехполюсников может быть выбран тот, который удовлетворяет некоторым дополнительным критериям, к числу которых могут быть отнесены рассматриваемые здесь минимальные мас-согабаритные показатели, максимальная стабильность характеристик и тому подобные.

Из (1.7) и (1.10) получим выражение для входного сопротивления:

$$Z_{bx1}(p) = \frac{v(p)-h(p)}{v(p)+h(p)} R_1. \quad (1.11)$$

Полученное выражение вместе с (1.6) определяют связь входного сопротивления с рабочей функцией передачи (1.1) реактивного четырехполюсника с резистивными сопротивлениями нагрузок. Метод реализации фильтра в виде лестничной двусторонне нагруженной LC-цепи основан на разложении в цепную дробь входного сопротивления фильтра, которое может быть определено с помощью указанных характеристических полиномов [4, 13].

На практике LC-фильтры часто реализуются в виде симметричных или антиметричных реактивных четырехполюсников. Симметричным называется четырехполюсник, у которого сопротивления холостого хода (короткого замыкания) при прямой и обратной передаче равны друг другу. Для антиметричного четырехполюсника сопротивление холостого хода при прямой (обратной) передаче обратно пропорционально сопротивлению короткого замыкания при

обратной (прямой) передаче. При структурной симметрии четырехполюсник может быть разбит относительно горизонтальной средней линии на два одинаковых четырехполюсника, а при структурной антиметрии — на два обратных четырехполюсника [13].

Для симметричных реактивных четырехполюсников с резистивными нагрузками функция фильтрации $\varphi(p)$ — нечетная, а для антиметричных — четная. В этих случаях в (1.4) $\varphi(j\omega)\cdot\varphi(-j\omega)=\varphi^2(\omega)$. В классических LC-фильтрах используются нормированные функции фильтрации, для которых в полосе пропускания максимальное значение равно 1. Поэтому рабочее затухание (1.4) представляется в виде

$$a(\omega) = 10 \lg[1 + \varepsilon^2 \psi^2] \text{ дБ}, \quad (1.12)$$

где коэффициент $\varepsilon^2 = (10^{0.14a} - 1)$ и определяет допустимое максимальное отклонение от нуля A_a дБ рабочего затухания в полосе пропускания; $\psi(\omega)$ — нормированная четная или нечетная функция частоты, модуль которой в полосе пропускания не должен превышать 1, а в полосе задерживания должен принимать как можно большие значения.

Фазочастотная характеристика $\theta(\omega)$ (см. (1.2)) фильтрующей цепи определяет сдвиг фаз, вносимый фильтром при передаче гармонического сигнала. Во многих случаях наряду с ФЧХ рассматривают частотную зависимость ее производной или групповое время задержки (ГВЗ):

$$\tau(\omega) = -\frac{d\theta(\omega)}{d\omega}. \quad (1.13)$$

Групповое время характеризует задержку огибающей группы гармонических сигналов при прохождении через фильтрующую цепь.

Если операторная функция передачи реактивного фильтра представлена как отношение $H(p) = f(p)/v(p)$, то функция ГВЗ может быть рассчитана по формуле [4]

$$\tau(\omega) = \operatorname{Re} \left\{ \frac{v'(p)}{v(p)} \right\}_{p=j\omega} = \sum_{k=1}^n \frac{-\sigma_k}{\sigma_k^2 + (\omega - \omega_k)^2}, \quad (1.14)$$

где $p_k = \sigma_k + j\omega_k$ — нули полинома $v(p)$; $v'(p)$ — его производная по переменной p . Предполагается, что $f(p)$ — четный или нечетный полином.

Аналогичная функция для коэффициента отражения $\rho_1(p) = h(p)/v(p)$ согласно (1.10):

$$\tau_1(\omega) = -\frac{d\theta_1}{d\omega} = \operatorname{Re} \left\{ \frac{v'(p)}{v(p)} - \frac{h'(p)}{h(p)} \right\}_{p=j\omega}. \quad (1.15)$$

Для симметричных и антиметричных LC-фильтров $h(p)$ будет нечетным или четным полиномом. В этом случае второе слагаемое в фигурных скобках равенства (1.15) будет нечетной функцией, которая при $p=j\omega$ становится чисто мнимой величиной (реальная часть равна нулю), и $\tau_1(\omega) = \tau(\omega)$.

В заключение отметим, что для классических фильтров характеристические полиномы, а также нули соответствующих полиномов приведены в мно-

гочисленных справочниках по расчету фильтров или могут быть рассчитаны по известным аналитическим соотношениям [4, 13, 15–20]. Поэтому рассмотренные в данном разделе функции реактивных фильтров при необходимости могут быть рассчитаны и проанализированы.

1.2. НОРМИРОВАНИЕ ФУНКЦИЙ И ПАРАМЕТРОВ ФИЛЬТРОВ

Для обобщения получаемых в результате синтеза решений используется нормирование по частоте и по сопротивлению. Нас будет интересовать эта процедура с точки зрения связи функций (в том числе и энергетических) нормированного и реального ФНЧ.

При нормировании по частоте вводится нормированная частота $\Omega = \omega/\omega_0$, где ω — реальная частотная переменная. При этом все многообразие по ω_0 сводится к одной нормированной граничной частоте $\Omega_0 = 1$ (при $\omega = \omega_0$). То же относится и к нормировке по сопротивлению, когда все сопротивления (операторные или комплексные) фильтра делятся на некоторое нормирующее сопротивление R_0 , в качестве которого обычно выбирается сопротивление R_1 генератора на входе фильтра.

Нормирование основано на известных свойствах функций цепей. Рассмотрим операторную функцию передачи (1.1), которая формируется из операторной схемы замещения с операторными токами, напряжениями и сопротивлениями $Z_{Rk} = R_k$, $Z_{Lk} = pL_k$, $Z_{Ck} = 1/pC_k$. Очевидно, что операторная функция передачи не изменится, если переменную p разделить на ω_0 , а параметры L_k и C_k умножить на ω_0 . Это можно записать в виде следующего равенства:

$$H(p, R_k, L_k, C_k) = H\left(\frac{p}{\omega_0}, R_k, \omega_0 L_k, \omega_0 C_k\right). \quad (1.16)$$

Операторная функция также не изменится, если все операторные сопротивления разделить на R_0 (это справедливо для безразмерной функции, которая определяется как отношение напряжений или отношение токов). Применяя это свойство к правой части (1.16), получим

$$H(p, R_k, L_k, C_k) = H\left(\frac{p}{\omega_0}, \frac{R_k}{R_0}, \frac{\omega_0 L_k}{R_0}, \omega_0 C_k R_0\right) = H(\hat{p}, \hat{R}_k, \hat{L}_k, \hat{C}_k). \quad (1.17)$$

В (1.17) введены нормированные (безразмерные) параметры:

$$\hat{p} = \frac{p}{\omega_0}, \hat{R}_k = \frac{R_k}{R_0}, \hat{L}_k = \frac{\omega_0 L_k}{R_0}, \hat{C}_k = \omega_0 C_k R_0. \quad (1.18)$$

Таким образом, при нормировании по сопротивлению и частоте функция передачи фильтра не изменится (если не считать изменение масштаба частотной переменной). Не изменятся и такие характеристики, как АЧХ, затухание и ФЧХ, а также параметрические функции чувствительности. Поэтому можно рассчитать ФНЧ с нормированными параметрами, который имеет заданные характеристики и называется фильтром — прототипом низких частот (ФПНЧ). Путем пересчета нормированных параметров в реальные согласно (1.18) можно получить

ФНЧ для конкретных частот среза ω_0 и сопротивления генератора $R_1 = R_0$. Имеются обширные справочники, в которых приведены параметры таких нормированных ФНЧ.

Однако не все функции фильтра остаются неизменными при нормировании. Прежде всего, это относится к функции группового времени задержки, которая тесно связана с энергетическими функциями. Действительно, функция ГВЗ определяется производной по частоте от ФЧХ, а масштаб по частоте при нормировании меняется.

Обозначим $\tau(\omega)$ и $\hat{\tau}(\Omega)$ — функции ГВЗ реального фильтра и ФНЧ соответственно и найдем связь между ними. Аналогичные обозначения примем для ФЧХ $\theta(\omega)$ и $\hat{\theta}(\Omega)$, причем $\theta(\omega) = \hat{\theta}(\Omega)$ при $\Omega = \omega/\omega_0$. Поэтому для производной по частоте от фазочастотной характеристики можно записать:

$$\tau(\omega) = -\frac{d\theta(\omega)}{d\omega} = -\frac{d\hat{\theta}(\Omega)}{d\Omega} \cdot \frac{d\Omega}{d\omega} = \hat{\tau}(\Omega) \cdot \frac{1}{\omega_0}. \quad (1.19)$$

Таким образом, нормированная функция ГВЗ $\hat{\tau}(\Omega) = \tau(\omega) \cdot \omega_0$ при $\Omega = \omega/\omega_0$.

В заключение рассмотрим связь энергетических функций реального и нормированного ФНЧ на примере реактивной энергии емкости $W = 0,5C(U_C)^2$.

Нормированная энергия ФНЧ может быть представлена с учетом (1.18) следующим образом:

$$\hat{W}(\Omega) = 0,5\hat{C}\hat{U}_C^2 = 0,5C\omega_0R_0\left(\frac{U_C}{U_0}\right)^2, \quad (1.20)$$

где нормирующее сопротивление R_0 равно сопротивлению генератора R_1 на входе фильтра (см. рис. 1.1); $U_0 = 0,5U_1$ — нормирующее напряжение, равное половине напряжения U_1 входного источника. Такой выбор нормирующего напряжения обеспечивает единичную (нормированную) максимальную мощность, которую может передать генератор в нагрузку ФНЧ ($\hat{P}_{2max} = 1$ при $\hat{R}_1 = \hat{R}_2 = 1$ и $\hat{U}_1 = 2$). Напомним, что $P_{2max} = (U_1)^2 / 4R_1$ откуда $(U_1)^2 = P_{2max} 4R_1$. Учитывая изложенное выше, из (1.20) получим

$$\hat{W}(\Omega) = (0,5CU_C^2) \frac{\omega_0 R_1}{0,25P_{2max}4R_1} = W(\omega) \frac{\omega_0}{P_{2max}}; \quad (1.21)$$

$$W(\omega) = \hat{W}(\Omega) \frac{P_{2max}}{\omega_0}. \quad (1.22)$$

Последнее соотношение справедливо для любых энергетических функций при $\Omega = \omega/\omega_0$. Отметим, что при расчете нормированных энергий было принято $\hat{P}_{2max} = 1$. Поэтому при переходе к реальным энергетическим функциям LC-фильтра необходимо нормированные энергетические функции умножить на реальную максимальную мощность P_{2max} (Вт), которую генератор может передать в согласованную нагрузку. Кроме того, чем больше частота ω_0 среза ФНЧ, тем меньше накапливаемая энергия при прочих равных условиях.

1.3. АППРОКСИМИРУЮЩИЕ ФУНКЦИИ И ЛЕСТНИЧНЫЕ СХЕМЫ LC-ФИЛЬТРОВ

В данном разделе в виде справочных данных приведены сведения об аппроксимирующих функциях и соответствующих фильтрах, нашедших широкое применение в качестве селективных цепей радиотехнических и преобразовательных устройств. Эти сведения необходимы для дальнейшего численного анализа энергетических функций, а также при разработке и использовании методов расчета LC-фильтров с учетом энергетических и массогабаритных критерий.

Требования к электрическим характеристикам фильтров задаются в виде допустимых пределов их изменения. При проектировании фильтров, используемых в мощных преобразовательных и радиопередающих устройствах, требования задаются к характеристике затухания. Далее будем рассматривать фильтры нижних частот (ФНЧ). Фильтры других типов (верхних частот, полосовые и режекторные) могут быть получены из ФНЧ с помощью известных преобразований частоты [14].

Требования к характеристике затухания фильтра нижних частот для общего случая [13] изображены на рисунке 1.2а. Согласно требованиям, рабочее затухание в полосе пропускания ($0 \dots \omega_0$) не должно превышать допустимого значения Δa , где ω_0 — граничная частота полосы пропускания. Рабочее затухание в полосе задерживания ($\omega_k \dots \infty$) должно быть не ниже допустимых значений, которые задаются ступенчатой кривой $a_0(\omega)$ (ω_k — граничная частота полосы задерживания). Количество участков ступенчатой кривой может быть любое конечное. Причем затухание на последующей ступени может быть как больше, так и меньше затухания на предыдущей ступени. Частным, но достаточно распространенным видом требований является одноступенчатая кривая (рис. 1.2б).

При расчете ФНЧ должны быть заданы допустимая неравномерность затухания Δa в полосе пропускания, гарантированное затухание a_0 или ступенчатая функция $a_0(\omega)$ в полосе задерживания, а также граничные частоты полосы пропускания ω_0 и полосы задерживания ω_k . Для ступенчатой функции $a_0(\omega)$ достаточно задать частоты ступенек и их величину.

Как было отмечено, при синтезе фильтров широко используется нормирование по сопротивлению и частоте. Это позволяет унифицировать расчет фильтров с различными нагрузками и для различных частотных диапазонов. В качестве нормирующего сопротивления обычно выбирают сопротивление генератора R_1 , а в качестве нормирующей частоты — граничную частоту полосы пропускания ω_0 (частоту среза) ФНЧ. При этом получаются нормированные сопротивления $z = Z/R_1$ и нормированные частоты $\Omega = \omega/\omega_0$. При этом нормированное сопротивление генератора $r_1=1$, нормированная частота среза $\Omega_0=1$ и нормированная граничная частота полосы задерживания $\Omega_k = \omega_k / \omega_0$. Такой нормированный ФНЧ называют фильтром — прототипом нижних частот. Можно также считать, что ФПНЧ имеет частоту среза $\Omega_0=1$ рад/с и сопротивление генератора $r_1=1$ Ом.

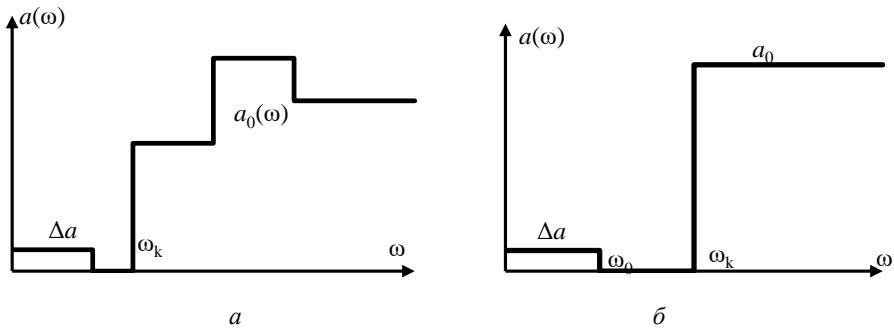


Рис. 1.2
Требования к характеристике затухания ФНЧ

Для радиотехнических и преобразовательных устройств используются реактивные фильтры с различными функциями, аппроксимирующими функцию фильтрации, наиболее важными из которых с практической точки зрения являются полиномы Баттервортса и Чебышева (полиномиальные фильтры), а также дроби Чебышева и Золотарева [4, 5, 13–20] (фильтры с всплесками затухания). К фильтрам с всплесками затухания относятся и инверсные фильтры Чебышева [4]. Указанные аппроксимирующие функции и соответствующие реактивные ФНЧ будут рассмотрены далее.

Требования к характеристике затухания в виде ступенчатой функции в полосе задерживания (рис. 1.2а) наиболее оптимальным образом (в смысле количества элементов) могут быть реализованы с помощью фильтров с аппроксимирующими функциями в виде дробей Чебышева [4, 13]. Требования к характеристике затухания в виде постоянной величины в полосе задерживания (рис. 1.2б) можно назвать традиционными. В справочниках приведены табулированные результаты расчета характеристик и параметров фильтров для этого традиционного случая (фильтры Баттервортса, Чебышева, инверсные Чебышева и Золотарева — Кауэра). Для указанных фильтров существуют аналитические методы расчета.

В дальнейшем будем предполагать, что требования в полосе задерживания в виде ступенчатой функции могут быть заданы только при рассмотрении ФНЧ на основе дробей Чебышева. При расчете таких фильтров для каждого конкретного задания ступенчатых требований к характеристике затухания необходимо производить индивидуальный расчет по разработанным алгоритмам [4, 13, 21]. В связи с этим фильтры с аппроксимирующими функциями в виде дробей Чебышева не получили такого широкого применения, как фильтры Чебышева и Золотарева — Кауэра. Однако для фильтров на основе дробей Чебышева (кроме оптимальной реализации ступенчатых требований к характеристике затухания) при синтезе имеются дополнительные степени свободы, например возможность выбора числа и значений частот всплесков затухания, что может быть использовано для минимизации энергетических функций и массогабаритных показателей фильтров.

Необходимо отметить, что во многих случаях известные табулированные решения не могут быть использованы для расчета LC-фильтров с минимальными энергетическими и массогабаритными показателями. Как будет показано, для этой цели необходимо использовать фильтры с относительно малой величиной неравномерности Δa затухания в полосе пропускания ($\Delta a = 10^{-4}$ дБ и менее). Такие функции и фильтры не представлены в известных справочниках. Поэтому при дальнейшем рассмотрении основное внимание будет уделено аналитическим методам расчета классических реактивных фильтров с указанными выше аппроксимирующими функциями, которые позволяют реализовать фильтр при произвольных требованиях к характеристике затухания, в том числе и по Δa .

Для рассматриваемых фильтров ниже приведем расчетные формулы для вычисления полюсов p_r (корней полинома знаменателя) операторной функции передачи, по которым могут быть определена сама функция передачи и вычислены все характеристики фильтра. По операторной функции передачи может быть произведена реализация фильтра в виде лестничной LC-схемы с использованием стандартных процедур [13, 21].

1.3.1. ПОЛИНОМИАЛЬНЫЕ ФИЛЬТРЫ БАТТЕРВОРТА И ЧЕБЫШЕВА

ФИЛЬТРЫ С АППРОКСИМИРУЮЩИМИ ФУНКЦИЯМИ В ВИДЕ ПОЛИНОМОВ БАТТЕРВОРТА

Если в выражении (1.12) в качестве функции фильтрации используются полиномы Баттервортта $\psi(\Omega) = \Omega^n$, где n — порядок фильтра, то получаем так называемую максимально плоскую монотонно возрастающую характеристику, примеры которой изображены на рисунке 1.3.

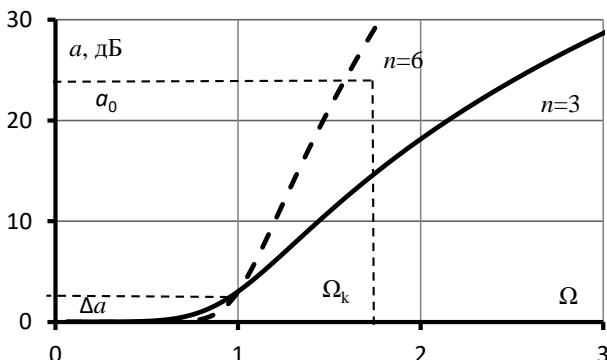


Рис. 1.3
Характеристики затухания ФНЧ Баттервортта

Соответствующие фильтры называются фильтрами Баттервортса. Рабочее затухание фильтра Баттервортса порядка n может быть записано в следующем виде:

$$a(\Omega) = 10 \lg[1 + \varepsilon^2 \cdot \Omega^{2n}], \quad (1.23)$$

где Ω — нормированная частота; $\varepsilon = \sqrt{10^{0.1\Delta a} - 1}$; Δa (в дБ) — допустимая неравномерность затухания в полосе пропускания от $\Omega=0$ до $\Omega=\Omega_0=1$.

Характеристика затухания монотонно возрастает с частотой и принимает значение Δa на граничной частоте $\Omega=1$. Крутизна нарастания увеличивается с увеличением порядка фильтра.

Необходимый порядок n фильтра Баттервортса определяется по заданным неравномерностям затухания Δa , гарантированному затуханию a_0 и граничной частоте Ω_k полосы задерживания (рис. 1.3) из следующего соотношения [14, 16]:

$$n \geq \frac{\lg C}{\lg \Omega_k},$$

где

$$C = \sqrt{\frac{10^{0.1a_0} - 1}{10^{0.1\Delta a} - 1}}.$$

В качестве значения n выбирается ближайшее целое число, удовлетворяющее приведенному неравенству.

Полюсы функции передачи, а также нормированные параметры элементов фильтра Баттервортса могут быть определены аналитически [14, 16]. Полюсы образуют комплексно-сопряженные пары и располагаются в левой полуплоскости комплексного переменного, т. е. имеют отрицательные вещественные части. Для фильтра нечетного порядка имеется один вещественный полюс. Для нормированного ФПНЧ Баттервортса полюсы

$$p_r = -\frac{1}{\sqrt[n]{\varepsilon}} \cdot \sin \frac{(2r-1)\pi}{2n} + j \frac{1}{\sqrt[n]{\varepsilon}} \cdot \cos \frac{(2r-1)\pi}{2n}, r = 1, 2, \dots, n,$$

где коэффициент ε определен в (1.23).

При этом нормированная функция передачи полиномиального фильтра

$$H(p) = \frac{H_0}{(p-p_1) \cdot (p-p_2) \cdots (p-p_n)} = \frac{H_0}{\prod_{r=1}^n (p-p_r)}, \quad (1.24)$$

где H_0 — нормирующий множитель, который рассчитывается из условия $H(p) = 1$ при $p=j\Omega=0$, т. е. $H_0 = \prod_{r=1}^n (-p_r)$.

Как было отмечено, нормированные параметры элементов фильтра Баттервортса могут быть определены аналитически или по полученной операторной функции передачи (1.24) путем реализации фильтра в виде лестничной LC-схемы с использованием стандартных процедур.

Конец ознакомительного фрагмента.
Приобрести книгу можно
в интернет-магазине
«Электронный универс»
e-Univers.ru