Урок 6. Сглаживающие фильтры

Для питания постоянным напряжением большинства устройств радиотехники и автоматики ***коэффициент пульсаций*** выпрямителя не должен превышать 0,1. Поэтому для снижения коэффициента пульсаций между нагрузкой и выходом выпрямителя обычно включают **сглаживающий фильтр**.

Эффективность использования сглаживающего фильтра оценивают ***коэффициентом сглаживания*** $K_с$, равным отношению коэффициента пульсаций на выходе выпрямителя к коэффициенту пульсаций на нагрузке $K_{пн} = U_{1н} / U_{0н}$:

$$K_с = K_п / K_{пн}, \qquad (1)$$

где $U_{он}$, $U_{1н}$ — постоянная составляющая и амплитуда основной гармоники напряжения после фильтра на нагрузке.

Основные схемы сглаживающих фильтров приведены на рис. 1.

Емкостный фильтр (рис. 1, а) включается параллельно нагрузке. Для переменной составляющей выпрямленного тока конденсатор $C_ф$ представляет малое сопротивление, а для постоянной — большое. Поэтому при выполнении условия

$$X_{с ф} = 1 / (\omega_1 R_ф) << R_н, \qquad (2)$$

где ω_1 — частота основной (первой) гармоники, переменная составляющая шунтируется конденсатором $C_ф$, а постоянная составляющая без потерь проходит в нагрузку $R_н$, т.е. $U_{0н} \approx U_0$.

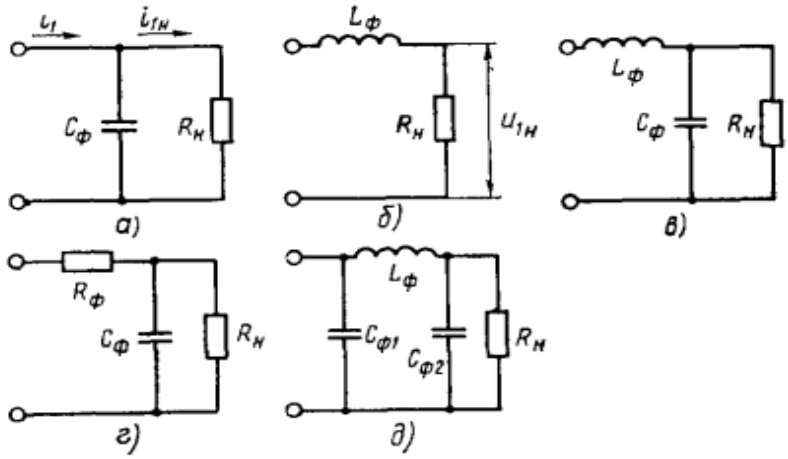

Рис. 1

Тогда коэффициент сглаживания емкостного фильтра можно записать следующим образом:

$$K_с = k_п / k_{пн} = U_1 / U_0 * U_{0н} / U_{1н} \approx U_1 / U_{1н} \qquad (3)$$

Учитывая, что $U_1 = I_1 R_н$, $U_{1н} = I_{1н} R_н$, где I_1, $I_{1н}$ — амплитуды токов в нагрузке выпрямителя без фильтра и с емкостным фильтром соответственно, будем иметь

$$K_с = I_1 / I_{1н}. \qquad (4)$$

Мгновенное значение первой гармоники тока нагрузки выпрямителя с емкостным фильтром определяется выражением

$$i_{1н} = i_1 \, 1/(j\omega_1 C_ф) / (R_н + [1/(j\omega_1 C_ф)]) = i_1 * 1 / (j\omega R_н C_ф + 1) \qquad (5)$$

Тогда

$$I_{1н} = I_{1*}\frac{1}{\sqrt{(\omega_1 R_н C_ф)^2 + 1}} \quad (6)$$

где $\sqrt{(\omega_1 R_н C_ф)^2 + 1}$ модуль комплексного выражения (jω $R_н C_ф$ + 1)

Учитывая (4), из формулы (6) найдем коэффициент сглаживания емкостного фильтра, который будет иметь вид

$$К_с = \sqrt{(\omega_1 R_н C_ф)^2 + 1} \quad (7)$$

При выполнении условия (2) в выражении (7) единицей можно пренебречь. Тогда

$$К_с \approx \omega_1 R_н C_ф. \quad (8)$$

Из формулы (8) найдем емкость $C_ф$, необходимую для обеспечения заданного коэффициента сглаживания:

$$C_ф = К_с / (\omega_1 R_н) \quad (9)$$

Индуктивный фильтр (рис. 1,б) включается последовательно нагрузке. Для переменной составляющей выпрямленного тока дроссель $L_ф$ представляет большое сопротивление. Постоянная же составляющая тока без потерь проходит через $L_ф$ в нагрузку $R_н$, т. е. $U_0 \approx U_{0н}$.

Следовательно, коэффициент сглаживания индуктивного фильтра можно определить по формуле (3).

Чтобы исключить падение напряжения в нагрузке от переменной составляющей выходного тока, необходимо выполнить условие

$$X_{Lф} = \omega_1 L \gg R_н \quad (10)$$

Мгновенное значение первой гармоники напряжения на нагрузке после индуктивного фильтра определяется выражением

$$\dot{u}_{1н} = \dot{u}_1 \frac{R_н}{(j\omega_1 L_ф + R_н)} \quad (11)$$

где $\dot{u}_1$ — мгновенное значение первой гармоники напряжения на выходе выпрямителя.

Следовательно,

$$U_{1н} = U_1 \frac{R_н}{\sqrt{(\omega_1 L_ф)^2 + R_н^2}}, \quad (12)$$

где $\sqrt{(\omega_1 L_ф)^2 + R_н^2}$ - модуль комплексного выражения $\omega_1 L_ф + R_н$.

Из выражения (12) в соответствии с формулой (3) найдем ***коэффициент сглаживания индуктивного фильтра***:

$$K_c = \frac{\sqrt{(\omega_1 L_ф)^2 + R_н^2}}{R_н} \quad (13)$$

Если выполняется условие (10), то коэффициент K_c будет иметь вид

$$K_c \approx \omega_1 L_ф \,/\, R_н \,. \qquad (14)$$

Из формулы (14) можно определить ***индуктивность*** $L_ф$, необходимую для обеспечения заданного коэффициента сглаживания:

$$L_ф = K_c \, R_н \,/\, \omega_1 \qquad (15)$$

Вывод. Формулы (8) и (14) показывают, что емкостный фильтр целесообразно применять при больших сопротивлениях нагрузки выпрямителя, а индуктивный фильтр — при малых, так как в этих случаях заданный коэффициент сглаживания можно получить при малых значениях $L_ф$ и $C_ф$.

Г-образный LC-фильтр (рис. 1, в) представляет собой сочетание индуктивности $L_ф$, включенной последовательно с нагрузкой, и емкости $C_ф$, включенной параллельно нагрузке.

Мгновенное значение первой гармоники напряжения на нагрузке после Г-образного LC-фильтра определяется выражением

$$\dot{u}_{1н} = \dot{u}_1 \frac{(X_{cф} j) \,||\, R_н}{j X_{Lф} + \left(\frac{X_{cф}}{j}\right) || R_н} \qquad (16)$$

При выполнении условий (2) и (10) выражение (16) будет иметь вид

$$\dot{u}_{1н} = \dot{u}_1 \frac{(X_{cф} \,/ j}{j X_{Lф} + X_{cф} \,/ j} = \frac{X_{cф}}{X_{cф} - X_{Lф}} = \frac{1 \,/ \omega_1 C_ф}{1 \,/ \omega_1 C_ф - \omega_1 L_ф} = \frac{1}{1 - \omega_1{}^2 L_ф C_ф} \qquad (17)$$

Переходя к амплитудным значениям напряжений, получим

$$U_{1н} = U_1 \left| \frac{1}{1 - \omega_1{}^2 L_ф C_ф} \right| \qquad (18)$$

Отсюда найдем коэффициент сглаживания Г-образного фильтра

$$K_c = \frac{U}{U_{1н}} = \omega_1{}^2 L_ф C_ф - 1 \qquad (19)$$

Из формулы (19) можно определить значение произведения $L_ф C_ф$, необходимого для обеспечения заданного коэффициента сглаживания:

$$L_ф C_ф = (K_c + 1) / \omega_1{}^2 \qquad (20)$$

Г-образный LC-фильтр удобно применять при больших токах нагрузки, так как потери мощности в дросселе незначительны. При малых значениях выпрямленного тока ($I_н \le 50$ мА) часто используют Г-образный RC-фильтр, приведенный на рис. 1,г.

Достоинствами RC-фильтра являются небольшие габариты, вес и стоимость. К недостаткам следует отнести большие потери мощности и падение напряжения на резисторе $R_ф$. Коэффициент сглаживания RC-фильтра определяется формулой

$$K_c = \omega_1 R_ф C_ф \frac{R_н}{R_н + R_ф} \qquad (21)$$

Для обеспечения допустимых потерь мощности сопротивление резистора $R_ф$, обычно выбирают в пределах (0,2 - 0,4) $R_н$. Для получения больших значений коэффициента сглаживания применяют ***многозвенные*** фильтры, представляющие собой по-

следовательное включение отдельных фильтров (звеньев). Коэффициент сглаживания многозвенного фильтра $К_{с.мф}$ определяется произведением коэффициентов сглаживания отдельных фильтров. Например,

$$К_{с.ф} = К_{с1} К_{с2} ... К_{сп}, \quad (22)$$

где n — число отдельных фильтров.

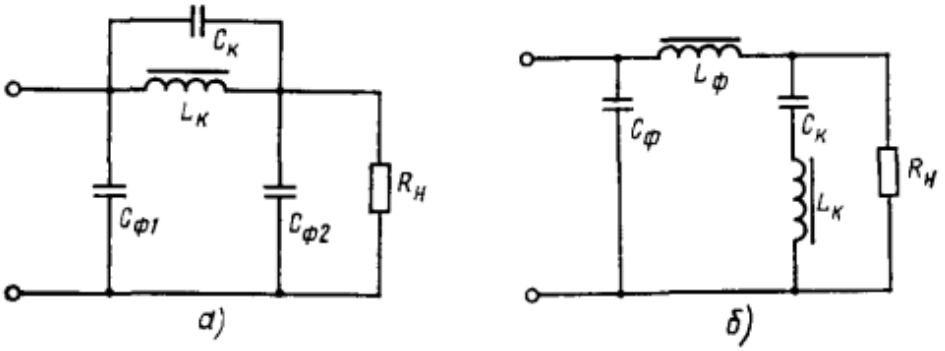

Рис. 2

П-образный фильтр, изображенный на рис. 1.д, представляет собой последовательное включение емкостного и Г-образного LC-фильтра. Коэффициент сглаживания П-образного фильтра в соответствии с формулой (22) определяется выражением

$$К_{сп} = К_{се} К_{сг}, \quad (23)$$

где $К_{се}$, $К_{ст}$ — коэффициенты сглаживания емкостного и Г-образного LC-фильтра. Подставляя в формулу (23) выражения для коэффициентов сглаживания $К_{се}$ и $К_{ст}$ из (14) и (19), будем иметь

$$К_{сп} = \omega_1 R_н \, С_{ф1} \, (\omega_1{}^2 \, L_ф \, С_ф - 1) \quad (24)$$

Из этой формулы следует, что максимальное значение коэффициента сглаживания П-образного фильтра получается при $С_{ф1} = С_{ф2}$.

Высоким коэффициентом сглаживания обладают ***резонансные*** фильтры. В схеме резонансного П-образного фильтра, приведенной на рис. 2,а, вместо индуктивности $L_ф$ последовательно с нагрузкой включен параллельный резонансный контур, состоящий из индуктивности $L_к$ и емкости $С_к$.

На частоте основной гармоники выпрямленного тока при $1/(\omega_1 С_к) = \omega_1 L_к$ резонансное сопротивление контура велико и основная гармоника тока не проходит в нагрузку. Для постоянной составляющей выпрямленного тока контур представляет собой малое сопротивление, поэтому потери постоянной составляющей в контуре невелики, т. е. $U_0 \approx U_к$.

Схема П-образного резонансного фильтра, изображенная на рис. 2, б, использует резонанс последовательного колебательного контура, состоящего из индуктивности $L_к$ и емкости $С_к$. На частоте основной гармоники выпрямленного тока при

$$1/(\omega_1 С_к) = \omega_1 L_к \quad (25)$$

резонансное сопротивление контура мало, основная гармоника тока шунтируется контуром, а постоянная составляющая почти без потерь проходит в нагрузку.

Недостатком резонансных фильтров является уменьшение коэффициента $К_с$ при изменении частоты питающей сети.

В настоящее время широко применяют ***активные*** сглаживающие фильтры на транзисторах, позволяющие исключить нетехнологичные катушки индуктивности и снизить тем самым габариты, массу и стоимость источников питания.

На рис. 3,а приведена схема активного фильтра, в которой нагрузка включена в эмиттерную цепь транзистора, благодаря чему схема имеет малое выходное сопротивление и малочувствительна к изменениям тока нагрузки.

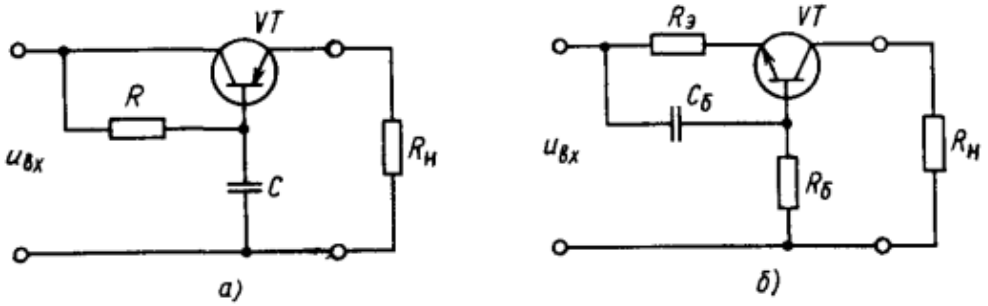

Рис. 3

При действии постоянного напряжения на входе фильтра $U_{вх0}$ выходное напряжение

$$|U_{вых0}| = |U_{вх0}| - |U_{кэ0}| \qquad (26)$$

Для переменной составляющей выходного напряжения можно записать

$$\dot{u}_{вых\sim} = \dot{u}_c + \dot{u}_{эб} \qquad (27)$$

где

$$\dot{u}_c = \frac{u_{вх\sim} X_c}{X_c + R},\ X_c = \frac{1}{j\omega C}$$

При повышении частоты переменного сигнала напряжение на конденсаторе u_c падает, а напряжение на эмиттерном переходе $u_{эб}$ изменяется мало. Следовательно, уменьшается и переменное напряжение $u_{вых\sim}$, т. е. в схеме подавляется переменная составляющая входного сигнала $u_{вх\sim}$. Для подавления сигнала с граничной частотой $f_{гр}$ необходимо выполнить условие

$$\frac{1}{2\pi f_{гр} C} \ll R \qquad \text{или} \qquad \frac{1}{2\pi f_{гр} C} \ll \tau = RC$$

Чем больше постоянная времени τ, тем ниже граничная частота $f_{гр}$ переменного сигнала, подавляемого в схеме.

Недостатком активного фильтра (рис. 3,а) является чувствительность к перегрузкам. При коротком замыкании $R_н$ транзистор неизбежно выходит из строя.

На рис. 3, б приведена схема простейшего активного фильтра с включением нагрузочного резистора в коллекторную цепь транзистора, благодаря чему происходит усиление постоянной составляющей входного напряжения. Переменный входной сигнал не приводит к изменению напряжения иэе, а следовательно, и не усиливается транзистором, если постоянная времени $\tau_б = R_б C_б$ во много раз больше периода пульсации самой низкой частоты. Резистор R3 осуществляет термостабилизацию режима работы транзистора.

Задачи

1. Определить обратное напряжение для диода в однополупериодном выпрямителе с емкостным фильтром, если напряжение на вторичной обмотке трансформатора равно 200 В, а выпрямитель работает в холостом режиме.
2. В двухполупериодном выпрямителе фильтр имеет конденсатор емкостью 30 мкФ и дроссель индуктивностью 2 Гн. Найти сопротивление конденсатора и дросселя для фильтрации переменной составляющей выпрямленного тока с частотой f = 50 Гц.
3. Определить напряжение на резисторе $R_н = 900$ Ом и найти коэффициент передачи по напряжению для схемы рис. 1,а, если напряжение на входе $U_{вх}$ постоянно по величине и равно 100 В, индуктивность L = 2 Гн, активное сопротивление катушки R = 100 Ом, емкость C = 100 мкФ.
4. Определить напряжение на нагрузочном резисторе $R_н = 100$ Ом и найти коэффициент передачи по напряжению для схемы рис. 1,а, если на входе действует источник напряжения $U_{вх} = 100$ В с частотой f = 50 Гц, L = 2 Гн, C = 100 мкФ.

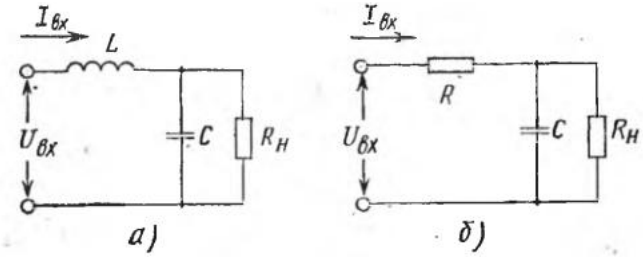

Рис. 1

5. Определить коэффициент передачи Г-образного LC-фильтра, приведенного на рис. 2, а, если L = 10 Гн, C = 200 мкФ, f = 50 Гц. Задачу решить в общем виде и численно.

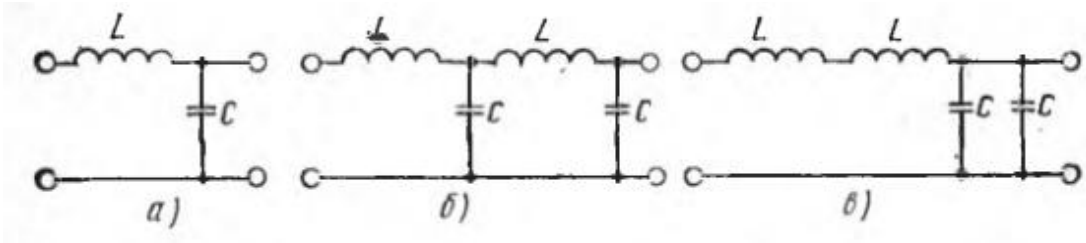

Рис. 2

6. Определить коэффициент передачи фильтров, приведенных на рис. 2, б, в, если известно, что L = 1 Гн, C = 200 мкФ, f = 50 Гц. Сравните полученные результаты и ответьте, какая из рассчитанных схем лучше выполняет функции фильтра.

Литература

1. Королев Г. В. Электронные устройства автоматики: Учеб. пособие.— 2-е изд., перераб. и доп. — М.: Высш. ш к .— 1991. — 256 с.
2. Долженко О. В., Королев Г. В. Сборник задач, вопросов и упражнений по радиоэлектронике: Учеб. пособие для сред. ПТУ.— 2-е изд., перераб. и доп. — М.: Высш. шк., 1986. — 103 с.