



1.13. СГЛАЖИВАЮЩИЕ ФИЛЬТРЫ В ИСТОЧНИКАХ ЭЛЕКТРОПИТАНИЯ

Сглаживающие фильтры в ИЭП применяются для снижения переменной составляющей выпрямленного напряжения. Как правило, они включаются между выпрямителем и нагрузкой.

На практике наибольшее распространение получили фильтры с двумя компонентами, включенными по Г-образной схеме, варианты которой приведены на рис. 1.13.1. Последовательный компонент обладает большим сопротивлением переменному току, а параллельный компонент — малым сопротивлением переменному току. В качестве последовательного компонента используется резистор или дроссель. Недостатком резисторов в схемах сглаживающих фильтров является большая потеря мощности по постоянному току [4].

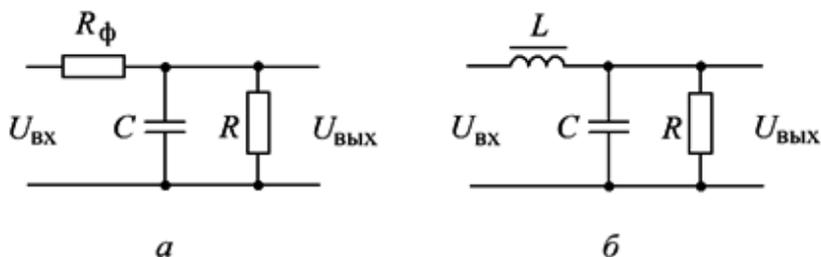


Рис. 1.13.1. Схемы активно-емкостного (а) индуктивно-емкостного (б) фильтров

Одной из основных характеристик фильтра является коэффициент сглаживания пульсации, равный отношению коэффициента пульсации $k_{п.вх}$ на входе фильтра к коэффициенту пульсации $k_{п.вых}$ на выходе фильтра:

$$q = k_{п.вх}/k_{п.вых} ,$$

где $k_{п.вх} = U_{вх.пер}/U_{вх.пост}$; $k_{п.вых} = U_{вых.пер}/U_{вых.пост}$; $U_{вх.пер}$ и $U_{вх.пост}$ – переменная и постоянная составляющие входного напряжения фильтра; $U_{вых.пер}$ и $U_{вых.пост}$ – переменная и постоянная составляющие выходного напряжения фильтра.



В ряде случаев к ИЭП предъявляются требования по уровню гармонических составляющих выходного напряжения. При этом необходимо обеспечить коэффициент сглаживания пульсации q_k для каждой k -й гармоники сглаживаемого напряжения:

$$q_k = k_{\text{вх.г}}/k_{\text{вых.г}},$$

где $k_{\text{вх.г}} = U_{\text{вх.к}}/U_{\text{вх.пост}}$; $k_{\text{вых.г}} = U_{\text{вых.к}}/U_{\text{вых.пост}}$; $U_{\text{вх.к}}$ и $U_{\text{вых.к}}$ – амплитуды k -й гармоники переменной составляющей входного и выходного напряжений.

Коэффициент q_k не зависит от формы входного напряжения фильтра.

Представим входное $U_{\text{вх}}$ и выходное $U_{\text{вых}}$ напряжения фильтра в виде рядов Фурье, т. е. в виде суммы постоянных составляющих и гармоник с частотами $k\omega_{\text{п}}$:

$$U_{\text{вх}} = U_{\text{вх.пост}} + U_{\text{вх1}} \cos(\omega_{\text{п}}t + \varphi_1) + U_{\text{вх2}} \cos(2\omega_{\text{п}}t + \varphi_2) + \dots;$$

$$U_{\text{вых}} = U_{\text{вых.пост}} + U_{\text{вых1}} \cos(\omega_{\text{п}}t + \psi_1) + U_{\text{вых2}} \cos(2\omega_{\text{п}}t + \psi_2) + \dots$$

Здесь $\omega_{\text{п}} = m\omega_{\text{вх}}$ – основная гармоника частоты пульсации; m – число фаз выпрямителя; $\omega_{\text{вх}}$ – частота тока входного напряжения.

Поскольку фильтр является линейной системой, то можно оценить для определенной k -й гармоники отношение амплитуд $U_{\text{вх.к}}$ и $U_{\text{всх.к}}$. Если принять, что потери в фильтре отсутствуют, то постоянные составляющие входного и выходного напряжений будут равны:

$$U_{\text{вх.пост}} = U_{\text{вых.пост}}$$

В этом случае для схемы, приведенной на рис. 1.10,1б, k -я гармоника выходного напряжения может быть представлена выражением:

$$U_{\text{вых}k} = \frac{U_{\text{вх}k}}{|jk\omega_{\text{п}}L + R/(1 + jk\omega_{\text{п}}CR)|} \frac{R}{|1 + jk\omega_{\text{п}}CR|} =$$



$$= \frac{U_{\text{вх } k}}{|1 + jk\omega_{\text{п}}L/R - (k\omega_{\text{п}})^2LC|}.$$

Емкость конденсатора фильтра выбирается из условия:

$$k\omega_{\text{п}}CR \gg 1.$$

С учетом этого неравенства выражение для k -й гармоники можно упростить и привести к виду:

$$U_{\text{вых } k} \approx \frac{U_{\text{вх } k}}{|1 - (k\omega_{\text{п}})^2LC|}.$$

Тогда коэффициент сглаживания k -й гармоники становится равным:

$$q_k = \frac{U_{\text{вх } k}}{U_{\text{вых } k}} \approx k^2\omega_{\text{п}}^2LC - 1.$$

Резонансная частота фильтра $\omega_{\text{ф}}$ должна быть существенно меньше частоты первой гармоники пульсации $\omega_{\text{п}}$. Ее можно определить по следующей формуле:

$$\omega_{\text{ф}} = 1/\sqrt{LC}.$$

Отсюда следует, что частоты переменных составляющих входного напряжения фильтра должны быть существенно больше его резонансной частоты.

Сравнение точной (1.13.1) и приближенной (1.13.2) зависимостей для $U_{\text{вых}}$ показывает, что в выражении (1.13.3) отсутствует составляющая, характеризующая затухание контура. Следовательно, принятое неравенство (1.13.2) является условием минимальных потерь в контуре. При проектировании фильтра необходимо учитывать, что в колебательном контуре со слабым затуханием могут иметь место сравнительно длительные переходные процессы.

В схеме фильтра, представленной на рис. 1.13.1, a , выходное напряжение не равно входному:

$$U_{\text{вых}} = U_{\text{вх}}R/(R + R_{\text{ф}}).$$



При этом k -я гармоника выходного напряжения определяется зависимостью:

$$U_{\text{вых } k} \approx \frac{U_{\text{вх } k}}{|R_{\phi} + R/(1 + jk\omega_{\text{п}}CR)|} \frac{R}{|1 + jk\omega_{\text{п}}CR|} =$$
$$= \frac{R}{R_{\phi} + R} \frac{U_{\text{вх } k}}{\left[1 + \left(\frac{jk\omega_{\text{п}}CRR_{\phi}}{R_{\phi} + R}\right)^2\right]^{1/2}}.$$

Выражение для коэффициента сглаживания пульсации имеет вид:

$$q_k = \sqrt{1 + \left(\frac{jk\omega_{\text{п}}CRR_{\phi}}{R_{\phi} + R}\right)^2} \approx 1 + \frac{k\omega_{\text{п}}CRR_{\phi}}{R_{\phi} + R}.$$

В схеме на рис. 1.10,1а можно пренебречь потерями в конденсаторе, так как сопротивление конденсатора значительно больше сопротивления нагрузки. С учетом минимальных размеров и емкости конденсатора C сопротивление резистора R_{ϕ} обычно выбирается из условия минимальных потерь мощности:

$$R_{\phi} \ll R.$$

Кроме того, резистор должен обеспечить заданное сглаживание первой гармоники пульсации. Это условие обеспечивается выполнением неравенства:

$$\omega_{\text{п}}CR_{\phi} \gg 1.$$

Обычно RC -фильтр (см. рис. 1.13.1, а) применяется в схемах с большим сопротивлением R . При больших токах нагрузки, когда сопротивление R мало, применяется LC -фильтр (см. рис. 1.13.1, б).

Сглаживающий фильтр, содержащий дроссель и конденсатор, представляет собой колебательный контур. Возле своих собственных резонансных частот этот контур может иметь отрицательный



коэффициент затухания, т. е. может привести к усилению помехи. Режим резонанса может возникнуть в контуре, образованном реактивными компонентами передающих и приемных устройств вместе с реактивными компонентами фильтра. Для устранения этого явления собственные резонансные частоты смещают в сторону от резонансных колебаний (например, при помощи многоступенчатых фильтров) либо ослабляют резонансные колебания (например, при помощи сопротивлений, диэлектриков, магнетиков). При наличии в схеме реактивных компонентов наряду с результирующими частотами имеют место индивидуальные собственные частоты отдельных компонентов, вызванные их паразитными параметрами.

Дроссели сглаживающих фильтров являются индуктивными компонентами при частотах ниже их собственной частоты, выше которой они шунтируются паразитной межвитковой емкостью. Для повышения собственной частоты емкость обмотки дросселя стараются сделать как можно меньшей. Паразитная емкость секционированных катушек индуктивностей определяется в основном подводными проводами, поэтому длину последних делают возможно минимальной. Монтаж LC -фильтров в схемах источников также стараются делать короткими проводами.

Сглаживающие фильтры на транзисторах отличаются относительно большими КПД и коэффициентом сглаживания. Действие их определяется тем, что сопротивление транзистора цепи эмиттер-коллектор для переменной составляющей выпрямленного тока значительно больше, чем для постоянной составляющей. Для увеличения коэффициента сглаживания используют составной транзистор, состоящий из включенных по схеме Дарлингтона силового и согласующего транзисторов.