

ВЫПРЯМИТЕЛЬ С ЕМКОСТНЫМ ФИЛЬТРОМ

Канд. техн. наук, доц. БЛАДЫКО Ю. В.

Белорусский национальный технический университет

Существующие методы расчета выпрямителя ориентированы на ручной счет, поэтому они основаны на ряде допущений и упрощений. Так, в [1] допускается, что диоды идеальные, также не учитываются все предвключенные сопротивления (сопротивления трансформатора, линии электропередачи). Метод Б. П. Терентьева [2], применяемый в проектной практике [3], основывается на допущении, что емкость конденсатора фильтра бесконечно большая, вследствие чего напряжение на нагрузке можно считать постоянным по величине. При таком допущении импульс анодного тока симметричен.

При работе на нагрузку, потребляющую небольшие токи от выпрямителя, часто используют фильтры, включающие конденсатор; в наиболее простом виде – это *C*-фильтры. Такие фильтры для выпрямителя представляют емкостную нагрузку, которая заметно изменяет характер процессов в вентильном комплекте.

В настоящей работе приводится алгоритм расчета среднего значения выпрямленного сглаженного напряжения с учетом конечных значений емкости фильтра и сопротивлений трансформатора и диодов (рис. 1).

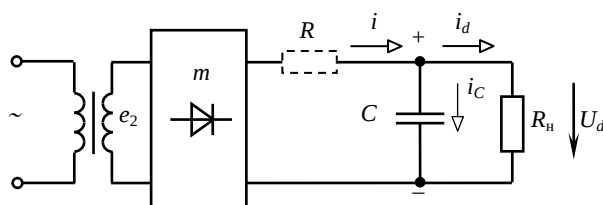


Рис. 1. Расчетная схема выпрямителя с емкостным фильтром

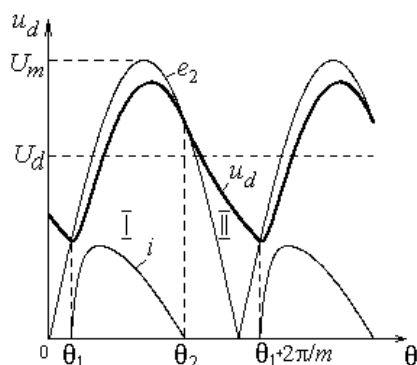


Рис. 2. Сглаживание емкостным фильтром при двухполупериодном выпрямлении

Форма напряжения на выходе выпрямителя при отсутствии емкости (случай чисто активной нагрузки) представляет собой пульсирующую кривую, состоящую из положительных полупериодов синусоиды. При включении на выходе выпрямителя емкости *C* происходят периодический заряд емкости током трансформатора и ее последующий разряд на нагрузочное сопротивление *R_н* (рис. 2).

На интервале $\theta_1 - \theta_2$ (участок I, рис. 2) мгновенное значение напряжения u_d на

нагрузке меньше, чем ЭДС e_2 вторичной обмотки трансформатора, на величину потерь напряжения на внутренних сопротивлениях трансформатора и вентиля R . К вентилю приложено напряжение в проводящем направлении, и в цепи выпрямителя протекает ток i .

В момент θ_2 напряжение на конденсаторе становится равным ЭДС вторичной обмотки, ток через вентиль падает до нуля. Заряд конденсатора прекращается, и начинается его разряд на сопротивление нагрузки R_n (участок II, рис. 2). Напряжение на конденсаторе при разряде падает по экспоненциальной кривой, наклон которой зависит от величины сопротивления нагрузки R_n и емкости конденсатора C .

Разряд конденсатора длится до тех пор, пока ЭДС вторичной обмотки трансформатора вновь не становится равной напряжению на конденсаторе. В следующие моменты времени ЭДС вторичной обмотки превышает напряжение на конденсаторе, и процесс заряда конденсатора повторяется.

Таким образом, при емкостной нагрузке выпрямитель отличается по сравнению с выпрямителем с активной нагрузкой:

- малая длительность и большая амплитуда анодного тока;
- увеличенное выходное напряжение;
- малые пульсации выходного напряжения;
- сильная зависимость среднего значения выходного напряжения от сопротивления нагрузки и емкости конденсатора.

Для упрощения расчета будем считать внутреннее сопротивление вентиля R_v постоянным, не зависящим от тока, а сопротивление трансформатора, приведенного ко вторичной обмотке, – чисто активным:

$$R_{тр} = R'_1 + R_2,$$

где R'_1 и R_2 – активные сопротивления первичной и вторичной обмоток трансформатора.

Сопротивление фазы выпрямителя равно сумме внутренних сопротивлений вентиля и трансформатора

$$R = \frac{m_1}{m_2} R_v + R_{тр},$$

где m_1 – количество вентиля, включенных последовательно (например, при мостовой схеме $m_1 = 2$); m_2 – количество вентиля, включенных параллельно.

ЭДС вторичной обмотки трансформатора изменяется по синусоидальному закону (рис. 2)

$$e_2 = U_m \sin \theta,$$

где $\theta = \omega t$ – фаза напряжения; $U_m = U_2 \sqrt{2}$ – амплитуда ЭДС вторичной обмотки; U_2 – действующее значение напряжения вторичной обмотки трансформатора.

Проанализируем процесс заряда конденсатора (участок I, рис. 2). Закон изменения напряжения по классическому методу расчета переходных процессов запишем как

$$u_{C_1}(\theta) = U_{Cm} \sin(\theta - \varphi_1) + Ae^{\frac{\theta_1 - \theta}{\omega\tau_1}},$$

$$\text{где } U_{Cm} = \frac{U_m}{\sqrt{(RB_C)^2 + \left(\frac{R}{R_i} + 1\right)^2}}; B_C = \omega C; A = U_{Cm} \sin(\varphi_1 - \theta_1) + U_m \sin \theta_1 -$$

постоянная интегрирования; τ_1 – постоянная времени цепи заряда конденсатора; $\omega\tau_1 = B_C \frac{R_n R}{R_n + R}$; $\varphi_1 = \arctg \omega\tau_1$.

Закон изменения тока на интервале $\theta_1 - \theta_2$

$$i(\theta) = B_C \frac{du_{C_1}(\theta)}{d\theta} + \frac{u_{C_1}(\theta)}{R_n} = U_{Cm} B_C \cos(\theta - \varphi_1) - \frac{AB_C}{\omega\tau_1} e^{\frac{\theta_1 - \theta}{\omega\tau_1}} + \frac{u_{C_1}(\theta)}{R_n}.$$

Закон изменения напряжения при разряде конденсатора (участок II, рис. 2)

$$u_{C_{II}}(\theta) = U_m \sin \theta_2 e^{\frac{\theta_2 - \theta}{\omega\tau_2}},$$

где τ_2 – постоянная времени цепи разряда конденсатора; $\omega\tau_2 = R_n B_C$.

Неизвестные фазы θ_1 и θ_2 определяются из условий $i(\theta_2) = 0$ и $u_{C_1}(\theta_1) = u_{C_{II}}(\theta_1 + 2\pi/m)$. В результате получается система трансцендентных уравнений:

$$U_{Cm} Y R \sin(\theta_2 - \varphi_1 + \varphi_2) = Ae^{\frac{\theta_1 - \theta_2}{\omega\tau_1}};$$

$$\sin \theta_1 = \sin \theta_2 e^{\frac{\theta_2 - \theta_1 - 2\pi/m}{\omega\tau_2}},$$

где $Y = \sqrt{\frac{1}{R_i^2} + B_C^2}$; $\varphi_2 = \arctg \omega\tau_2$; m – параметр выпрямителя, равный количеству полупериодов тока, пропускаемых вентилями через нагрузку в течение периода: $m = 1$ – для схем однополупериодного выпрямления; $m = 2$ – для схем двухполупериодного выпрямления.

Трансцендентные уравнения решаются методом простой итерации относительно неизвестных фаз θ_1 и θ_2 .

Среднее значение напряжения:

$$\begin{aligned} U_d &= \frac{m}{2\pi} \left(\int_{\theta_1}^{\theta_2} u_{C_1}(\theta) d\theta + \int_{\theta_2}^{\theta_1 + 2\pi/m} u_{C_{II}}(\theta) d\theta \right) = \\ &= \frac{m}{2\pi} \left[U_{Cm} (\cos(\theta_1 - \varphi_1) - \cos(\theta_2 - \varphi_1)) + \right. \\ &\quad \left. + A\omega\tau_1 \left(1 - e^{\frac{\theta_1 - \theta_2}{\omega\tau_1}} \right) + U_m \sin \theta_2 \omega\tau_2 \left(1 - e^{\frac{\theta_2 - \theta_1 - 2\pi/m}{\omega\tau_2}} \right) \right]. \end{aligned}$$

По разработанному алгоритму разработана программа расчета на ЭВМ среднего значения выпрямленного сглаженного напряжения, по которой были выполнены расчеты в широком диапазоне изменения исходных данных.

На рис. 3 приведены внешние характеристики выпрямителя с емкостным фильтром для разных схем и значений емкостей. Экспериментальные кривые отличаются от расчетных не более чем на 3 %. В режиме холостого хода среднее значение напряжения стремится к амплитудному $U_d = U_m$.

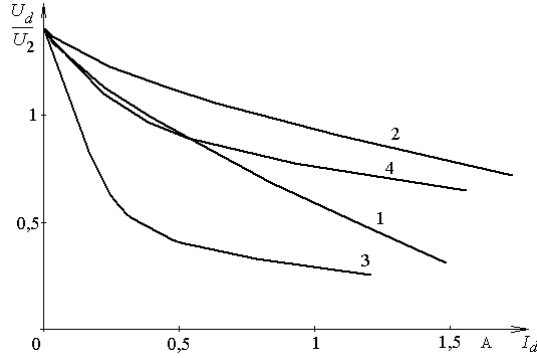


Рис. 3. Внешние характеристики выпрямителя с емкостным фильтром при:
1 – $m = 1$, $C = 1000$ мкФ; 2 – 2, 1000 мкФ; 3 – 1, 100 мкФ; 4 – 2, 100 мкФ.
Исходные данные: $R = 4$ Ом; $f = 50$ Гц; $U_2 = 24$ В

Зависимость выпрямленного напряжения U_d от емкости конденсатора C представлена на рис. 4. В случае бесконечной емкости конденсатора ($C = \infty$) U_d можно рассчитать методом, употребляемым на практике при расчете выпрямителей [2]. Как видно из рисунка, только при значениях $C \geq 1000$ мкФ погрешность расчета U_d по двум методам отличается не более чем на 2 %. При отсутствии емкостного фильтра ($C = 0$) напряжение можно вычислить по формуле

$$U_d = U_m \frac{m}{\pi} \frac{R_H}{R_H + R}.$$

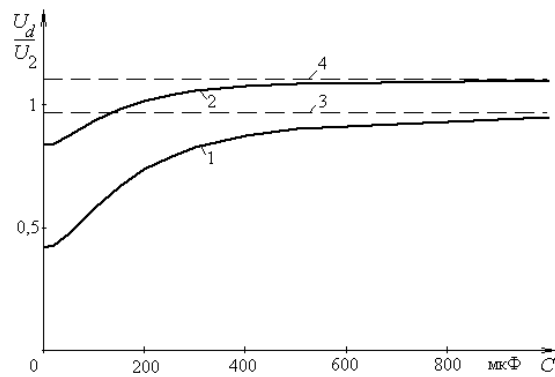


Рис. 4. Зависимость напряжения выпрямителя от емкости: 1 – при $m = 1$; 2 – 2;
3 – 1, метод [2]; 4 – при $m = 2$, метод [2]. Исходные данные: $R = 4$ Ом; $R_H = 50$ Ом;
 $f = 50$ Гц; $U_2 = 24$ В

Амплитуда m -й гармоники $U_{dm} = \sqrt{S_m^2 + C_m^2}$,

где

$$S_m = \frac{m}{\pi} \left(\int_{\theta_1}^{\theta_2} u_{C_1}(\theta) \sin(m\theta) d\theta + \int_{\theta_2}^{\theta_1 + 2\pi/m} u_{C_2}(\theta) \sin(m\theta) d\theta \right);$$

$$C_m = \frac{m}{\pi} \left(\int_{\theta_1}^{\theta_2} u_{C_1}(\theta) \cos(m\theta) d\theta + \int_{\theta_2}^{\theta_1 + 2\pi/m} u_{C_2}(\theta) \cos(m\theta) d\theta \right).$$

При программировании в MathCAD расчет U_{dm} можно выполнить, используя встроенную функцию $fft(u_d)$.

Выпрямитель дает коэффициент пульсаций напряжения

$$K_{nm} = \frac{U_{dm}}{U_d}.$$

Оценку сглаживающего действия фильтра производят по величине коэффициента сглаживания

$$K_{cr(m)} = \frac{K_{n1m}}{K_{nm}},$$

где $K_{cr(m)}$ – коэффициент сглаживания фильтра по гармонике пульсаций m ; K_{n1m} – коэффициент пульсаций до установки фильтра ($K_{n1m} = \pi/2$ при $m = 1$; $K_{n1m} = 2/(m^2 - 1)$ при $m \geq 2$); K_{nm} – то же после установки фильтра.

Оценить коэффициент сглаживания можно приближенно по формуле

$$K_{cr(m)} \approx 0,8\omega CR_n,$$

где коэффициент 0,8 учитывает влияние C -фильтра на процессы в вентилях.

ВЫВОДЫ

1. Разработан алгоритм расчета среднего значения напряжения выпрямителя с емкостным фильтром, работающего на активную нагрузку, с учетом конечных значений емкости конденсатора фильтра и сопротивления фазы выпрямителя.

2. Разработана программа расчета на ЭВМ среднего значения выпрямленного сглаженного напряжения.

3. Результаты расчета по программе сравнивались с результатами, полученными по существующим методикам и опытным путем. Указаны пределы применимости упрощенных методов. Отмечено хорошее совпадение результатов с экспериментальными данными.

ЛИТЕРАТУРА

1. Теоретические основы электротехники. Нелинейные электрические цепи. Электромагнитное поле / Г. И. Атабеков [и др.]; под ред. Г. И. Атабекова – СПб.: Лань, 2009. – 432 с.
2. Терентьев, Б. П. Электропитание радиоустройств / Б. П. Терентьев. – М.: Связь-издат, 1958. – 240 с.
3. Руденко, В. С. Основы преобразовательной техники / В. С. Руденко, В. И. Сенько, И. М. Чиженко. – М.: Высш. шк., 1980. – 424 с.

Представлена кафедрой
электротехники и электроники

Поступила 10.05.2010