

# ОДНОФАЗНЫЕ КОРРЕКТОРЫ КОЭФФИЦИЕНТА МОЩНОСТИ В СИСТЕМАХ ВТОРИЧНОГО ЭЛЕКТРОПИТАНИЯ

Как известно, преобразование электроэнергии характеризуется коэффициентом мощности (КМ), который определяет количество активной энергии, передаваемой потребителю. Понятно, что КМ должен быть близок к единице, а для этого необходимо, чтобы из сети потреблялся ток, совпадающий по форме и фазе с напряжением сети. Поскольку современные системы вторичного электропитания – это импульсные устройства, они в значительной степени искажают гармонический состав потребляемого тока. Для улучшения гармонического состава и служит корректор коэффициента мощности (ККМ), и практически любая система вторичного электропитания его содержит. ККМ может быть выполнен в виде отдельного устройства, а может совмещаться с выпрямителем. Авторами выведены основные соотношения, необходимые для анализа выпрямителей с ККМ, и предложена реализация алгоритмов управления высокочастотными выпрямителями.

**Высокочастотные выпрямители.** Классическим решением проблемы улучшения гармонического состава потребляемого тока может служить применение входных фильтров. Однако, так как частота питающей сети достаточно мала, массогабаритные показатели фильтров будут большими. Для их снижения необходимо увеличить рабочую частоту, для чего в схему вводят силовой ключ (S), управляемый по определенному закону (рис. 1). В результате дроссель фильтра может выполнять две функции: фильтровать выходное напряжение и обеспечивать необходимую форму потребляемого тока. Когда ключ закрыт, энергия передается в нагрузку, и при этом дроссель выполняет функцию фильтра. Когда же ключ открыт, сеть работает на дроссель. Поскольку время открытого состояния достаточно мало, ток через дроссель изменяется незначительно. Если при этом обеспечить определенный закон управления ключом, то ток через дроссель можно максимально приблизить к форме

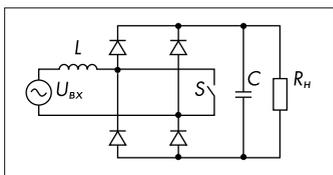


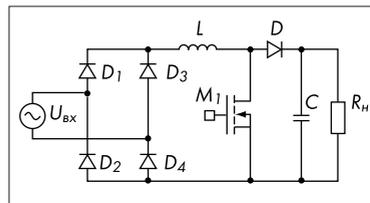
Рис. 1. Выпрямитель с ККМ с входным дросселем

сетевое напряжения. Такой выпрямитель является повышающим. Силовой ключ должен быть двунаправленным.

Наиболее широкое применение нашли схемы выпрямителя в сочетании с DC/DC-преобразователем, где преобразователь

М.Кастров,  
А.Герасимов,  
Г.Малышков

работает как корректор мощности. При этом наибольшее распространение получил повышающий преобразователь. Схема такого выпрямителя с обычным однонаправленным ключом приведена на рис. 2. Принцип его работы аналогичен действию выпрямителя, показанного на рис. 1.



**Вывод основных соотношений для режима неперывного тока в дросселе.** Форма тока идеального выпрямителя должна быть такой же, как у входного напряжения. Следовательно, необходимо, чтобы в любой момент времени потребляемый ток соответствовал выражению

$$i_{BX}(t) = \frac{u_{BX}(t)}{R_e(t)}, \quad (1)$$

где  $R_e$  – эквивалентное сопротивление выпрямителя.

Мощность, которая передается нагрузке, т.е. мощность, "выделяемая" на  $R_e$ , равна

$$P = \frac{U_{BX\ RMS}^2}{\{R_e\}},$$

где  $\{R_e\}$  – среднее значение.

Эта мощность регулируется путем изменения  $R_e$ . Идеальный выпрямитель не должен содержать внутренних источников потерь и аккумуляторов энергии. Таким образом, мгновенная мощность определяется как

$$p(t) = \frac{u_{BX}^2(t)}{R_e(t)}. \quad (2)$$

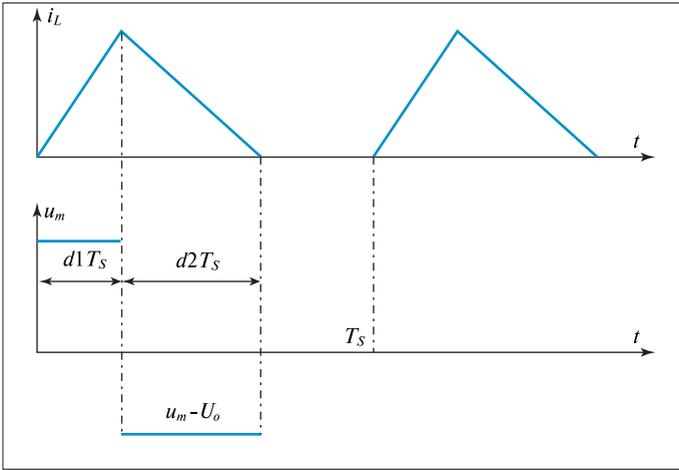
Для идеального выпрямителя

$$U_o i_o(t) = \frac{U_{BX}^2(t)}{R_e(t)},$$

где  $U_o, i_o$  – соответственно выходное напряжение и ток нагрузки. Если нагрузка имеет резистивный характер, то

$$\frac{U_o}{U_{BX\ rms}} = \sqrt{\frac{R}{R_e}}. \quad (3)$$

Любой преобразователь принято характеризовать коэффициентом передачи  $M$ , который зависит от коэффициента заполнения импульсов. Для выпрямителя с ККМ в качестве коэффициента передачи берется коэффициент передачи DC/DC-преобразователя. Таким образом, если входное напряжение составляет



**Рис.3. Диаграмма тока дросселя в режиме разрывного тока**

$$u_{Bx}(t) = U_{Bx} \sin(\omega t), \text{ а напряжение после мостового выпрямителя —}$$

$$u_m(t) = U_{Bx} |\sin(\omega t)|, \text{ то } M(t) = \frac{U_o}{u_m(t)} = \frac{U_o}{U_{Bx} |\sin(\omega t)|}. \quad (4)$$

Из этого выражения следует, чтобы избежать искажений потребляемого тока около пересечения входным напряжением нуля, необходимо, чтобы коэффициент  $M(t)$  мог достигать значения бесконечности.

Для повышающего преобразователя в составе выпрямителя с ККМ, работающего в режиме непрерывного тока дросселя, имеет место соотношение:

$$M(t) = \frac{1}{1 - d(t)}, \quad (5)$$

где  $d(t)$  – коэффициент заполнения импульсов для силового ключа.

$$\text{Поэтому } d(t) = 1 - \frac{u_m(t)}{U_o}. \quad (6)$$

Пулсации тока дросселя (потребляемого тока) в течение периода коммутации силового ключа ( $T_S$ ) составляют

$$\Delta i_L = \frac{u_m(t) d(t) T_S}{L}. \quad (7)$$

Среднее значение относительно  $T_S$  тока дросселя равно

$$\{i_L(t)\}_{T_S} = \frac{u_m(t)}{R_e(t)}. \quad (8)$$

В любой момент времени должно выполняться условие режима непрерывного тока в дросселе:

$$\{i_L(t)\}_{T_S} > \frac{\Delta i_L(t)}{2}. \quad (9)$$

Используя выражения (7) и (8), получим:  $d(t) < \frac{2L}{R_e T_S}$ .

Тогда, подставив выражение для  $d(t)$  в (6), получим:

$$R_e > \frac{2L}{T_S (1 - u_m(t)/U_o)}. \quad (10)$$

**Вывод основных соотношений для режима разрывного тока в дросселе.** Рассмотрим работу выпрямителя в режиме разрывного тока в дросселе, который имеет место, когда  $u_m(t)$  близко к нулю. На рис.3 представлена диаграмма тока дросселя в этом режиме.

Согласно равенству нулю вольт-секундного баланса напряжения на дросселе относительно периода  $T_S$  длительность интервала  $d2T_S$  составляет

$$\{u_L\}_{T_S} = d1\{u_m\}_{T_S} + d2(\{u_m\}_{T_S} - U_o)$$

$$d2T_S = - \frac{d1\{u_m\}_{T_S}}{\{u_m\}_{T_S} - U_o}. \quad (11)$$

При этом необходимо учесть, что  $d1 = d$ .

Максимальный ток дросселя определяется выражением

$$I_{L \max} = \frac{\{u_m\}_{T_S} d T_S}{L}. \quad (12)$$

Найдем средний (относительно  $T_S$ ) ток дросселя. В течение каждого интервала времени его величина определяется выражениями

$$i_L(t) = \begin{cases} I_{L \max} \frac{t}{dT_S}, & 0 \leq t < dT_S \\ I_{L \max} \left( 1 - \frac{t - dT_S}{d2T_S} \right), & dT_S \leq t < (d + d2)T_S. \end{cases}$$

Среднее значение тока относительно периода  $T_S$  может быть представлено как

$$\{i_L\}_{T_S} = \frac{1}{T_S} \int_0^{T_S} i_L(t) dt. \text{ Тогда}$$

$$\{i_L\}_{T_S} = \frac{\{u_m\}_{T_S} d^2 T_S}{2L} \left( 1 + \frac{\{u_m\}_{T_S}}{U_o - \{u_m\}_{T_S}} \right). \quad (13)$$

Определим регулировочную характеристику в режиме разрывного тока в дросселе. Согласно выражению (3), которое имеет место в любом режиме тока в дросселе,

$$R_e = R \sqrt{\frac{U_{Bx \text{ rms}}}{U_o}}. \quad (14)$$

Так как  $R_e = \frac{\{u_m\}_{T_S}}{\{i_L\}_{T_S}}$ , то имеем

$$\{i_L\}_{T_S} = \frac{\{u_m\}_{T_S}}{R} \sqrt{U_{Bx \text{ rms}} / U_o}. \quad (15)$$

Подставив это выражение в (13), получим:

$$U_o = \frac{1}{8L^2} (U_{Bx \text{ rms}} d^4 T_S^2 R^2 + 8\{u_m\}_{T_S} L^2 + d^2 T_S R \sqrt{U_{Bx \text{ rms}} (U_{Bx \text{ rms}} d^4 T_S^2 R^2 + 16\{u_m\}_{T_S} L^2)}). \quad (16)$$

Найдем условие, при котором происходит переход из режима непрерывного тока в режим разрывного тока. Подставив в условие (9) выражение для пульсаций тока (7) и регулировочную характеристику (16), получим:

$$\frac{2L}{T_S} \{i_L\}_{T_S} > \{u_m\}_{T_S} \left( 1 - \frac{\{u_m\}_{T_S}}{U_o} \right).$$

С учетом того, что  $1 - \frac{\{u_m\}_{T_S}}{U_o} = d$ , и выражения (15) это ус-

ловие можно записать в следующем виде:

$$\frac{2L}{T_S R} \sqrt{\frac{U_{Bx \text{ rms}}}{U_o}} > d. \quad (17)$$

Анализ данного условия показывает, что переход из режима непрерывного тока в разрывной зависит только от  $d$  при неизменных параметрах схемы, таких как выходное напряжение и  $L$ .

Окончательная система выражений для регулировочной характеристики выпрямителя с ККМ имеет вид:

$$U_o = \begin{cases} \frac{\{u_m\}_{T_s}}{1-d}, \frac{2L}{T_s} \{i_L\}_{T_s} > \{u_m\}_{T_s} d \\ \frac{1}{8L^2} (U_{вх\ rms} d^4 T_s^2 R^2 + 8\{u_m\}_{T_s} L^2 + d^2 T_s R \sqrt{U_{вх\ rms} (U_{вх\ rms} d^4 T_s^2 R^2 + 16\{u_m\}_{T_s} L^2)}) \\ \frac{2L}{T_s} \{i_L\}_{T_s} \leq \{u_m\}_{T_s} d \end{cases} \quad (18)$$

где  $\{i_L\}_{T_s} = \frac{\{u_m\}_{T_s}}{R} \sqrt{\frac{U_{вх\ rms}(1-d)}{\{u_m\}_{T_s}}}$ .

Аналогично можно получить систему выражений для коэффициента заполнения:

$$d(t) = \begin{cases} \frac{\{u_m\}_{T_s}}{1-d(t)}, \frac{2L}{T_s} \{i_L\}_{T_s} > \{u_m\}_{T_s} \left(1 - \frac{\{u_m\}_{T_s}}{U_o}\right) \\ \sqrt{\frac{2L \{i_L\}_{T_s} (U_o - \{u_m\}_{T_s})}{\{u_m\}_{T_s} U_o}}, \frac{2L}{T_s} \{i_L\}_{T_s} \leq \{u_m\}_{T_s} \left(1 - \frac{\{u_m\}_{T_s}}{U_o}\right), \end{cases} \quad (19)$$

где  $\{i_L\}_{T_s} = \frac{\{u_m\}_{T_s}}{R} \sqrt{U_{вх\ rms} / U_o}$ .

График зависимости  $d$  от времени в течение полупериода сетевого напряжения представлен на рис. 4а. Зависимость условия

$$\frac{2L}{T_s} \{i_L\}_{T_s} - \{u_m\}_{T_s} \cdot d > 0$$

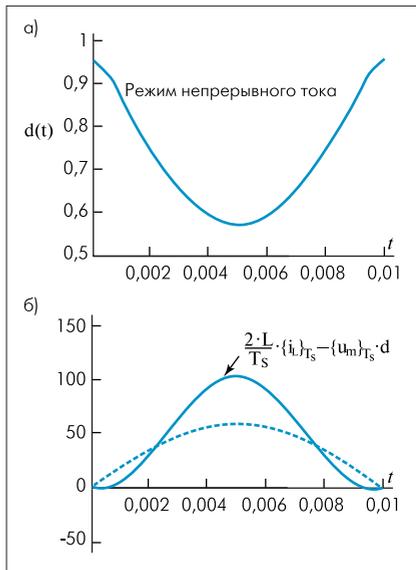
от времени и график входного напряжения приведены на рис. 4б.

Режим разрывного тока характерен при входных напряжениях, близких к нулю. При этом коэффициент заполнения импульсов должен быть близок к единице.

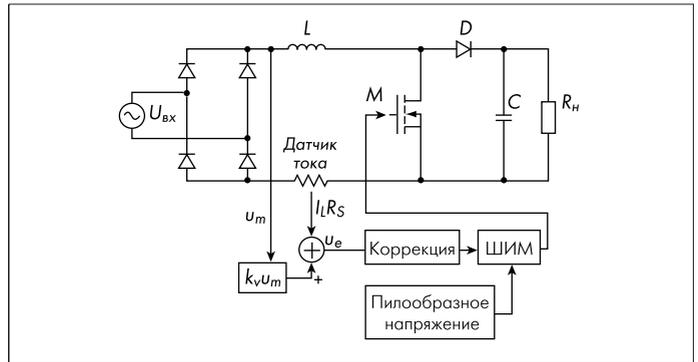
**Реализация алгоритма управления высокочастотным выпрямителем с ККМ без обратной связи.** Один из важных этапов проектирования высокочастотного выпрямителя

– реализация алгоритма управления силовым ключом. Согласно выражению (1)  $i_m(t) \sim U_{вх}(t)$ , что соответствует  $\{i_L(t)\}_{T_s} \sim \{u_m(t)\}_{T_s}$ , где коэффициент пропорциональности –  $R_e$ .

Если на выпрямитель не возлагается задача стабилизации выходного напряжения, то  $R_e$  – постоянная величина. Тогда для реализации алгоритма управления (рис.5) необходимо сравнить ток дросселя и выпрямленное мостовым выпрямителем напряжение



**Рис.4: а) график зависимости  $d$  от времени; б) график входного напряжения**



**Рис.5. Схема реализации алгоритма управления выпрямителем без стабилизации выходного напряжения**

$U_m$  умноженное на постоянный коэффициент  $k_v$ . Полученное таким образом напряжение ошибки  $U_e$  подается на ШИМ-контроллер. При этом в качестве информации о токе дросселя используется сигнал с датчика тока с сопротивлением  $R_s$ . Коэффициент  $k_v$  характеризует параметр  $R_e$ . Рассмотрим зависимость  $R_e$  и  $k_v$ . Согласно (1),

$$i_L(t) = \frac{u_m(t)}{R_e}$$

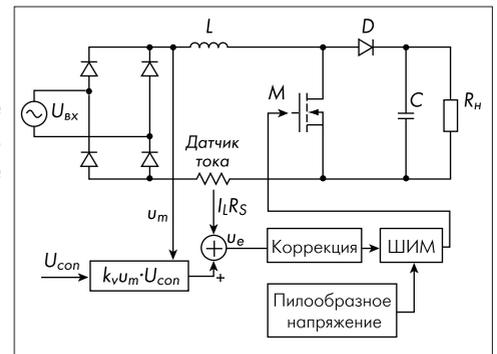
Так как  $R_e = u_m(t)/i_L(t)$ ,  $U_{ref}(t) = k_v u_m(t)$ ,

в установившемся режиме сигнал ошибки близок к нулю, следовательно,  $U_{ref}(t) \approx i_L(t) R_s$  и

$$R_e = \frac{R_s}{k_v} \quad (20)$$

Если учесть (3), то можно определить  $k_v$  (при номинальных значениях выходного тока и напряжения). Однако в данном алгоритме не учитывается изменение выходного напряжения. Изменение тока нагрузки в неявной форме учитывается током  $i_L$ .

**Реализация алгоритма управления высокочастотным выпрямителем с ККМ с обратной связью.** Для



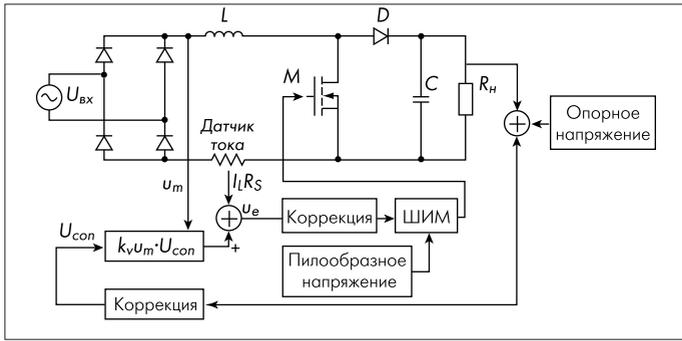
**Рис.6. Схема реализации алгоритма управления высокочастотным выпрямителем с ККМ с обратной связью**

того, чтобы учитывать изменение выходного напряжения, необходимо ввести дополнительный сигнал  $U_{con}$ . Так как в формировании коэффициента заполнения участвует пилообразное напряжение и напряжение, пропорциональное модулю  $\sin(\omega t)$ , то простое суммирование сигнала, характеризующего  $R_e$ , неприемлемо. Стандартным решением этой проблемы является перемножение напряжения  $U_m$  и сигнала, характеризующего изменяющееся  $R_e$ . Схема реализации такого алгоритма представлена на рис.6.

Аналогично выражению (20) можно определить

$$U_{con}(t) = \frac{R_e(t) k_v}{R_s} \quad (21)$$

где  $R_e(t) = U_{вх\ rms}^2 / p_n(t)$ , а  $p_n(t)$  – изменяющаяся мощность нагрузки.



**Рис.7. Функциональная схема выпрямителя с двумя контурами обратной связи**

**Алгоритм управления с множителем и интегратором.** В большинстве случаев требуется стабилизация выходного напряжения. Она необходима для выпрямителя как в составе системы распределённого питания, так и отдельного устройства. Для обеспечения стабилизации вводится второй контур обратной связи по выходному напряжению. Тогда в качестве сигнала  $U_{соп}$  выступает сигнал с усилителя ошибки по выходному напряжению. Функциональная схема выпрямителя с двумя контурами обратной связи показана на рис.7.

При данном алгоритме управления используется множитель напряжения, что усложняет систему управления. Однако возможна и более простая реализация двухконтурной системы управления. Она основана на следующих соотношениях. Допустим, выпрямитель работает в режиме непрерывного тока, тогда, согласно (6),

$$\begin{cases} u_{вх} = (1 - d)U_o, & i_{вх} > 0 \\ u_{вх} = -(1 - d)U_o, & i_{вх} \leq 0, \end{cases}$$

где  $i_{вх}$  – потребляемый ток.

$$\text{Если } \text{sign}(i_{вх}) = \begin{cases} 1, & i_{вх} > 0 \\ -1, & i_{вх} \leq 0 \end{cases}, \text{ тогда } (1 - d)U_o \text{sign}(i_L) \approx u_{вх}.$$

Согласно (1),  $(1 - d)U_o \text{sign}(i_{вх}) = R_e i_{вх}$ .

Поскольку  $\frac{i_{вх}}{\text{sign}(i_{вх})} = |i_{вх}| = i_L$ , то  $(1 - d) \frac{U_o}{R_e} = i_L$ .

Если использовать датчик тока с сопротивлением  $R_S$ , то:

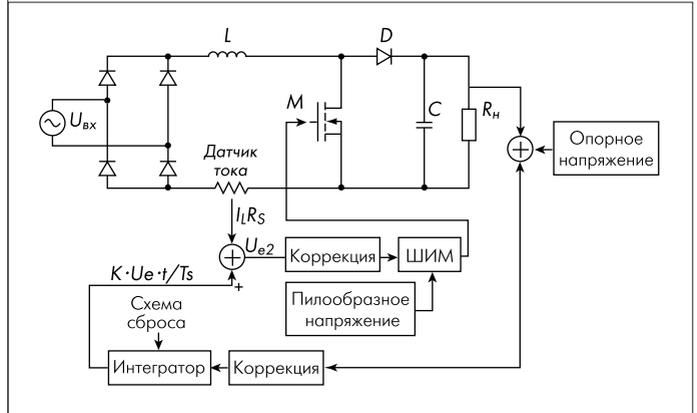
$$(1 - d) \frac{U_o R_S}{R_e} = i_L R_S.$$

Для малых приращений можно заменить  $U_o$  на  $U_e$  – сигнал с усилителя ошибки:

$$(1 - d) \frac{U_e R_S}{R_e} = i_L R_S. \quad (22)$$

Такой алгоритм может быть легко реализован с помощью цифровых или аналоговых средств. Правая часть выражения получается с датчика тока, который может быть как резистивного типа, так и токовым трансформатором. Левая часть выражения получается путем интегрирования сигнала с усилителя ошибки по периоду коммутации для получения пилообразного напряжения  $U_e \frac{t}{T_s}$ .

Другое достоинство данного алгоритма – отсутствие зависимости от входного напряжения. Схема реализации данного алгоритма управления приведена на рис.8.



**Рис.8. Схема реализации алгоритма управления с множителем и интегратором**

Анализ возможных вариантов однофазных корректоров коэффициента мощности показал, что наиболее предпочтительны два варианта цепи обратной связи: с умножением и интегрированием. Вариант управления с умножением обеспечивает простую реализацию двухконтурной системы управления и может быть создан на основе цифровых или аналоговых средств. Вариант управления с интегрированием допускает простую реализацию одноконтурной системы управления.

#### ЛИТЕРАТУРА

- Zhou D. The switches in the boost cells of superimposed topologies. Synthesis of PWM DC-to-DC Power Converters. - Ph.D. Thesis: California Institute of Technology, October 1995.
- Chen J., Maksimovic D., Erickson R. A New Low-Stress Buck-Boost Converter for Universal-Input PFC Applications. - Proc. IEEE APEC, March 4-8, 2001.