

ВНЕШНИЕ И ЭНЕРГЕТИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ДВЕНАДЦАТИФАЗНЫХ КОМПЕНСИРОВАННЫХ ВЫПРЯМИТЕЛЕЙ С ВЕКТОРНЫМ УПРАВЛЕНИЕМ

Ю.И. Хохлов, В.И. Сафонов, П.В. Лонзингер

Представлена схема двенадцатифазного компенсированного выпрямителя с векторным управлением и компенсирующим устройством, фильтрующим в коммутирующие конденсаторы в определенной пропорции как четно-, так и нечетно-кратные гармоники входных токов преобразовательных блоков (комбинированным компенсирующим устройством). Исследованы квазиустановившиеся электромагнитные процессы, протекающие в данном преобразователе в основном режиме, численно-аналитическим методом при общепринятых для мощных преобразователей допущениях. Обобщена теория электромагнитных процессов, протекающих в компенсированном выпрямителе, на случай двенадцатифазной схемы при наличии векторного управления. Получены внешние и энергетические характеристики выпрямителя. Сделан вывод о возможности уменьшения суммарной установленной мощности компенсирующего устройства в случае его комбинированного исполнения, а также о расширении диапазона токов нагрузки, при которых выпрямитель работает в основном режиме, по сравнению с традиционными преобразователями, в которых компенсирующее устройство работает на частоте питающей сети.

Ключевые слова: компенсированный выпрямитель, векторное управление, компенсирующее устройство, внешние характеристики, энергетические характеристики.

Введение

Энергия постоянного тока используется для ведения технологических процессов во многих отраслях народного хозяйства. К ним относится цветная металлургия (электролиз цинка, алюминия, магния и т. д.), химическая промышленность (электролиз хлора, водорода), нефтегазодобывающая отрасль, а также электрифицированный транспорт.

При осуществлении технологических процессов некоторых из производств перечисленных отраслей (к примеру, электролиза) необходимо регулирование выходного напряжения выпрямительного агрегата [1]. В отдельных случаях с целью увеличения жесткости внешней характеристики выпрямителя, а также компенсации потребляемой им реактивной мощности и исключения перехода в глубокие режимы выбирается компенсированный вариант силовой схемы [2]. В ряде случаев требуется компенсация реактивной мощности, потребляемой не только выпрямителем, но и питающими линиями и сетями, а также прочей нагрузкой [3].

В [4] представлен способ векторного управления компенсированным выпрямителем, описанный в [5, 6], а также показаны его преимущества по сравнению с традиционным способом фазового регулирования (тиристорным либо дроссельным). Многофазные выпрямительные агрегаты строятся на основе двенадцатифазных преобразователей. Обобщим результаты анализа электромагнитных процессов и характеристик двухфазного компенсированного выпрямителя с векторным управлением на двенадцатифазную схему.

Значительное снижение установленной мощности компенсирующего устройства достигается

при его выполнении по схеме, фильтрующей в коммутирующие конденсаторы нечетно-кратные гармоники входных токов преобразовательных блоков [7]. Однако при достаточно малой мощности короткого замыкания в точке подключения преобразователя к питающей сети выпрямителю, работающему по такой схеме, не удастся выработать достаточно реактивной мощности для покрытия ее потребления питающей сетью и прочей нагрузкой, поскольку преобразователь переходит в режим работы с повторной проводимостью вентиля. В таких случаях рациональным решением без существенного усложнения силовых цепей преобразователя является выполнение общего для двух шестифазных блоков компенсирующего устройства, в котором фильтруются четно-кратные гармоники входных токов преобразовательных блоков [3], либо индивидуального для каждого блока компенсирующего устройства, работающего на полном спектре входных токов шестифазных преобразовательных блоков [8]. При этом в силу формирования характерной кривой напряжения на вышедшем из работы вентиле в течение следующего коммутационного интервала, режим повторной проводимости исключен [8, 9]. Преобразователь обеспечивает требуемую компенсацию реактивной мощности, но теряется свойственное для описанных в [7] преобразователей уменьшение установленной мощности компенсирующего устройства. Альтернативой вышеупомянутому решению может стать выполнение общего для преобразовательных блоков компенсирующего устройства, в котором фильтруются в определенной пропорции в коммутирующие конденсаторы как нечетно-, так и четно-кратные гармоники входных токов [9].

Материалы и методы исследования

Цель настоящей работы – представить результаты исследования электромагнитных процессов и характеристик двенадцатифазного компенсированного выпрямителя с векторным управлением, в котором компенсирующее устройство фильтрует в коммутирующие конденсаторы нечетно- и четнократные гармоники входных токов преобразовательных блоков (с комбинированным компенсирующим устройством).

Одна из возможных схем такого выпрямителя представлена на рис. 1. Выпрямитель состоит из вентильных мостов ВМ1 и ВМ2, соединенных параллельно посредством уравнительного реактора УР; преобразовательного трансформатора со схемами соединения обмоток Д/ДУ–0–11, компенсирующего устройства КУ, состоящего из двух частей КУ_а и КУ_б, в которых коммутирующие конденсаторы работают на четно- и нечетнократных гармониках токов и напряжений соответственно; вольтодобавочного трансформатора ВДТ, осуществляющего внесение напряжения управления, создаваемого устройством векторного управления УВУ. Схема УВУ представлена на рис. 2. Устройство векторного управления состоит из автономного инвертора АИН с системой управления СУ, низкочастотного фильтра Ф, осуществляющего фильтрацию напряжения управления из ШИМ-последовательностей на выходе АИН; а также преобразователя постоянного напряжения ППН, служащего для согласования номинальных параметров по току и напряжению элементов силовых цепей АИН и звена постоянного тока выпрямителя.

Анализ квазиустановившихся электромагнитных процессов в рассматриваемом выпрямителе проведен для основного режима работы численно-аналитическим методом, построенным на согласовании решений, полученных для интервалов постоянной структуры. При расчете были приняты общепринятые для мощных преобразователей допущения в соответствии со вторым уровнем абстракций [7]. Расчет показал, что основные электромагнитные характеристики, такие как угол включения вентилей α , напряжение и ток коммутации,

выпрямленный ток I_d и напряжение U_d , нормированные по базисным величинам, определяются соответствующими выражениями для двухфазного преобразователя [4]. При этом в качестве базисных величин приняты

$$U_6 = \frac{3}{\pi} E_{km}; \quad I_6 = h_2 \frac{E_{km}}{x_k}, \quad (1)$$

где E_{km} и x_k – ЭДС и сопротивление, приведенные в контур коммутации; $h_2 = 2$ – число параллельно соединенных коммутирующих групп. В качестве схемного параметра ψ принята величина [9]

$$\psi = a \frac{\pi(2-\sqrt{3})}{3} + b \frac{\pi(2+\sqrt{3})}{3}, \quad (2)$$

где $a = \left(\frac{v_1}{v}\right)^2$ и $b = \left(\frac{v_2}{v}\right)^2$; $v_1 = \sqrt{\frac{x_{C1}}{(n_1)^2 x_k}}$;

$v_2 = \sqrt{\frac{x_{C2}}{(n_2)^2 x_k}}$. При этом x_{C1} и x_{C2} – сопротив-

ления коммутирующих конденсаторов частей компенсирующего устройства КУ_б и КУ_а соответственно на частоте питающей сети; n – коэффициент трансформации преобразовательного трансформатора; n_1 и n_2 – коэффициенты трансформации реакторов частей компенсирующих устройств КУ_б и КУ_а соответственно; $v = \sqrt{(v_1)^2 + (v_2)^2}$ – относительная собственная частота контура коммутации. Соблюдается равенство $a + b = 1$.

В результате расчета получены выражения для определения нормированных значений выпрямленного тока нагрузки I_{dn*} ; активной мощности, передаваемой шинами постоянного тока через УВУ P_{dy*} ; реактивной мощности в точке подключения питающих преобразователь линий и сетей к энергосистеме (в точке с идеальными источниками ЭДС сети) Q_{e*} ; коэффициента реактивной мощности $\text{tg } \varphi_{e*}$ в точке, в которой определяется Q_{e*} . Указанные величины находятся по формулам (3)–(6).

$$I_{dn*} = I_{d*} - \frac{P_{dy*}}{U_{d*}}; \quad (3)$$

$$P_{dy*} = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} (e_{ay}i_a + e_{by}i_b + e_{cy}i_c) d\theta = \sigma \Delta_E \frac{v}{(v^2-1)^2} \left\{ \frac{1}{4} \frac{v^2-1}{v} [\gamma \sin(\rho - \Delta_\alpha) + \sin(2\alpha + \rho + \Delta_\alpha + \gamma) \sin \gamma] + \right. \\ \left. + \frac{(U_{d*})^2}{(\Delta_E k_U)^2} \sin(\rho - \Delta_\alpha) \left(\frac{1}{v} \text{tg } \frac{\gamma}{2} - \text{tg } v \frac{\gamma}{2} \right) - \frac{(I_{d*})^2}{(\Delta_E k_I)^2} \sin(\rho - \Delta_\alpha) \left[\left(1 + [v^2 - 1] k_I \right) \left(\frac{1}{v} \text{ctg } \frac{\gamma}{2} - \text{ctg } v \frac{\gamma}{2} \right) + \right. \right. \\ \left. \left. + \frac{k_I}{v} (v^2 - 1)^2 \text{ctg } \frac{\gamma}{2} \right] + \frac{U_{d*} I_{d*}}{(\Delta_E)^2 k_U k_I} \cos(\rho - \Delta_\alpha) \left[\text{tg } v \frac{\gamma}{2} \left(\frac{1}{v} \text{ctg } v \frac{\gamma}{2} - \text{ctg } \frac{\gamma}{2} \right) + \right. \right. \\ \left. \left. + \left(1 + [v^2 - 1] k_I \right) \text{ctg } v \frac{\gamma}{2} \left(\frac{1}{v} \text{tg } v \frac{\gamma}{2} - \text{tg } \frac{\gamma}{2} \right) + \frac{k_I}{v} (v^2 - 1)^2 \right] \right\}; \quad (4)$$

$$Q_{e^*} = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \left(e_a \frac{di_a}{d\theta} + e_b \frac{di_b}{d\theta} + e_c \frac{di_c}{d\theta} \right) d\theta = \Delta_E \frac{v^2}{(v^2 - 1)^2} \left\{ -\frac{1}{4} \frac{v^2 - 1}{v^2} [\gamma \cos(\Delta_\alpha) - \cos(2\alpha + \Delta_\alpha + \gamma) \sin \gamma] + \right.$$

$$+ \frac{(U_{d^*})^2}{(\Delta_E k_U)^2} \cos(\Delta_\alpha) \left(\frac{1}{v} \operatorname{tg} v \frac{\gamma}{2} - \operatorname{tg} \frac{\gamma}{2} \right) - \frac{(I_{d^*})^2}{(\Delta_E k_I)^2} \cos(\Delta_\alpha) \left[(1 + [v^2 - 1] k_I) \left(\frac{1}{v} \operatorname{ctg} v \frac{\gamma}{2} - \operatorname{ctg} \frac{\gamma}{2} \right) \right] +$$

$$\left. + \frac{U_{d^*} I_{d^*}}{(\Delta_E)^2 k_U k_I} \sin(\Delta_\alpha) \left[\operatorname{tg} v \frac{\gamma}{2} \left(\frac{1}{v} \operatorname{ctg} \frac{\gamma}{2} - \operatorname{ctg} v \frac{\gamma}{2} \right) + (1 + [v^2 - 1] k_I) \operatorname{ctg} v \frac{\gamma}{2} \left(\frac{1}{v} \operatorname{tg} \frac{\gamma}{2} - \operatorname{tg} v \frac{\gamma}{2} \right) \right] \right\}; \quad (5)$$

$$\operatorname{tg} \varphi_{e^*} = \frac{Q_{e^*}}{U_{d^*} I_{dn^*}}, \quad (6)$$

где $e_{ay} = \sigma E_m \sin(\theta + \rho)$; e_{by}, e_{cy} – симметричная трехфазная система напряжений управления, вносимых ВДТ; i_a, i_b и i_c – токи питающей сети; $e_a = E_m \sin(\theta)$; e_b, e_c – система ЭДС питающей сети; $\Delta_\alpha = \operatorname{arctg} \frac{\sigma \sin \rho}{1 + \sigma \cos \rho}$; $\Delta_E = \sqrt{(1 + \sigma \cos \rho)^2 + (\sigma \sin \rho)^2}$. Все остальные величины, обозначенные в формулах (3)–(6), сохраняют физический смысл, описанный в [4], и определяются по соответствующим выражениям.

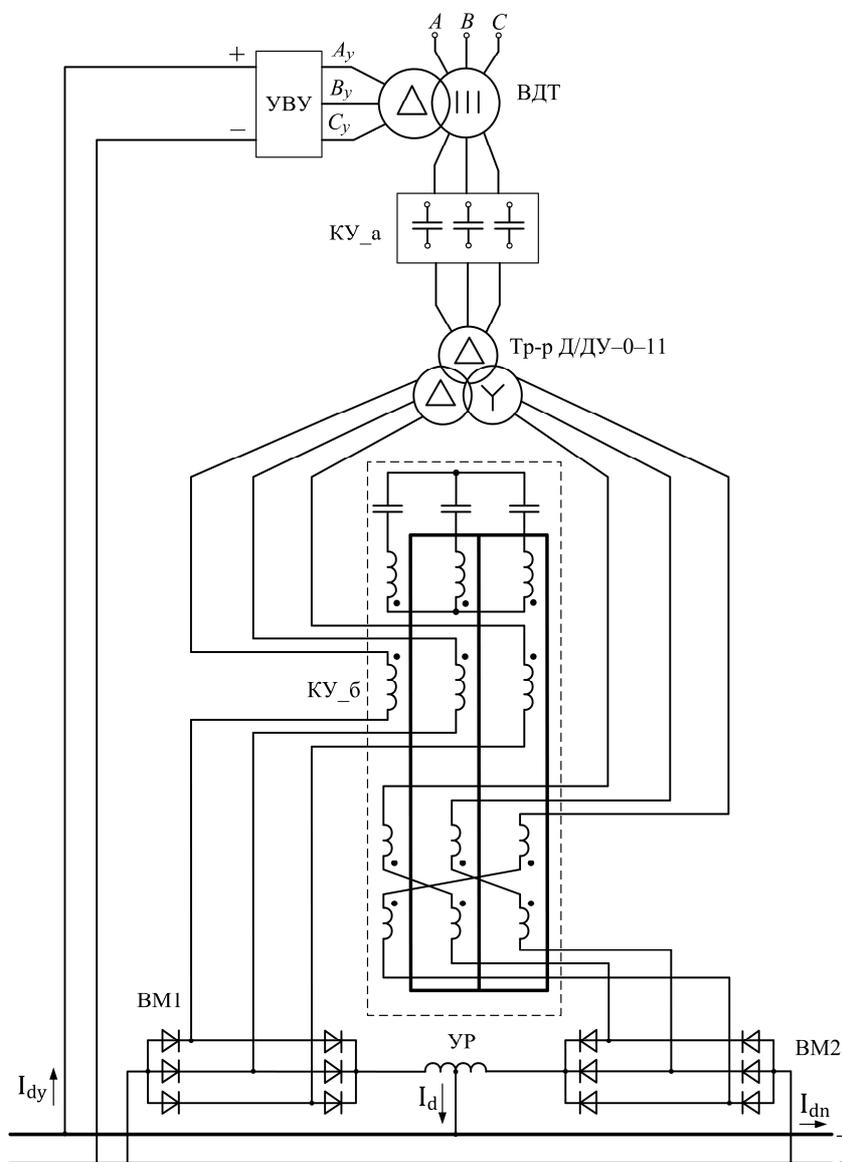


Рис. 1. Схема двенадцатифазного компенсированного выпрямителя с векторным управлением и комбинированным компенсирующим устройством

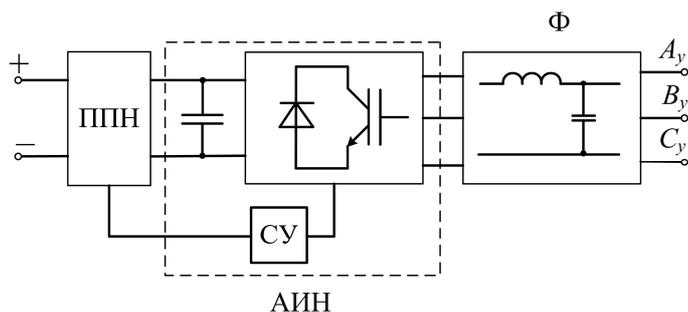


Рис. 2. Устройство векторного управления (УВУ)

Результаты исследования и их обсуждение

По результатам расчета построены внешние $U_{d*} = f(I_{dn*})$ и энергетические ($Q_{e*} = f(I_{dn*})$ и $\text{tg}\varphi_{e*} = f(I_{dn*})$) характеристики для случаев $\sigma = 0,1; a = 1; v = 6$ (рис. 3, а); $\sigma = 0,1; a = 0,95; v = 4$ (рис. 3, б); $\sigma = 0,2; a = 1; v = 6$ (рис. 4, а); $\sigma = 0,2; a = 0,95; v = 4$ (рис. 4, б); $\sigma = 0,1; a = 0; v = 1,1$ (рис. 5, а) и $\sigma = 0,2; a = 0; v = 1,1$ (рис. 5, б). При определении характеристик принято значение доли сопротивления питающей сети в сопротивле-

нии контура коммутации $q = 0,4$. Относительная собственная частота контура коммутации v определяется по условию максимально возможной жесткости внешних характеристик. Кривые построены в диапазоне изменения угла коммутации γ , соответствующем основному режиму работы выпрямителя. Вертикальной пунктирной кривой обозначена граница основного режима.

Как видно из представленных характеристик, увеличение фазы управляющего напряжения в диапазоне $0^\circ \leq \rho \leq 180^\circ$ при фиксации его ампли-

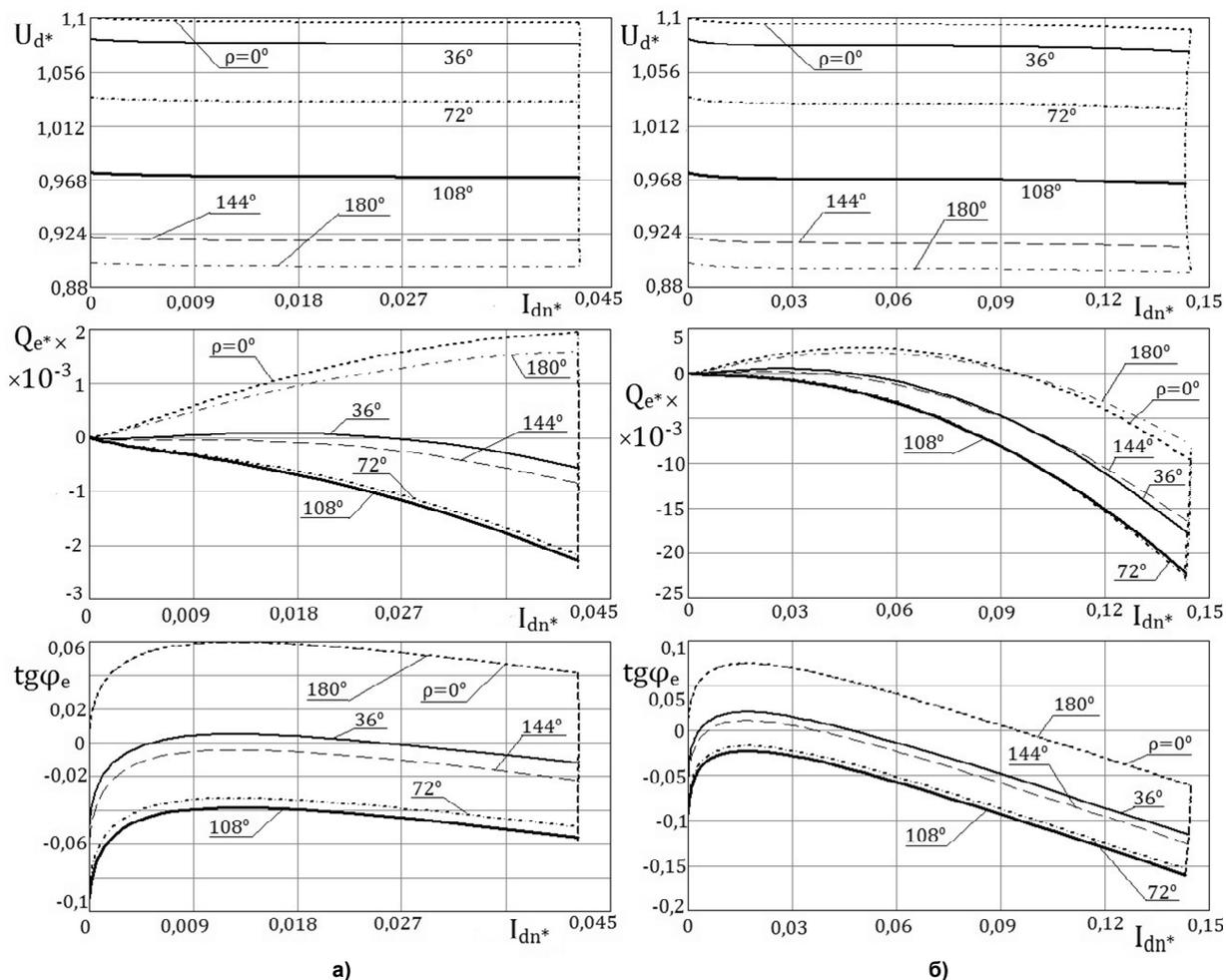


Рис. 3. Внешние и энергетические характеристики двенадцатифазного компенсированного выпрямителя с векторным управлением и комбинированным компенсирующим устройством ($\sigma = 0,1$) при $a = 1; v = 6$ (а) и $a = 0,95; v = 4$ (б)

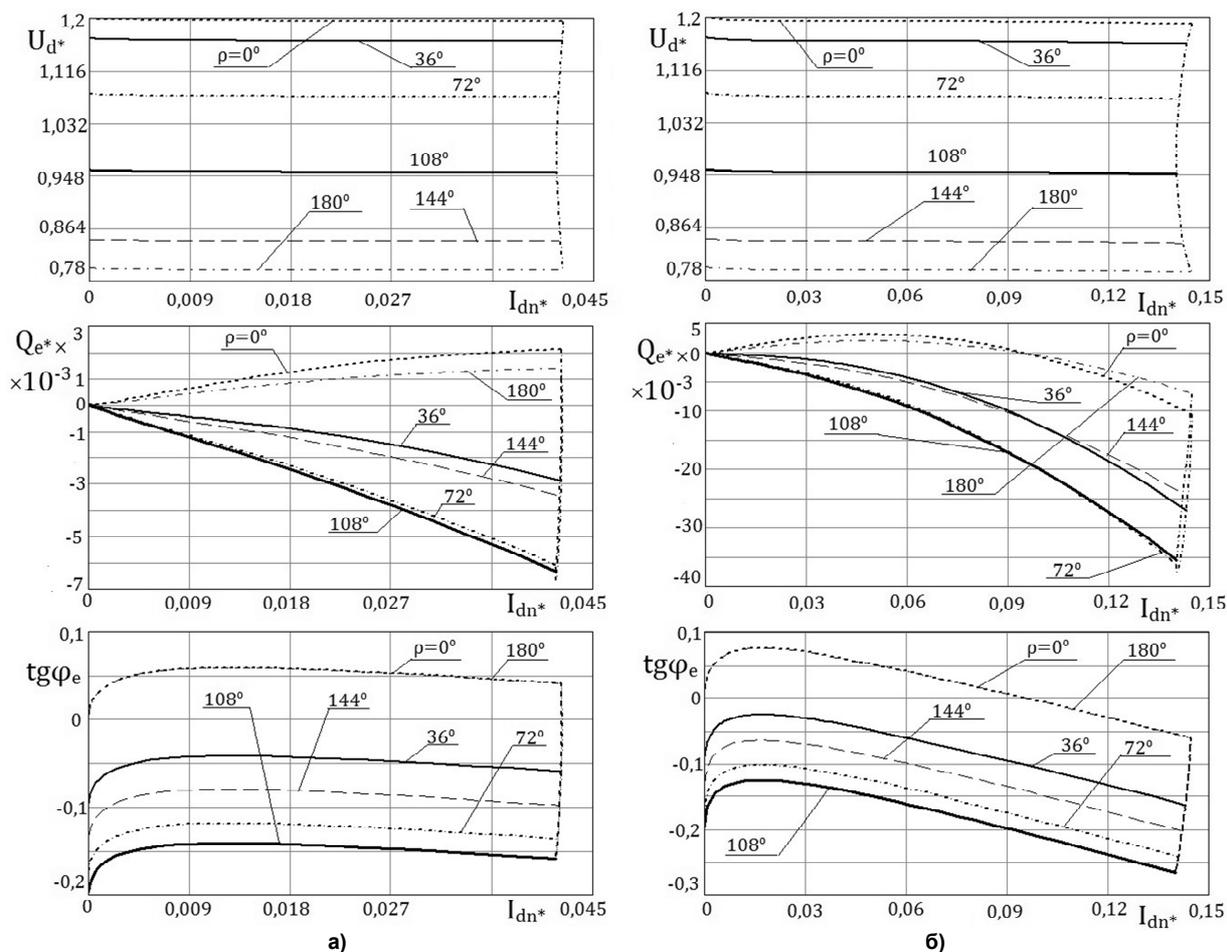


Рис. 4. Внешние и энергетические характеристики двенадцатифазного компенсированного выпрямителя с векторным управлением и комбинированным компенсирующим устройством ($\sigma = 0,2$) при $a = 1; v = 6$ (а) и $a = 0,95; v = 4$ (б)

туды приводит к смещению соответствующей внешней характеристики ближе к оси абсцисс. При этом с изменением угла ρ до определенного значения происходит увеличение выдаваемой преобразователем в сеть реактивной мощности Q_{e^*} при одном и том же значении тока нагрузки. Аналогично Q_{e^*} с ростом угла ρ уменьшается коэффициент реактивной мощности $\text{tg} \varphi_{e^*}$. Дальнейшее увеличение фазы управляющего напряжения приводит к уменьшению генерации реактивной мощности и увеличению $\text{tg} \varphi_{e^*}$, что обусловлено достижением максимума углом Δ_{α} .

Численный анализ кривой напряжения на вышедшем из работы вентиле в течение следующего коммутационного интервала показал, что угол коммутации, соответствующий наступлению режима с повторной проводимостью, не зависит от параметров векторного управления σ и ρ , а определяется только схемным параметром и относительной частотой контура коммутации. В случае $a = 1; v = 6$ (что соответствует классическому компенсированному выпрямителю с фильтрацией не-

четно-кратных гармоник входных токов в коммутирующие конденсаторы) при выбранном значении $q = 0,4$ режим работы с повторной проводимостью вентиля наступает при относительно малых значениях выпрямленного тока нагрузки (см. рис. 3, а и 4, а). Граничный угол $\gamma = 17^\circ$. Таким образом, потенциальный диапазон изменения угла коммутации, при работе в котором выпрямитель не переходит в глубокий режим ($0^\circ \leq \gamma \leq 30^\circ$) и продолжает генерировать реактивную мощность, остается недоиспользованным. При $\rho = 0^\circ$ генерируемой компенсирующим устройством реактивной мощности недостаточно для покрытия ее потребления выпрямителем и питающей сетью. Возможности векторного управления позволяют обойти указанное обстоятельство. Однако компенсация реактивной мощности за счет увеличения угла ρ требует повышения относительной амплитуды напряжения управления σ в целях обеспечения работы на прежней внешней характеристике, что приводит к увеличению требуемой установленной мощности дорогостоящих силовых элементов АИН.

В случае $a = 0,95; v = 4$ (см. рис. 3, б и 4, б),

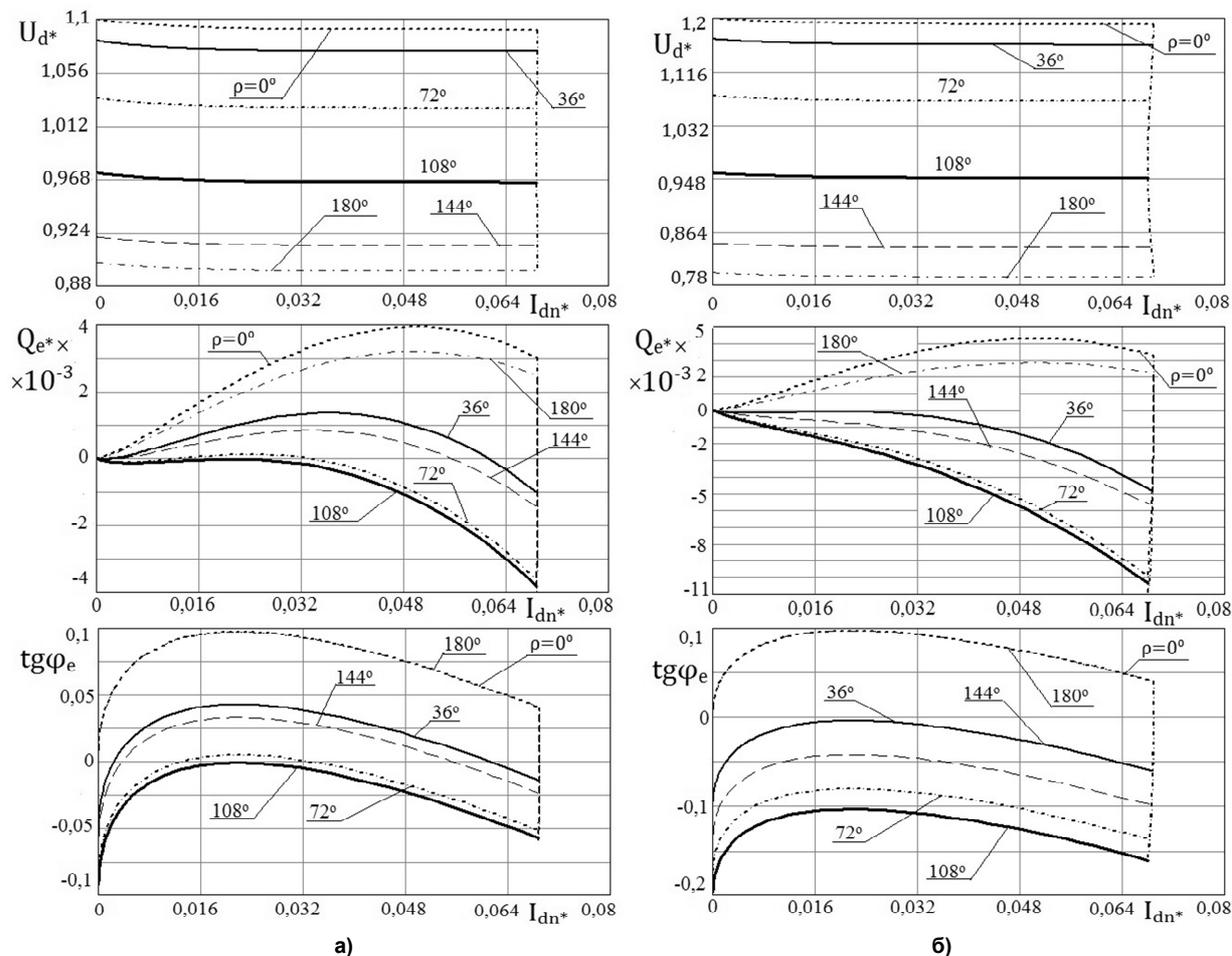


Рис. 5. Внешние и энергетические характеристики двенадцатифазного компенсированного выпрямителя с векторным управлением и комбинированным компенсирующим устройством ($a = 0; v = 1,1$) при $\sigma = 0,1$ (а) и $\sigma = 0,2$ (б)

соответствующем применению комбинированного компенсирующего устройства, при $q = 0,4$ граничный угол наступления режима повторной проводимости вентилей $\gamma = 28,5^\circ$. Указанное значение довольно близко к границе глубокого режима работы выпрямителя, что говорит о практически полном использовании указанного выше диапазона основного режима. При этом выпрямитель может работать при значениях выпрямленного тока нагрузки, не достижимых преобразователем с однократной частотой напряжения на коммутирующих конденсаторах ($a = 0; v = 1,1$) в основном режиме при прочих равных условиях (см. рис. 5, а и 5, б). Генерация реактивной мощности в питающую сеть может быть достигнута даже при $\rho = 0^\circ$ (см. рис. 3, б и 4, б), что позволяет выбрать силовые элементы АИН по минимально необходимому значению амплитуды напряжения управления.

Для $q = 0,4; \sigma = 0,1; \rho = 0^\circ$ проведено сравнение необходимой установленной мощности компенсирующих устройств по методике, описанной в [7], для случаев:

1) выпрямитель, выполненный по схеме рис. 1 (часть КУ_б отсутствует) при $a = 0; v = 1,1$, что соответствует случаю, когда компенсирующее устройство фильтрует в коммутирующие конденсаторы только четно-кратные гармоники входных токов преобразовательных блоков;

2) двенадцатифазный компенсированный выпрямитель с индивидуальными для каждого шестифазного блока компенсирующими устройствами, в которых коммутирующие конденсаторы работают на полном спектре входных токов преобразовательных блоков при $v = 1,6$ [8];

3) выпрямитель, выполненный по схеме рис. 1, при $a = 0,95; v = 4$.

Как и ранее, величины v выбраны из условия максимальной жесткости внешних характеристик. Установленные мощности сравнивались для случаев, когда каждый из выпрямителей рассчитан на максимальный ток нагрузки $I_{dn}^* = 0,071$, что соответствует углу $\gamma = 30^\circ$ при работе первого из рассматриваемых выпрямителей. Если принять суммарную установленную мощность компенси-

рующего устройства в первом выпрямителе за 100 %, то мощности компенсирующих устройств равны 107 и 77 % для второго и третьего выпрямителей соответственно. Сравнение требуемых установленных мощностей компенсирующих устройств при тех же условиях и $\sigma = 0,2$ показало, что для второго и третьего выпрямителей они равны 107 и 76 % от установленной мощности компенсирующего устройства первого выпрямителя. Это говорит о том, что применение комбинированного компенсирующего устройства, несмотря на сложность конструкции, позволяет сократить его установленную мощность.

Для третьего выпрямителя при $\sigma = 0,1$, несмотря на близкое к единице значение параметра a (что говорит о наибольшей доле трансформируемого в контур коммутации емкостного сопротивления конденсаторов части КУ_б), полные мощности, которыми загружены коммутирующие конденсаторы находятся в соотношении 76 и 24 % для частей КУ_а и КУ_б соответственно. Это обусловлено тем обстоятельством, что слагаемые напряжения коммутации от каждой из частей КУ_а и КУ_б ($u(\theta)_к^A$ и $u(\theta)_к^B$ соответственно) описываются следующими выражениями:

$$u(\theta)_к^A = b \cdot u(\theta)_к + (a \cdot b \cdot D); \quad (7)$$

$$u(\theta)_к^B = a \cdot u(\theta)_к - (a \cdot b \cdot D), \quad (8)$$

где $u(\theta)_к$ – напряжение коммутации, описываемое в нормированном виде общим для компенсированных преобразователей с векторным управлением выражением [4]; D – параметр, не зависящий от времени.

Поскольку каждое из слагаемых напряжения коммутации определяет амплитуду напряжений на коммутирующих конденсаторах каждой из частей компенсирующего устройства, можно сделать вывод о том, что применение комбинированного компенсирующего устройства приводит к увеличению доли реактивной мощности, генерируемой коммутирующими конденсаторами, работающими на однократной частоте. При уменьшении параметра a вплоть до 0,5 эта доля увеличивается, что приводит к существенному повышению суммарной установленной мощности компенсирующего устройства. Это обстоятельство должно быть принято во внимание в каждом конкретном случае при оценке целесообразности выполнения компенсированного выпрямителя с комбинированным компенсирующим устройством как альтернативы традиционным решениям.

Заключение

Разработана обобщенная теория двенадцати-фазного компенсированного выпрямителя с векторным управлением и комбинированным компенсирующим устройством, работающим как на четно-, так и на нечетно-кратных гармониках токов и напряжений. Показана возможность плавного регу-

лирования выпрямленного напряжения за счет векторного управления изменением как амплитуды, так и фазы напряжения управления, без ухудшения коэффициента мощности. В компенсированном выпрямителе регулирование предпочтительней осуществлять за счет изменения амплитуды напряжения управления.

Проанализирована работа компенсированного выпрямителя в случае его подключения к точке с малой мощностью короткого замыкания. Применение комбинированного компенсирующего устройства может позволить уменьшить суммарную установленную мощность компенсирующего устройства по сравнению со случаем установки компенсирующего устройства, конденсаторы которого работают на частоте напряжения питающей сети. Также это позволяет значительно расширить диапазон рабочих токов в основном режиме за счет увеличения предельного угла коммутации, при котором наступает режим с повторной проводимостью вентиляей.

Соответствующий выбор относительной собственной частоты контура коммутации позволяет получить максимальную жесткость внешних характеристик. При этом незначительное изменение схемного параметра приводит к серьезному перераспределению генерируемой реактивной мощности в сторону части компенсирующего устройства, работающей на четно-кратных гармониках входных токов преобразовательных блоков.

При соответствующем изменении базисных величин все полученные соотношения и выводы справедливы и для выпрямителя с последовательным включением преобразовательных блоков.

Литература

1. *Электротехнологические промышленные установки: учеб. для вузов / И.П. Евтюкова, Л.С. Кацевич, Н.М. Некрасова, А.Д. Свенчанский; под. ред. А.Д. Свенчанского. – М.: Энергоатомиздат, 1982. – 400 с.*
2. *Федорова, М.Ю. Повышение энергоэффективности и разработка дизайна систем электропитания удаленных буровых установок нефтегазодобывающего комплекса / М.Ю. Федорова, Ю.И. Хохлов, А.В. Хлопова // Вестник ЮУрГУ. Серия «Энергетика». – 2012. – Вып. 17, № 16 (275). – С. 42–46.*
3. *Схемные, конструкторские и дизайнерские решения компенсированной системы электропитания сверхудаленных буровых установок с существенной величиной прочей нагрузки / Ю.И. Хохлов, М.Ю. Федорова, С.Г. Шабиев, А.А. Майер // Вестник ЮУрГУ. Серия «Энергетика». – 2012. – Вып. 18, № 37 (296). – С. 6–11.*
4. *Электромагнитные процессы в компенсированных преобразователях с векторным управлением / Ю.И. Хохлов, В.И. Сафонов, В.Д. Константинов, П.В. Лонзингер // Современные проблемы науки и образования. – 2014. – № 3. –*

www.science-education.ru/117-13505 (дата обращения: 03.10.2014).

5. Пат. 2333589. Российская Федерация. Способ управления многофазным выпрямительным агрегатом / Ю.И. Хохлов; заявитель и патентообладатель Юж.-Урал. гос. ун-т. – № 2007109991/09; заявл. 19.03.2007; опубл. 10.09.2008, Бюл. № 25. – 13 с.

6. Пат. 2402143. Российская Федерация. Способ управления многофазным выпрямительным агрегатом / Ю.И. Хохлов, Д.В. Гиззатуллин, А.Г. Осипов; заявитель и патентообладатель Юж.-Урал. гос. ун-т. – № 2009110070/09; заявл. 19.03.2009; опубл. 20.10.2010, Бюл. № 29. – 16 с.

7. Хохлов, Ю.И. Компенсированные выпрями-

тели с фильтрацией в коммутирующие конденсаторы нечетнократных гармоник токов преобразовательных блоков / Ю.И. Хохлов. – Челябинск: ЧГТУ, 1995. – 355 с.

8. Глинтерник, С.Р. Электромагнитные процессы и режимы мощных статических преобразователей / С.Р. Глинтерник. – Л.: Изд-во «Наука», Ленингр. отд., 1968. – 308 с.

9. Хохлов, Ю.И. Полезные свойства двенадцатифазных преобразователей с управляемым ансамблем гармоник в общем для шестифазных блоков компенсирующем устройстве / Ю.И. Хохлов, М.Ю. Федорова, А.В. Хлопова // *Электротехника*. – 2013. – № 10. – С. 12–17.

Хохлов Юрий Иванович, д-р техн. наук, профессор кафедры «Системы электроснабжения», Южно-Уральский государственный университет, г. Челябинск; Khokhlov@energo.susu.ac.ru.

Сафонов Валерий Иванович, канд. физ.-мат. наук, доцент кафедры «Системы электроснабжения», Южно-Уральский государственный университет, г. Челябинск; val-iv-s@yandex.ru.

Лонзингер Петр Владимирович, аспирант кафедры «Системы электроснабжения», Южно-Уральский государственный университет, г. Челябинск; lpw91@mail.ru.

Поступила в редакцию 8 октября 2014 г.

**Bulletin of the South Ural State University
Series “Power Engineering”
2014, vol. 14, no. 4, pp. 37–45**

OUTPUT AND POWER PERFORMANCES OF TWELVE-PHASE COMPENSATED RECTIFIERS WITH VECTORIAL CONTROL

Yu.I. Khokhlov, South Ural State University, Chelyabinsk, Russian Federation,
Khokhlov@energo.susu.ac.ru,

V.I. Safonov, South Ural State University, Chelyabinsk, Russian Federation,
val-iv-s@yandex.ru,

P.V. Lonzinger, South Ural State University, Chelyabinsk, Russian Federation,
lpw91@mail.ru

A circuitry of twelve-phase compensated rectifier with vectorial control is presented. The circuitry includes compensating device that filters in commutating capacitors both odd-multiple and even-multiple harmonics of rectifier assembly input currents in certain ratio (combined compensating device). Quasi-steady state electromagnetic processes of the rectifier in basic mode were studied using high-power converter assumptions. The study was performed by means of numerical analytic method. The theory of steady-state electromagnetic processes of compensated rectifier was generalized for the case of twelve-phase rectifier with vectorial control. Output and power performances of the rectifier were determined. The paper presents conclusions about possible decrease of compensating device total capacity at combined usage, and output current range expansion for basic mode in comparison with network frequency compensating devices.

Keywords: compensated rectifier, vectorial control, compensating device, output performances, power performances.

References

1. Evtuykova I.P., Katsevich L.S., Nekrasova N.M., Svenchanskiy A.D. *Elektrotehnologicheskies promyshlennye ustanovki: Uchebnyk dlya vuzov* [Electric Technological Industrial Plants: Textbook for Universities]. Moscow, Energoatomizdat Publ., 1982. 400 p.

2. Fyodorova M.Yu., Khokhlov Yu.I., Khlopova A.V. [Power Efficiency Increase and Power Supply Systems Design Development of Distant Drilling Installations of Oil and Gas Extraction System]. *Bulletin of the South Ural State University: Ser. Power Engineering*, 2012, no. 16 (275), pp. 42–46. (in Russ.)

3. Khokhlov Yu.I., Fyodorova M.Yu., Shabiev S.G., Mayer A.A. [Scheme, Engineering and Design Solutions of Compensated Power Supply System of Super-Distant Drilling Devices with Other Essential Loads]. *Bulletin of the South Ural State University: Ser. Power Engineering*, 2012, no. 37 (296), pp. 6–11. (in Russ.)

4. Khokhlov Yu.I., Safonov V.I., Konstantinov V.D., Lonzinger P.V. [Electromagnetic Processes in Compensated Convertors with Vectorial Control]. *Sovremennye problemy nauki i tekhniki* [Modern Problems of Science and Education], 2014, no. 3. Available at: www.science-education.ru/117-13505 (accessed 3 October 2014). (in Russ.)

5. Khokhlov Yu.I. *Sposob upravleniya mnogofaznym vypryamitel'nyim agregatom* [Method of Controlling Multiphase Rectifier]. Patent RF, no. 2333589, 2008.

6. Khokhlov Yu.I., Gizzatullin D.V., Osipov A.G. *Sposob upravleniya mnogofaznym vypryamitel'nyim agregatom* [Control Method of Multi-Phase Rectifier Unit]. Patent RF no. 2402143, 2010.

7. Khokhlov Y.I. *Kompensirovannye vypryamiteli s fil'tratsiey v kommutiruyushchie kondensatory nechetno-kratnykh garmonik tokov preobrazovatel'nykh blokov* [Compensated Rectifiers with a Filtration of Rectifier Assemblies' Odd-Multiple Currents' Harmonics in Switching Capacitors]. Chelyabinsk, ChGTU Publ., 1995. 355 p.

8. Glinternik S.R. *Elektromagnitnye protsessy i rezhimy moshchnykh staticheskikh preobrazovateley* [Electromagnetic Processes and Modes of High-Power Static Converters]. Leningrad, Nauka Publ., 1968. 308 p.

9. Khokhlov Y.I., Fyodorova M.Y., Khlopova A.V. [Valuable Properties of Twelve-phase Converters with a Controlled Ensemble of Harmonics in Common with a Compensating Device of Six-phase Units]. *Russian Electrical Engineering*, 2013, no. 10, pp. 12–17. (in Russ.)

Received 8 October 2014