

Реверсивный вентильный преобразователь

в режиме комплементарно-фазового управления

В статье рассматривается новый алгоритм управления двухкомплектными реверсивными преобразователями, устраняющий недостатки традиционных способов совместного и раздельного управления вентильными комплектами. Показана альтернативная возможность применения данного способа в преобразователях на однооперационных тиристорах или запираемых вентилях типа GTO, IGBT и др.

Сергей Сидоров, к. т. н.

sidorov_ulstu@mail.ru

Дмитрий Миронов

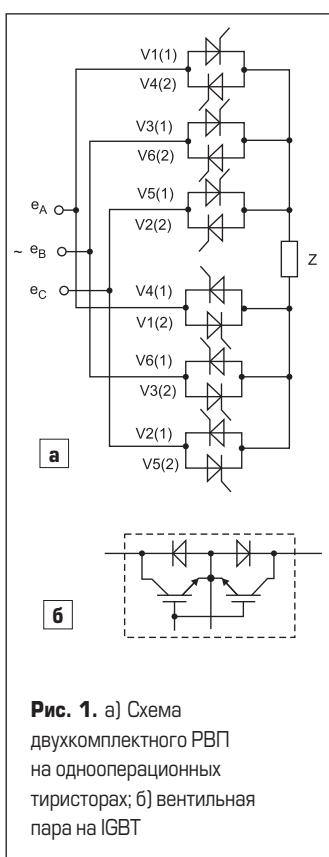


Рис. 1. а) Схема двухкомплектного РВП на однооперационных тиристорах; б) вентильная пара на IGBT

Введение

Разработке современных систем с двухкомплектными реверсивными вентильными преобразователями (РВП) [1–5] препятствуют многочисленные проявления вентильной нелинейности в виде неполной управляемости, а так же прерывистого тока нагрузки при раздельном или уравнительном тока при совместном способах управления вентильными комплектами. Радикальное усовершенствование РВП требует идеального согласования регулировочных характеристик вентильных комплектов при равенстве не только средних, но и мгновенных напряжений на их выходах. Например, в схемах с совместным управлением это может привести к устранению уравнительного напряжения между комплектами, а с ним и уравнительных реакторов. Указанное равенство напряжений достигается одновременной подачей отпирающих импульсов на каждую пару встречно-параллельных тиристоров, соединяющих цепь нагрузки с одной из фаз питающей сети. При условии широких импульсов данная пара превращается в бивентиль с двухсторонней проводимостью тока. Тем самым обеспечивается мгновенная готовность к изменению направления тока и соответствующих режимов (выпрямительного и инверторного), а также совпадение регулировочных характеристик комплектов с начальным значением угла управления $\alpha_0 = \pi/2$. Тем не менее, метод одновременной подачи импульсов на тиристорные пары широко применения не получает, так как наталкивается на невозможность переключения однооперационных тиристоров в диапазоне опережающих фазовых углов [5-7].

Комплементарно-фазовое управление вентильными комплектами РВП

Покажем, что указанные затруднения преодолимы, если идеальное согласование характеристик вентильных комплектов в 3-фазной мостовой схеме РВП (рис. 1) осуществляется на основе так называемого

комплементарно-фазового управления [8–10]. Диаграммы (рис. 2) поясняют новый способ на примере отработки указанной схемой гармонического управляющего воздействия $x_y(t)$. Полагается, что переключения осуществляются с помощью многоканальной системы импульсно-фазового управ-

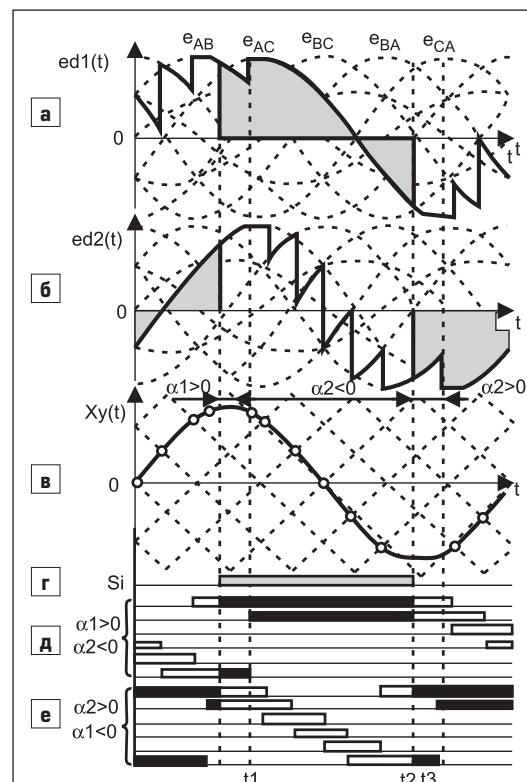


Рис. 2. Диаграммы: а) напряжения $e_{d1}(t)$ на выходе ВК1; б) напряжения $e_{d2}(t)$ на выходе ВК2; в) управляющего $x_y(t)$ и развертывающих сигналов; г) сигнатурной функции s_i ; д) первой импульсной последовательности; е) второй импульсной последовательности

ления (СИФУ) с одновременной подачей на тиристоры вентильных пар одной из двух симметрично расположенных относительно точек естественной коммутации (ТЕК) последовательностей широких управляющих импульсов. Каждая из последовательностей может служить для фазового регулирования того или другого комплекта при одинаковых значениях средневыпрямленного напряжения, получив название комплементарных [3]. Так как импульсы первой последовательности формируются в моменты равенства $x_y(t)$ с развертывающимися сигналами убывающей формы $x_{on1}(t)$, они могут использоваться для управления тиристорами первого вентильного комплекта (ВК1) V1(1), V2(1), ... V6(1) в диапазоне отстающих относительно ТЕК углов $0 \leq \alpha_1 < \pi$. На тиристоры второго вентильного комплекта (ВК2) V1(2), V2(2), ... V6(2) эти импульсы поступают в диапазоне опережающих углов $-\pi < \alpha_2 \leq 0$. Аналогичным образом, но уже на возрастающих участках развертывающихся сигналов $x_{on2}(t)$ формируются импульсы второй последовательности, пригодные для управления ВК1 в диапазоне $-\pi < \alpha_1 \leq 0$ или ВК2 в диапазоне $0 \leq \alpha_2 < \pi$.

Суть предлагаемой модификации вытекает из возможности мгновенной замены комплементарных последовательностей. При этом цель и порядок импульсной селекции зависят от степени управляемости применяемых вентилях. В случае выполнения РВП на однооперационных тиристорах управление импульсным селектором должно создавать условия для проведения естественной (сетевой) коммутации при каждом из двух направлений тока нагрузки $i_d > 0, i_d < 0$. Этого можно добиться, если прохождения тока через нулевые значения $i_d = 0$ будут сопровождаться заменой комплементарных импульсов. Каждая замена, не вызывая скачка средневыпрямленного напряжения, должна обеспечить переключение тиристоров вступившего в работу комплекта в диапазоне отстающих относительно ТЕК углов управления. Работа импульсного селектора в этом случае может происходить по команде логической (сигнатурной) функции знака тока нагрузки, пропускающей на вентильные пары импульсы первой последовательности при положительных или второй последовательности при отрицательных значениях мгновенного тока нагрузки:

$$s_u = \begin{cases} 1, & \text{если } i_d(t) \geq 0; \\ 0, & \text{если } i_d(t) < 0, \end{cases} \quad (1)$$

Как видно из диаграмм (рис. 2), результирующая кривая напряжения нагрузки «сшивается» на периоде из получаемых с помощью первой и второй последовательностей кривых $e_{d1}(t)$ и $e_{d2}(t)$ соответственно.

Пример коммутации в новых условиях работы РВП рассматривается на рис. 3 в увеличенном масштабе времени. Видно, что начальному моменту t_1 предшествует подача широкого импульса на выходящий из работы тиристор первого комплекта V6(1) с отстающим фазовым углом $\alpha_1 > 0$ и такого же по длительности «дежурного» импульса на непроводящий тиристор V3(2) второго комплекта с опережающим углом $\alpha_2 < 0$.

Как отмечалось, подача «дежурного» импульса призвана обеспечить непрерывность тока нагрузки при его возможном прохождении через ноль. Показано, что очередной импульс должен поступить на вентильную пару, образованную вступающим в работу тиристором V2(1) и встречно-параллельным тиристором V5(2). Однако одновременность этого процесса грозит возникновением междоузельного КЗ по цепи, содержащей V3(2) и V2(1). Для предотвращения подобных аварий предлагается блокировать подачу «дежурных» импульсов перед началом коммутации на время $\Delta t_{n1} \geq t_{BK}$ и задерживать их подачу после окончания коммутации на суммарное время $\Delta t_{n2} \geq t_y + t_{вык}$, где t_y — длительность коммутации фазных токов; $t_{BK}, t_{вык}$ — собственное время включения и выключения тиристоров. Данные меры носят превентивный характер по отношению к неработающим вентилям, в связи с чем их неблагоприятное влияние на электромагнитные процессы сводится к минимуму.



Рис. 3. Управляющие импульсы на интервале коммутации

Режим реверса рассмотрен на примере перехода тока с тиристоров V1(1), V2(1) первого комплекта на тиристоры V5(2), V4(2) второго комплекта (рис. 4). Видно, что в связи с мгновенной готовностью вентильных пар к работе, изменение направления тока в момент t_2 происходит естественным образом, то есть вслед за изменением знака выходного напряжения. Последующая выработка логического сигнала ($s_u = 0$) не требует точной фиксации момента прохождения тока через ноль. Проводимая с помощью данного сигнала замена комплементарных импульсов имеет целью продолжить переключение тиристоров с отстающими углами, а потому может состояться в любое время $t_2 - t_3$ до начала следующей коммутации. Можно видеть, что осуществление реверса в данных условиях не требует создания бесштоковой паузы, а потому может оказаться надежнее и проще в реализации, чем известный способ раздельного управления.

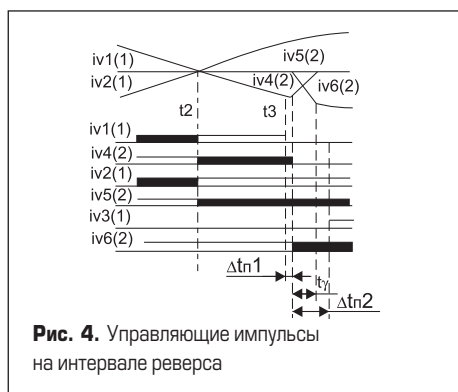


Рис. 4. Управляющие импульсы на интервале реверса

В случае выполнения РВП на запираемых вентилях (IGBT, ГТО и др.) (рис. 16) необходимость селекции комплементарных импульсов по признаку знака тока нагрузки отпадает. Это объясняется возможностью переключения данных приборов по обе стороны от ТЕК при $\alpha > 0; \alpha < 0$. Наряду с достигнутым, целью модификации в этом случае может стать расширение частотной полосы пропускания преобразователя и систем на его основе за счет устранения эффекта неполной управляемости. Как известно, это свойство проявляется в динамических режимах в виде ограниченной скорости реакции выходного напряжения в сторону инверторного режима (рис. 86). Покажем, что для решения поставленной задачи достаточно изменить алгоритм управления импульсным селектором. Вместо сигнала s_u этим целям должна служить сигнатурная функция производной управляющего воздействия:

$$s_u = \begin{cases} 1, & \text{если } dx_y / dt \geq 0; \\ 0, & \text{если } dx_y / dt < 0, \end{cases} \quad (2)$$

получение которой в цифровых системах не представляет труда, так как сводится к сравнению кода $x_y(t)$ на границах интервалов тактовой частоты. Тогда при возрастании управляющего сигнала ($s_u = 1$) переключения вентильных пар будут происходить с помощью импульсов первой последовательности в диапазоне $\alpha > 0$, и наоборот, при уменьшении этого сигнала ($s_u = 0$) — с помощью импульсов второй последовательности в диапазоне $\alpha < 0$. В результате встречного движения управляющего и развертывающего сигналов достигается симметричность реакции и предельное быстродействие преобразователя при отработке изменений управляющего сигнала в обе стороны. При этом исчезает понятие критической скорости, а преобразователь и системы на его основе приобретают возможность работать на частотах, превышающих частоту сетевого напряжения (рис. 116).

Комплементарно-фазовое управление с помощью СИФУ в цифровом двухканальном исполнении

Независимо от аппаратной или программной реализации, структурное построение такой системы (рис. 5) предполагает наличие: 1 — фазосдвигающего устройства (ФСУ); 2 — блока логики и 3 — распределителя управляющих импульсов [6].

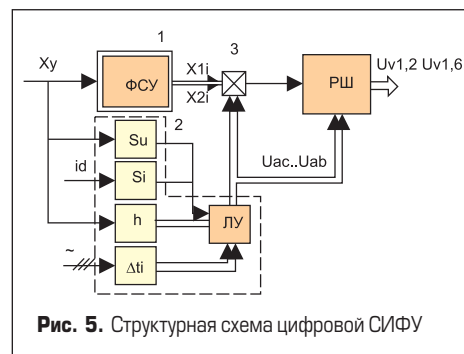


Рис. 5. Структурная схема цифровой СИФУ

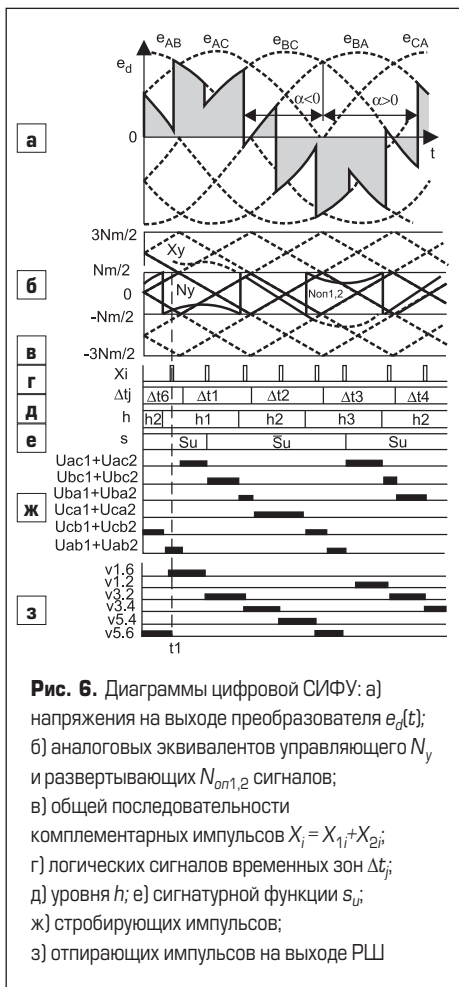


Рис. 6. Диаграммы цифровой СИФУ: а) напряжения на выходе преобразователя $e_d(t)$; б) аналоговых эквивалентов управляющего N_y и развертывающих $N_{on1,2}$ сигналов; в) общей последовательности комплементарных импульсов $X_i = X_{i1} + X_{i2}$; г) логических сигналов временных зон Δt_j ; д) уровня h ; е) сигнатурной функции s_{ij} ; ж) стробирующих импульсов; з) отпирающих импульсов на выходе ПШ

Переход к цифровому варианту ФСУ требует согласования исходного двуполярного кода управляющего сигнала X_y с однополярными развертывающими сигналами. Эквивалентный код управляющего сигнала N_y получается преобразованием X_y по уровню, например (3), где $N_m = 2^n - 1$ — максимальное значение n -разрядного двоичного кода; h_1, h_2, h_3 — логические сигналы уровня исходного управляющего сигнала. В свою очередь, изменяющиеся в противофазе с периодом $T_n = \pi/3$ развертывающие сигналы N_{on1}, N_{on2} вырабатываются на выходах двоичных

$$N_y = \begin{cases} X_y; & h_1 = 0, h_2 = 1, h_3 = 0, & \text{если } 0 \leq X_y < N_m / 2; \\ X_y + N_m / 2; & h_1 = 0, h_2 = 1, h_3 = 0, & \text{если } -N_m / 2 \leq X_y < 0; \\ X_y - N_m / 2; & h_1 = 1, h_2 = 0, h_3 = 0, & \text{если } N_m / 2 \leq X_y < 3N_m / 2; \\ X_y + 3N_m / 2; & h_1 = 0, h_2 = 0, h_3 = 1, & \text{если } -3N_m / 2 \leq X_y < -N_m / 2. \end{cases} \quad (3)$$

$$\begin{aligned} u_{v1,2} &= u_{ac1} \times X_{1i} + u_{ac2} \times X_{2i}; & u_{v5,4} &= u_{ca1} \times X_{1i} + u_{ca2} \times X_{2i}; \\ u_{v3,2} &= u_{bc1} \times X_{1i} + u_{bc2} \times X_{2i}; & u_{v5,6} &= u_{cb1} \times X_{1i} + u_{cb2} \times X_{2i}; \\ u_{v3,4} &= u_{ba1} \times X_{1i} + u_{ba2} \times X_{2i}; & u_{v1,6} &= u_{ab1} \times X_{1i} + u_{ab2} \times X_{2i}. \end{aligned} \quad (4)$$

$$\begin{aligned} u_{ac1} &= h_1 \Delta t_1 s_u + h_2 \Delta t_2 s_u + h_3 \Delta t_3 s_u; & u_{ac2} &= h_1 \Delta t_6 s_u + h_2 \Delta t_5 s_u + h_3 \Delta t_4 s_u; \\ u_{bc1} &= h_1 \Delta t_2 s_u + h_2 \Delta t_3 s_u + h_3 \Delta t_4 s_u; & u_{bc2} &= h_1 \Delta t_1 s_u + h_2 \Delta t_6 s_u + h_3 \Delta t_5 s_u; \\ u_{ba1} &= h_1 \Delta t_3 s_u + h_2 \Delta t_4 s_u + h_3 \Delta t_5 s_u; & u_{ba2} &= h_1 \Delta t_2 s_u + h_2 \Delta t_1 s_u + h_3 \Delta t_6 s_u; \\ u_{ca1} &= h_1 \Delta t_4 s_u + h_2 \Delta t_5 s_u + h_3 \Delta t_6 s_u; & u_{ca2} &= h_1 \Delta t_3 s_u + h_2 \Delta t_2 s_u + h_3 \Delta t_1 s_u; \\ u_{cb1} &= h_1 \Delta t_5 s_u + h_2 \Delta t_6 s_u + h_3 \Delta t_1 s_u; & u_{cb2} &= h_1 \Delta t_4 s_u + h_2 \Delta t_3 s_u + h_3 \Delta t_2 s_u; \\ u_{ab1} &= h_1 \Delta t_6 s_u + h_2 \Delta t_1 s_u + h_3 \Delta t_2 s_u; & u_{ab2} &= h_1 \Delta t_5 s_u + h_2 \Delta t_4 s_u + h_3 \Delta t_3 s_u. \end{aligned} \quad (5)$$

счетчиков, один из которых работает в режиме вычитания, а другой — в режиме суммирования импульсов тактовой частоты. Указанные преобразования позволяют отказаться от формирования комплементарных импульсов на (6x2) выходах многоканального устройства и перейти к их формированию на выходах (X_{1i}, X_{2i}) двухканального ФСУ. Как и ранее, полагается, что выработка импульсов первой комплементарной последовательности (X_{1i}) происходит в моменты равенства N_y с убывающими сигналами N_{on1} , а импульсов второй последовательности (X_{2i}) — с возрастающими сигналами N_{on2} . Тождественность этого перехода обусловлена симметрией развертывающих сигналов. Из диаграммы на рис. 6 видно, что углы управления как расстояния по обе стороны от ТЕК до пересечений пунктирных линий X_y, N_{on1}, N_{on2} в многоканальном и сплошных линий N_y, N_{on1}, N_{on2} в двухканальном вариантах ФСУ равны между собой, причем в последнем случае углы управления следует вычислять по формуле

$$\alpha = \Delta\alpha + \pi k / 3,$$

где $\Delta\alpha$ — приращение угла управления на периоде развертки; k — кратность приращений, определяемая с помощью логических сигналов уровня:

$$\begin{aligned} k &= 0, \text{ если } h_1 = 1, h_2 = 0, h_3 = 0; \\ k &= 1, \text{ если } h_1 = 0, h_2 = 1, h_3 = 0; \\ k &= 2, \text{ если } h_1 = 0, h_2 = 0, h_3 = 1. \end{aligned}$$

На рис. 7 показаны построенные в соответствии с этими выражениями регулировочные характеристики $\alpha = f(X_y)$ многоканального варианта ФСУ (пунктирные линии) и $\alpha = f(N_y)$ двухканального варианта ФСУ (сплошные линии).

На графиках учитывается знак угла управления: положительный ($\alpha \geq 0$) при управлении с помощью первой импульсной последовательности или отрицательный ($\alpha \leq 0$) при управлении с помощью второй. Распределение отпирающих импульсов $u_{v1,2}, u_{v3,2} \dots u_{v1,6}$ по вентильным парам осуществляется с по-

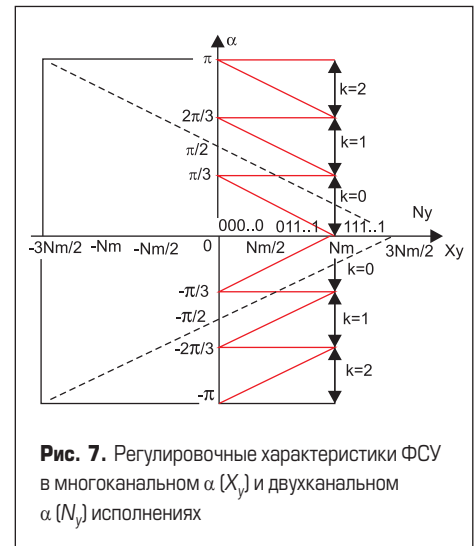


Рис. 7. Регулировочные характеристики ФСУ в многоканальном $\alpha(X_y)$ и двухканальном $\alpha(N_y)$ исполнениях

мощью импульсного умножителя в соответствии с логическими выражениями (4).

Полагается, что на разрешающие входы умножителя поступают стробирующие импульсы $u_{ac1}, u_{bc1} \dots u_{ab1}; u_{ac2}, u_{bc2} \dots u_{ab2}$, для выработки которых используется первичная информация в виде логических переменных $s_u(s_i), h_1, h_2, h_3$, а также импульсы временных зон $\Delta t_1, \Delta t_2, \dots, \Delta t_6$, делящие период сетевого напряжения на шесть равных интервалов длительностью $T_n = \pi/3$ (5).

На завершающем этапе отпирающие импульсы подвергаются расширению в блоке РШ, после чего их длительность становится равной интервалам времени между очередными срабатываниями ФСУ. Данный алгоритм получил программную реализацию и экспериментальную проверку на микроконтроллере семейства AVR (AT mega 16).

Сравнительный анализ частотных характеристик РВП

Одним из критериев оценки РВП служит частотная полоса пропускания. Представленные на рис. 8–11 материалы позволяют сравнить эквивалентные АФЧХ собственно вентильного преобразователя в составе РВП при традиционном и предлагаемом способах управления вентильными комплектами. Сравнение проведено методом гармонической линеаризации в области частот, превышающих частоту сети $\omega \geq \omega_0$. Известно, что быстродействие в этом диапазоне частот ограничивается неполной управляемостью однооперационных тиристорных вариантов 1–3 преобразователя проведено при максимальных отклонениях управляющего сигнала ($x_{ym} = 1$) в предположении бесконечного числа фаз питающей сети, т. е. в экстремальном случае и без учета дискретности.

Вариант 1. Неревверсивный ВП на однооперационных тиристорах (рис. 8а, б)

Задавая гармонической формой управляющего сигнала $x_y(t) = \cos(\omega t)$, запишем реакцию выходного напряжения одного

из вентильных комплектов без выхода в режим насыщения

$$e_d(t) = \begin{cases} x_y(t), \text{ при } s_u = 1; \\ \cos(\omega_0 t) = \cos\left(\frac{\omega_0}{\omega} \arccos(x_y(t))\right), \\ \text{при } s_u = 0. \end{cases} \quad (6)$$

Полученный с помощью (6) график характеристики «вход-выход» $e_d(x_y)$ вентильного комплекта имеет неоднозначную форму петли, свидетельствуя об инерционных свойствах данного объекта (рис. 8в). Стрелки показывают траекторию обхода петли, а также порядок построения кривой выходного напряжения $e_d(t)$ проецированием рабочей точки с графика е) на в), а затем на г). Процесс гармонической линеаризации позволяет описать преобразователь аналитически, с помощью комплексного коэффициента усиления (ККУ) [4, 5]

$$\hat{E}(j\omega) = \frac{e_{d1}(j\omega)}{x_y(j\omega)} = \frac{\pi}{\omega} \int_0^{2\pi} e_d(t) \exp(j\omega t) dt. \quad (7)$$

Расчет ККУ позволил получить на его основе графики амплитудно-частотной (АЧХ) $K(\omega)$ и фазочастотной (ФЧХ) $f(\omega)$ характеристик данного устройства (рис. 8д). Их анализ указывает на близость динамических свойств однокомплектного ВП свойствам апериодического звена первого порядка с частотой сопряжения АЧХ, равной ω_0 .

Вариант 2. Двухкомплектный РВП при совместном согласованном управлении (рис. 9а, б)

В соответствии с данной методикой на рис. 9 получены частотные характеристики РВП в условиях традиционного способа совместного согласованного управления по закону $\alpha_1 + \alpha_2 = \pi$. Одновременная работа вентильных комплектов позволяет представить выходное напряжение РВП в виде полусуммы напряжений на их выходах:

$$e_d(t) = (e_{d1}(t) + e_{d2}(t))/2, \quad (8)$$

где

$$e_{d1}(t) = \begin{cases} x_y(t), \text{ при } s_u = 1; \\ \cos(\omega_0 t), \text{ при } s_u = 0, \end{cases}$$

$$e_{d2}(t) = \begin{cases} \cos(\omega_0 t), \text{ при } s_u = 1, \\ x_y(t), \text{ при } s_u = 0. \end{cases}$$

Графики на рис. 9д демонстрируют, что достигаемая симметричность реакции $e_d(t)$ на изменения $x_y(t)$ способна увеличить частотную полосу. Однако необходимость борьбы с динамическим уравнительным током не позволяет использовать данное преимущество на практике. Поэтому граничная частота данного варианта так же, как и в первом случае, ограничена известным условием, исключающим неполную управляемость: $\omega_{zp} \leq \omega_0/\alpha_m$

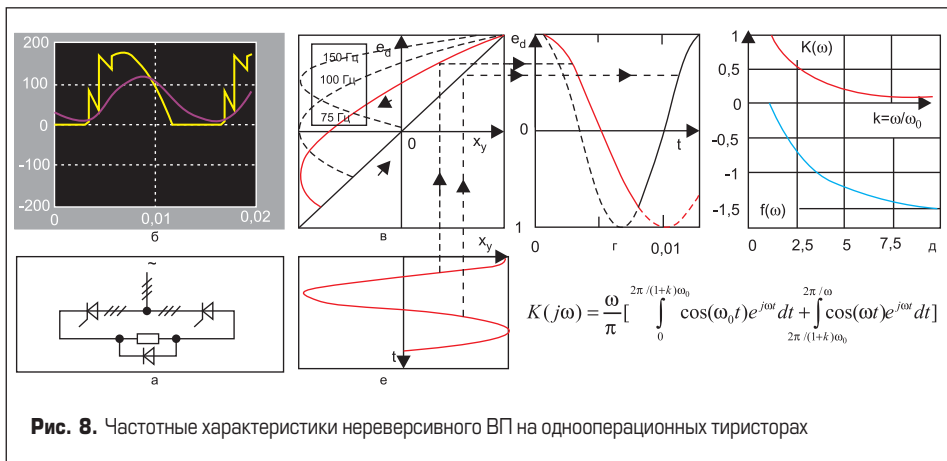


Рис. 8. Частотные характеристики нереверсивного ВП на однофазных тиристорах

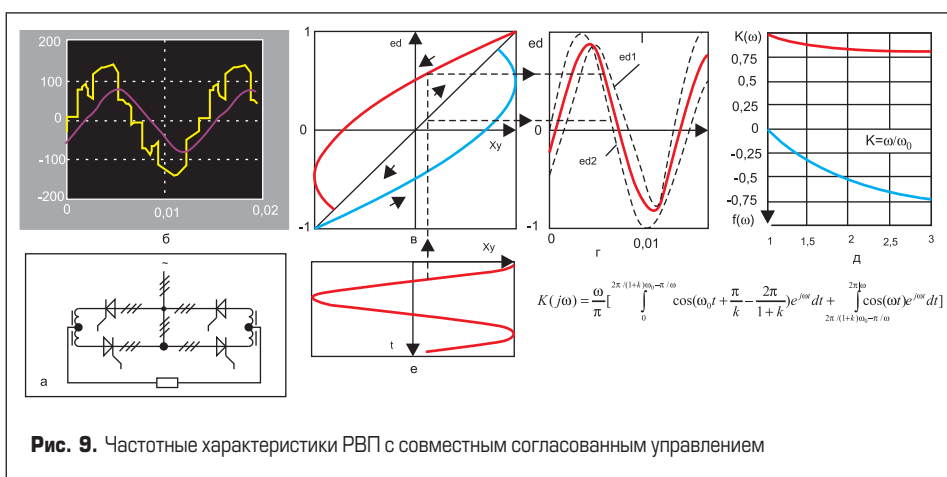


Рис. 9. Частотные характеристики РВП с совместным согласованным управлением

где α_m — амплитуда отклонений угла управления.

Вариант 3. Двухкомплектный РВП при комплементарно-фазовом управлении (рис. 10а, б)

В данном случае в рабочем состоянии в каждый момент находится лишь один комплект вентилей, в связи с чем выходное напряжение преобразователя определяется по формуле:

$$e_d(t) = e_{d1}(t)s_i(t) + e_{d2}(t)\bar{s}_i(t), \quad (9)$$

где $e_{d1}(t), e_{d2}(t)$ — напряжения комплектов, представленные ранее в виде (8). С учетом того, что переключательные функции $s_i(t), \bar{s}_i(t)$ во времени совпадают с логическими переменными

(1), (2), выражение (9) переписывается следующим образом:

$$e_d(t) = \begin{cases} x_y(t) & \text{при } s_k = 0; \\ \cos(\omega_0 t) & \text{при } s_k = 1, \end{cases} \quad (10)$$

где $s_k = s_i \oplus s_u$ — логическая переменная, реализующая функцию неравнозначности. Полученный на рис. 10в график характеристики $e_d(x_y)$ позволяет представить реакцию РВП на гармоническое воздействие в виде кусочной функции $e_d(t)$. Видно, что увеличение частоты $\omega > \omega_0$ вначале приводит к частичной потере управляемости, так как кривая выходного напряжения повторяет управляющий сигнал $e_d(t) = x_y(t)$ не на всем периоде. Полная потеря управляемости наблюдается при ак-

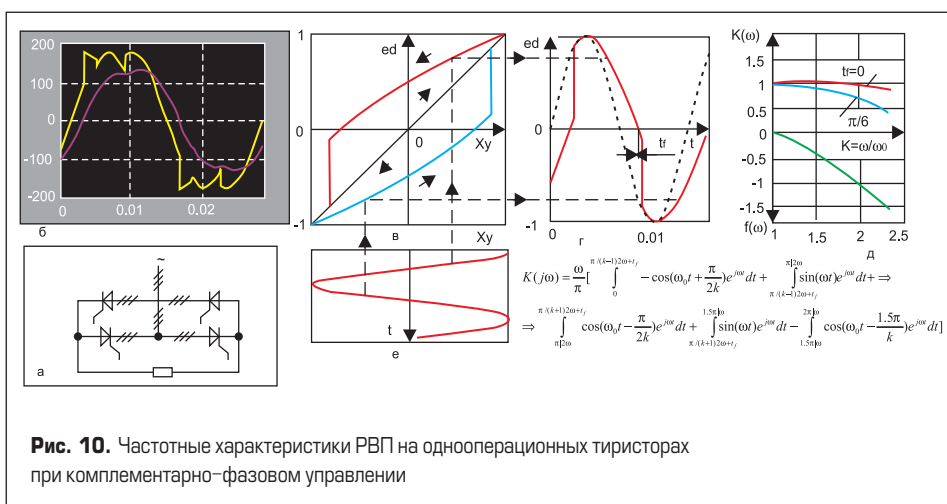


Рис. 10. Частотные характеристики РВП на однофазных тиристорах при комплементарно-фазовом управлении

тивной нагрузке ($t_f = 0$) на частоте $\omega_{zp} = 2\omega_0$. Возрастание фазового угла нагрузки $t_f \rightarrow \pi/2$ уменьшает граничную частоту, приближая ее значение к сетевой $\omega_{zp} \rightarrow \omega_0$. Данные выводы подтверждаются формой АЧХ на рис. 10д.

Вариант 4. РВП на запираемых вентилях при коммутационно-фазовом управлении (рис. 11а, б)

Рассмотренный выше алгоритм управления позволяет записать выходное напряжение данного преобразователя в следующем виде:

$$e_d(t) = e_{d1}(t)s_u(t) + e_{d2}(t)\bar{s}_u(t). \quad (11)$$

Подставив (8) в (11), можно убедиться в существовании равенства $e_d(t) = x_y(t)$ на всем периоде входного сигнала. Это означает, что влияние неполной управляемости исчезает, и РВП как непрерывное устройство приобретает свойства безынерционного звена. Характер влияния дискретности на динамику можно определить по виду эквивалентной характеристики $e_d(x_y)$ на рис. 11в, связывающей дискретные значения координат преобразователя в моменты переключений при квазиустановившемся режиме работы. Ход построения данного графика с помощью заранее полученных кривых $x_y(t)$, $e_d(t)$ показан на рис. 11в, г, е стрелками. Видна зависимость динамических свойств от амплитуды отклонений: если при $x_{ym} \rightarrow 1$ характеристика имеет вид прямой линии, свидетельствуя о безынерционных свойствах преобразователя, то при $x_{ym} \rightarrow 0$ она приобретает неоднозначную форму овала, указывая на проявления инерционности. Об этом же говорит и форма годографов относительного ККУ на комплексной плоско-

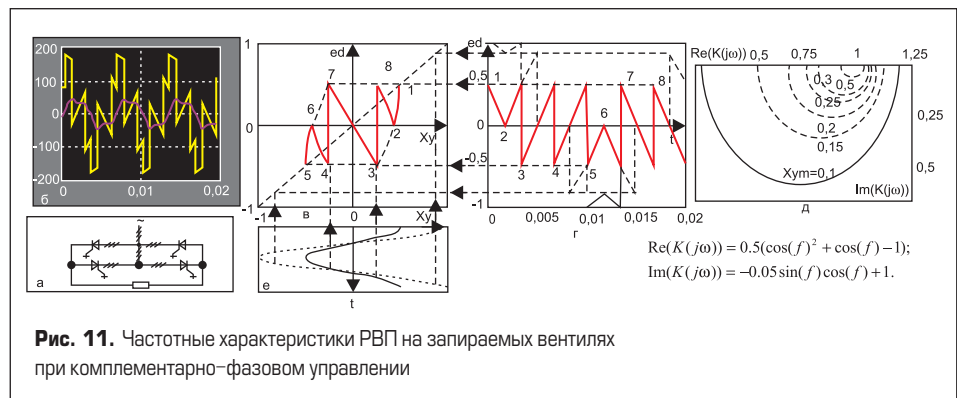


Рис. 11. Частотные характеристики РВП на запираемых вентилях при коммутационно-фазовом управлении

сти (рис. 11д). Видно, что годографы с возрастанием $x_{ym} \rightarrow 1$ уменьшаются в размерах, превращаясь в точку с координатами $[1; j0]$ при условии $x_{ym} = 1$.

Литература

1. Розанов Ю. К., Рябчицкий М. В., Кваснюк А. А. Силовая электроника. Учебник для вузов. М.: Издательский дом МЭИ. 2007.
2. Слежановский О. В. Реверсивный электропривод постоянного тока. М.: Изд-во Металлургия. 1967.
3. Джуджи Л., Пелли Б. Силовые преобразователи частоты / Пер. с англ. М.: Энергоатомиздат. 1983.
4. Белов Г. А. Динамика импульсных преобразователей. Чебоксары. Изд-во ЧГУ. 2001.
5. Поздеев А. Д., Донской Н. В., Иванов А. Г., Никитин В. М. Управляемый выпрямитель в системах автоматического управления. М.: Энергоатомиздат. 1984.

6. Перельмутер В. М., Сидоренко В. А. Системы управления тиристорными электроприводами постоянного тока. М.: Энергоатомиздат. 1988.
7. Магазинник Л. Т., Сидоров С. Н. Реализация идеи совместного управления реверсивными преобразователями без уравнивающих токов // Известия вузов. Электромеханика. 2002. № 5.
8. Сидоров С. Н. Совместное управление вентилями комплектами реверсивных преобразователей без уравнивающих токов // Электротехника. 2004. № 3.
9. Сидоров С. Н. Исключение влияния неполной управляемости на частотные характеристики вентиляльного преобразователя. // Известия вузов. Электромеханика. 1982. № 5.
10. Сидоров С. Н. Линеаризация реверсивного вентиляльного преобразователя способами коммутационно-фазового управления. В сб. «Динамика нелинейных дискретных электротехнических и электронных систем». Материалы 8-й Всерос. научн.- техн. конф. Чебоксары. Изд-во ЧГУ. 2009.