

Регулируемые согласованные преобразователи частоты

С неявно выраженным звеном постоянного тока и резонансной коммутацией в установках индукционного нагрева малой и средней мощности

Схемы преобразователей с неявно выраженным звеном постоянного тока реализуются значительно реже, чем преобразователи с явно выраженным звеном постоянного тока, однако для установок малой и средней мощности можно создать более простые и экономичные устройства, ничем не уступающие преобразователям частоты на основе традиционных структур.

Евгений Силкин, к. т. н.

elsi@mail.uln.ru

В качестве источников электропитания и управления установок индукционного нагрева в основном используются преобразователи частоты с явно выраженным звеном постоянного тока, содержащие в силовой части управляемый или неуправляемый выпрямитель и автономный инвертор. Двойное преобразование электрической энергии, имеющее место в этом случае, в целом ухудшает технико-экономические характеристики подобных устройств. Кроме того, преобразователи с явно выраженным звеном постоянного тока характеризуются достаточно сложными силовыми схемами и содержат относительно большое число вентилях различных типов, необходимых для осуществления процессов выпрямления и инвертирования. Схемы преобразователей с неявно выраженным звеном постоянного тока реализуются значительно реже, хотя для некоторых применений на их основе можно создать более простые, экономичные и высоконадежные регулируемые устройства, вполне конкурентоспособные и ничем не уступающие (и даже превосходящие) преобразователям частоты на основе традиционных структур. В первую очередь речь идет об установках малой и средней мощности (от единиц до нескольких сотен киловатт).

Схемы преобразователей частоты с неявно выраженным звеном постоянного тока широко применяются в устройствах для индукционного нагрева на ионных вентилях (чаще всего ртутных) и генераторных электронных вакуумных лампах [1–3]. С появлением мощных полупроводниковых вентилях интерес к ним значительно снизился [4–10]. Это объясняется тем, что преобразователи частоты с неявно выраженным звеном постоянного тока, наряду с известными преимуществами, имели и ряд недостатков, которые были трудноустраняемыми на ранних этапах развития электротехники и промышленной электроники на силовых полупроводниковых при-

борах. К этим недостаткам относили, в частности, отрицательное влияние на питающую сеть (особенно для преобразователей с повышенными токами потребления), низкий коэффициент мощности (при малом числе фаз), а также сложности стабилизации режимов работы элементов и регулирования выходных электрических параметров.

В настоящее время разработан ряд новых схем согласованных преобразователей частоты с неявно выраженным звеном постоянного тока и резонансной коммутацией, а также эффективные способы их управления и регулирования, которые подходят для применения в современных установках для индукционного нагрева [11–20].

На рис. 1 приведена обобщенная электрическая схема трехфазного тиристорного (на SCR) преобразователя частоты с неявно выраженным звеном постоянного тока. Элементы L_ϕ , C_ϕ представляют собой сетевой фильтр, L_O — ограничивающий реактор нулевой (рабочей) линии, C_p — разделительные конденсаторы, L_3 — защитные реакторы, L_d — демпферные дроссели, L_K , C_K — коммутирующие дроссель и конденсатор, L_H — индуктор, C_H — компенсирующий конденсатор, $V_1 \dots V_6$ — вентили (тиристоры) трехфазного управляемого моста, выполненного по схеме Ларионова. В конкретных вариантах реализации некоторые элементы в схеме могут отсутствовать. При выборе параметров сетевого фильтра (L_ϕ , C_ϕ) следует контролировать его резонансную частоту. Применение сетевого фильтра в целом позволяет повысить коэффициент мощности устройства и уменьшить отрицательное влияние его на питающую сеть. Реакторы L_ϕ в преобразователе можно не устанавливать ($L_\phi = 0$). Конденсаторы C_ϕ , соединенные в треугольник, обеспечивают эффективную фильтрацию третьей гармоники в потребляемом из сети токе. Как правило, конденсаторы C_ϕ являются обязательным элементом реальной схемы

преобразователя частоты. Разделительные конденсаторы C_p соединены в трехфазную звезду и образуют искусственную «нулевую» точку. Указанная искусственная нулевая точка может быть соединена с нулем N сети как непосредственно, так и через ограничивающий реактор L_o . При относительно малой мощности преобразователя частоты реактор L_o не устанавливается ($L_o = 0$), и искусственная нулевая точка может соединяться непосредственно с нулем N сети. Следует отметить, что в этом случае нулевой провод является рабочей линией, и через него протекает суммарный ток фаз сети: A, B, C . Такое подключение целесообразно, например, при использовании для питания преобразователя частоты отдельного сетевого трансформатора с изолированной нейтралью, а также при глухом заземлении одного их выводов индуктора (L_{II}) или выходного согласующего трансформатора (на схеме рис. 1 не показан). В случае если $L_o = \infty$, потенциал искусственной нулевой точки работающего преобразователя частоты не остается постоянным относительно нуля сети N . При этом размах колебаний потенциала искусственной нулевой точки (относительно нуля сети N) зависит от величин емкости разделительных конденсаторов C_p и соотношения емкостей разделительных конденсаторов C_p и коммутирующего конденсатора C_K ($C_K \neq \infty$). Защитные реакторы L_3 обеспечивают мягкую коммутацию вентилях $V_1 \dots V_6$ трехфазного моста и имеют, как правило, малую индуктивность. Их целесообразно реализовывать в виде дросселей насыщения. Дроссели насыщения L_3 имеют необходимую величину индуктивности в интервалах коммутации вентилях и не оказывают существенного влияния на электромагнитные процессы в преобразователе на остальной части периода T сигнала выходной частоты f_{II} , так как находятся в состоянии насыщения с малой величиной индуктивности. Демпферные дроссели L_d могут выполнять роль коммутирующего дросселя L_K ($L_K = 0$) при использовании, например, параллельной или последовательно-параллельной резонансной схемы компенсации (согласования) реактивности индуктора L_{II} , а также ограничивать ток глухого короткого замыкания фаз сети (A, B, C) через вентили моста $V_1 \dots V_6$ в аварийных режимах. Однако такие аварии в реальных условиях для качественно спроектированных систем маловероятны, а наличие индуктивности в цепи выходных выводов трехфазного моста ($L_d \neq 0$) уменьшает время, предоставляемое вентилям $V_1 \dots V_6$ для восстановления управляющих свойств (если используются однооперационные вентили, например, SCR), и существенно ограничивает предельные частотные возможности схемы. Более правильно коммутирующий дроссель L_K (если он необходим) включать, как показано на схеме рис. 1 ($L_d = 0$). Всего силовая часть преобразователя частоты с неявно выраженным звеном постоянного тока содержит только шесть управляемых вентилях $V_1 \dots V_6$. При этом одни и те же вентили в схеме используются для осуществления и выпрямления, и инвертирования (а также выполняют функции основных и «вспомогательных» вентилях, что рассмотрено ниже).

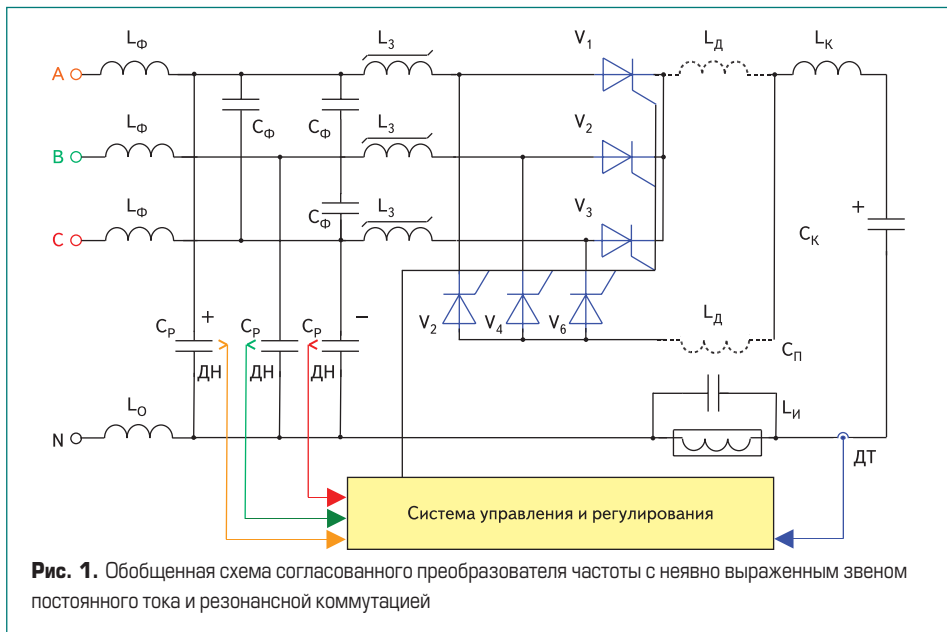


Рис. 1. Обобщенная схема согласованного преобразователя частоты с неявно выраженным звеном постоянного тока и резонансной коммутацией

Преобразователь работает на выходной частоте f_{II} , существенно превышающей частоту питающей сети f_C ($f_{II} \gg f_C$). Как правило, выполняется условие:

$$f_{II}/f_C \geq 20.$$

Ток через вентили $V_1 \dots V_6$ во всех режимах работы имеет колебательный характер (резонансная коммутация), что обеспечивается выбором параметров элементов в цепях коммутации вентилях (эквивалентных контуров коммутации последовательного типа)

$$R_3 < 2 (L_3/C_3)^{1/2},$$

где R_3 — эквивалентное активное сопротивление в контуре коммутации; L_3, C_3 — индуктивность и емкость в контуре коммутации. Значения эквивалентных величин (R_3, L_3, C_3) определяются выбранным способом согласования (компенсации реактивности индуктора L_{II}): последовательная ($L_d = 0, L_K = 0, L_o = \infty, C_{II} = 0, C_K = \infty$ или $L_d = 0, L_K = 0, C_{II} = 0$), параллельная ($C_K = \infty$), последовательно-параллельная схемы.

Наиболее простым, с точки зрения схемотехнической, очевидно, является вариант последовательной компенсации: $L_d = 0, L_K = 0, L_o = \infty, C_{II} = 0, C_K = \infty$. Схема преобразователя в этом случае характеризуется и наименьшим значением отношения Q

$$Q = \sum_{I=1}^M S_I/P_{II},$$

где $\sum S_I$ — суммарная мощность M реактивных элементов преобразователя, P_{II} — средняя мощность, потребляемая нагрузкой (индуктором) за период T выходной частоты f_{II} .

Критерий $Q \rightarrow \min$ часто используют как целевую функцию при оптимизации схем статических преобразователей [21–23].

На основе структуры с последовательной компенсацией реактивности индуктора L_{II} выполнен источник электропитания нагрева рабочей зоны в реакторе для ректификации

фракций жидкого углеводородного топлива на мощность 200 кВт, частоту 1 кГц. В качестве вентильных элементов в силовой части промышленного преобразователя использованы тиристорные модули со структурой ТБИ типа МТФ3-630-12 (полумост на ток 0,63 кА и напряжение 1,2 кВ). Вентильный блок имеет жидкостное охлаждение и содержит три модуля МТФ3-630-12.

Недостатком данного варианта схемы является фактическое отсутствие параметрического ограничения тока при аварийном коротком замыкании индуктора L_{II} и наибольший размах колебаний потенциала нуля звезды разделительных конденсаторов C_p относительно нуля сети N . Напряжение на соответствующих разделительных конденсаторах C_p в рассмотренном случае изменяет знак на каждом полупериоде выходной частоты f_{II} . То есть конденсаторы C_p при работе преобразователя перезаряжаются до противоположной полярности в каждом межкоммутационном интервале относительно знака напряжения соответствующей фазы сети (I_A, I_B или I_C).

Поэтому более эффективным является вариант реализации с включенным последовательным коммутирующим конденсатором C_K ($C_K \neq \infty$): $L_d = 0, L_K = 0, C_{II} = 0$. Коммутирующий конденсатор C_K обеспечивает одновременно последовательную компенсацию реактивности индуктора L_{II} и параметрическое ограничение тока при возможном коротком замыкании в нагрузке. Вторая схема имеет несколько большее значение отношения Q (большее число реактивных элементов), но, как правило, и существенно более надежна в работе. Искусственная нулевая точка может быть не соединена ($L_o = \infty$) или соединена с нулем сети N непосредственно ($L_o = 0$), либо через ограничивающий реактор L_o ($L_o \neq 0$). Разделительные конденсаторы C_p в преобразователе при отключенной от нуля сети N искусственной нулевой точке ($L_o = \infty$) выполняются с величиной емкости как сравнимой, так и существенно превышающей величину емкости коммутирующего конденсатора C_K . При непосредственном соединении нуля звезды разделительных конденсаторов C_p с нулем сети

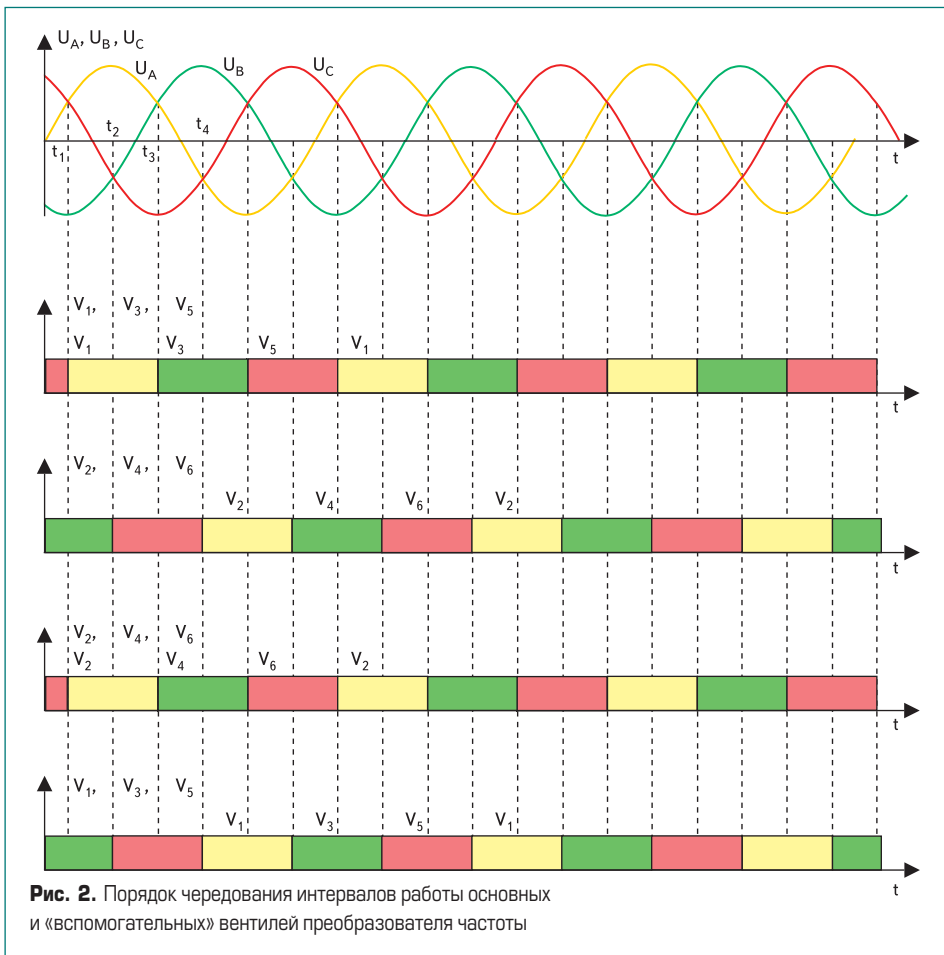


Рис. 2. Порядок чередования интервалов работы основных и «вспомогательных» вентилях преобразователя частоты

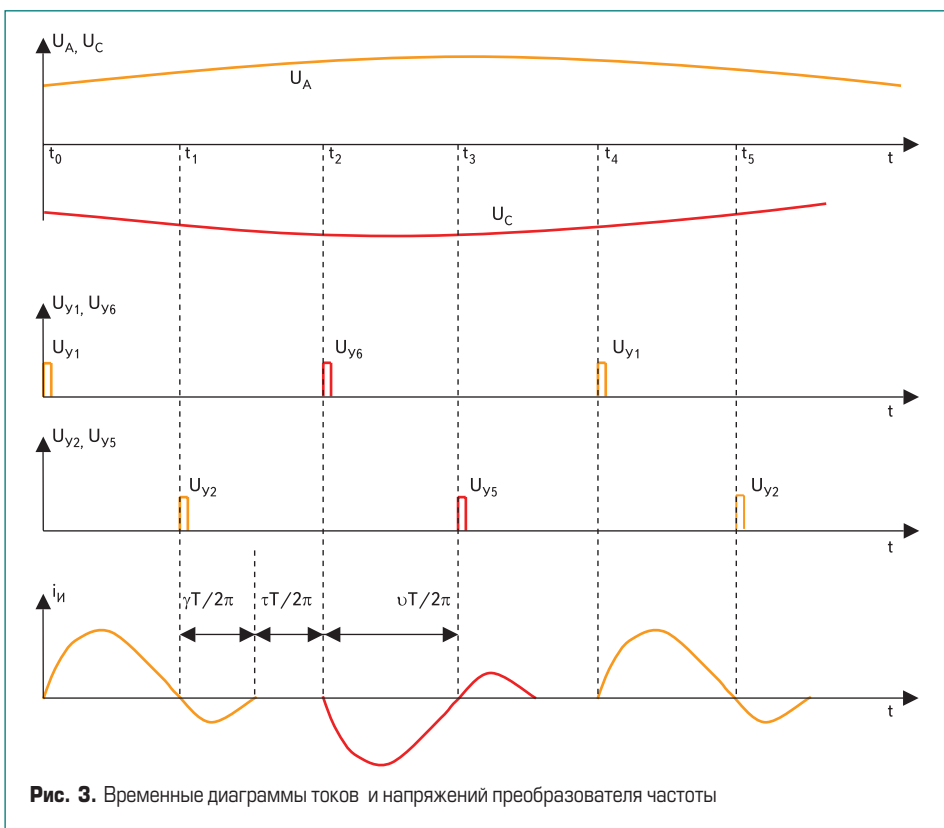


Рис. 3. Временные диаграммы токов и напряжений преобразователя частоты

N ($L_O = 0$) емкость разделительных конденсаторов должна существенно превышать емкость коммутирующего конденсатора C_K . В случае соединения нуля звезды разделительных конденсаторов C_P с нулем сети N через ограничивающий реактор L_O с конечной величиной индуктивности ($L_O \neq 0$) возможны промежуточные соотношения величин емкостей

C_P и C_K (в зависимости от величины индуктивности L_O).

Согласованный преобразователь частоты с неявно выраженным звеном постоянного тока и резонансной коммутацией работает следующим образом (вариант $C_P \gg C_K$). Вентили в катодной (V_1, V_3, V_5) и анодной (V_2, V_4, V_6) группах трехфазного моста включаются по-

очередно. При включении очередного вентиля катодной группы V_1, V_3 или V_5 в цепи нагрузки формируется условно положительная полуволна тока, а при включении соответствующего вентиля анодной группы V_2, V_4 или V_6 — условно отрицательная полуволна тока. На рис. 2 представлены диаграммы мгновенных значений напряжений в фазах питающей сети (U_A, U_B, U_C) и порядок чередования временных интервалов работы вентилях трехфазного моста $V_1 \dots V_6$. В анодной группе моста на заданном временном интервале работает вентиль, подключенный к фазе с наибольшим положительным напряжением, а в катодной группе — вентиль, подключенный к фазе с наибольшим (по модулю) отрицательным напряжением. Например, в интервале времени $t_3 - t_1$ условно положительные импульсы тока в нагрузке формируются при включении вентиля V_1 , а в интервале времени $t_4 - t_2$ условно отрицательные импульсы тока в нагрузке формируются при включении вентиля V_6 . В отличие от известных способов в новом способе управления непосредственно после выключения очередного вентиля в анодной или катодной группе (основного вентиля) включается смежный с ним вентиль в катодной или, соответственно, в анодной группе (вспомогательный вентиль). В интервале $t_3 - t_1$, таким образом, должен работать вспомогательный вентиль V_2 , а в интервале $t_4 - t_2$ — вспомогательный вентиль V_5 . При этом электромагнитные процессы в преобразователе частоты с неявно выраженным звеном постоянного тока можно сравнить, например, с электромагнитными процессами в широко применяемых автономных согласованных инверторах со встречно-параллельными диодами и резонансной коммутацией. В интервале работы вспомогательного вентиля основной вентиль восстанавливает свои управляющие свойства, и осуществляется возврат (рекуперация) в источник питания излишней электромагнитной энергии, накопленной в реактивных элементах контуров коммутации, чем обеспечивается жесткость внешней характеристики и стабилизация режимов работы элементов в условиях изменяющейся нагрузки. В частности, максимальное напряжение на вентилях $V_1 \dots V_6$ во всех режимах работы преобразователя частоты с новым способом управления не превышает амплитуды линейного напряжения сети ($L_\Phi = 0$), а сам преобразователь частоты может сохранять работоспособность без существенного увеличения токов элементов фактически до режима короткого замыкания в нагрузке ($L_\Omega \neq 0$).

На рис. 3 приведены временные диаграммы токов и напряжений, поясняющих работу, принцип управления и регулирования рассматриваемого преобразователя частоты. Импульсы управления вентилями V_1, V_2, V_5 и V_6 обозначены как $I_{y1}, I_{y2}, I_{y5}, I_{y6}$.

Мгновенное напряжение U_A в фазе А имеет наибольшее положительное (условно) значение, а мгновенное напряжение U_C в фазе С — наибольшее (по модулю) отрицательное значение. Мгновенные значения фазных напряжений (U_A, U_B и U_C) измеряются датчиками напряжения ДН. В момент времени t_0 система регулирования подает импульс управления

I_{y1} на вентиль V_1 , и он включается. Разделительный конденсатор C_p заряжен с полярностью, показанной на рис. 1. Через нагрузку L_H по цепи $C_p-L_3-V_1-C_K-L_H-C_p$ проходит импульс тока условно положительного направления. Коммутирующий конденсатор C_K заряжается до напряжения, превышающего напряжение на разделительном конденсаторе C_p в фазе A (напряжение U_A), с полярностью, показанной на рис. 1. После колебательного спада тока вентиля V_1 он выключается. Подается импульс управления I_{y2} на вентиль V_2 (вспомогательный вентиль, момент времени t_1 на рис. 3). Коммутирующий конденсатор C_K разряжается по цепи $C_K-V_2-L_3-C_p-L_H-C_K$. В интервале проводимости вентиля V_2 к вентилю V_1 прикладывается небольшое отрицательное напряжение, равное падению напряжения на вентиле V_2 , и вентиль V_1 восстанавливает свои управляющие свойства. После спада тока вентиля V_2 до нуля коммутирующий конденсатор C_K остается заряженным с прежней полярностью. Однако уровень напряжения на конденсаторе C_K при этом меньше уровня напряжения на конденсаторе C_p в фазе A . В момент времени t_2 подается импульс управления I_{y6} на вентиль V_6 (основной вентиль). Через нагрузку L_H при работе вентиля V_6 протекает импульс тока разряда разделительного конденсатора C_p (в фазе C) условно отрицательного направления по цепи $C_p-L_H-C_K-V_6-L_3-C_p$. Конденсатор C_K перезаряжается до напряжения противоположной полярности. В момент времени t_3 включается вспомогательный вентиль V_5 . Коммутирующий конденсатор C_K частично разряжается через вентиль V_5 по цепи $C_K-L_H-C_p-L_3-V_5-C_K$. В момент времени t_4 заканчивается период в работе преобразователя частоты. Далее электромагнитные процессы в схеме повторяются (момент времени t_5).

При смене интервала работы (рис. 2) электромагнитные процессы в преобразователе частоты протекают аналогично.

Для надежной работы преобразователя необходимо выполнение следующих условий:

$$\gamma \geq 2\pi f_H t_{II};$$

$$\tau \geq 2\pi f_H t_{II},$$

где γ — угол проводимости вспомогательного вентиля, τ — пауза, t_{II} — паспортное время выключения вентиля.

При работе преобразователя частоты на изменяющуюся в широких пределах технологическую нагрузку (индукционный нагреватель) целесообразно использовать способ самовозбуждения. Временная синхронизация в этом случае осуществляется по сигналам датчика тока ДТ, устанавливаемого в цепи нагрузки (рис. 1). Пауза τ в работе формируется автоматически системой регулирования преобразователя. Одновременно в этом случае выполняется текущая автоподстройка преобразователя к собственной частоте последовательного колебательного контура коммутации и, тем самым, минимизируется реактивная мощность системы. Таким же образом производится и защита преобразователя от срывов инвертиро-

вания. Ликвидация аварийного режима для согласованного преобразователя частоты с неявно выраженным звеном постоянного тока и резонансной коммутацией осуществляется простым снятием импульсов управления вентилями (сеточная защита). При использовании способа самовозбуждения защита реализуется автоматически.

Действительно нормальная работа (состоявшаяся коммутация) устройства характеризуется следующими переходами

$$i_H(0) = 0 \rightarrow i_H(t) > 0 \rightarrow i_H(t+T/2\pi) < 0 \rightarrow i_H(t+\{v+\gamma\}T/2\pi) = 0 \rightarrow i_H(T/2) = 0,$$

где $i_H(t)$ — мгновенное значение тока нагрузки, v — угол проводимости основного вентиля.

При аномальном режиме имеем

$$i_H(0) = 0 \rightarrow i_H(t) > 0 \rightarrow i_H(t+T/2\pi) < 0 \rightarrow i_H(t+\{v+\gamma\}T/2\pi) > 0 \rightarrow i_H(T/2) > 0.$$

Очередные импульсы управления вентилями формируются и подаются системой регулирования преобразователя только при условии состоявшейся коммутации.

Изменением паузы τ можно регулировать выходную мощность преобразователя частоты (частотно-импульсный способ). Регулировочная характеристика при этом выражается зависимостью

$$P_H(\tau) = \frac{2(v+\gamma)}{T(v+\gamma+\tau)} \int_0^{\frac{T}{2\pi}(v+\gamma)} i_H(t) u_H(t) dt,$$

где $u_H(t)$ — мгновенное значение напряжения на нагрузке.

К недостаткам рассмотренных схем преобразователей частоты с последовательной компенсацией реактивности индуктора L_H следует отнести сравнительно невысокий уровень выходного напряжения U_H . Действующее значение выходного напряжения U_H преобразователя приблизительно равно действующему значению фазного напряжения (U_A, U_B, U_C). Однако этот недостаток устраним, если преобразователь частоты с неявно выраженным звеном постоянного тока работает на выходной согласующий трансформатор.

Схема с параллельной компенсацией реактивности индуктора L_H ($L_K \neq 0, C_K = \infty$) может быть применена в преобразователях частоты для питания удаленных нагрузок. Преобразователь характеризуется достаточно малым значением критерия Q . Выходное напряжение U_H в схеме с параллельной компенсацией несколько выше, чем для варианта с последовательной компенсацией. Применим и способ самовозбуждения. Обеспечиваемый же диапазон регулирования выходных электрических параметров рассмотренным выше частотно-импульсным методом значительно более узкий, чем в схемах с последовательной компенсацией, однако, в принципе, является достаточным для эффективной технической реализации промышленных систем индукционного нагрева с глубоким регулированием.

Преобразователь частоты с последовательной-параллельной компенсацией ($L_K \neq 0, C_K \neq \infty$)

представляет собой наиболее сложный и дорогостоящий вариант (имеет место самое большое значение отношения Q). Однако такая схема является и наиболее универсальной, характеризуется наибольшей устойчивостью и надежностью при работе на изменяющуюся технологическую нагрузку и малой чувствительностью к изменению параметров. В этом случае также возможно использовать способ управления с самовозбуждением и частотно-импульсное регулирование выходных электрических параметров в широких пределах.

Литература

1. Васильев А. С., Слухоцкий А. Е. Ионные и электронные инверторы высокой частоты. М.: Госэнергоиздат, 1961.
2. Донской А. В., Ивенский Г. В. Электротермические установки с ионными преобразователями повышенной частоты. М.: Энергия, 1964.
3. Беркович Е. И., Иоффе Ю. С., Матчак А. Т. и др. Тиристорные преобразователи повышенной частоты для электротехнологических установок. Л.: Энергоатомиздат, 1983.
4. Акодис М. М., Курашко Ю. И. Работа однотактного последовательного преобразователя частоты с неявно выраженным звеном постоянного тока // Тез. докл. Всесоюз. науч. технич. совещ., посвящ. вентильным преобразователям частоты, 10–12 сентября 1969 г. Свердловск.
5. Dewan S. B., Navas G. A solid state supply for induction heating and melting // IEEE Trans. Industr. Gen. Applic. 1969. Vol. 5. No. 6.
6. Теория работы бестрансформаторного преобразователя частоты с неявным звеном постоянного тока / И. И. Кантер, Н. П. Митяшин, В. Н. Пятницын и др. // Тиристорные преобразователи частоты для индукционного нагрева металлов: Межвуз. науч. сб. Уфа, 1977. № 7.
7. Moltgen G., Salzmann T. Leistungsfaktor und Stromoberschwingungen beim Direktumrichter am Drehstromnetz // Siemens Forsch. u. Entwickl. Ber. 1978. Bd. 7. No. 3.
8. Kasahara H. Equivalent circuit of high frequency cycloconverter and its application // IEE Japan. 1981. Vol. 101. No. 6.
9. A cycloconverter system with a high of tank circuit for induction heating / S. Okuma, H. Kojima, I. Sasaki, Y. Amemiya // IEE Japan. 1983. Vol. 103. No. 6.
10. Shinkman A. L., Axelrod B., Chudnovsky V. A new simplified model of the dynamics of the current-fed parallel resonant cycloconverter // IEEE Trans. Ind. Electron. 2000. No. 3.
11. П. 0060284, РФ, МКИ H02 M 5/45. Согласованный резонансный преобразователь частоты с неявно выраженным звеном постоянного тока / Е. М. Силкин // Б. И. 2007. № 1.
12. П. 0060810, РФ, МКИ H02 M 5/45. Согласованный резонансный преобразователь частоты с неявно выраженным звеном постоянного тока / Е. М. Силкин // Б. И. 2007. № 3.
13. 3. 2007128724, РФ, МКИ H02 M 5/45. Согласованный преобразователь частоты с не-

- явно выраженным звеном постоянного тока и резонансной коммутацией / Е. М. Силкин // Б. И. 2007. № 10.
14. З. 2007130833, РФ, МКИ Н02 М 5/45. Согласованный преобразователь частоты с неявно выраженным звеном постоянного тока и резонансной коммутацией / Е. М. Силкин // Б. И. 2007. № 11.
15. З. 2007130839, РФ, МКИ Н02 М 5/451. Согласованный преобразователь частоты с неявно выраженным звеном постоянного тока и резонансной коммутацией / Е. М. Силкин // Б. И. 2007. № 11.
16. П. 2117378, РФ, МКИ Н02 М 7/48. Способ управления резонансным инвертором со встречно-параллельными диодами / Е. М. Силкин // Б. И. 1998. № 22.
17. Силкин Е. М. О самовозбуждении резонансных инверторов со встречно-параллельными диодами // Тез. докл. межд. науч. технич. конф., посвящ. методам и средствам управления технологическими процессами, 25–27 октября 1999 г. Саранск.
18. П. 2152683, РФ, МКИ Н02 М 7/48. Способ управления резонансным инвертором со встречно-параллельными диодами / Е. М. Силкин // Б. И. 2000. № 19.
19. З. 2007109391, РФ, МКИ Н02 М 7/48. Способ управления резонансным инвертором со встречно-параллельными диодами / Е. М. Силкин // Б. И. 2007. № 12.
20. З. 2007110473, РФ, МКИ Н02 М 7/48. Способ управления преобразователем частоты / Е. М. Силкин // Б. И. 2007. № 12.
21. Старунов Б. М., Черных Ю. К. Автоматизированное проектирование тиристорного преобразователя частоты для электротехнологии // Тез. докл. Всесоюз. науч. технич. конф., посвящ. применению преобразовательной техники в электроэнергетике, электроприводах и электротехнологических установках, 23–25 сентября 1984 г. Куйбышев.
22. Дзалиев С. В., Тетюшкин В. С. Решение задач параметрической оптимизации преобразовательных устройств. // Вопросы преобразовательной техники и частотного электропривода: Межвуз. науч. сб. Саратов, 1985.
23. Черноруцкий И. Г. Оптимальный параметрический синтез: электротехнические устройства и системы. Л.: Энергоатомиздат, 1987.