

Элементы классификации автономных инверторов

и свойства согласованного инвертора с резонансной коммутацией.

Часть 5

Ничто не ново под луною:
Что есть, то было...
Н. М. Карамзин

В настоящей статье согласованный инвертор с резонансной коммутацией — это однофазный мостовой инвертор на двухоперационных вентилях с встречно-параллельными диодами и нагрузкой в виде параллельного колебательного (LC) контура первого вида, подключенного к выходным выводам устройства через «демпфирующую» индуктивность. Это одно из наиболее эффективных технических решений, не уступающее по своим предельным характеристикам классическому параллельному инвертору тока, широко применяемому в электротехнологических установках. Статья продолжает цикл публикаций, начатый в № 4-6'2017 и № 1'2018.

Евгений Силкин, к. т. н.

elsi-mail@ya.ru

Рассмотрим схему классического параллельного (с параллельной компенсацией реактивности нагрузки) однофазного мостового резонансного (согласованного) инвертора на SCR-тиристорах [1]. Если в этом инверторе коммутирующий дроссель (L_D) перенести из цепи постоянного тока в диагональ переменного тока, можно обеспечить ограничение максимальных напряжений на вентилях на уровне величины напряжения питания, что, безусловно, является положительным свойством. Однако по-прежнему в инверторе даже этой новой топологии режим работы будет существенно зависеть от параметров нагрузки [1].

Большинство распространенных типов современных управляемых вентилях (и вентилях сборок или модулей) не обладает блокирующей способностью в обратном направлении, в частности в результате подключения параллельно вентилю встречного

(обратного) диода либо из-за специфических свойств самой используемой полупроводниковой структуры. За счет обратных диодов может в некоторой степени нивелироваться влияние изменения параметров нагрузки на режим работы устройства, однако энергетические характеристики при этом, как правило, ухудшаются. Согласованный инвертор с резонансной коммутацией на однооперационных (SCR) вентилях с встречно-параллельными диодами изображен на рис. 1. В этой схеме реализуется эффект «отвода излишней реактивной мощности» из выходной цепи инвертора в цепь источника питания. Недостатком устройства является сложность выполнения защиты SCR-вентилей при срывах инвертирования. На практике даже использование способов управления на основе принципа зависимого возбуждения [2–7] не позволяет обеспечить требуемую устойчивость ее работы на вентилях с неполной управляемостью

в переходных (и квазистационарных) режимах. И хотя в классической полумостовой схеме (вариант реализации) зависимое возбуждение инвертора с такой выходной цепью (с демпфирующей индуктивностью и параллельной компенсацией реактивности нагрузки) топология (на однооперационных вентилях) в определенной степени решает проблемы защиты и устойчивости от срывов инвертирования, а также возможного автоматического восстановления работоспособности, как и при иных известных (и применяемых) способах подключения и компенсации реактивности нагрузки, ни та ни другая схема заметного практического распространения на SCR и «известности» (до второй половины нулевых годов) так и не получила из-за сложности реализации защит при срывах инвертирования. В мостовых схемах инверторов с встречно-параллельными диодами и открытым входом использовалась в основном последовательная компенсация реактивности нагрузки (рис. 2, инвертор Л. Г. Кощева или, иначе, схема М. Депенброка, в частности серийные преобразователи компании Inductotherm) либо при питании удаленных нагрузок параллельный нагрузочный контур подключался к выходным выводам инвертора через дополнительный (ограничивающий) последовательный LC-контур (рис. 2).

Преимуществом прямой параллельной схемы подключения нагрузки является в том числе возможность сравнительно простой и эффективной реализации двухчастотного режима работы, что требуется в некоторых электротехнологиях, например с применением индукционного нагрева при закалке стальных деталей и плавке. Питание же через ограничивающий последовательный LC-контур не позволяет осуществить такой режим работы.

Согласованный инвертор с резонансной коммутацией на двухоперационных вентилях рассмотрен в патенте [8]. Автор был почти в полной уверенности, что подобная топология (рис. 3) именно из-за недостатков ее выполнения на однооперационных вентилях и широко применяемых до этого способов управления на момент подачи заявки не была известна из доступных технических источников (во всяком случае, не была опубликована, как самонадеянно полагал автор). Однако в начале 2014 года по случайно выделенной ссылке (формат и смысл ее доказывали, что авторы считали предмет несущественным) из классической книги [1] была найдена статья [9] А. Е. Слухоцкого и В. В. Царевского, в которой исследована (действительно, «ничто не ново...») топология инвертора на тиристорах, аналогичная схеме рис. 1. Отличие топологии заключалось лишь в шунтировании вентильного моста конденсатором (C_D) фильтра большой емкости. Дальнейший, уже целенаправленный информационный поиск показал, что схема рис. 1 кратко упоминалась и в [10], однако почему-то без ссылки на первичный источник [9], а также (полумостовые варианты на SCR-вентильях) фактически была приведена в патентах [11, 12], и фактически идентичная [9] мостовая топология на транзисторах в патенте [13]. В качестве аналогов устройств и способов управления — в патентах [11, 12] использованы решения из [2–5, 14] (последний источник дан в их текстах с ошибкой в номере и, являясь прототипом, не был упомянут (?) в отчете о патентном поиске). В [9] инвертор по рис. 1 назван «схемой с демпфирующей индуктивностью» (L_D), а в [10] — «модификацией параллельных резонансных инверторов с открытым входом и обратными диодами». Целью (техническим результатом) патентов [11–13] названа «возможность формирования двухчастотной системы токов в нагрузке-индукторе», или иначе: «формирование в нагрузке инвертора сигнала, содержащего одновременно высокочастотный и низкочастотный токи». Ранее же, насколько в настоящее время известно автору, принцип реализации «двухчастотной системы токов» в нагрузке подобного инвертора (на полностью управляемых вентилях) был сформулирован, например, в [15]. Следует отметить, временные диаграммы и описание процессов формирования так называемой двухчастотной системы токов в патентах [11, 12] не соответствуют реальным электромагнитным процессам в рассмотренных полумостовых схемах. «Двухчастотный режим» же принципиально реализуется в «параллельных схемах» инверторов любого класса (не только в резонансных) [16].

При использовании двухоперационных вентилях диапазон возможных или допустимых величин «демпирующих» индуктивностей (L_D), при прочих равных условиях, значительно расширяется. Заметим, что в схемах согласованного инвертора могут одновременно [8] устанавли-

ваться и полностью управляемые, и однооперационные вентили (одна из групп моста или пара смежных плеч, что соответствует вариантам смешанных или гибридных топологий).

Несмотря на кажущуюся прозрачность схемы согласованного инвертора с резонансной коммутацией, в нем может применяться сравнительно большое число различных способов управления-регулирования (и режимов). Только автором разработано 14 патентов на отличающиеся модификации силовой схемы и способы управления-регулирования инверторов такого типа. Причем ими все возможные варианты не ограничиваются. Отличен может быть и общий подход к выбору параметров элементов.

Важным параметром рассматриваемого инвертора является отношение (χ) величины индуктивности нагрузки (L_L) к величине

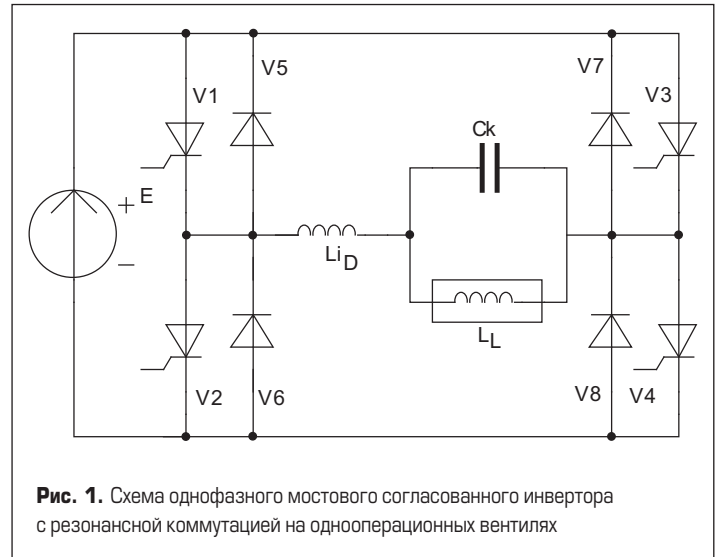


Рис. 1. Схема однофазного мостового согласованного инвертора с резонансной коммутацией на однооперационных вентилях

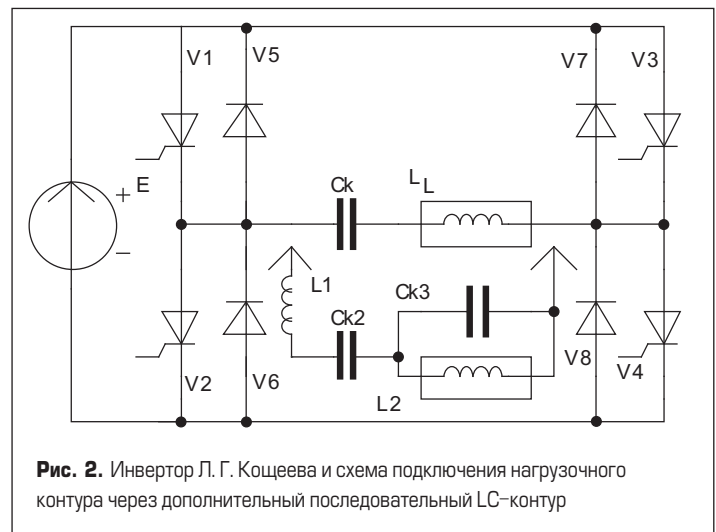


Рис. 2. Инвертор Л. Г. Кощева и схема подключения нагрузочного контура через дополнительный последовательный LC-контур

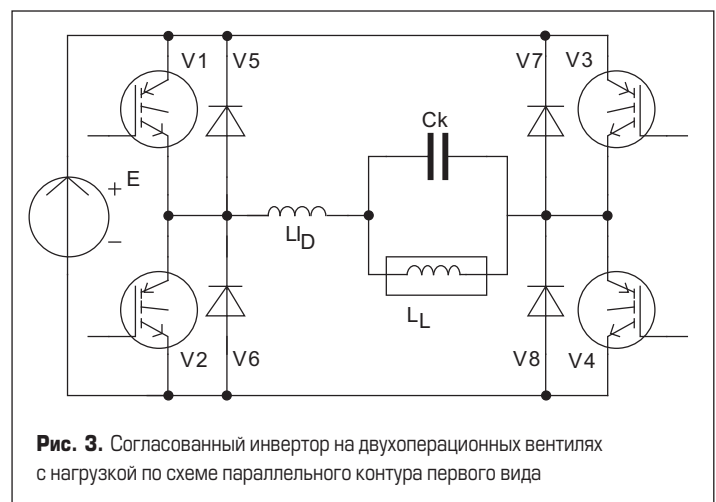


Рис. 3. Согласованный инвертор на двухоперационных вентилях с нагрузкой по схеме параллельного контура первого вида

демпфирующей (L_D) индуктивности ($\kappa = L_L/L_D$) [9, 17]. В [17] упоминается обратная величина κ (эта величина $k = 1/\kappa$ введена автором независимо по аналогии с инверторами тока, однако, учитывая приоритет [9], в последующем изложении будем пользоваться параметром κ , а также и примененным там определением «демпфирующая индуктивность»). Индуктивность L_D , в общем случае, включает индуктивности согласующего трансформатора, ошиновки и, возможно, отдельного (специального) дросселя, который может состоять из двух и более частей, в том числе имеющих магнитную связь (для снижения весогабаритных показателей и электрических потерь).

Выходной ток i_D инвертора (мгновенный ток через демпфирующую индуктивность L_D) представляется в виде:

$$i_D(\omega t) = A + B\omega t + Ce^{-\alpha\omega t}\sin(\Omega\omega t + \Psi),$$

где ω — круговая частота управления; t — время; A (B и C) — постоянные; α — относительное затухание параллельного (нагрузочного) контура, определяемое его расстройкой; Ω — относительная собственная частота эквивалентного последовательного контура (с учетом параллельного нагрузочного); Ψ — угол сдвига, зависящий от параметров элементов схемы и соотношений собственных частот контуров и частоты управления. То есть наряду с затухающей синусоидальной составляющей в кривой выходного тока содержится постоянная и линейно изменяющаяся составляющие. Соотношения их (составляющих) могут быть такими, что, в частности, с изменением времени t выходной ток i_D после достижения максимума сначала уменьшается, а затем, не переходя через нуль (встречно-параллельные диоды не включаются и не проводят тока), снова начинает расти (рис. 4). Возможен также и режим с переходом кривой выходного тока i_D через нуль дважды в течение полупериода выходного напряжения.

При использовании однооперационных вентилях (тиристоры, реверсивновключаемые динисторы, ионные вентили) работа инвертора возможна только в случае, когда обеспечивается естественное выключение (резонансная коммутация) управляемого вентиля за счет колебательного спада его тока до нуля и проводимости встречнопараллельного вентиля в течение определенного промежутка времени, достаточного для восстановления запирающих свойств не полностью управляемого вентиля во всех возможных режимах работы, включая наиболее критичные пусковые. Для эквивалентного последовательного контура должно выполняться обязательное условие:

$$\Delta = r\rho^{-1} < 2,$$

где Δ — затухание (коэффициент потерь) контура; r — эквивалентное активное сопротивление контура; ρ — волновое (характеристическое) сопротивление контура.

Эквивалентный последовательный контур при нормальной коммутации однооперационных вентилях обязательно должен иметь емкостную расстройку на задающей частоте (частоте ω управления инвертора):

$$f_s > f_c,$$

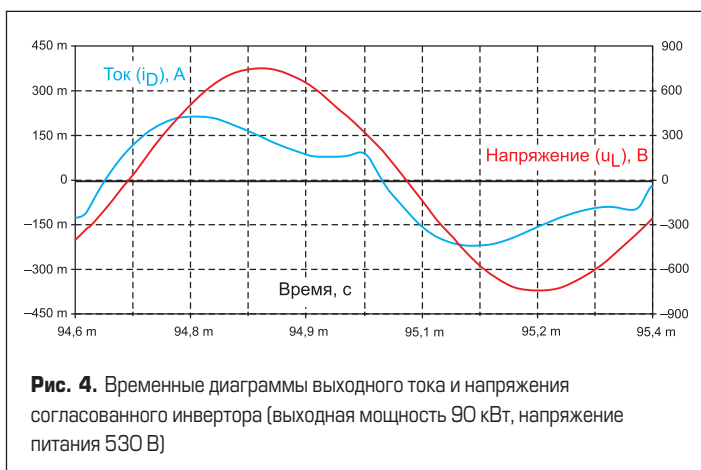


Рис. 4. Временные диаграммы выходного тока и напряжения согласованного инвертора (выходная мощность 90 кВт, напряжение питания 530 В)

где f_s — собственная частота эквивалентного последовательного контура; f_c — частота управления ($f_c = (2\pi)^{-1}\omega$).

В [9] реакцию параллельного нагрузочного контура без потерь, состоящего из индуктивности нагрузки L_L и компенсирующего конденсатора C_K , характеризует коэффициент k_0 , равный отношению собственной частоты контура f_p к частоте переключения (управления, f_c) вентилях:

$$k_0 = f_p/f_c.$$

При $k_0 < 1$ параллельный контур имеет емкостную реакцию. Вводится также коэффициент k_1 , который определяется как отношение собственной частоты выходной цепи инвертора (частоты f_s эквивалентного последовательного контура с учетом потерь) к задающей частоте (f_c):

$$k_1 = f_s/f_c.$$

Утверждается, что «при $k_0 < 1$ и $k_1 > 1$ общая реакция выходной цепи на задающей частоте будет емкостной». Выключение управляемых вентилях «происходит за счет колебательного характера выходного тока и емкостной реакции выходной цепи... после прохождения тока через нуль открытые... управляемые вентили запираются и находятся под небольшим обратным напряжением, равным падению напряжения в неуправляемых (встречно-параллельных) вентилях в проводящем состоянии... после подачи управляющих импульсов на очередные вентили к запертым вентилям прикладывается прямое напряжение, равное напряжению источника питания». Там же можно найти: «наличие постоянной и линейно изменяющейся составляющих» (в кривой или, вернее, в полученном «методом дискретных преобразований Лапласа» выражении для выходного тока i_D) приводит «к тому, что для обеспечения емкостной реакции выходного тока соотношения параметров должны быть такими, чтобы кроме условия $k_0 < 1$ и $k_1 > 1$ выполнялось еще одно условие», а именно:

$$i_D[\infty, 0] \geq 0.$$

Таким образом, анализ выполняется для режимов отсутствия паузы в кривой выходного тока i_D инвертора.

Принимается, что коэффициенты k_0 и k_1 в согласованном инверторе с резонансной коммутацией на однооперационных вентилях должны быть связаны соотношением:

$$k_1 = k_0(1 + \kappa)^{1/2}(1 - 0,25k_0^2(1 + \kappa)^{-1}D^2)^{1/2},$$

или

$$k_1 \approx k_0(1 + \kappa)^{1/2}; \kappa \gg 1,$$

где D — затухание (величина, обратная добротности) или коэффициент потерь параллельного (нагрузочного) контура.

Характеристики инвертора рассчитываются для нагрузки, параметры которой изменяются в наибольших возможных пределах, характерных, например, для индукционных плавильных печей или индукционных кузнечных нагревателей:

$$0,05 \leq \cos(\arctg(D^{-1})) \leq 0,65; \\ 1 \leq L_{L \max}/L_{L \min} \leq 2,$$

где $L_{L \max}$ и $L_{L \min}$ — наибольшее и наименьшее значение индуктивности нагрузки инвертора в ходе цикла нагрева.

Для установившегося режима на полупериоде задающей частоты f_c выходной ток i_D инвертора и напряжение u_L на нагрузке (на компенсирующем конденсаторе C_K) определяются, соответственно, из выражений:

$$i_D[\infty, \tau] = \kappa(1 + \kappa)^{-1}(D(1 + \kappa)^{-1} + \pi\kappa^{-1}(\tau - 0,5) - A_1 k_1^{-1}e^{-\beta\tau} \sin(\pi k_1 \tau - \Psi_1 + 2\Psi_2)); \\ u_L[\infty, \tau] = \kappa(1 + \kappa)^{-1}(1 - A_1 k_1^{-1} k_0(1 + \kappa)^{1/2} e^{-\beta\tau} \sin(\pi k_1 \tau - \Psi_1 + \Psi_2)),$$

где: $\tau = 2f_c t$; $A_1 = 2(1 + 2e^{-\beta} \cos(\pi k_1) + e^{-2\beta})^{-1/2}$; $\beta = (8\pi f_c^2 L_L C_K)^{-1} D = 0,5\pi k_0^2 D$; $\Psi_1 = \arctg(e^{-\beta} \sin(\pi k_1)(1 + e^{-\beta} \cos(\pi k_1))^{-1})$; $\Psi_2 = \arctg(\pi k_1 \beta^{-1})$.

Соотношения параметров инвертора выбирались «такими, чтобы обеспечивалась надежная работа вентилях при минимальных потерях в демпфирующей индуктивности», как считали авторы [9]. Отношение κ определялось из приближенной формулы, приведенной выше, и изменялось в диапазоне: $2,36 \leq \kappa \leq 13,06$.

Коэффициент k_0 принимался равным от 0,4 до 0,6, а коэффициент k_1 — от 1,1 до 1,5. Режим, соответствующий $k_0 = 0,6$ и $k_1 = 1,1$, в [9] признан нерабочим, так как не гарантируется (согласно рассчитанным характеристикам) надежная коммутация вентилях из-за снижения времени, предоставляемого вентилям для восстановления запирающих свойств при указанных выше параметрах нагрузки. Однако это все-таки не точно для κ из выбранного диапазона значений. Кроме того, при заданных величинах коэффициента k_1 инвертор будет работать в условиях так называемого перекрытия (включение управляемого вентиля происходит в интервале проводимости встречного диода смежного плеча), характеризующихся значительными коммутационными потерями от протекания сквозных токов. Практически такие режимы использовать нецелесообразно. Более «качественные» режимы возможны в схеме для более высоких, чем принятые, значений коэффициента k_1 . При этом в принципе инвертор на однооперационных вентилях может сохранять работоспособность даже при нулевой ($k_0 = 1$) или даже небольшой индуктивной расстройке ($k_0 > 1$) нагрузочного (параллельного) контура, так как демпфирующая индуктивность L_D шунтирует нагрузку «по высокой частоте» через источник питания (при работе вентиля или встречного диода). Общая реакция выходной цепи на задающей частоте ω также (и в этих случаях) может быть емкостной, что обеспечит колебательный характер выходного тока.

Не совсем корректны и выводы: «минимальная реактивная энергия и потери в демпфирующей индуктивности будут при k_0 стремящемся к единице, и $\kappa \gg 1$ (?), а минимальная реактивная энергия, циркулирующая в контуре, состоящем из фильтровой емкости и выходной цепи инвертора, будет (?) при $k_1 \rightarrow 1$... потери и реактивная мощность в индуктивности L_D пропорциональны ее значению...». Емкостная расстройка параллельного контура позволяет увеличить уровень выходного напряжения за счет явления так называемой раскачки [17]. Если произвести нормирование напряжений и токов, то есть представить эти величины в безразмерных (относительных) единицах (напряжения относятся к напряжению источника питания E , а токи — к величине базового тока $I_B = E\omega^{-1}L_D^{-1}$), то величина амплитуды напряжения $U_{L\max}$ на нагрузке по [9] может иметь значения (для выбранных параметров) до 3,8, а ток $I_{D\max}$ через управляемые вентилях — значения до 2,3. Учитывая относительно слабое (в практических случаях) затухание D нагрузочного контура, достаточно точно определяется действующее значение напряжения на нагрузке как: $U_L = U_{L\max}/\sqrt{2}$. С выходным током (I_D) инвертора дело обстоит сложнее, поскольку кривая мгновенного тока i_D содержит высшие гармоники (в [9] действующее значение выходного тока I_D определяется через максимальный ток $I_{D\max}$ аналогично напряжению U_L на нагрузке: $I_D = I_{D\max}/\sqrt{2}$). Потери же в демпфирующей индуктивности L_D зависят от вида ее конструкции (она может оптимизироваться по-разному, в функции от величины L_D). Но даже при одинаковом конструктивном устройстве потери в индуктивностях все-таки увеличиваются несколько медленнее, чем растет сама индуктивность. Кроме того, потери в индуктивности, можно считать, пропорциональны квадрату тока. В результате с увеличением отношения κ суммарные потери в демпфирующей индуктивности L_D (за счет роста тока) будут возрастать, а не снижаться, как представлено в [9]. Одновременно за счет ухудшения коэффициента мощности, коэффициента формы и увеличения амплитуды выходного тока $I_{D\max}$ и общие потери в схеме (ошиновка, вентилях, емкости и прочее) с возрастанием κ также будут расти. Бесспорно то, что с ростом κ инвертор становится менее чувствителен к изменению параметров нагрузки (что следует, в частности, из выражений, связывающих коэффициенты k_0 с k_1). Но не за счет снижения, а, наоборот, благодаря увеличению суммарной реактивной мощности соответствующих элементов силовой схемы (с возрастанием отношения κ). Выгоднее же (в том числе энергетически) работать именно с малыми значениями величины κ . В [17] для отношения κ (в пересчете используемой там обратной величины) установлен диапазон 0,2–2. Автономный согласованный инвертор должен выполняться на полностью управляемых вентилях.

При $\kappa \rightarrow 1$, $k_0 = 1$ и $k_1 \rightarrow 2$ амплитуда выходного напряжения $U_{L\max}$ инвертора в относительных единицах будет близка к 1,42, а амплитуда выходного тока $I_{D\max}$ не превысит величины 0,58.

При емкостной расстройке параллельного контура выходное напряжение U_L инвертора определяется (используем метод первой гармоники) зависимостью, аналогичной применяемой для классических инверторов тока:

$$U_L = v E / \cos \chi,$$

где v — схемный коэффициент, χ — угол опережения.

Демпфирующая индуктивность L_D на интервале проводимости вентиляхной ячейки отделяет параллельный (нагрузочный) контур от цепи питания:

$$u_L = E - L_D di_D/dt.$$

В интервале возможной паузы (вентиляхные ячейки не проводят ток) напряжение u_G на демпфирующей индуктивности L_D равно нулю, нагрузочный контур отделен от источника питания вентиляхми, и в нем протекает свободный затухающий электромагнитный процесс:

$$u_L = U_{L\max} e^{-\rho t} \sin(\omega t + \alpha),$$

где ρ — коэффициент затухания нагрузочного (параллельного) контура; α — угол проводимости вентиляхной ячейки.

Кривая напряжения u_G на демпфирующей индуктивности L_D переходит через нуль при максимальном и минимальном (максимальном по модулю отрицательном) токе вентиляхной ячейки (рис. 5) или, что то же самое, выходном мгновенном токе инвертора с учетом знака:

$$u_G = L_D di_D/dt = 0: i_D = I_{D\max} \text{ или } i_D = I_{D\min} (|i_D| = I_{\max}),$$

где I_{\max} — максимальный ток встречного диода вентиляхной ячейки. На концах полупериода выходного напряжения демпфирующая индуктивность L_D представляет собой противо-ЭДС, а в середине указанного интервала (при смене знака напряжения) выполняет роль генератора электромагнитной энергии. При включении управляемого вентиля напряжение на демпфирующей индуктивности L_D возрастает скачком до величины:

$$u_G = E + U_{L\max} \sin \chi;$$

после смены знака достигает экстремума

$$u_G = E - U_{L\max};$$

а в момент выключения встречно-параллельного диода равна значению

$$u_G = E - U_{L\max} \sin \chi.$$

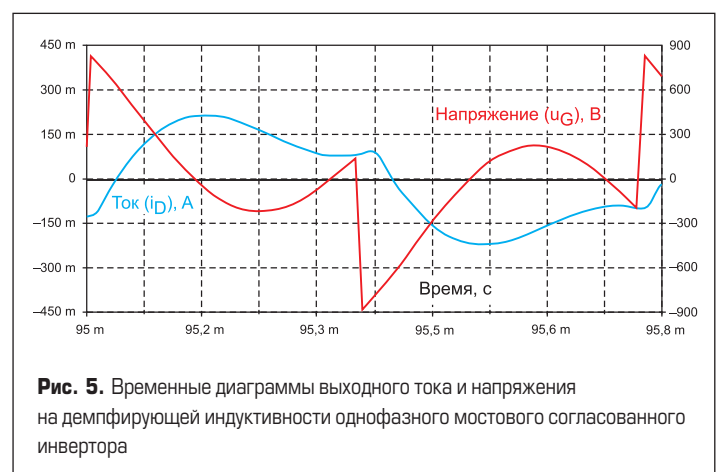


Рис. 5. Временные диаграммы выходного тока и напряжения на демпфирующей индуктивности однофазного мостового согласованного инвертора

Напряжение на вентильной ячейке u_V в интервале проводимости смежной с ней ячейки равно напряжению питания (E) инвертора:

$$u_V = E;$$

в интервале возможной паузы ($u_L \neq 0$) для выключившегося вентиля

$$u_V = 0,5 E - 0,5 U_{L \max} e^{-e\omega} \sin(\omega t + \alpha);$$

в интервале паузы ($u_L \neq 0$) для смежного вентиля

$$u_V = 0,5 E + 0,5 U_{L \max} e^{-e\omega} \sin(\omega t + \alpha);$$

в интервале паузы ($u_L = 0$) для выключившегося и смежного с ним вентиля

$$u_V = 0,5 E.$$

Максимум тока управляемого вентиля i_V (выходного тока $I_{D \max}$ инвертора) вентильной ячейки соответствует моменту времени, когда возрастающее напряжение на нагрузке u_L становится равным величине напряжения (E) питания, а минимум тока управляемого вентиля (минимум выходного тока $I_{D \min}$ инвертора или максимум тока $I_{D \max}$ встречно-параллельного диода) — когда спадающее после достижения максимума мгновенное напряжение u_L на нагрузке станет равным напряжению E питания:

$$i_V = i_D \rightarrow I_{D \max}; u_L \leq E;$$

$$i_V = i_D \rightarrow I_{D \min} \text{ или } i_D \rightarrow I_{D \max}; u_L \geq E.$$

Анализируя кривые токов и напряжений на элементах инвертора, можно понять, каким образом допустимо (и качественно) управлять инвертором или регулировать его выходные электрические параметры.

Как отмечено выше, изменением величины угла опережения χ можно, например, в сравнительно широких пределах [17] изменять уровень выходного напряжения U_L . С одной стороны, передача энергии на высоком напряжении выгодна, но, с другой стороны, значительная емкостная расстройка нагрузочного контура ($k_0 \neq 1$, $k_0 < 1$) приводит к росту обменных мощностей и, следовательно, электрических потерь, что делает данный способ управления не всегда целесообразным (и допустимым) для применения.

Согласованный инвертор с демпфирующей индуктивностью и параллельной компенсацией реактивности нагрузки на полностью управляемых вентилях имеет достаточно широкие регулировочные возможности и с использованием иных принципов управления — регулирования. Возможные и эффективные для практического применения способы управления и регулирования этого инвертора будут подробно рассмотрены в следующей части статьи.

Литература

1. Беркович Е. И., Ивенский Г. В., Иоффе Ю. С. и др. Тиристорные преобразователи повышенной частоты для электротехнологических установок. Л.: Энергоатомиздат, 1983.
2. Силкин Е. М. Патент 2117378 (заявл. 17.01.1997, заявка № 97100755) РФ, МКИ H02 M 7/48. Способ управления резонансным инвертором со встречно-параллельными диодами // Б.И. 1998. № 22.
3. Силкин Е. М. О самовозбуждении резонансных инверторов с встречно-параллельными диодами. Труды 3 МНК, посвященные методам и средствам управления технологическими процессами, 25–27 октября 1999 г. Саранск, 1999.
4. Силкин Е. М. Патент 2152683 (заявл. 19.04.1999, заявка № 99108548) РФ, МКИ H02 M 7/48. Способ управления резонансным инвертором со встречно-параллельными диодами // Б.И. 2000. № 19.
5. Silkin E. M. Method for controlling resonance-tuned inverter with diodes connected in parallel opposition. Derwent Industry and Technology Patents Profiles. Thomson Scientific, 2001.

6. Силкин Е. М. Патент 2341000 (заявл. 14.03.2007, заявка № 2007109391) РФ, МКИ H02 M 7/48. Способ управления резонансным инвертором со встречно-параллельными диодами // Б.И. 2008. № 34.
7. Силкин Е. Элементы классификации автономных инверторов и свойства согласованного инвертора с резонансной коммутацией. Часть 2 // Силовая электроника. 2017. № 5.
8. Силкин Е. М. Патент 61964 (заявл. 13.11.2006, заявка № 2006140102) РФ, МКИ H02 M 7/00. Автономный согласованный резонансный инвертор // Б.И. 2007. № 7.
9. Слухоцкий А. Е., Царевский В. В. Анализ характеристик инвертора с встречно-параллельными вентилями и параллельной компенсацией реактивной мощности нагрузки // Электричество. 1970. № 12.
10. Чиженко И. М., Андриенко П. Д., Баран А. А. и др. Справочник по преобразовательной технике. Под ред. Чиженко И. М. К.: Техника, 1978.
11. Лузгин В. И., Петров А. Ю., Черных И. В. и др. Патент 2231904 РФ, МКИ H02 M 7/521. Устройство для индукционного нагрева и способ управления устройством для индукционного нагрева // Б.И. 2004. № 18.
12. Лузгин В. И., Петров А. Ю., Черных И. В. и др. Патент 2231906 РФ, МКИ H02 M 7/523. Автономный полумостовой инвертор и способ управления работой автономного полумостового инвертора // Б.И. 2004. № 18.
13. Лузгин В. И., Петров А. Ю., Черных И. В. и др. Патент 57061 РФ, МКИ H02 M 7/521. Автономный инвертор для индукционного нагрева // Б.И. 2006. № 27.
14. Силкин Е. М. Патент 2169984 (заявл. 28.03.2000, заявка № 2000107586) РФ, МКИ H02 M 7/521. Способ управления инвертором тока // Б.И. 2001. № 18.
15. Branas C., Azcondo F.J., Bracho S. Experimental study of HPS lamp ignition by using LC network resonance // Proc. IEEE Industrial Electronics Society Annu. Meeting IECON. 2002. Vol. 1. Nov.
16. Entwicklung einer neuen Generatorenreihe für die induktive Erwärmung. HTM: Härterei- Techn. Mitt. 2, 2001.
17. Силкин Е. М. Патент 2341002 (заявл. 21.03.2007, заявка № 2007110475) РФ, МКИ H02 M 7/53846. Способ управления инвертором // Б.И. 2008. № 34.