

Electronic Welder With High-Frequency Resonant Inverter

L. Malesani, P. Mattavelli, L. Rossetto, P. Tenti, W. Marin, A. Pollmann.

(Электронный сварочный аппарат на основе высокочастотного резонансного инвертера)

Аннотация

В данной статье представляется новое поколение электронных источников сварочного тока (ИСТ), включающих в себя инвертеры с «мягким» режимом коммутации, работающие на высокочастотные трансформаторы. Подобные инвертеры имеют малый вес, надежны, гибкие в эксплуатации, обеспечивают хорошую эффективность, высокую скорость реакции и надежность управления. Примененный алгоритм управления инвертером позволяет обеспечить корректную работу при любом состоянии нагрузки и источника питания, малые потери в режиме холостого хода и автоматическое восстановление рабочего состояния после аварии по питающей сети. Представляется также прототип промышленного источника сварочного тока, имеющего напряжение холостого хода 80В, максимальный сварочный ток – 130А при частоте коммутации 80 кГц.

ВВЕДЕНИЕ

От современных ИСТ требуются малый вес, надежность, безопасность, дешевизна и гибкость в эксплуатации. Качество сварки должно быть обеспечено независимо от используемых материалов и параметров окружающей среды (температура, влажность и т.д.). Более того, электрод должен быть предохранен от протекания по нему какого-либо тока в нерабочем режиме.

Для выполнения указанных требований важно обеспечить: широкий диапазон регулирования сварочного тока, а это, обычно, 3% - 100% от максимального значения, что нужно для увеличения гибкости и возможностей оборудования; высокую эффективность для исключения принудительного охлаждения; высокую частоту коммутации для минимизации веса ИСТ; достаточно высокий коэффициент мощности, что необходимо для получения максимальной мощности от питающей сети с учетом существующих стандартов; автоматическую адаптацию под различные условия работы, быстроту реакции на изменения нагрузки и устойчивость к аварийным режимам.

Эти требования могут быть выполнены только с использованием высокочастотных инвертеров с «мягкой» коммутацией.

В рамках описанного подхода, в данной работе представляется решение на базе резонансного инвертера на MOSFET, работающего выше частоты резонанса силового контура, включающего ВЧ-трансформатор и нагрузку. Это решение, минимизирующее токи обратного восстановления и коммутационные потери диодов, позволяет использовать высокие частоты переключения транзисторов инвертера при малых коммутационных перегрузках и при высокой эффективности преобразователя. Более того, достигается высокая степень использования магнитопровода трансформатора и естественное ограничение инвертером тока короткого замыкания.

СХЕМОТЕХНИКА И РАБОТА ИНВЕРТЕРА

Топология инвертера показана на Рис.1. На показанной схеме можно выделить несколько функциональных блоков (частей).

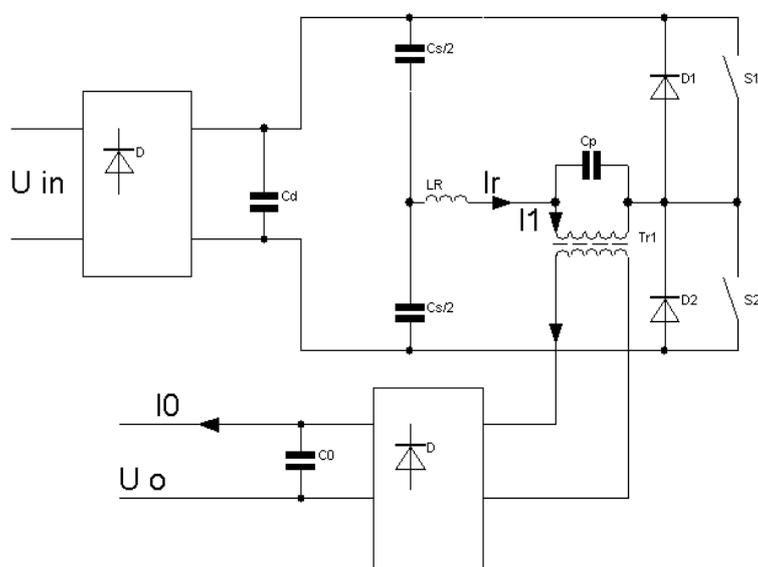


Рис.1 Топология резонансного инвертера

Входная часть: включает в себя неуправляемый выпрямитель и конденсатор фильтра C_d (напряжение +300В питания инвертера). Емкость этого конденсатора рассчитывается обычно так, чтобы при полной нагрузке обеспечить пульсации напряжения на C_d 25% - 30%. Это делается для увеличения времени, в течение которого диоды первичного выпрямителя находятся в проводящем состоянии. Это приводит к увеличению величины коэффициента мощности, но приводит к необходимости уменьшать коэффициент трансформации N ВЧ-трансформатора ($N=w1/w2$), что в свою очередь приводит к росту тока первичной обмотки и ключевых транзисторов. Разумеется, вместо подобного выпрямителя возможно использования активного корректора коэффициента мощности, но такое решение приводит к неприемлимому росту стоимости устройства [1]-[3].

Инвертер: при нормальных условиях работы, полу-мостовой инвертер работает на тактовой частоте выше частоты резонанса контура, поэтому полное сопротивление контура имеет индуктивный характер. Причем ток контура отстает по фазе от напряжения на выходе инвертера. Это обеспечивает «мягкое» переключение body-диодов MOSFET транзисторов и, следовательно, малые токи обратного восстановления и коммутационные потери. Поэтому медленные body-диоды полевых транзисторов могут использоваться в качестве D1 и D2 даже на высоких частотах. Так как коммутация транзисторов происходит при нулевом напряжении «сток-исток», то потери при включении очень малы. Потери при выключении в принципе малы из-за индуктивного характера нагрузки инвертера. Однако, все эти коммутационные потери могут быть еще уменьшены за счет применения соответствующих снабберных цепей, устанавливаемых между стоком и истоком ключевых транзисторов.

Резонансный контур: Как видно из Рис.1, используется резонансный контур LCC – типа, то есть состоящий из индуктора L_r и «расщепленной» емкости, в которую входит C_p (параллельно обмотке трансформатора) и конденсатор C_s (состоит из двух одинаковых конденсаторов $C_{s/2}$, включенных параллельно по переменному току). У этой топологии есть несколько преимуществ по сравнению с обычными резонансными конвертерами [4], как с последовательным резонансом (SRC: первичная обмотка включена последовательно

с резонансным контуром), так и с параллельным резонансом (PRC: первичная обмотка включена параллельно с конденсатором резонансного контура). Предлагаемая топология более селективная, она обеспечивает более широкий диапазон регулировки тока нагрузки для данного диапазона изменения тактовой частоты инвертера. Более того, при правильном выборе компонент резонансного контура возможно сохранить некоторые положительные свойства и SRC (ограничение тока короткого замыкания) и PRC (управляемость и регулируемость при отсутствии нагрузки), при этом слабые места «обычных» резонансных топологий могут быть преодолены: ограниченный диапазон регулирования для SRC, потери при работе на холостом ходе и возможность насыщения трансформатора для PRC. В частности:

1. при максимальной нагрузке поведение резонансной части схемы определяется индуктором L_r и емкостью C_s , так как C_p зашунтирована малым импедансом нагрузки. Аналогичная ситуация наблюдается для SRC;
2. на холостом ходе резонансный ток мал, но не нулевой (течет через C_p). Таким образом не нарушается управляемость инвертера в отличие от SRC, а ключевые потери малы, в отличие от PRC;
3. при коротком замыкании, что является нормальным режимом для ИСТ, ток через резонансный контур ограничен импедансом L_r и C_s , величину тока короткого замыкания легко удерживать на необходимом уровне подстройкой тактовой частоты инвертера.

Трансформатор: предложенная топология оптимизирует использование трансформатора по нескольким причинам. Во-первых, передача максимальной мощности в нагрузку происходит при минимальной частоте инвертера, в то время, как более высокие тактовые частоты требуются только при малых нагрузках. Во-вторых, из-за наличия последовательно с первичной обмоткой конденсатора отсутствует постоянная составляющая индукции в магнитопроводе трансформатора, поэтому возможно максимально использовать сердечник при его перемагничивании. В-третьих, форма тока и напряжения на обмотках – синусоидальная, что обеспечивает малые потери и нагрузку на трансформатор. В-четвертых, паразитные реактивности трансформатора не влияют на работу инвертера (складываются с реактивностями резонансного контура), что упрощает разработку трансформатора.

Выходная часть: диоды выходного выпрямителя работают на высокой частоте, но благодаря синусоидальной форме, напряжение на диодах нарастает медленно после их выключения. Таким образом, потери на восстановление ограничены.

Емкость конденсатора выходного фильтра C_0 обычно очень маленькая, этот конденсатор нужен лишь для подавления помех, возникающих при горении дуги из-за индуктивности подводных проводов к держателю электрода.

Нагрузка: напряжение холостого хода определяется типом электрода, а сварочный ток определяет скорость плавления электрода.

РАБОТА ИНВЕРТЕРА И РАСЧЕТ ЭЛЕМЕНТОВ СХЕМЫ

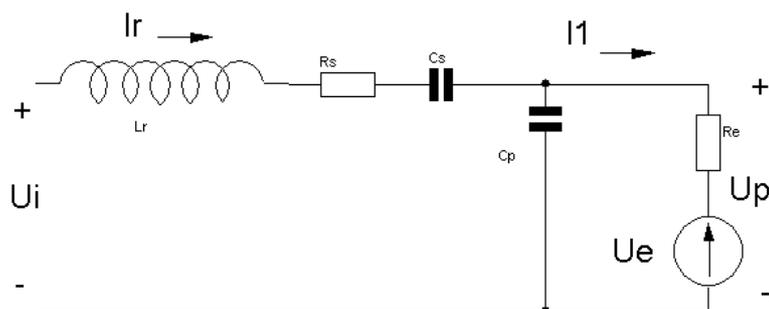


Рис.2 Эквивалентная схема LCC-инвертера

Для анализа работы инвертера в установившемся режиме обратимся к схеме на Рис.2, где все переменные будем считать синусоидальными, а выходная часть схемы представлена эквивалентным сопротивлением R_e , включенным последовательно с источником напряжения u_e . Более подробный анализ с учетом паразитных реактивностей трансформатора можно посмотреть в [11], [12]. Здесь же инвертер будет представлен просто источником напряжения u_i , которое соответствует основной гармонике (*to the fundamental components of actual inverter voltage*) на тактовой частоте f_{sw} . Пусть U_d – напряжение питания инвертера, а U_i – среднеквадратичное (эффективное) значение величины u_i , тогда:

$$U_i = \frac{\sqrt{2}}{\pi} U_d \quad (1)$$

Можно видеть, что U_0 равно выпрямленному напряжению вторичной обмотки трансформатора. Более того, в установившемся режиме, U_0 равно постоянной составляющей напряжения на нагрузке. В случае электрической дуги, нагрузку можно представить в виде источника напряжения с постоянным напряжением U_L (десятки вольт) последовательно с резистором R_L (десятки миллиом) [13]. Такая схема замещения дуги экспериментально подтверждена. Соответственно, мы считаем, что:

$$U_0 = U_L + R_L I_L = \frac{2\sqrt{2}}{\pi N} U_p \quad (2)$$

Где $N = N_1/N_2$ – коэффициент трансформации, U_p - эффективное значение u_p -напряжения на первичной обмотке. Отметим, что пульсации тока нагрузки I_L считаются равными нулю. Фактически, при низком напряжении на нагрузке (десятки вольт) и высокой частоте коммутации (порядка 100кГц) малая индуктивность подводящих к электроду проводов (десятки микрогенри) достаточна для обеспечения фильтрации тока нагрузки. Таким образом, ток первичной обмотки i_1 имеет прямоугольную (*rectangular*) форму с амплитудой I_L/N и его основная гармоника (*fundamental component*) равна:

$$I_1 = \frac{2\sqrt{2}}{\pi N} I_L \quad (3)$$

Объединяя (2) и (3) получим:

$$U_P = \frac{\pi N U_L}{2\sqrt{2}} + \frac{\pi^2}{8} N^2 R_L I_L = U_E + R_E I_1 \quad (4a)$$

где U_E и R_E – параметры, приведенные на Рис.2 и даются выражениями:

$$U_E = \frac{\pi N U_L}{2\sqrt{2}} \quad (4b)$$

$$R_E = \frac{\pi^2 N^2 R_L}{8} \quad (4c)$$

поскольку в уравнениях, приведенных выше, U_E по фазе совпадает с I_1 , мы можем представить нагрузку в виде единственного эквивалентного резистора R_T , определенного следующим образом:

$$R_T = \frac{U_P}{I_1} = R_E + \frac{\pi^2}{8} N^2 \frac{U_L}{I_L} \quad (4d)$$

Легко убедиться, что оба представления нагрузки удовлетворяют условию баланса мощности.

Короткое замыкание нагрузки: при этих условиях собственная резонансная частота контура становится:

$$f_{sc} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_R C_S}} \quad (5a)$$

а характеристическое сопротивление контура равно:

$$Z_{sc} = \sqrt{\frac{L_R}{C_S}} \quad (5b)$$

Добротность контура (*merit factor*):

$$Q_{sc} = \frac{Z_{sc}}{R_S} \quad (5c)$$

При этом регулировка выходного тока инвертера в режиме «к.з.» осуществляется изменением тактовой частоты в соответствии с выражением:

$$I_{sc} \approx \frac{U_i}{Z_{sc} \sqrt{\frac{1}{Q_{sc}^2} + \frac{4(f - f_{sc})^2}{f_{sc}^2}}} \quad (5d)$$

которое для случая больших Q можно представить в упрощенном виде:

$$I_{sc} \approx \frac{U_i}{Z_{sc}} \cdot \frac{f_{sc}}{2(f - f_{sc})} \quad (5e)$$

Холостой ход: в этом случае собственная частота контура равна:

$$f_{nl} = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_R \frac{C_S + C_P}{C_S C_P}}} = f_{SC} \sqrt{1 + \frac{C_S}{C_P}} \quad (6a)$$

Характеристическое сопротивление контура:

$$Z_{nl} = \sqrt{L_R \frac{C_S + C_P}{C_S C_P}} = Z_{SC} \sqrt{1 + \frac{C_S}{C_P}} \quad (6b)$$

Добротность контура:

$$Q_{nl} = \frac{Z_{nl}}{R_S} = Q_{SC} \sqrt{1 + \frac{C_S}{C_P}} \quad (6c)$$

Амплитуда резонансного тока описывается выражениями, подобными (5d) и (5e). Эти уравнения показывают, что для того, чтобы избежать существенных вариаций тактовой частоты при работе инвертера на реальную нагрузку емкость конденсатора C_P должна быть достаточно большой. С другой стороны, увеличение C_P приводит к увеличению тока в контуре на холостом ходе, что приводит к нежелательным потерям на холостом ходе. Следовательно, выбор номинала C_P необходимо производить на основе компромисса.

Максимальная нагрузка: в этих условиях импедансом C_P можно пренебречь. Тогда:

$$f_n \approx f_{SC} \quad (7a)$$

$$Z_n \approx Z_{SC} \quad (7b)$$

$$Q_n = \frac{Z_n}{R_S + R_E} \quad (7c)$$

Коэффициент передачи инвертера: в общем случае коэффициент передачи может быть рассчитан в соответствии с выражением:

$$\frac{U_0}{U_i} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi N} \cdot \frac{|Z_P|}{|Z_P + Z_S|} \quad (8)$$

где Z_P – импеданс параллельных C_P и R_T , Z_S – импеданс последовательных L_S и C_S (величиной R_S обычно можно пренебречь). На Рис. 3 показана зависимость коэффициента передачи инвертера в соответствии с выражениями, приведенными выше, от частоты. Q-фактор при коротком замыкании нагрузки определяется как:

$$Q_{SC} = \frac{1}{R_T} \sqrt{\frac{L_R}{L_S}} \quad (9)$$

Соответственно, низкой величине Q соответствует большое значение R_T , то есть при отсутствии нагрузки выходное напряжение становится максимальным. При больших значениях Q-фактора, то есть при коротком замыкании, выходное напряжение падает.

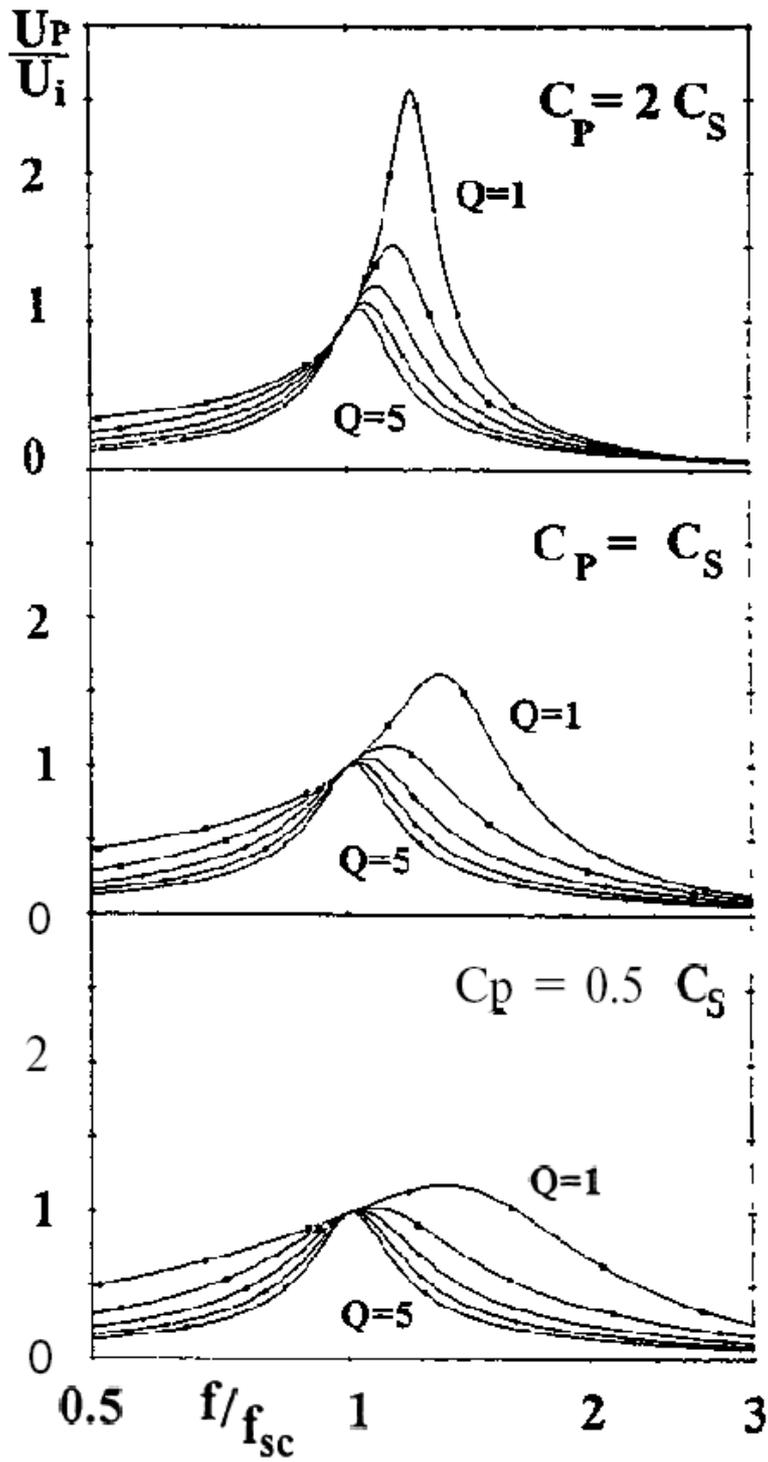


Рис.3 Коэффициент передачи инвертера по переменному току при разных Q .

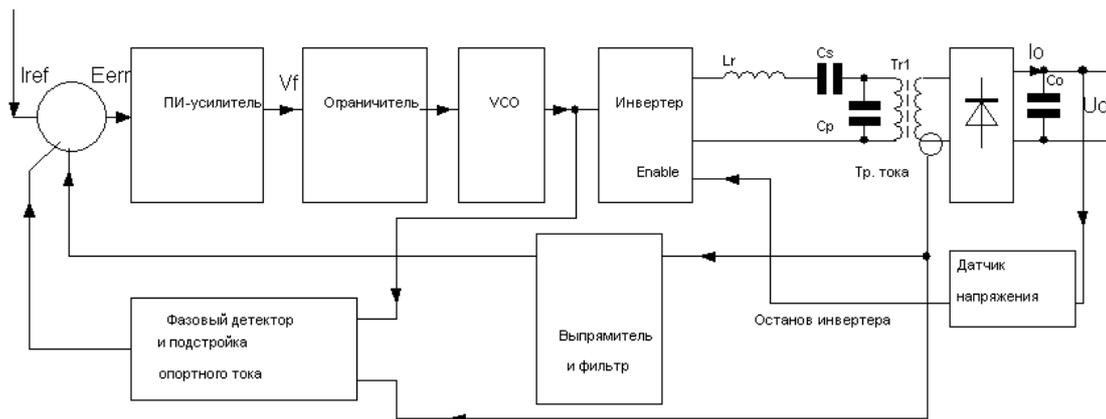


Рис.4 Блок схема управления инвертером.

АЛГОРИТМ УПРАВЛЕНИЯ ИНВЕРТЕРОМ

Блок схема инвертера показана на Рис.4 и включает в себя несколько функциональных узлов, необходимых для обеспечения корректного поведения ИСТ во всех режимах. Данный алгоритм управления может быть реализован с помощью простой схемотехники и адаптирован к любым параметрам конкретной схемы инвертера, источнику питания и параметрам нагрузки. Рассмотрим работу схемы управления инвертера.

Регулирование по току нагрузки: ток нагрузки измеряется с помощью трансформатора тока, включенного во вторичную обмотку силового трансформатора. Хотя более удобной с практической точки зрения является установка трансформатора тока в первичную цепь трансформатора, но измерение тока нагрузки в первичной цепи не возможно, т.к. это повлияет на точность измерения тока нагрузки. Сигнал с трансформатора тока выпрямляется, фильтруется и сравнивается с опорным значением I_{ref} . Затем сигнал ошибки подается на пропорционально-интегральный усилитель (PI amplifier), который своим выходным напряжением управляет частотой задающего генератора (VCO).

Среди различных возможным вариантов [5], [6] непосредственное управление частотой [7]-[10] было выбрано по причине своей простоты, с учетом того, что в нашем случае динамические характеристики не критичны и стабильность может быть получена за счет ограничения полосы пропускания петли обратной связи по току нагрузки.

При таком алгоритме управления если сопротивление нагрузки уменьшается, ток контура стремится возрасти и система отвечает повышением тактовой частоты. Это приводит к уменьшению коэффициента передачи инвертера (см. Рис.3), что компенсирует изменения величины сопротивления нагрузки и поддерживает ток нагрузки в соответствии с I_{ref} . Аналогично система ведет себя при увеличении сопротивления нагрузки: тактовая частота снижается, что приводит к увеличению коэффициента передачи инвертера по переменному току.

Ограничение тактовой частоты инвертера: достигается ограничением максимального и минимального значения усиленного сигнала ошибки V_f . В частности, в предложенной схеме V_{Fmax} соответствует f_{min} и V_{Fmin} соответствует f_{max} .

Минимальный ток нагрузки: величина максимальной тактовой частоты f_{max} определяет уровень минимального тока нагрузки и должна быть выбрана с учетом возможностей примененных ключевых элементов. Так как f_{max} связана с частотой f_{nl} (no load) и с величиной Q-фактора Q_{nl} , то необходимо очень внимательно отнестись к выбору f_{max} при расчете параметров резонансного контура.

Автоматический выход преобразователя из аварийного режима: ограничение тактовой частоты минимальным значением f_{\min} полезно и, теоритически, позволяет избежать заход инвертера на частоты ниже резонансной частоты контура, где управление инвертером становится неустойчивым. Но, фактически, при работе преобразователя на тактовой частоте, меньшей чем резонансная частота контура, дальнейшее снижение тактовой частоты приводит к уменьшению тока, что приводит к увеличению сигнала ошибки по току ε_I , что приводит к еще большему уменьшению тактовой частоты схемой управления. На практике (см. Рис.3) нет простого способа избежать «захода» инвертера в область ниже частоты собственного резонанса контура только «правильным» выбором f_{\min} . Реально, резонансная частота f_n на холостом ходе может быть выше частоты f_n при максимальной (rated) нагрузке. Отключение нагрузки может по этой причине «загнать» систему ниже собственной резонансной частоты контура.

Действительно, в нашей схеме управления f_{\min} установлена ниже частоты резонанса, что служит несколько иной цели: это позволяет реализовать автоматическое восстановление работоспособного состояния инвертера, независимо от причин, повлекших потерю управления.

Предположим, что из-за неожиданной просадки напряжения питания, инвертер не может обеспечить заданный ток в нагрузке. Система управления отвечает снижением тактовой частоты, которая «падает» ниже собственного резонанса контура. Инвертер оказывается в зоне неустойчивой работы и его тактовая частота снижается до f_{\min} . После этого интегратор ПИ-усилителя ошибки сбрасывается в исходное состояние (reset) сигналом, поступившим от блока ограничения (Limiter block) и напряжение ошибки V_f спадает до значения $V_{f\min}$, соответствующее частоте f_{\max} . После этого тактовая частота инвертера быстро возвращается в область частот выше резонанса контура и нормальное управление восстанавливается, инвертер становится способен адекватно отрабатывать изменения нагрузки. В противном случае весь процесс повторяется до тех пор, пока не будет устранена причина аварийного поведения схемы управления.

Исключение возможности работы инвертера ниже частоты собственного резонанса: чтобы исключить такой режим работы производится отслеживание фазового сдвига между прямоугольным сигналом с выхода задающего генератора, управляемого напряжением (VCO), который управляет работой ключевых транзисторов, и током вторичной обмотки трансформатора. Когда фаза этих сигналов приближается к нулю (состояние резонанса), фазовый детектор (Phase Detector) и блок подстройки опорного сигнала (Reference Adjustment Block) вырабатывают ступенчатый сигнал, который временно уменьшает величину опорного сигнала тока нагрузки I_{ref} . Таким образом, ток нагрузки снижается, а частота коммутации увеличивается до тех пор, пока не закончится переходный период.

Теоритически, ток резонансного контура i_k на первичной стороне трансформатора мог бы быть измерен вместо тока во вторичной обмотке i_2 для детектирования приближения тактовой частоты к резонансу. На практике, приближение тактовой частоты к резонансу происходит при максимальной мощности в нагрузке, когда токи текут через емкость C_p и током намагничивания трансформатора можно пренебречь. Тем не менее, измерение тока во вторичной цепи является более корректным.

Ограничение выходного напряжения: для обеспечения корректной работы инвертера в качестве ИСТ и в соответствии со стандартами безопасности выходное напряжение в режиме холостого хода должно быть в пределах 60 – 80В. Для этого применен принцип “bang-bang” управления выходным напряжением U_o : при возрастании выходного напряжения выше допустимого уровня инвертер останавливается сигналом с блока запрета (Enable block). После снижения напряжения на выходе (используется компаратор с гистерезисом) сигнал запрета снимается и инвертер снова запускается.

Работа инвертера в «спящем» режиме (standby mode): если ток нагрузки равен нулю, то система переходит в ждущий («спящий») режим. Инвертер находится в выключенном

состоянии, но периодически запускается на несколько периодов тактовой частоты для контроля наличия или отсутствия тока нагрузки. Сигнал запуска повторяется с периодичностью единицы герц, поэтому потребляемая мощность в этом режиме очень мала.

Предотвращение замыкания электрода: при замыкании электрода возникает режим короткого замыкания, что детектируется датчиком напряжения на нагрузке. Быстрый рост тока нагрузки на 20-30% приводит к плавлению в области сваривания детали и отключению электрода. Поэтому реакция на такие резкие изменения тока нагрузки должна быть достаточно быстрой со стороны схемы управления и полоса пропускания по цепи обратной связи по току должна составлять порядка 1кГц.

РАСЧЕТ ПАРАМЕТРОВ СИЛОВОЙ ЧАСТИ РЕЗОНАНСНОГО ИНВЕРТЕРА

Этот раздел представляет упрощенную процедуру расчета для предварительной разработки инвертера.

Конденсатор входного фильтра питания: как уже говорилось, номинал этого конденсатора выбирается на основе компромисса между необходимостью получения достаточного коэффициента мощности с одной стороны и разумным уровнем переменной составляющей напряжения (пульсации) на конденсаторе, с другой. Для выбора емкости C_d используется диаграмма, приведенная на Рис.5, на котором показана зависимость коэффициента мощности λ , напряжения пульсаций u_d от параметра w :

$$w = \frac{W_d}{P_{Ln} T_S} = \frac{C_d U^2 S}{2 P_{Ln}} \quad (10a)$$

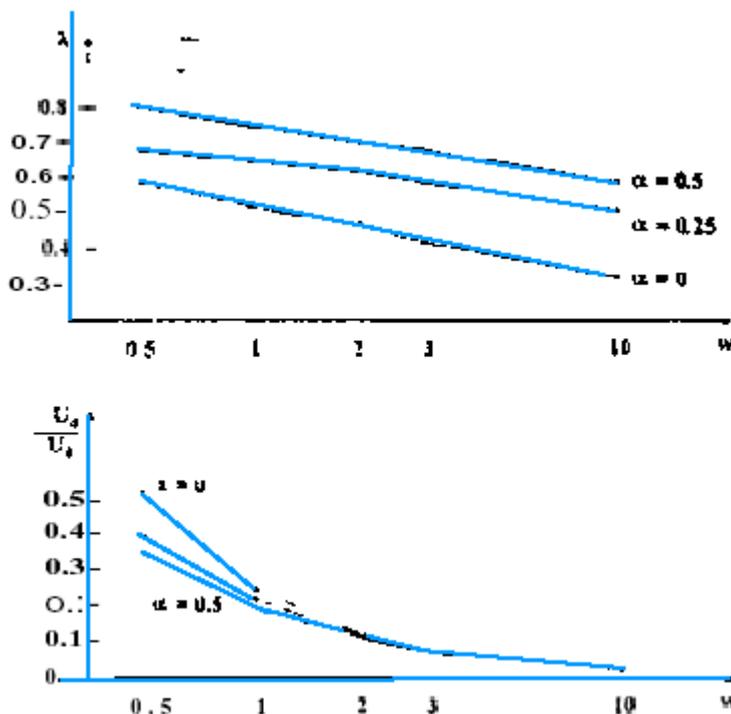


Рис.5

То есть связь между пиковой энергии, запасаемой конденсатором (U_s – амплитудное значение напряжения питания) и энергией, передаваемой в нагрузку с максимальной мощностью P_{Ln} при периоде сетевой частоты T_s . Более точно, λ и $\frac{\Delta U_d}{U_d}$ даются для

различных значений параметра α :

$$\alpha = \frac{2\pi\sqrt{L_s C_d}}{T_s} \quad (10b)$$

где L_s – индуктивность в цепи питания, если таковая имеется.

Рабочая частота инвертера: рабочая частота f_r определяется как входной параметр при разработке устройства. Она выбирается исходя из имеющейся элементной базы по ключевым приборам, с учетом требований к массо-габаритным параметрам, КПД, стоимости.

Коэффициент трансформации силового трансформатора: выбирается таким образом, чтобы на выходе инвертера обеспечивалось требуемое напряжение при минимальном напряжении питающей сети и, одновременно, максимальной нагрузке. При этих условиях инвертер работает ниже резонанса и емкостью C_p можно пренебречь, поэтому напряжение на первичной обмотке достигает величины выходного напряжения инвертера U_i . Из (1) и (2) легко получить:

$$N \geq \frac{4}{\pi^2} \cdot \frac{U_{d \min}}{U_0} \quad (11)$$

где $U_{d \min}$ – минимальное допустимое значение U_d .

На практике, следует учесть падение напряжения на различных элементах схемы. Особенности работы на высоких частотах коммутации приводят к накладыванию по времени интервалов проводящего состояния выходных диодов, что происходит из-за наличия индуктивности рассеивания. При максимальном токе нагрузки I_{Ln} соответствующее падение напряжения U_x будет равно:

$$U_x = 2f_r L_x I_{Ln} \quad (12)$$

где L_x – индуктивность рассеивания трансформатора. Эта проблема частично может быть решена перемещением конденсатора C_p во вторичную обмотку трансформатора, с учетом коэффициента трансформации. Это уменьшает эффекты, возникающие из-за наличия индуктивности рассеивания, но вызывает увеличение тока, текущего по обмоткам трансформатора.

Параметры резонансного контура: для данной рабочей частоты f_r параметры резонансного контура f_n и Q , а также отношение C_p/C_s выбираются с помощью графиков на Рис.3

С учетом следующих моментов:

- увеличение отношения f_r/f_n увеличивает *voltage margin*, в частности, коэффициент передачи по напряжению инвертера при $f = f_n$ должен быть достаточно большим, чтобы скомпенсировать любые колебания напряжения питающей сети;
- увеличение добротности контура делает его более избирательным (отношение f_r/f_n можно уменьшить), но приводит к большим перенапряжениям на элементах контура ($U_{Cs} \sim QU_i$) и делает регулирование более трудным.
- увеличение отношения C_p/C_s делает коэффициент передачи инвертера по напряжению менее зависит от величины нагрузки, но приводит к большим токовым нагрузкам на элементы схемы;

Относительно последнего аспекта, в Табл.1 даны величины дополнительного тока в зависимости от отношения C_p/C_s . Где I_{R0} – эффективный максимальный ток резонансного контура при $C_p = 0$, I_{Rn} – тот же ток при наличии C_p . Отметим, что относительный рост токовых нагрузок имеет место при C_p/C_s больше 1.

После того, как были выбраны f_n и Q , значения Z_n , L_R и C_s легко рассчитываются.

I_{Rn}/ I_{R0}	1.01	1.09	1.40	1.75	2.20
C_p/C_s	0.5	1	2	3	4

Табл.1

ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫЕ РЕЗУЛЬТАТЫ

Был изготовлен прототип инвертера на MOSFET – транзисторах со следующими параметрами: напряжение холостого хода $U_0 = 80\text{В}$, напряжение при максимальной нагрузке $U_{Ln} = 30\text{В}$ при максимальном токе нагрузки $I_{Ln} = 130\text{А}$. Тактовая частота инвертера при полной нагрузке была выбрана равной $f_r = 80\text{кГц}$. На основании данных на Рис.3 были выбраны следующие значения:

$$f_n = 0.9f_r \quad Q = 3 \quad C_p = C_s$$

На основании этих параметров были получены следующие параметры резонансного контура инвертера:

$$L_R = 11 \mu\text{H} \quad C_p = 470\text{nF} \quad C_s = 470\text{nF}$$

$$C_0 = 10 \mu\text{F} \quad C_d = 2000 \mu\text{F} \quad N = 3$$

Типичные осциллограммы сигналов показаны на Рис.6-8.

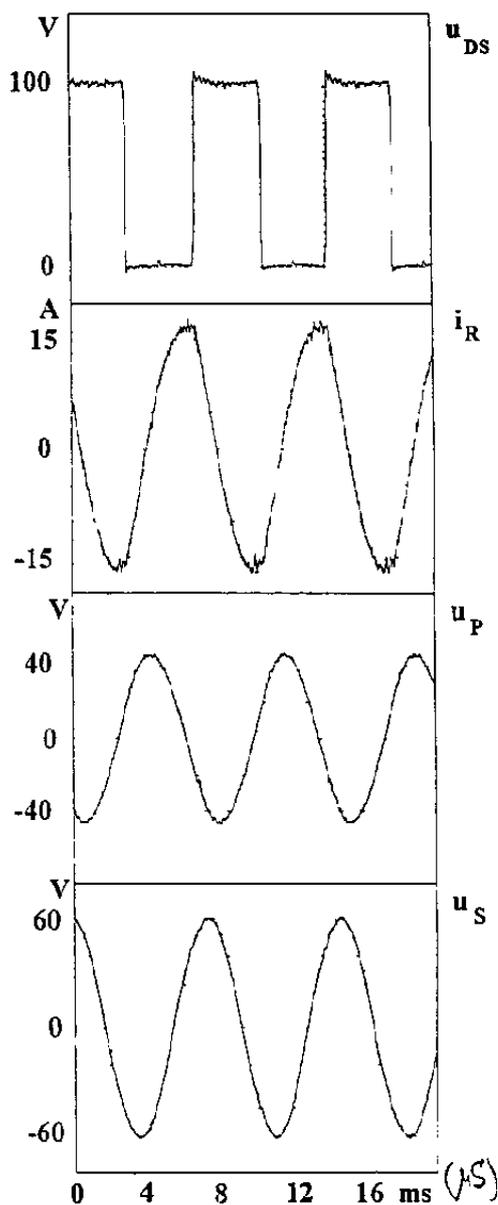


Рис.6 Осциллограммы.

На Рис.6 показано поведение резонансного контура: напряжение сток-исток u_{DS} ключевых транзисторов, резонансный ток i_R , резонансные напряжения на конденсаторах u_P и u_S (только переменная составляющая). Отметим отсутствие выбросов напряжения на осциллограммах и синусоидальную форму токов и напряжений не смотря на высокую час-

тоту коммутации.

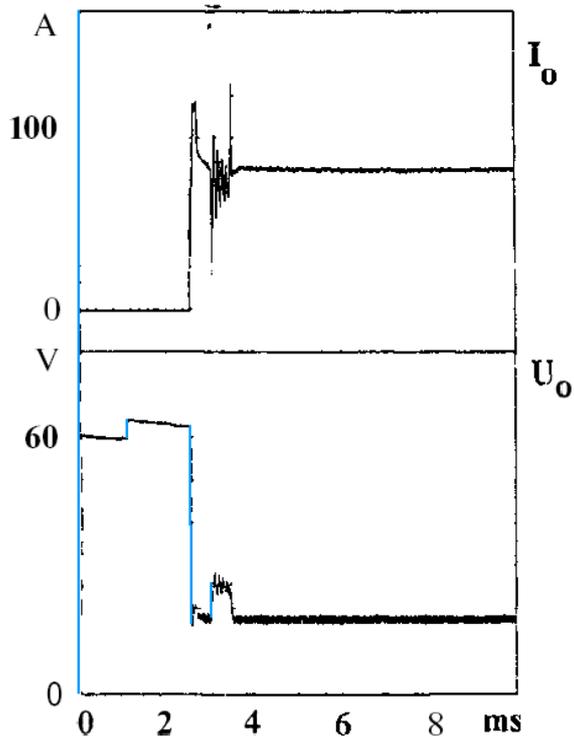


Fig. 7 Behavior at load step on

Рис.7

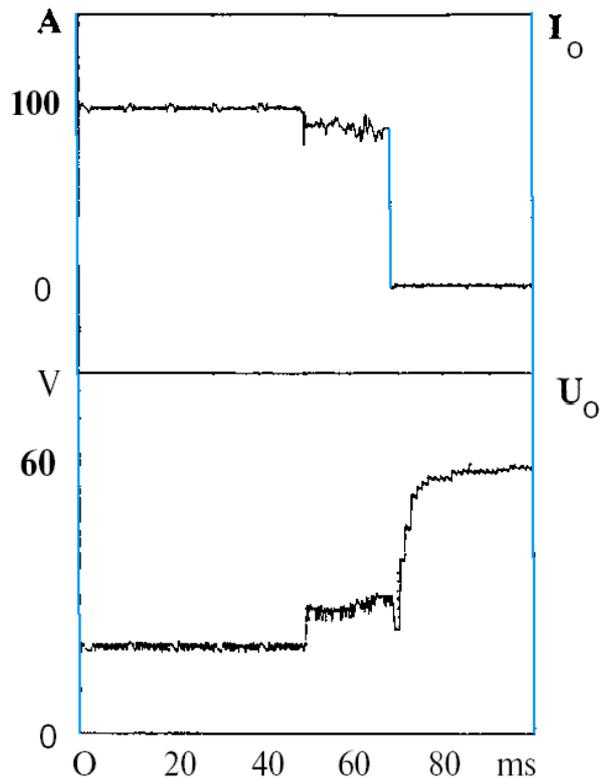


Рис.8

На Рис.7 показано поведение напряжения и тока нагрузки в момент начала процесса сварки (переходной режим резкого изменения нагрузки от ХХ до некоего установившегося режима).

На Рис.8 показано поведение напряжения и тока нагрузки при снятии нагрузки и прекращении процесса сварки.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Предложена топология резонансного LCC – инвертера, которая удобна для использования в качестве источника сварочного тока. Инвертер работает на тактовой частоте выше частоты собственного резонанса колебательного контура. Контроллер обеспечивает алгоритм управления, соответствующий назначению инвертера. Тестирование промышленного прототипа инвертера подтвердили его высокую эффективность, высокую удельную мощность на единицу объема, повторяемость и экономическую эффективность.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] J. Klein and M. N. Nalbant, "Power factor correction—Incentives, standards and techniques," in *Proc. PCIM*, 1990, pp. 27-31.
- [2] I. Takahashi, "Power factor improvement of a diode rectifier circuit by dither signal," in *Proc. IEEE IAS Annu. Meeting*, 1990, pp. 1289-1294.
- [3] M. J. Schutten, R. L. Steigerwald, and M. H. Kheraluwala, "Characteristics of load resonant converters operated in a high power factor mode," in *Proc. IEEE APEC*, 1991, pp. 5-16.
- [4] R. L. Steigerwald, "A comparison of half-bridge resonant converter topologies," in *Proc. IEEE APEC*, 1987, pp. 135-144.
- [5] R. Oruganti and F. C. Lee, "Resonant power processors: Part II—Methods of control," in *Proc. IEEE IAS Annu. Meeting*, 1984, pp. 868-878.
- [6] L. Rossetto, "A simple control technique for series resonant converters," in *Proc. IEEE PESC*, 1992, pp. 787-792.
- [7] F. C. Schwarz, "An improved method of resonant current pulse modulation for power converters," *IEEE Trans. Ind. Electron. and Contr.*, vol. 23, no. 2, pp. 133-141, 1976.
- [8] V. Vorperian and S. Cuk, "A complete dc analysis of the series resonant converter," in *Proc. IEEE PESC*, 1982, pp. 85-100.
- [9] _____, "Small signal analysis of resonant converters," in *Proc. IEEE PESC*, 1983, pp. 269-282.
- [10] R. J. King and T. A. Stuart, "Inherent overload protection for the series resonant converter," *IEEE Trans. Aerosp. Electron. Syst.*, vol. 19, no. 6, pp. 820-830, 1983.
- [11] A. K. S. Bath and S. B. Dewan, "Analysis and design of a high-frequency resonant converter using LCC type commutation," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 2, no. 4, pp. 291-301, 1987.
- [12] P. Jain, J. E. Quaicoe, and P. Jain, "Modeling and analysis of fixed frequency phase shift modulated tertiary-side parallel-tuned resonant dc/dc converter," in *Proc. IEEE Ind. Applicat. Soc. Annu. Meeting*, 1993, pp. 1081-1089.
- [13] W. H. Kearns, Ed., *Welding Handbook Seventh Edition*. Miami, FL: American Welding Society.

Перевод: ArcWeld.