

Квазирезонансный инвертор

для индукционных установок

В статье анализируется работа инвертора с дозированной передачей энергии (ИДПЭ) на параллельный резонансный контур. Установлено наличие параметрической стабилизации мощности на квазирезонансной частоте. Определены оптимальные соотношения для параметров инвертора и параллельного резонансного контура, обеспечивающих наибольшую зону стабилизации мощности. Даны рекомендации и расчетные соотношения для выбора этих параметров. Рассмотрены способы регулирования ИДПЭ собственными средствами. Предложены рекомендации по применению ИДПЭ в установках индукционного нагрева.

Валерий Поляков

promel2000@ya.ru

Введение

Индукционный нагрев получил широкое применение для сварки, пайки, закалки, плавления металлов, для создания низкотемпературной плазмы, а также для высокочастотного нагрева диэлектриков. Развитие индукционного нагрева идет по пути совершенствования его технологии и оборудования, включая источники питания, при создании которых используются современные средства имитационного моделирования и автоматизированного проектирования.

Источник питания является генератором переменного напряжения или тока, к выходу которого подключен, как правило, резонансный контур (параллельный, последовательный или последовательно-параллельный). В простейшем случае согласующий резонансный контур отсутствует. Стабилизация и регулирование выходных параметров в процессе технологического цикла индукционного нагрева осуществляются за счет изменения частоты, входного напряжения инвертора, путем широтно-импульсной модуляции (ШИМ), а также модуляции плотности импульсов (PDM — Pulse Density Modulation) [1].

Частотный способ регулирования резонансных инверторов напряжения широко распространен на практике, за исключением тех случаев, когда есть ограничения на изменение частоты по условиям технологии.

Амплитудное регулирование, осуществляемое изменением напряжения постоянного тока на входе инвертора, имеет свои преимущества (регулирование с постоянством частоты, минимальное содержание высших гармоник в токе индуктора). Однако есть и недостаток — низкий коэффициент мощности при использовании управляемого тиристорного выпрямителя [2]. Введение дополнительного звена постоянного тока позволяет повысить коэффициент мощности, но усложняет преобразователь [3].

В PDM интервалы генерирования импульсов чередуются с паузами. Достоинство заключается в том, что нет необходимости усложнять силовую часть источника питания. Реализуется высокий КПД во всем диапазоне регулирования. Однако возможны ограничения по требованиям технологии (способ имеет такой недостаток, как неоднородность уровней мощности).

Фазосдвигающий ШИМ выполняется в мостовых схемах, которые используются, как правило, на средних и больших мощностях.

Для относительно маломощных индукционных установок часто применяют полумостовые инверторы напряжения. Предусмотрено частотное, амплитудное, асимметричное ШИМ- (АШИМ) либо PDM-регулирование. Вследствие асимметрии выходного напряжения АШИМ приводит к появлению в токе индуктора высших гармоник. Гармонический состав тока улучшается с усложнением согласующего резонансного контура.

Полумостовой транзисторный инвертор напряжения является базовой схемой для маломощных источников питания, работающих в широком диапазоне частот (десятки-сотни килогерц). В совокупности с резонансным контуром инвертор относится к классу резонансных инверторов, процессы в которых хорошо изучены.

Квазирезонансный инвертор

Анализ

В данной статье анализируются процессы в полумостовом квазирезонансном инверторе с дозированной передачей энергии применительно для индукционного нагрева. Некоторые возможные схемные решения таких инверторов представлены на рис. 1 [4–6]. Одно из достоинств ИДПЭ — параметрическая стабилизация мощности. К другим достоинствам следует отнести мягкую коммутацию

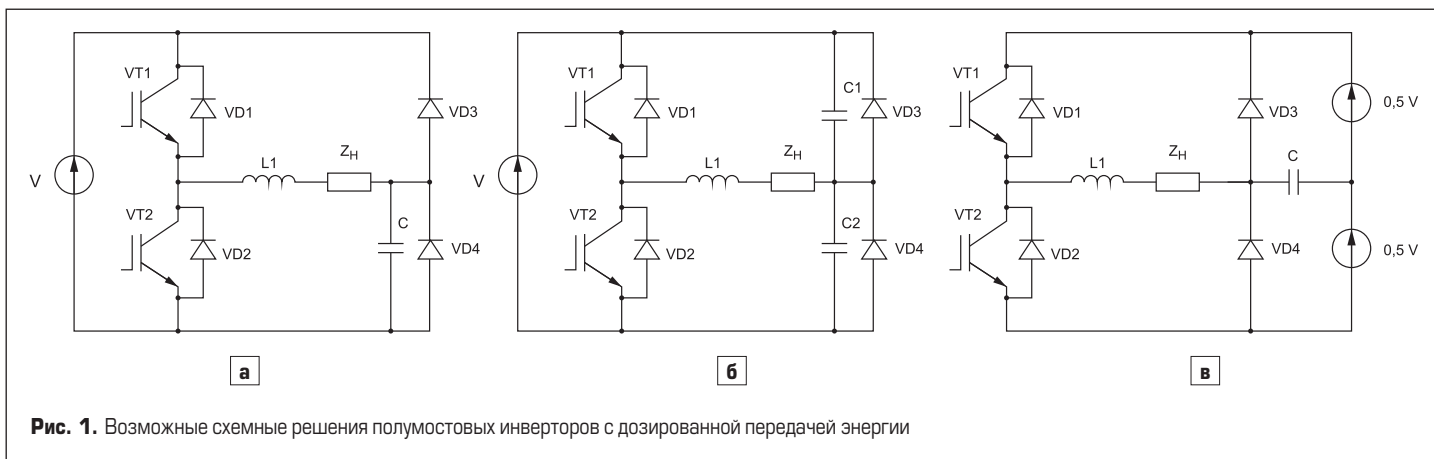


Рис. 1. Возможные схемные решения полумостовых инверторов с дозированной передачей энергии

силовых ключей как на этапе включения, так и на этапе выключения. Ограничение токовых перегрузок (при работе фиксирующих диодов) определило использование такого схемного решения и в резонансных инверторах [7].

Результаты исследований ИДПЭ в преобразователях постоянного тока при работе на активную (линейную и нелинейную) и емкостную нагрузку приведены в [5, 6, 8] и ряде других публикаций. Характеристики ИДПЭ на переменном токе исследованы недостаточно. Наиболее детально проанализирована работа такого инвертора на активную нелинейную нагрузку [4] (без согласующего резонансного контура), в которой выявлено наличие параметрической стабилизации выходной мощности при постоянстве рабочей частоты инвертора и предложены технические средства для ее расширения. Однако диапазон стабилизации мощности невелик и ограничивается примерно двукратным изменением сопротивления цепи нагрузки.

Представляет интерес исследование работы ИДПЭ на параллельный резонансный контур. Есть как минимум три причины для этого. Первая — предполагается, что зона стабилизации мощности в такой конфигурации будет расширена. Вторая — возможность значительного повышения тока индуктора по отношению к току инвертора без использования согласующего трансформатора. И наконец, третья — возможность регулирования мощности на постоянной частоте собственными средствами инвертора при низком уровне высших гармоник в токе индуктора.

Стабильность мощности в широком диапазоне изменения параметров нагрузки (эквива-

лентного сопротивления) определяет высокую скорость нагрева изделия и, соответственно, производительность установки. Желательно иметь широкую зону стабилизации и регулирования мощности при сравнительно постоянной частоте инвертора. Другим важным фактором является эффективность нагрева, которая в значительной степени определяется потерями мощности в силовых элементах. При работе на повышенных частотах важно создать условия мягкой коммутации силовых полупроводниковых ключей.

Особенность квазирезонансного преобразователя заключается в изменении структуры резонансной цепи по окончании перезаряда дозирующего конденсатора. Резонансная цепь на всех возможных интервалах помимо элементов $L1, C1, R$ цепи нагрузки ZH содержит реактор L , а на интервалах перезаряда дозирующего конденсатора C , соответственно, этот конденсатор (рис. 2).

Изменяемая структура резонансной цепи не позволяет говорить о резонансном режиме ИДПЭ. Нельзя использовать классические методы расчета, применяемые для резонансных инверторов. Представляет интерес квазирезонансный режим, совпадающий по известным признакам с резонансным. Первая задача — найти условия существования этого режима, а также характеристики ИДПЭ в области его существования. Вторая задача — провести исследование возможных способов регулирования и стабилизации выходной мощности ИДПЭ (частотного, АШИМ и PDM).

Анализировалась работа ИДПЭ с параллельным резонансным контуром ZH . Индуктивность L последовательного резонансного контура в общем случае представляет собой собственно

индуктивность инвертора плюс индуктивность рассеивания обмоток согласующего трансформатора (при его использовании), $L1$ — индуктивность индуктора, $C1$ — емкость компенсирующего конденсатора.

Приняты следующие положения:

- При работе ИДПЭ на параллельный контур возможна реализация режима параметрической стабилизации мощности в широком диапазоне изменения активного сопротивления индуктора на квазирезонансной частоте и вблизи нее.
- Квазирезонансный режим характеризуется переходом выходного тока инвертора (тока реактора L) через ноль в момент коммутации (включения и выключения) силовых управляемых ключей, то есть фазовый сдвиг тока относительно напряжения на этих ключах равен нулю. В этом режиме существуют только 2 этапа. Первый — этап перезаряда дозирующего конденсатора с отбором мощности от источника питания (рис. 2в) и второй — передачи энергии от реактивных элементов в активную нагрузку (рис. 2г). Циркуляция мощности между источником питания и контуром нагрузки отсутствует.
- На квазирезонансной частоте цепь нагрузки ZH имеет емкостной характер. При этом существует искомая эквивалентная емкость цепи нагрузочного контура, при которой реализуется квазирезонансный режим.

Эквивалентная емкость должна быть несколько больше емкости дозирующего конденсатора, поскольку резонансная частота этапа перезаряда дозирующего конденсатора выше квазирезонансной. Поэтому поиск осуществлялся для возможных значений

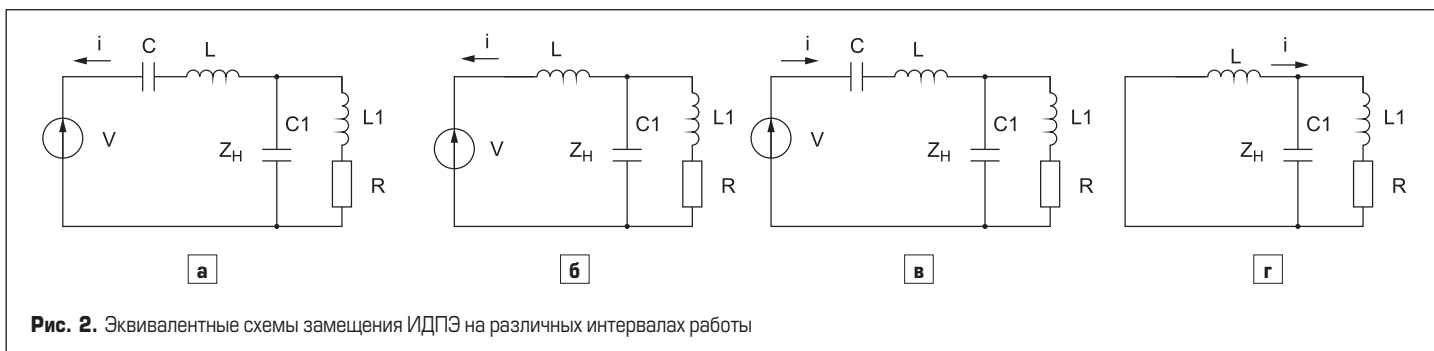


Рис. 2. Эквивалентные схемы замещения ИДПЭ на различных интервалах работы

$C_3 = (1...2)C$ при фиксированных значениях параметров других реактивных элементов и частоты.

Исследование проводилось на имитационной модели (рис. 3), выполненной в среде Multisim. Для реализации квазирезонансного режима во всем диапазоне изменения активного сопротивления индуктора имитационная модель инвертора дополнена схемой синхронизации импульсного модулятора. Синхроимпульсы формируются в момент перехода выходного тока инвертора (тока реактора L) через ноль.

Имитировался преобразователь мощностью $P = 1600$ Вт на идеальных силовых элементах, питающийся от источника напряжения $V = 400$ В. Частота генератора устанавливалась равной собственной частоте инвертора. Емкость дозирующего конденсатора вычислялась по формуле (2). Индуктивность выходного реактора инвертора рассчитывалась по формуле (5). Начальная емкость компенсирующего конденсатора была выбрана из условия, что собственная частота параллельного контура равна собственной частоте инвертора. Далее значение емкости компенсирующего конденсатора увеличивалось. Исследовалось влияние значения этой емкости на активную мощность в индукторе в заданном диапазоне изменения сопротивления индуктора.

На рис. 4 приведены осциллограммы токов и напряжений, характеризующие работу схемы в квазирезонансном режиме. Векторная диаграмма действующих значений токов и напряжений показана на рис. 5.

Результаты анализа

Результаты исследования представлены на рис. 6 в виде нормализованных зависимостей мощности, параметров индуктора и компенсирующей емкости при заданных параметрах инвертора:

- частота инвертора:

$$f_* = f/f_0; \tag{1}$$

- активная мощность, отбираемая от источника питания:

$$P_* = P/(CV^2f_0); \tag{2}$$

- эквивалентная емкость:

$$C_{3*} = C_3/C; \tag{3}$$

- активное сопротивление индуктора (добротность $Q = 1/R_*$):

$$R_* = R/2\pi fL_1. \tag{4}$$

В формулах (1–4):

- собственная частота инвертора:

$$f_0 = 1/2\pi\sqrt{LC}; \tag{5}$$

- эквивалентная емкость параллельного контура:

$$C_3 = C_1(1 - 1/\omega^2L_1C_1). \tag{6}$$

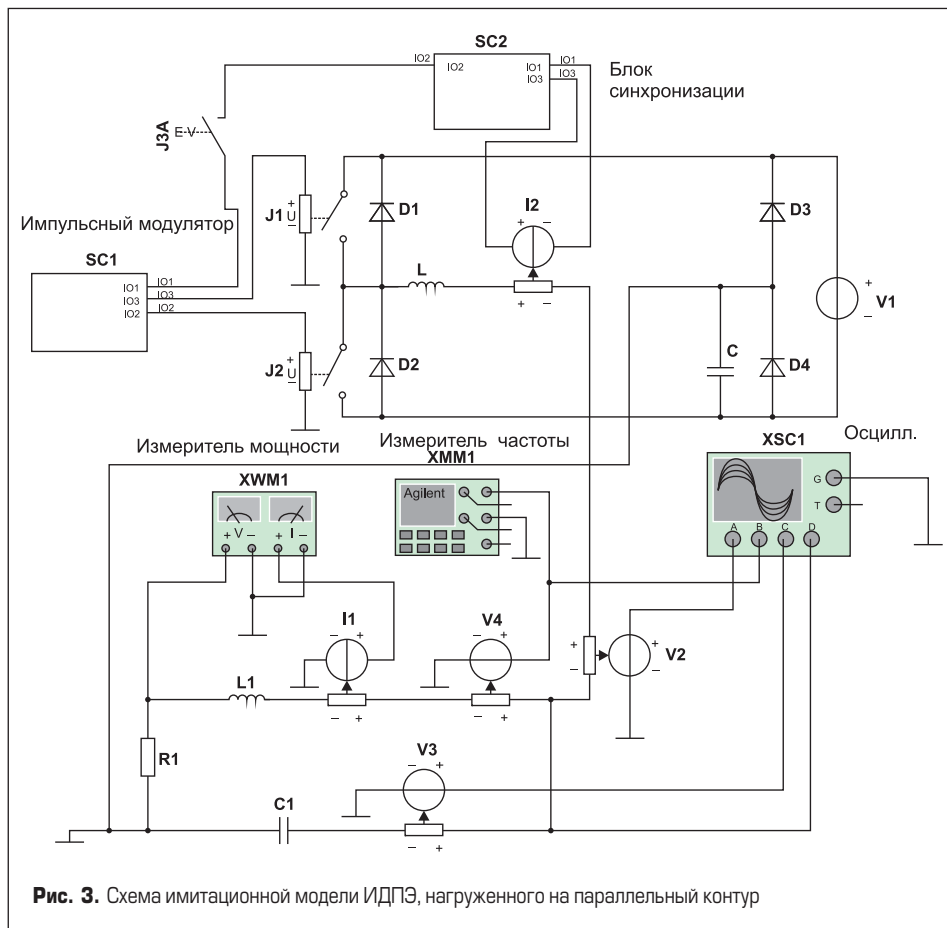


Рис. 3. Схема имитационной модели ИДПЭ, нагруженного на параллельный контур

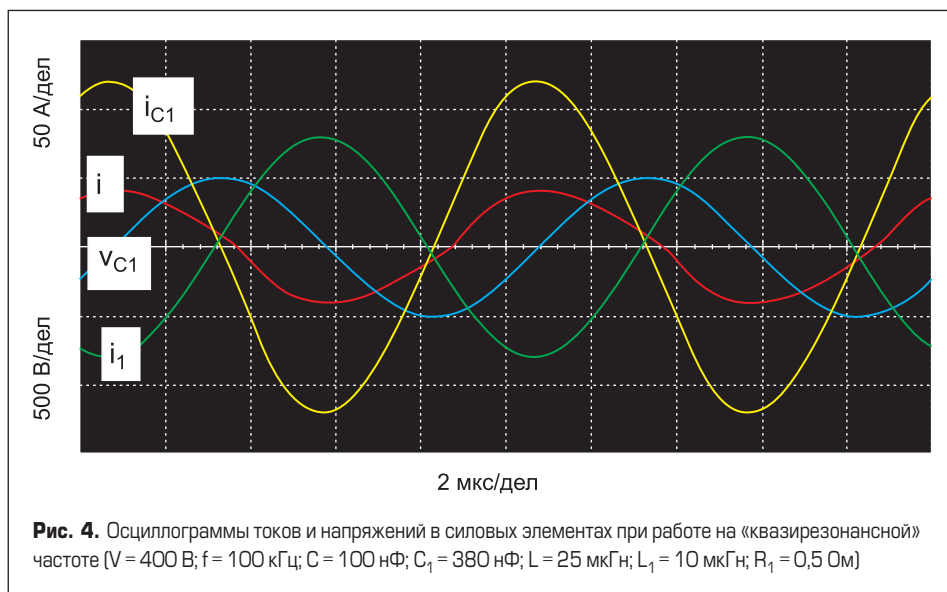


Рис. 4. Осциллограммы токов и напряжений в силовых элементах при работе на «квазирезонансной» частоте ($V = 400$ В; $f = 100$ кГц; $C = 100$ нФ; $C_1 = 380$ нФ; $L = 25$ мкГн; $L_1 = 10$ мкГн; $R_1 = 0,5$ Ом)

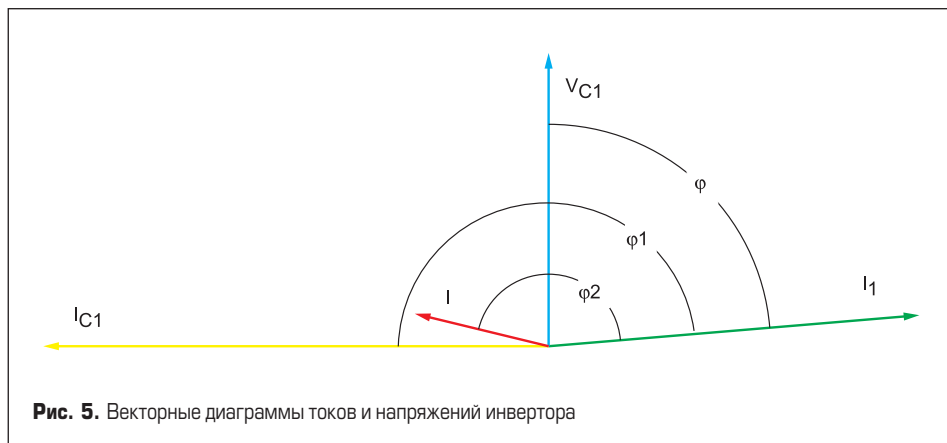


Рис. 5. Векторные диаграммы токов и напряжений инвертора

В формулах (1–6): V — напряжение источника питания; f — рабочая частота инвертора; C — емкость дозирующего конденсатора; L_1 — индуктивность индуктора; R — активное сопротивление индуктора; C_1 — емкость компенсирующего конденсатора.

В качестве искомого использовался параметр $C_{Э*}$, представляющий собой эквивалентную емкость параллельного контура (6), нормированную относительно емкости дозирующего конденсатора. Активная мощность и ширина зоны ее стабилизации достигает оптимального значения при значении $C_{Э*} = 1,3$. При дальнейшем увеличении $C_{Э*} > 1,3$ мощность уменьшается, а зона стабилизации сужается. При значениях ниже $C_{Э*} < 1,3$ появляются режимы, в которых выходной ток инвертора опережает по фазе напряжение на силовых ключах, что недопустимо из-за жесткой коммутации. Активная мощность индуктора в этой зоне уменьшается.

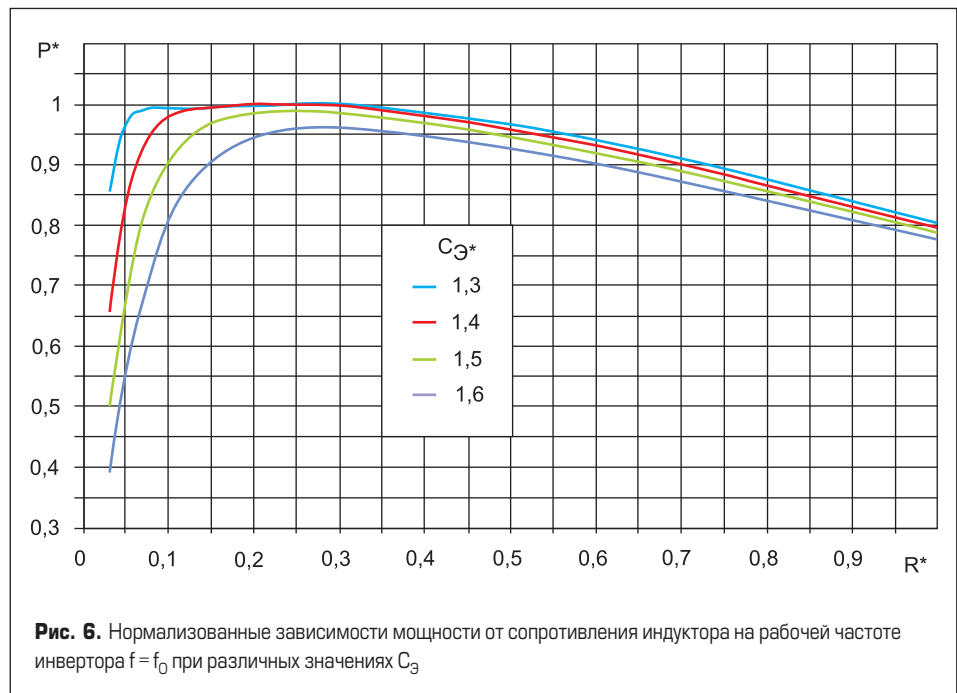
При заданном отклонении мощности в пределах $\pm 5\%$ ширина зоны ее стабилизации составляет $R^* = 0,03 \dots 0,75$ ($Q = 33,3 \dots 1,33$, $\cos\varphi = 1/\sqrt{1+Q^2} = 0,03 \dots 0,6$) для $C_{Э*} = 1,3$ и $R^* = 0,07 \dots 0,7$ ($Q = 14,3 \dots 1,43$; $\cos\varphi = 0,068 \dots 0,57$) для $C_{Э*} = 1,4$, что соответствует 25-кратному и 10-кратному изменению сопротивления нагрузки.

В [9] даны оценочные характеристики добротности Q и $\cos\varphi$ нагрузки для типичных технологических процессов индукционного нагрева (таблица). Анализ показывает, что требуемый диапазон изменения параметров нагрузки перекрывается ИДПЭ с параллельным резонансным контуром даже без использования согласующего трансформатора. Применение же согласующего трансформатора позволяет иметь гальваническую развязку цепей индуктора и инвертора, а также несколько уменьшить загрузку по току силовых полупроводниковых ключей и дозирующего конденсатора.

На рис. 7 приведены зависимости мощности, частоты, $\cos\varphi$ от сопротивления индуктора в режиме отслеживания режима квазирезонанса (работает схема синхронизации). Такое управление позволяет обеспечить надежную работу инвертора с минимальными потерями в силовых ключах без риска выхода в режим опережающего тока инвертора. Видно, что стабилизация мощности сохраняется в широком диапазоне изменения параметров индуктора, по-

Таблица. Оценочные характеристики добротности Q и $\cos\varphi$ для типичных технологических процессов индукционного нагрева

Процесс	Добротность Q	$\cos\varphi$
Закалка	3,2–2,3	0,3–0,4
Ковка	9,9–4,8	0,1–0,2
Отжиг и нормализация	6,6–3,9	0,15–0,25
Пайка и сварка	9,9–4,8	0,1–0,2
Расплавление	19,9–9,9	0,05–0,1



добно тому, как это происходит при работе на постоянной частоте.

Расчет параметров инвертора и параллельного контура:

- Номинальная частота устанавливается равной собственной частоте инвертора $f = f_0$. По номинальной мощности, частоте и входному напряжению инвертора рассчитывается емкость дозирующего конденсатора (2).
- Определяется выходная индуктивность инвертора по (5). При наличии согласующего трансформатора учитывается значение индуктивности рассеяния.
- Принимается $C_{Э*} = 1,3$. Емкость компенсирующего конденсатора рассчитывается исходя из требуемой индуктивности индуктора по формуле (6) с учетом (3).

Ориентировочный расчет токов и напряжений в силовых элементах:

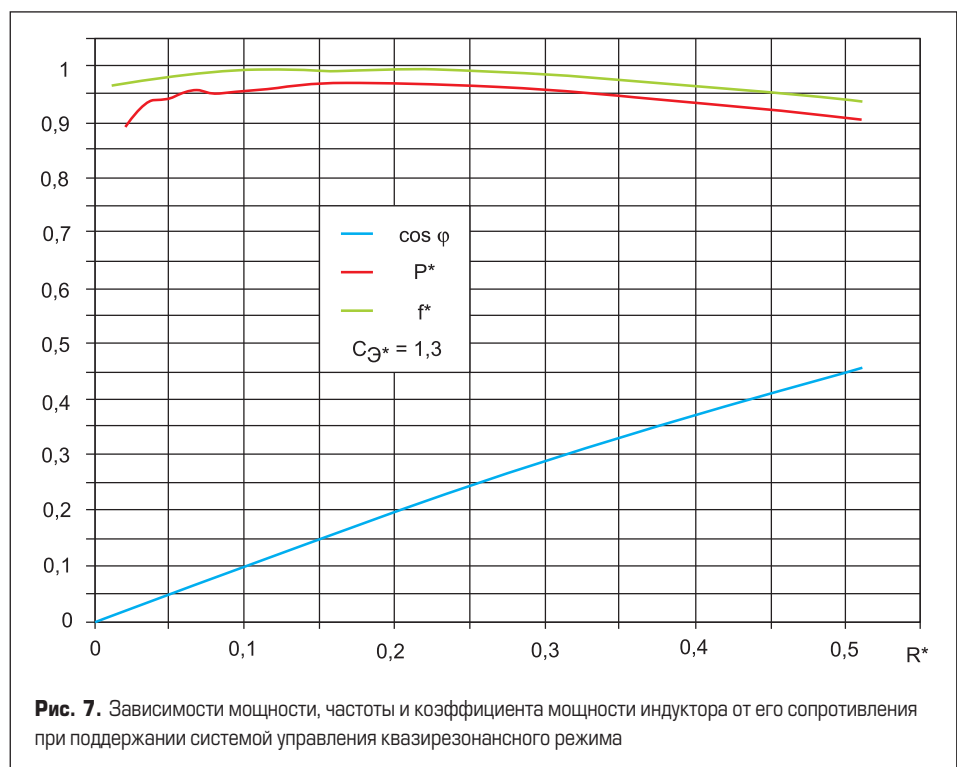
- По заданному току и минимальному активному сопротивлению индуктора (минимальному коэффициенту мощности или максимальной добротности индуктора) определяют действующее значение тока индуктора

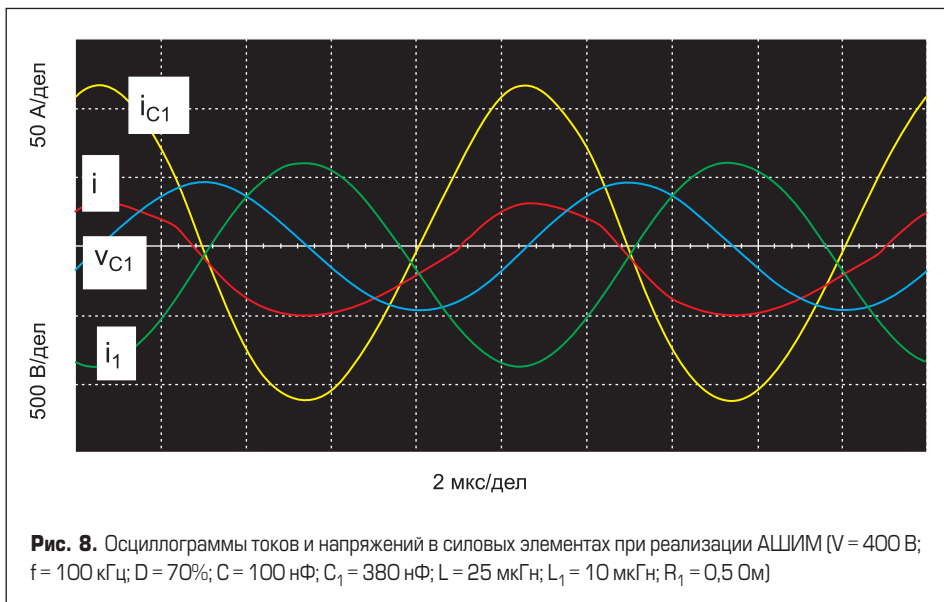
$$I_1 = \sqrt{P/R_1} \tag{7}$$

- Находят напряжение на индукторе (напряжение на компенсирующем конденсаторе) и угол сдвига относительно тока индуктора:

$$V_{C1} = \sqrt{(I_1 R_1)^2 + (I_1 \omega L_1)^2} \tag{8}$$

$$\varphi = \arctg(\omega L_1/R_1) \tag{9}$$





вычислено так же, как разность амплитуд тока компенсирующего конденсатора и индуктора:

$$I_m = V_{C1m}(\omega C_1 - 1/\omega L_1). \quad (17)$$

Решая совместно (16) и (17), получим расчетную формулу для напряжения на индукторе:

$$V_{C1m} = \frac{V}{\frac{\rho}{L_1 \omega} \left(\frac{\omega^2}{\omega_1^2} - 1 \right) - 1}, \quad (18)$$

где $\omega_1 = 1/\sqrt{L_1 C_1}$ — резонансная частота параллельного контура.

Следует учитывать, что в режиме поддержания системой управления квазирезонансного режима напряжение на компенсирующем конденсаторе (соответственно, на индукторе и реакторе инвертора) может достигнуть недопустимого значения. Поэтому во избежание аварийных режимов следует предусмотреть защиту, реализующую отключение инвертора при ненагруженном индукторе. Как видно из формулы (18), в идеальном случае (без учета потерь в индукторе и других силовых элементах инвертора) имел бы место режим, когда напряжение на компенсирующем конденсаторе $V_{C1m} \rightarrow \infty$. Условия его существования нетрудно найти, приравняв знаменатель формулы (18) к нулю.

Способы регулирования

Параметры индуктора изменяются в процессе технологического цикла. При нагреве и плавлении немагнитных материалов изменяется эквивалентное активное сопротивление индуктора, при этом индуктивность практически не меняется. При нагреве ферромагнетиков помимо сопротивления изменяется индуктивность индуктора, которая достаточно резко падает при переходе точки Кюри (при плавлении), что автоматически приводит к повышению частоты при работе схемы синхронизации. Кроме того, возможно изменение напряжения на входе инвертора в зависимости от изменения сетевого напряжения. Поэтому требуется обеспечить регулирование мощности в течение всего цикла нагрева.

Для рассматриваемых схем допустимо амплитудное регулирование путем изменения напряжения на входе инвертора, частотное регулирование, АШИМ и PDM. Эти способы и их комбинацию можно успешно использовать для стабилизации и регулирования мощности при возможных изменениях параметров нагрузки и входного напряжения инвертора. В качестве иллюстрации на рис. 8 и 9 изображены осциллограммы токов и напряжений при реализации в квазирезонансном инверторе АШИМ и PDM соответственно.

Наиболее экономичной целесообразной является организация PDM-регулирования

- Определяют ток в компенсирующем конденсаторе и угол сдвига относительно тока I_1 :

$$I_{C1} = V_{C1} \omega C_1, \quad (10)$$

$$\varphi_1 = \varphi + 0,5\pi. \quad (11)$$

- Путем сложения векторов токов индуктора и компенсирующего конденсатора определяют действующее значение и фазовый сдвиг выходного тока инвертора:

$$I = \sqrt{[I_{C1} \cos \varphi_1 + I_1]^2 + [I_{C1} \sin \varphi_1]^2}, \quad (12)$$

$$\varphi_2 = \arctg \frac{I_{C1} \sin \varphi_1}{I_{C1} \cos \varphi_1 + I_1}. \quad (13)$$

- При высокой добротности индуктора ($\varphi \rightarrow 0,5\pi$; $\varphi \rightarrow \pi$) выходной ток инвертора можно рассчитать по упрощенному выражению:

$$I \approx I_{C1} - I_1. \quad (14)$$

- Определяют загрузку по току силовых транзисторов и фиксирующих диодов, полагая, что выходной ток инвертора синусоидальный $i = \sqrt{2} I \sin \omega t$. Время перезаряда

дозированного конденсатора рассчитывают по формуле:

$$t_n = \frac{1}{\omega} \arccos \left(1 - \frac{VC}{I\sqrt{2}} \right). \quad (15)$$

Используя полученные выше формулы, определяют токи и напряжения на силовых ключах и других элементах инвертора при нагруженном индукторе.

Значения параметров, а также токов и напряжений уточняют на имитационной модели с использованием моделей выбранных силовых элементов.

Перегрузку по току и напряжению элементов инвертора при его включении на незагруженный индуктор ($R_1 \approx 0$) можно приближенно оценить, полагая, что амплитуда тока на этапе перезаряда дозирующего конденсатора определяется по формуле:

$$I_m = (V + V_{C1m})/\rho, \quad (16)$$

где $\rho = \sqrt{L/C}$.

Формула является приближенной, поскольку не учитывает изменение мгновенного значения напряжения на компенсирующем конденсаторе на указанном выше этапе. Значение амплитуды может быть

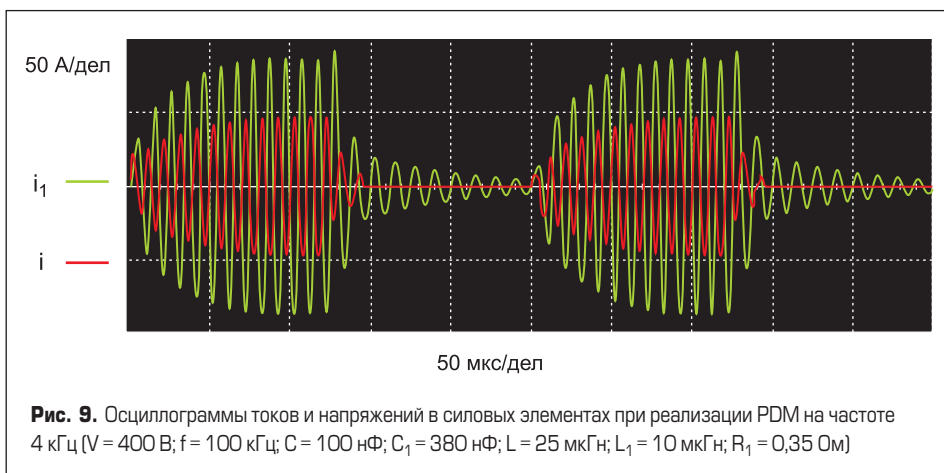


Рис. 9. Осциллограммы токов и напряжений в силовых элементах при реализации PDM на частоте 4 кГц ($V = 400$ В; $f = 100$ кГц; $C = 100$ нФ; $C_1 = 380$ нФ; $L = 25$ мкГн; $L_1 = 10$ мкГн; $R_1 = 0,35$ Ом)

мощности совместно с автоматической настройкой частоты на квазирезонансную.

На рис. 10 и 11 приведены регулировочные характеристики при частотном регулировании и АШИМ, полученные с помощью имитационной модели. При частотном регулировании, как видно на рис. 10, относительно небольшое увеличение частоты приводит к ощутимому изменению мощности. АШИМ требует намного более значительного изменения коэффициента заполнения D для регулирования мощности.

При расчете инвертора для конкретной установки следует учитывать изменение индуктивности индуктора и напряжения питания инвертора. Целесообразно расчет параметров инвертора провести, исходя из максимально возможного значения этой индуктивности и минимально допустимого входного напряжения. В таком случае при уменьшении индуктивности и изменении напряжения питания система регулирования имеет возможности для поддержания заданной номинальной мощности.

Заключение

Анализ схем ИДПЭ позволяет сделать вывод о целесообразности их использования в индукционных установках, где требования поддержания заданного уровня мощности являются приоритетными для обеспечения высокой производительности и КПД.

Наиболее эффективным является применение ИДПЭ для питания устройств нагрева и плавления немагнитных материалов, а также для создания низкотемпературной плазмы в электрофизических, электротехнологических и светотехнических установках. То есть там, где в процессе работы изменяется активное сопротивление нагрузки, при этом значение индуктивности индуктора остается практически неизменным.

ИДПЭ, нагруженный на параллельный резонансный контур, обеспечивает широкую зону стабилизации мощности. Определены оптимальные соотношения для параметров ИДПЭ и параллельного резонансного контура для реализации на квазирезонансной частоте параметрической стабилизации мощности с точностью до 5% при 25-кратном изменении активного сопротивления нагрузки.

Высокая эффективность инвертора определяется низкими динамическими потерями в силовых ключах, а также возможностью регулирования мощности внутренними средствами, используя частотное регулирование, модуляцию плотности импульсов (при сохранении квазирезонансного режима) или асимметричный ШИМ.

Литература

1. Nagarajan B., Sathi R. R. Phase Locked Loop based Pulse Density Modulation Scheme for the Power Control of Induction Heating Applications. — Journal of Power Electronics,

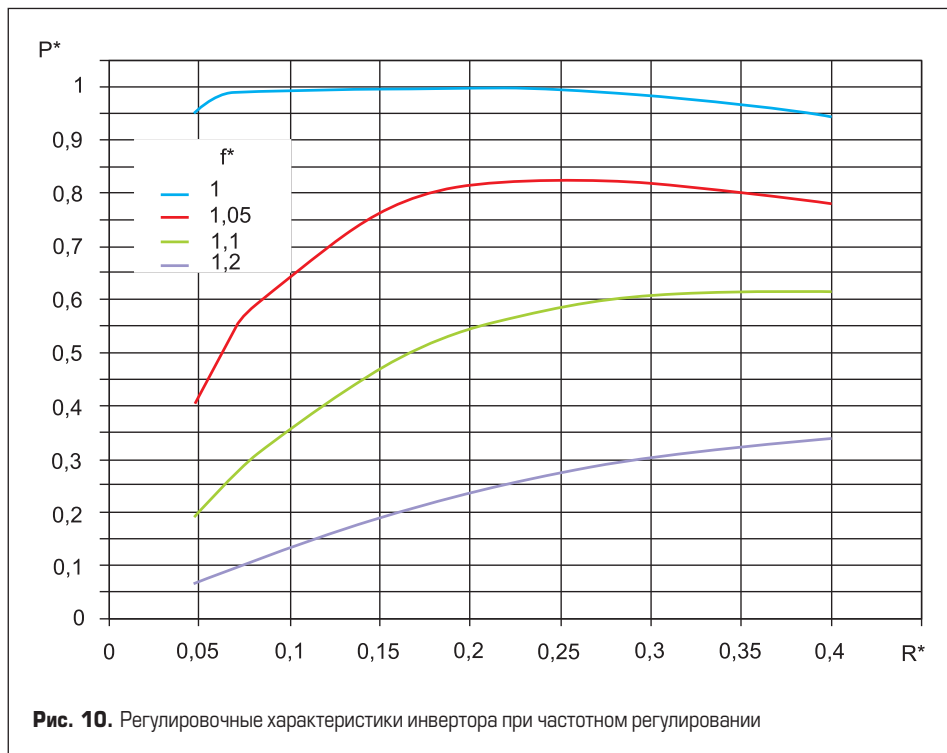


Рис. 10. Регулировочные характеристики инвертора при частотном регулировании

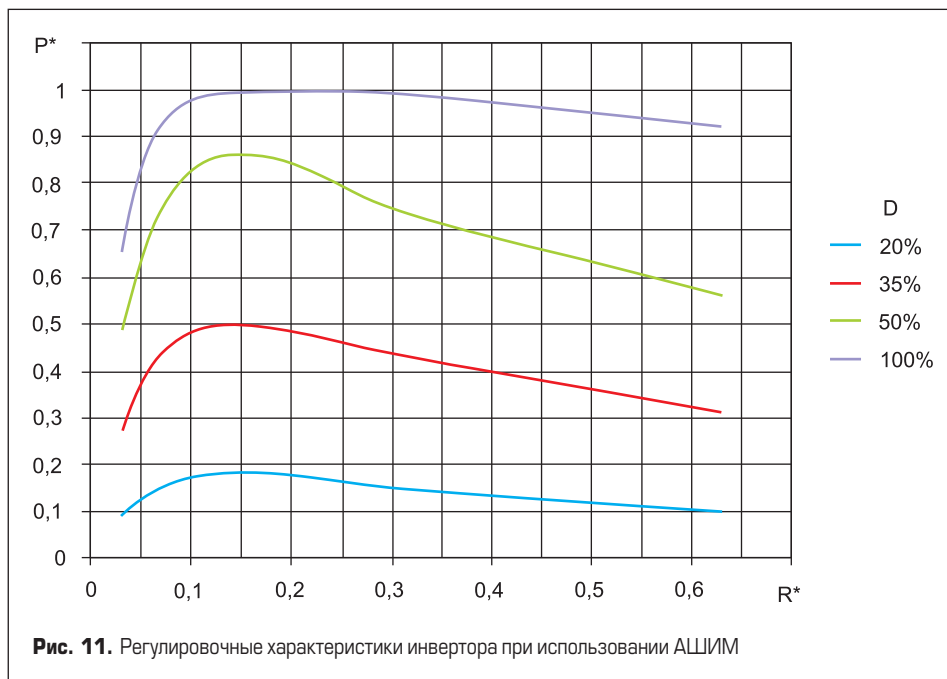


Рис. 11. Регулировочные характеристики инвертора при использовании АШИМ

Vol. 15, No. 1. January 2015. www.jpe.or.kr/archives/view_articles.asp?seq=953

2. Design of an IGBT-based LCL-Resonant Inverter for High-Frequency Induction Heating. www.richieburnett.co.uk/temp/IndH_00806017.pdf

3. Высокочастотный преобразователь на IGBT для индукционного нагрева. www.promel2000.com/index.php/ruspublic/23-indheat

4. Обжерин Е. А. Разработка инверторов с дозированной передачей энергии с улучшенными статическими характеристиками для работы с натриевыми лампами высокого давления. Автореферат диссертации. МЭИ, 2006. www.disserscat.com/content/razrabotka-invertorov-s-dozirovannoi-peredachei-energii-s-uluchshennymi-staticheskimi-kharak

5. Поляков В. Квазирезонансные преобразователи с дозированной передачей энергии // Силовая электроника. 2014. № 5.

6. Highly Efficient Switch-Mode 100 kV, 100kW Power Supply for ESP Applications. High voltage reference manual. Spellman High Voltage Electronics Corporation. 4/2014 REV.4. www.spellmanhv.com

7. www.onsemi.cn/pub_link/Collateral/AND8479-D.PDF

8. Булатов О. Г., Царенко А. И., Поляков В. Д. Тиристорно-конденсаторные источники питания для электротехнологии. М.: Энергоатомиздат, 1989.

9. Кук Р., Лавлесс Д., Руднев В. Согласование с нагрузкой в современных системах индукционного нагрева // Силовая электроника. 2007. № 2.