

Анализ импульсно-модуляционных способов

регулирования последовательного резонансного инвертора

В работе проведено сопоставление импульсно-модуляционных способов регулирования выходных параметров последовательного резонансного инвертора, а именно исследована и аналитически описана частотно-широотно-импульсная модуляция. Получены регулировочные и коммутационные характеристики, показаны преимущества применения схем инверторов с неполной глубиной модуляции, что позволяет существенно снизить величину коммутируемого тока.

Святослав Земан, к. т. н.
Александр Осипов, к. т. н.

ossan@mail.ru

Алексей Юшков

avyushkov@rambler.ru

Введение

В системах индукционного нагрева нагрузкой преобразователя частоты (ПЧ), основа которого — резонансный инвертор, является последовательный резонансный контур, образованный индуктором и компенсирующим его индуктивный характер конденсатором (рис. 1). Зависимость электрофизических свойств нагреваемой детали, охваченной индуктором, от температуры приводит к изменению приведенного активного сопротивления контура и требует глубокого регулирования выходного напряжения инвертора, которое может быть осуществлено путем модуляции определенных параметров импульсов выходного напряжения. Цель настоящей работы — сравнительное исследование импульсно-модуляционных способов регулирования напряжения последовательного резонансного инвертора и определение регулировочных и коммутационных характеристик.

1. Импульсно-модуляционные способы регулирования

Одним из самых распространенных способов регулирования выходной энергии последовательного резонансного инвертора является частотная модуляция (ЧМ) его выходного напряжения. При этом регулирование основано на увеличении реактивной составляющей импеданса контура по мере удаления частоты от резонансной [1, 2]. Регулирование в диапазоне частот ниже резонансной больше подходит для инверторов, использующих тиристоры, так как коммутация происходит после нуля тока. В этом режиме неизбежно появление сквозного тока через обратный диод и открывающийся тиристор. При регулировании в частотной области выше резонансной используются транзисторы, которые включают до достижения током нулевого значения (рис. 2),

то есть их обратный диод в момент включения является проводящим, в результате чего транзистор включается при благоприятных условиях и не возникает сквозных токов. Однако выключение транзисторов сопровождается большими динамическими потерями, что требует демпфирования процесса выключения.

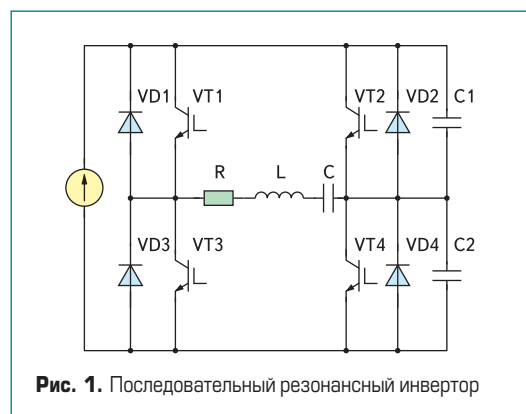


Рис. 1. Последовательный резонансный инвертор

Для определения регулировочной характеристики резонансного инвертора с ЧМ можно без значительных погрешностей произвести расчет по первой гармонике выходного прямоугольного напряжения, которая определяется выражением:

$$u(\omega t) = (4E/\pi) \sin(\omega t), \quad (1)$$

где E — амплитуда прямоугольного напряжения.

Амплитуда первой гармоники выходного тока

$$I_{1M} = (4E)/(\pi Z) = [(4E)/(\pi R)] \cos\varphi, \quad (2)$$

где $Z = \sqrt{R^2 + X^2(\omega)}$ — комплексное сопротивление нагрузки, также равное $R/\cos\varphi$; φ — угол сдвига между первыми гармониками тока и напряжения, определяемый соотношением:

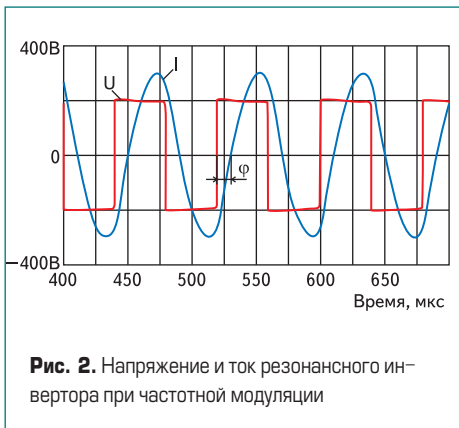


Рис. 2. Напряжение и ток резонансного инвертора при частотной модуляции

$$\begin{aligned} \varphi &= \arctg\left(\frac{X(\omega)}{R}\right) = \\ &= \arctg\left(\frac{\omega L - 1/\omega C}{R}\right) = \\ &= \arctg\left(\frac{\omega^2 LC - 1}{\omega RC}\right). \end{aligned} \quad (3)$$

Используя совместно выражения (2, 3), можно получить регулировочную характеристику выходного тока

$$I_{1M} = \frac{4E}{\pi R} \cos\left[\arctg\left(\frac{\omega^2 LC - 1}{\omega RC}\right)\right]. \quad (4)$$

Относительно максимального выходного тока характеристика примет вид:

$$I^* = \cos\left[\arctg\left(\frac{(\Omega^2 - 1)Q}{\Omega}\right)\right]. \quad (5)$$

Регулировочные характеристики представлены на рис. 3, где $\Omega = \omega\sqrt{LC}$ — относительная частота, Q — добротность контура. Видно, что глубокое регулирование выходного тока требует изменения частоты в широком диапазоне, который увеличивается по мере снижения добротности.

Следующий способ регулирования — это широтно-импульсная модуляция (ШИМ) выходного напряжения резонансного инвертора [3]. ШИМ реализуется сдвигом на определенный угол 2α управляющих сигналов транзисторов, образующих вертикальные стойки инвертора. При этом включение транзисторов

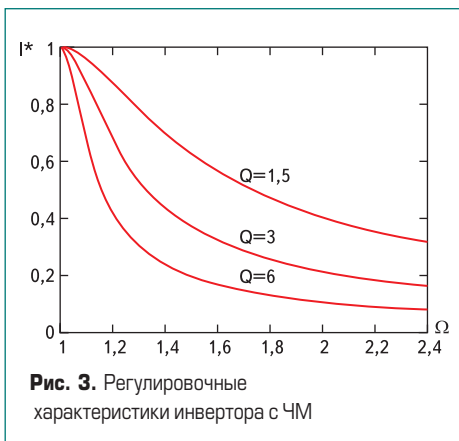


Рис. 3. Регулировочные характеристики инвертора с ЧМ

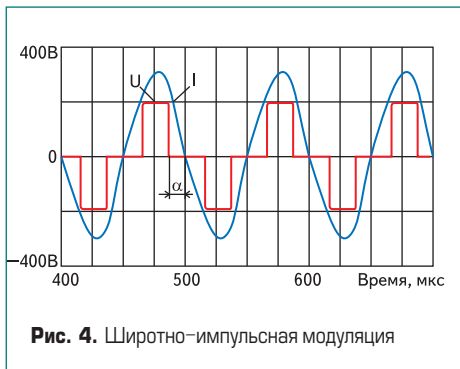


Рис. 4. Широтно-импульсная модуляция

одной стойки запаздывает, а выключение другой опережает на один и тот же угол α момент перехода тока через ноль. Диаграммы выходного напряжения и тока инвертора при ШИМ представлены на рис. 4.

Важно, что режимы коммутации транзисторов в стойках инвертора различны. Выключение транзисторов опережающей стойки VT2, VT4 происходит при высоком ненулевом токе (рис. 5), а особенность включения транзисторов отстающей стойки VT1, VT3 является открытое состояние обратного диода соседнего (выключенного) ключа стойки, что приводит к появлению сквозного тока, обусловленного большим временем восстановления запирающих свойств этого диода. Поэтому для обеспечения благоприятного включения транзисторов запаздывающей стойки последовательно с ней включают индуктивность, ограничивающую сквозной ток. С учетом указанных обстоятельств ШИМ получила наиболее широкое применение в нерезонансных инверторах напряжения.

При ШИМ амплитуда первой гармоники выходного напряжения зависит от угла коммутации α и определяется выражением:

$$U_{1M} = [(4E)/\pi] \cos\alpha. \quad (6)$$

В описываемом случае фазовый сдвиг первых гармоник тока и напряжения отсутствует, то есть $Z = R$, поэтому амплитуда первой гармоники тока:

$$I_{1M} = [(4E)/(\pi R)] \cos\alpha. \quad (7)$$

Связывая угол α с относительной длительностью импульса γ соотношением

$$\gamma = 1 - (2\alpha/\pi), \quad (8)$$

получаем регулировочную характеристику:

$$\begin{aligned} I_{1M} &= [(4E)/(\pi R)] \\ &\cos[(\pi/2)(1 - \gamma)] = \\ &= [(4E)/(\pi R)] \sin(\pi\gamma/2). \end{aligned} \quad (9)$$

Важным отличием ШИМ от ЧМ является отсутствие зависимости частоты от угла коммутации.

Частотно-широтно-импульсная модуляция (ЧШИМ) — это гибридный вид модуляции ЧМ+ШИМ. ЧШИМ обладает свойствами обеих модуляций. При этом используется алгоритм (рис. 5а), который сохраняет гибкость ШИМ и обеспечивает безопасный режим коммутации транзисторов, то есть от-

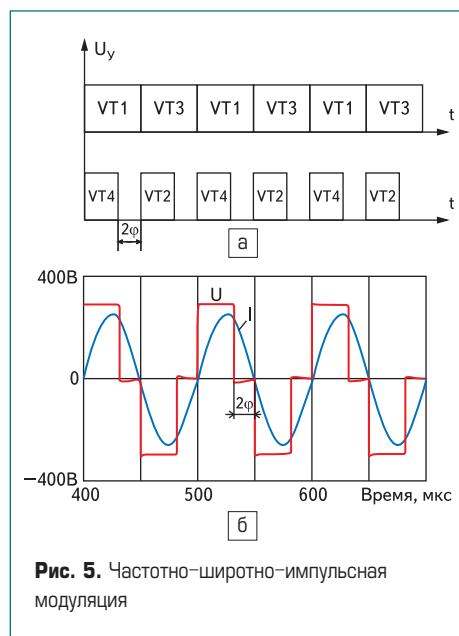


Рис. 5. Частотно-широтно-импульсная модуляция

сутствие сквозного тока [4]. При ЧШИМ выключение транзисторов одной стойки инвертора опережает ноль тока на определенный угол, а выходная частота инвертора адаптивно подстраивается таким образом, чтобы начальный ток включения транзисторов был нулевым (рис. 5б).

Особенность регулирования на основе ЧШИМ — это изменение выходного тока как за счет изменения ширины импульса, так и за счет сдвига основных гармоник тока и напряжения, то есть $\varphi \geq 0$, $Z \neq R$. При ЧШИМ первая гармоника тока описывается выражением:

$$I_{1M} = \frac{4E}{\pi Z} \cos\alpha = \frac{4E}{\pi R} \cos\varphi \times \cos\alpha \quad (10)$$

Из диаграмм (рис. 5) можно сделать вывод о равенстве углов ($\varphi = \alpha$), что позволяет записать:

$$I_{1M} = \frac{4E}{\pi Z} \cos^2\varphi = \frac{4E}{\pi R} \sin^2\frac{\pi\gamma}{2}. \quad (11)$$

С учетом (3) зависимость тока от частоты описывается соотношением:

$$I^* = \cos^2\left[\arctg\left(\frac{(\Omega^2 - 1)Q}{\Omega}\right)\right]. \quad (12)$$

Особенностью всех приведенных способов регулирования является коммутация транзисторами большого тока, что требует установки параллельно транзистору демпфирующих конденсаторов. При этом большое значение имеет правильный расчет максимальной величины коммутируемого тока, определяющего фронт напряжения коллектор/эмиттер. Функция коммутируемого тока для ЧШИМ по первой гармонике при регулировании тока имеет вид:

$$I_{\text{выкл}} = I_{1M} \sin(\pi\gamma). \quad (13)$$

Характеристики инвертора с ЧШИМ при регулировании на постоянной нагрузке приведены на рис. 6.

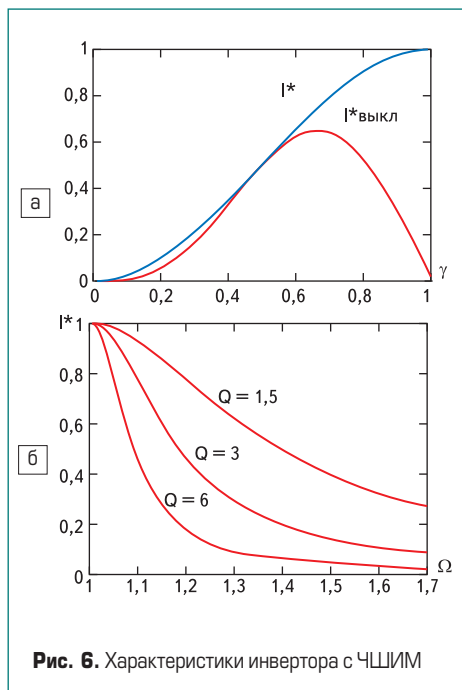


Рис. 6. Характеристики инвертора с ЧШИМ

Показано, что коммутируемый ток имеет экстремум в точке $\gamma \approx 0,667$ и после $\gamma = 0,5$ фактически совпадает с амплитудным значением выходного тока, описываемым регулировочной характеристикой (рис. 6а). Частотная характеристика ЧШИМ имеет меньше по сравнению с ЧМ частотные подстройки при аналогичной глубине регулирования по току и добротности (рис. 6б).

Интересно сопоставить ЧШИМ с ЧМ по величине коммутируемых токов при аналогичной глубине регулирования, что позволит оценить эффективность способа регулирования. Коммутируемый ток при ЧШИМ относительно глубины регулирования по току можно определить по (13), выразив относительную длительность импульса через выходной ток инвертора с помощью (11):

$$I_{\text{выкл}}^* = I^* \sin(2 \arcsin \sqrt{I^*}) \quad (14)$$

Коммутируемый ток для инвертора с ЧМ также может быть выражен из регулировочной характеристики

$$I_{\text{выкл}}^* = \cos \varphi \times \sin \varphi \Rightarrow I_{\text{выкл}}^* = I^* \sin(\arccos I^*) \quad (15)$$

Графически коммутационные характеристики для обоих видов модуляции представлены на рис. 7, из сопоставления которых видно, что на большей части диапазона при аналогичной глубине регулирования по току при ЧМ коммутируемый ток существенно меньше, чем при ЧШИМ. Однако следует отметить, что при ЧМ неблагоприятному режиму коммутации подвергаются все транзисторы, а при ЧШИМ — только одна регулируемая стойка, что и обуславливает эффективность ЧШИМ.

Следует заметить, что точность полученных аналитических выражений снижается по мере уменьшения добротности контура и при низких значениях γ , что связано с появлением в выходном токе гармоник высшего порядка, не учитываемых в представленной методике. Однако в реальных ситуациях среди нагрузок

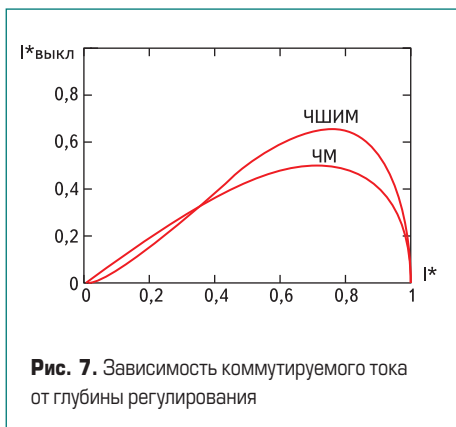


Рис. 7. Зависимость коммутируемого тока от глубины регулирования

ПЧ фактически не встречается низкочастотных контуров, что повышает практическую ценность полученных выражений.

В технологии индукционного нагрева по мере роста температуры нагреваемой заготовки существенно (в несколько раз) снижается активная составляющая сопротивления контура, что приводит к резкому увеличению выходной мощности ПЧ. Поэтому выходную мощность ПЧ ограничивают, вводя обратную связь по току или по мощности. Наиболее сложным и интересным с точки зрения определения коммутационных характеристик является режим стабилизации выходной мощности ПЧ. Для определения характеристик в этом режиме запишем выражения для среднего значения мощности, выделяемой первой гармоникой тока для инвертора с ЧШИМ:

$$P_{1M} = \frac{I_{1M}^2 R}{2} = \frac{8E^2}{\pi^2 R} \cos^4 \varphi \quad (16)$$

Используя приведенное условие совместно с регулировочной характеристикой (11), получим связь амплитуды первой гармоники выходного тока с γ в режиме стабилизации мощности:

$$I_{1M} = \frac{2P_{1M}}{\frac{4}{\pi} E \sin^2 \frac{\pi\gamma}{2}} \quad (17)$$

для коммутируемого тока:

$$I_{\text{выкл}} = \frac{2P_{1M} \sin \pi\gamma}{\frac{4}{\pi} E \sin^2 \frac{\pi\gamma}{2}} \quad (18)$$

По отношению к амплитуде первой гармоники потребляемого тока, равной

$$I_{1M} = \frac{2P_{1M}}{\frac{4}{\pi} E}$$

графически характеристики инвертора представлены на рис. 8.

Отсюда следует, что коммутируемый ток на большем участке диапазона регулирования имеет значения, соизмеримые с амплитудным током нагрузки. Существенно снизить величину коммутируемого тока позволяет применение ЧШИМ с неполной глубиной модуляции, хотя это и приведет к соответствующему сужению диапазона регулирования.

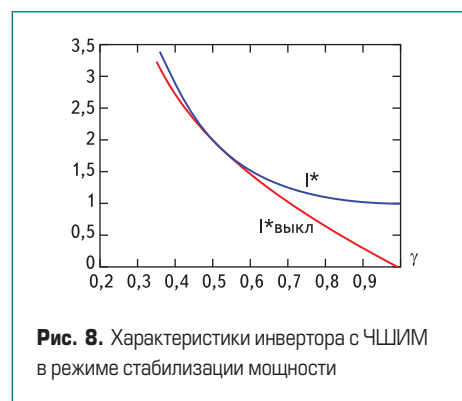


Рис. 8. Характеристики инвертора с ЧШИМ в режиме стабилизации мощности

2. Резонансные инверторы с неполной глубиной модуляции

Преобразователь с неполной глубиной модуляции может быть реализован на основе многоячейковой структуры с несколькими инверторами, регулирование выходного напряжения которой производится на основе многозонной частотно-широко-импульсной модуляции, исследованной применительно к резонансным преобразователям в работе [5]. Изменение глубины модуляции производится за счет исключения из контура суммирования выходных напряжений инверторных ячеек путем закорачивания первичных обмоток соответствующих трансформаторов транзисторами инвертора. Такие структуры преобразователя обладают большой выходной мощностью, так как имеют несколько инверторов, что в ряде случаев может быть излишним в связи с требованиями технологического процесса. Поэтому при сравнительно небольшой выходной мощности рациональна реализация инвертора на основе комбинированной мостовой схемы, которая привлекает разработчиков возможностью получения неполной глубины модуляции выходного напряжения на шести транзисторах за счет объединения двух мостовых инверторов.

Принцип суммирования напряжений реализуется структурой (рис. 9а), в которой вторичные обмотки трансформатора соединены в последовательную цепь [6], а по первичной стороне обе обмотки трансформатора соединены с инверторной стойкой VT2, VT5. При поочередном замыкании транзисторов по алгоритму VT1, VT5, VT3 — VT4, VT2, VT6 первичные обмотки соединяются параллельно, и выходное напряжение в этом случае максимально. Регулирование напряжения в этой структуре основано на опережающем размыкании VT3, VT6, в результате чего первичная обмотка трансформатора TV2 оказывается закороченной через VT2, VT5 и обратный диод, при этом выходное напряжение TV2 равно нулю. Таким образом, регулирование выходного напряжения осуществляется за счет изменения длительности открытого состояния транзисторов VT3, VT6. Диаграммы напряжения и тока нагрузки приведены на рис. 9б. Очевидно, что транзисторы VT3, VT6 выключаются с высокими динамическими потерями, однако они коммутируют ток только регули-

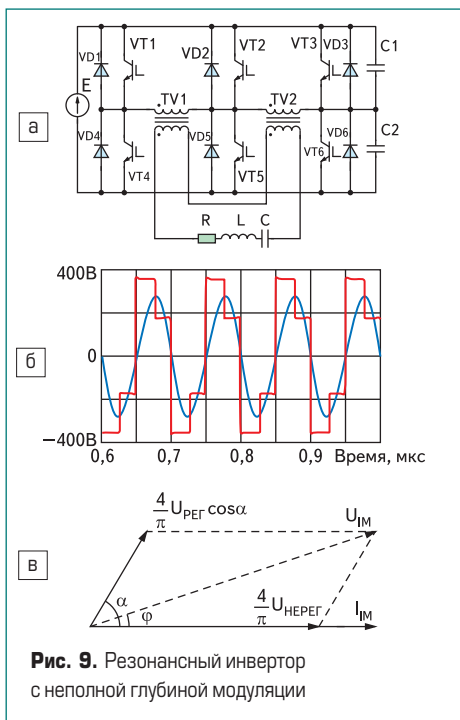


Рис. 9. Резонансный инвертор с неполной глубиной модуляции

руемого трансформатора TV2, что снижает динамические потери этого инвертора.

Вариант с суммированием выходных напряжений двух отдельных мостовых инверторов обладает такой же суммарной установленной мощностью транзисторов, так как по транзисторам VT2, VT5 течет суммарный ток двух обмоток трансформатора. Однако преимущество этой схемы инвертора — в меньшем количестве транзисторов и соответственно драйверных устройств с цепями управления.

Для определения характеристик инвертора с неполной глубиной модуляции с помощью векторной диаграммы (рис. 9в) запишем выражение для амплитуды первой гармоники тока в этом режиме:

$$I_{1M} = \frac{2P_{1M}}{\frac{4}{\pi} U_{пер} \cos^2 \alpha + \frac{4}{\pi} U_{нерег}}, \quad (19)$$

где $U_{нерег}$ — напряжение нерегулируемой обмотки трансформатора, а $U_{пер}$ — напряжение регулируемой обмотки трансформатора. Выражая выходной ток относительно его минимального значения, соответствующего в этом режиме $\gamma = 1$, и определяя глубину модуляции (максимальную глубину регулирования) равенством $Su = U_{пер} / (U_{пер} + U_{нерег})$, получим регулировочную характеристику:

$$I_{1M}^* = \frac{1}{Su \times \sin^2 \frac{\pi\gamma}{2} + (1 - Su)}, \quad (20)$$

и коммутационную

$$I_{выкл}^* = \frac{\sin \pi\gamma}{Su \times \sin^2 \frac{\pi\gamma}{2} + (1 - Su)}, \quad (21)$$

Обе характеристики представлены на рис. 10. Показано, что при полной глубине ЧШИМ ($Su = 1$) инвертор имеет характеристику стабилизатора мощности, аналогичную показанной

на рис. 8. По мере снижения глубины модуляции характеристика демонстрирует все более стабильный ток, при этом соответственно сужается диапазон регулирования тока.

Следует отметить, что с уменьшением глубины модуляции существенно уменьшается коммутируемый транзисторами ток, причем форма коммутационной характеристики приближается к синусоидальной, а координата экстремума коммутируемого тока стремится к $\gamma = 0,5$.

3. Экспериментальная проверка результатов

Справедливость полученных результатов и сделанных выводов подтверждена экспериментальными испытаниями, проведенными на физической модели, реализованной на основе резонансного инвертора с неполной глубиной модуляции. Резонансный инвертор построен по схеме (рис. 1), напряжение одного трансформатора непрерывно регулируется с помощью ЧШИМ. Для обеспечения включения транзисторов в нуле тока в систему управления введен узел фазовой автоподстройки частоты, реализованный по алгоритму последовательного приближения, что позволяет поддерживать резонансный режим работы преобразователя в диапазоне 7–20 кГц.

Полученные осциллограммы выходного тока и напряжения при добротности резонансного контура $Q = 5$ представлены на рис. 11. Отмечено изменение частоты от 14 до 12 кГц, связанное со сдвигом основных гармоник выходного тока и напряжения в процессе регулирования.

Заключение

Произведенный в работе сравнительный анализ способов регулирования последовательного резонансного инвертора позволил сделать вывод, что ЧШИМ обладает наиболее благоприятными режимами коммутации транзисторов, потому что их включение происходит при нулевом начальном токе. Применение ЧШИМ с неполной глубиной модуляции существенно снижает величину коммутируемых токов за счет сужения диапазона регулирования. Таким образом, правильный расчет глубины модуляции позволяет обеспечить максимально благоприятную траекторию переключения транзисторов при требуемом диапазоне регулирования.

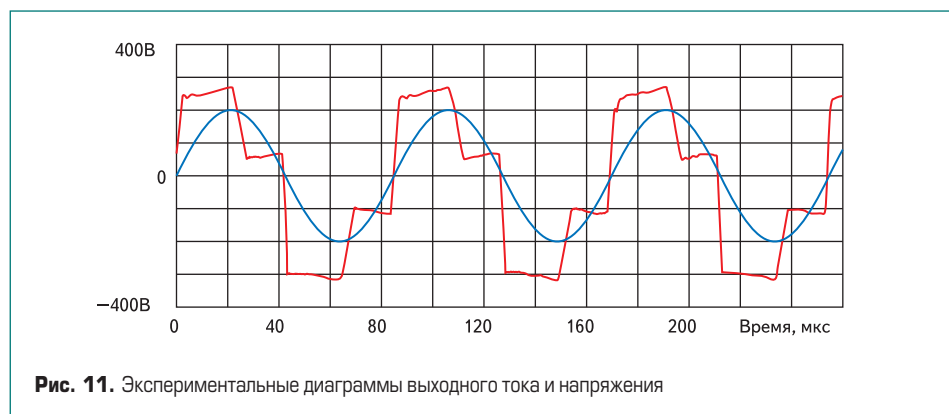


Рис. 11. Экспериментальные диаграммы выходного тока и напряжения

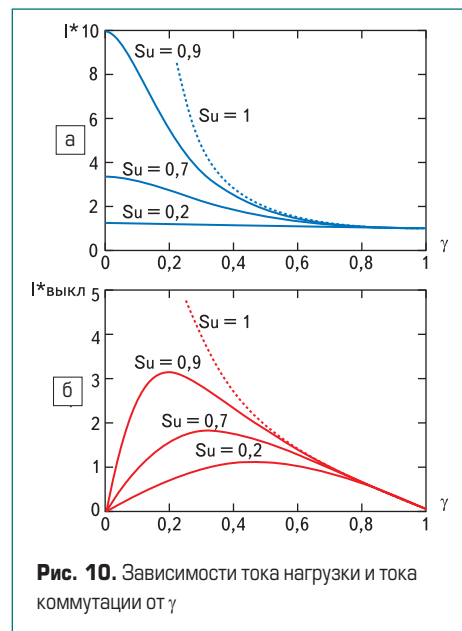


Рис. 10. Зависимости тока нагрузки и тока коммутации от γ

Полученные в работе путем расчета по первой гармонике характеристики обладают приемлемой для инженерной практики точностью и могут быть использованы для расчета устройств индукционного нагрева.

Литература

1. Зиновьев Г. С. Основы силовой электроники: Учеб. пособие. Новосибирск: изд-во НГТУ, 2003.
2. Бондаренко Д. Н., Дзлиев С. В., Патанов Д. А. Коммутационные процессы в транзисторных инверторах для индукционного нагрева // Известия ГЭТУ. 1996. Вып. 497.
3. Pat. 5990465, US, Int. Cl. H05B 6/08. Electromagnetic induction-heated fluid energy conversion processing appliance/ Mutsuo Nakaoka, Yasuzo Kawamura, Yoshitaka Uchihori // U.S. Patent Nov. 23, 1999.
4. Nagai S., Nagura H., Nakaoka M. Newload-adaptive variable-frequency high-frequency series-resonant inverter with phase-shifted PWM control strategy for induction-heating power supply. Memoirs of the faculty of engineering, Kobe University. No. 39, 1992.
5. Земан С. К., Осипов А. В. Многочастотные регулируемые резонансные преобразователи частоты с многозонной модуляцией в системах высокочастотного индукционного нагрева // Электротехника. 2006. № 1.
6. Моин В. С. Стабилизированные транзисторные преобразователи. М: Энергоатомиздат, 1986.