

## Комбинированный расчет электромагнитных процессов в схеме мостового инвертора с удвоением частоты

[Зинин Юрий](#)

*В статье рассмотрены некоторые особенности комбинированного расчета силовой схемы тиристорного мостового инвертора с обратными диодами и удвоением частоты, широко применяемой в тиристорных преобразователях для установок индукционного нагрева металлов токами повышенной частоты. Теоретический анализ автономного инвертора дополняется результатами расчета его PSpice-модели в программе Micro-CAP. В этом случае определяется погрешность от принятых допущений при анализе эквивалентной схемы инвертора, а также воспроизводятся электромагнитные процессы, которыми проверяются теоретические результаты.*

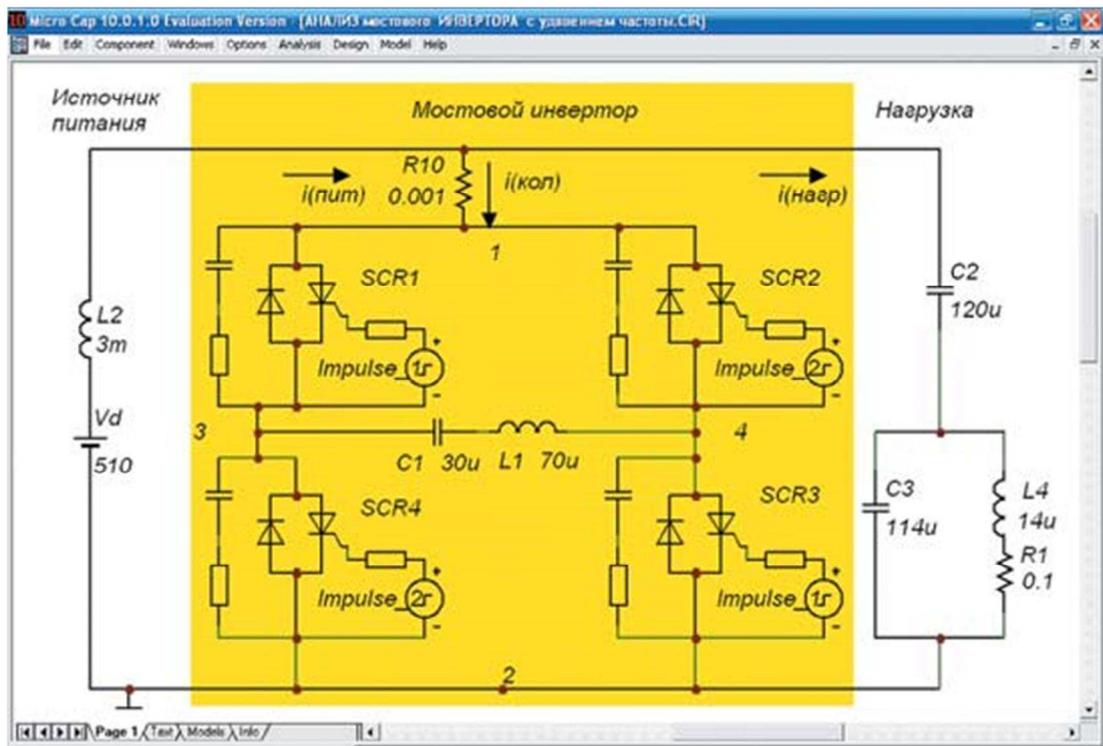
Расчет электромагнитных процессов в силовой схеме автономного инвертора может производиться различными способами: теоретический анализ, схемотехническое моделирование и экспериментальные исследования. Каждый из них обладает преимуществами и недостатками, в зависимости от поставленных целей исследования. Несмотря на проверенную поколениями инженеров важность теоретического анализа и сравнительно недавно освоенные методы схемотехнического моделирования, следует все же отметить, что окончательным критерием верной работы схемы силовой электроники остаются экспериментальные исследования.

Схемотехническим моделированием автономного инвертора проверяются, в частности, принимаемые при теоретическом анализе допущения о практически бесконечной величине дросселя и конденсатора фильтра, принимаемые с целью понижения порядка дифференциальных уравнений, описывающих электромагнитные процессы.

Мостовой автономный инвертор с удвоением частоты явился основой для разработки первых тиристорных преобразователей частоты для индукционного нагрева металлов, начатой отраслевой лабораторией ППЧ при Уфимском авиационном институте еще в 70-х годах прошлого века [1]. Эти тиристорные преобразователи и их модификации в настоящее время продолжают эксплуатироваться на большом числе промышленных предприятий России. Для проведения расчетов в упомянутой отраслевой лаборатории ППЧ (затем СКТБ ППЧ) функционировал теоретический отдел со штатной численностью в несколько десятков человек, которые пользовались несовершенными ЭВМ коллективного пользования. Схемотехническое моделирование на современных персональных ЭВМ требует несоизмеримо меньших затрат человеческих ресурсов [7-8]. В настоящее время в Уфе работают несколько организаций, успешно продолжающих перспективное научное направление — исследование и разработку статических преобразователей повышенной частоты для электротермических установок индукционного нагрева металлов. Преимущества мостового инвертора описаны в большом количестве литературных источников [2-6].

### Схемотехническая модель мостового тиристорного инвертора с обратными диодами и удвоением частоты

На рис. 1 приведена выполненная в программе Micro-CAP схемотехническая модель для тиристорного мостового инвертора с удвоением частоты (схема Кацнельсона-Ухова). Источник питания постоянного тока  $i(\text{пит})$  подключен к вентильному мосту, в котором происходит формирование колебательного тока  $i(\text{кол})$  повышенной частоты, который через фильтровый конденсатор, удваивающий рабочую частоту инвертора, протекает через нагрузку  $i(\text{нагр})$ , настроенную в резонанс.



**Рис. 1. Мостовая схема тиристорного инвертора с удвоением частоты (схема Кацнельсона-Ухова)**

Эта схема инвертора получила название мостовой — по типу инверторной (преобразовательной) части, которая выполнена на четырех тиристорах и диодах с двумя диагоналями. К одной диагонали моста подключен источник питания (источник напряжения или, чаще, источник тока), а в другой диагонали находятся элементы коммутации тиристорov: в простейшем случае — конденсатор, обеспечивающий «жесткую» коммутацию тиристорov, либо конденсатор и индуктивность для получения колебательного (более «легкого») режима работы тиристорov с естественной коммутацией.

Источнику питания автономного инвертора, как правило, придаются свойства источника тока: путем включения последовательно с источником ЭДС специальной катушки индуктивности — дросселя постоянного тока с большой индуктивностью. Отметим, что при теоретических расчетах величина индуктивности дросселя постоянного тока принимается бесконечной, что невозможно, да и не нужно реализовывать практически.

Нагрузка инвертора (индуктор высокочастотной установки с компенсирующим конденсатором) может подключаться внутри диагонали тиристорного моста либо вне ее через отдельный конденсатор в ветви переменного тока. Укажем, что по переменному току источник питания и нагрузка включены параллельно, однако «полезная» переменная составляющая инверторного моста течет через нагрузку, а «вредные» пульсации тока от источника питания снижаются значительной индуктивностью последовательного дросселя постоянного тока. Это и есть другая функция указанного дросселя источника питания инвертора.

Схема обладает полезным свойством удвоения частоты тока в нагрузке по отношению к выходной частоте инвертора. Это достигается включением нагрузки в цепь фильтрового конденсатора. Свойство удвоения частоты позволяет использовать сравнительно низкочастотные тиристоры в мостовой схеме для генерирования повышенной выходной частоты.

Параллельный резонансный контур нагрузки включен в колебательную цепь автономного инвертора и на резонансной частоте в расчетах может быть представлен активным сопротивлением. Это снижает порядок дифференциальных уравнений при теоретическом расчете инвертора.

Информативность схемотехнической PSpice-модели значительно больше, чем это представляется на первый взгляд. Полученные моделированием результаты расчетов выводятся на экран дисплея с возможностью цифровых выборок анализируемых кривых на расчетном интервале. Аналогично современным цифровым осциллографам, в программах PSpice-моделирования имеется возможность после представления результатов расчетов использовать «цифровую лупу». При необходимости результаты моделирования можно сохранять в файлах

с соответствующим расширением. Однако эти файлы имеют иногда столь значительный объем, что проще повторить расчет, чем сохранить его результаты на жестком диске.

На схемотехнической модели инвертора, представленной на рис. 1, показаны элементы демпфирования коммутационных перенапряжений и импульсные генераторы для включения тиристоров. Включение тиристоров схемотехнической модели ТПЧ осуществляется импульсами управления, формируемыми с помощью модели управляемого генератора импульсов специальной формы: .MODEL IMPULSE.

Макросы тиристоров и модели диодов стандартные. Они учитывают классификационные параметры тиристоров и диодов по току, напряжению и времени восстановления. Проводимые с помощью программы Micro-CAP этапы схемотехнического моделирования, в частности частотный (AC) и Transient-анализ, проиллюстрированы далее графиками электромагнитных процессов.

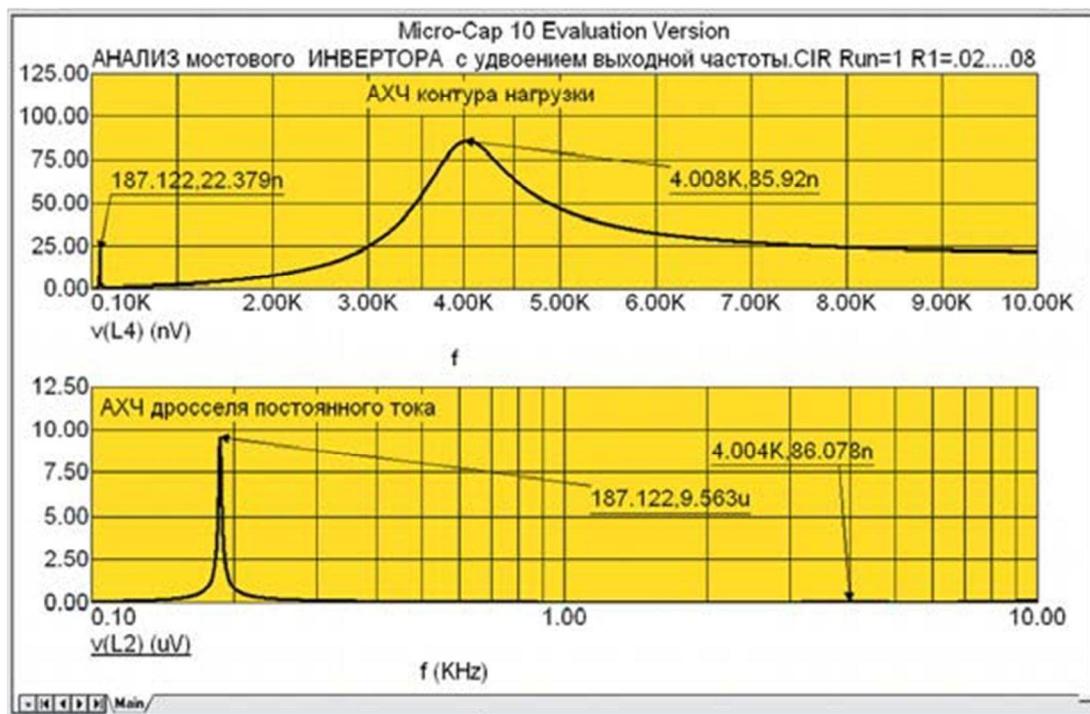
Первым этапом анализа схемотехнической модели ТПЧ является расчет амплитудно-частотной характеристики нагрузочного колебательного контура. Определение резонансной частоты нагрузочного контура происходит на этапе расчета частотных характеристик инвертора. При схемотехническом моделировании определяется номинальная рабочая частота инвертора для заданной резонансной частоты его нагрузки при условии равенства угловой частоты элементов

$$\omega_0 = 1/\sqrt{L_K/C_K}$$

колебательного контура инвертора

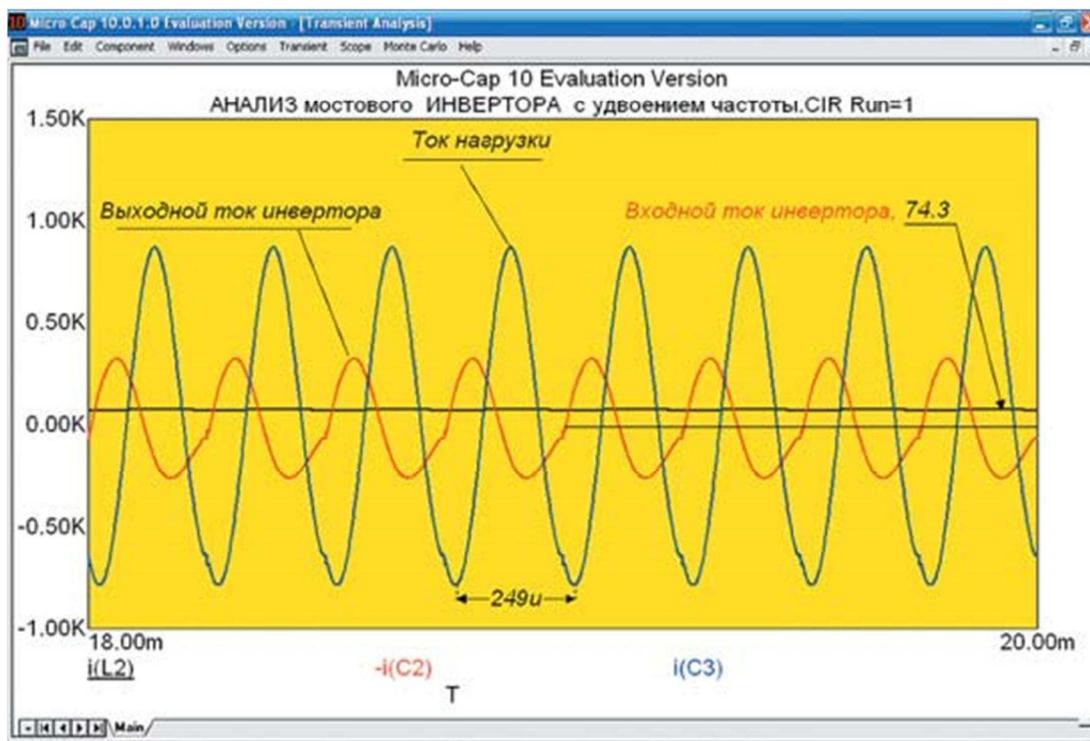
и нагрузки  $\omega_H = \omega_0$ .

На рис. 2 приведена полученная на схемотехнической модели амплитудно-частотная характеристика нагрузочного контура инвертора. Нижний (по частоте) резонанс соответствует частоте колебаний конденсатора фильтра и индуктивности дросселя фильтра. Верхний резонанс соответствует частоте 4 кГц. Следовательно, необходимо установить частоту включения тиристоров схемотехнической модели 2 кГц. С этой частотой симулируется включение макросов для представления тиристоров инверторного моста.



**Рис. 2. Амплитудно-частотные характеристики колебательного контура нагрузки и дросселя тиристорного инвертора**

Следующим этапом исследования схемотехнической модели является анализ переходных и квазиустановившихся процессов, для этого определяем входной и выходной токи автономного инвертора на рассчитываемом интервале времени схемотехнической модели. На рис. 3 показаны входной и выходной токи колебательной цепи инвертора и нагрузки.



**Рис. 3. Входной и выходной токи колебательной цепи инвертора и нагрузки**

Амплитуда тока колебательной цепи определяется начальным напряжением на коммутирующем конденсаторе и ее волновым сопротивлением. Расчет установившегося значения начального напряжения конденсатора инвертора перед очередной коммутацией тиристоров представляет основную задачу теоретического анализа инвертора, которая позволит

определить номинальную величину  $\rho = \sqrt{L_{\text{к}}/C_{\text{к}}}$  волнового сопротивления колебательной цепи.

Выходной ток автономного инвертора ТПЧ в режиме номинальной нагрузки определен при настройке нагрузки на основную гармонику выходного тока. Анализ рассчитанных графиков составляет содержательную часть исследований схемотехнической модели, позволяющую судить о ее адекватности эквивалентной расчетной схеме замещения. Отношение выходного тока инвертора и тока в нагрузке, согласно рис. 3, позволяет определить добротность контура нагрузки и его эквивалентное сопротивление.

### **Анализ коммутационной ситуации мостового инвертора с обратными диодами в базовом режиме**

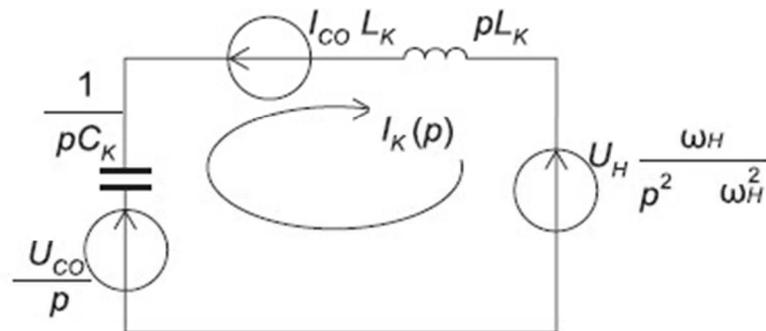
Основной трудностью, с которой сталкиваются все инженеры-электронщики, является умение видеть эквивалентные схемы в принципиальной схеме силового устройства. Ниже покажем, как расчет схемы мостового инвертора приводится к расчету его эквивалентной схемы замещения с допущениями об идеальных полупроводниковых силовых вентилях и очень большой величине конденсатора и индуктивности фильтра.

Теоретические основы расчета мостового инвертора хорошо известны, выбор метода проведения анализа обусловлен его целями. Внутренним свойством тиристорного инвертора является время восстановления управляемости тиристором, определяемое из расчета его коммутационной ситуации, и явление «раскачки» — возрастания внутренних напряжений инвертора по отношению к напряжению питания при изменении сопротивления его нагрузки. С этой точки зрения и ставим задачу проведения анализа схемы.

Ниже приведен анализ мостового инвертора, в котором использованы основные положения расчета математической модели инвертора в так называемом «базовом режиме» для коммутационной ситуации [9–10]. Для этого при расчете принимаем, что автономный инвертор нагружен на колебательный контур нагрузки в виде синусоидального генератора, а не омического сопротивления, как это принималось обычно.

Известные аналитические методы позволяют исключить показательные функции из расчетных выражений электромагнитных процессов автономных инверторов, но при этом появляется новая зависимая переменная в виде начальной фазы колебаний синусоидального генератора.

На рис. 4 приведена операторная схема замещения коммутационной ситуации автономного инвертора резонансного типа, на ней показаны элементы коммутирующей цепи инвертора и эквивалентный синусоидальный генератор, представляющий в расчетной модели колебательную нагрузку.



**Рис. 4. Эквивалентная схема коммутационной ситуации резонансного инвертора**

Для колебательной цепи инвертора согласно рис. 1 приняты обычные допущения о бесконечной индуктивности дросселя постоянного тока и емкости разделительного конденсатора, поэтому они не показаны на эквивалентной схеме. Начальные значения тока в коммутирующей индуктивности и напряжения на коммутирующем конденсаторе инвертора, подлежащие определению для установившегося режима мостового инвертора, показаны на схеме замещения эквивалентными источниками в преобразовании по Лапласу, как это принято в отечественной литературе.

Далее покажем, что указанное на рис. 4 представление нагрузки инвертора в виде синусоидального генератора обеспечивает точное определение моментов коммутации полупроводниковых вентилей инвертора, которые ранее приходилось находить решением трансцендентных выражений.

Непосредственно из схемы замещения получаем операторное выражение для тока колебательного контура инвертора:

$$I_K(p) = \frac{\frac{U_{CO}}{p} - L_K I_{K0} - \frac{U_H \omega_H}{p^2 + \omega_H^2}}{pL_K + \frac{1}{pC_K}} \quad (1)$$

После несложных преобразований (1) получаем следующее операторное выражение:

$$I_K(p) = \frac{U_{CO}}{L_K(p^2 + \omega_0^2)} - \frac{I_{K0}P}{p^2 + \omega_0^2} - \frac{U_H \omega_H}{L_K(p^2 + \omega_0^2)(p^2 + \omega_H^2)}, \quad (2)$$

$$\omega_0 = 1/\sqrt{L_K/C_K}$$

где

Считая, что угловые частоты нагрузки и инвертора  $\omega_H = \omega_0$  (это основное условие базового, расчетного режима) и обозначая  $\rho = \sqrt{L_K/C_K}$  волновое сопротивление колебательной цепи, а также используя правило Лопитала, получим окончательное выражение тока колебательного контура и напряжения на коммутирующем конденсаторе колебательной цепи:

$$i_K(t) = \sqrt{\left(\frac{U_{C0}}{\rho} - \frac{U_H}{2L_K}t\right)^2 + I_{K0}^2 \sin(\omega_0 t - \varphi_1)}, \quad (3)$$

$$U_C(t) = \sqrt{\left(U_{C0} - \frac{U_H}{2}\omega_0 t\right)^2 + \left(I_{K0}\rho + \frac{U_H}{2}\right)^2 \cos(\omega_0 t - \varphi_2)}, \quad (4)$$

где:

$$\varphi_1 = \arctg \frac{I_{K0}}{\frac{U_{C0}}{\rho} - \frac{U_H}{2L_K}t}, \quad \varphi_2 = \arctg \frac{I_{K0}\rho + \frac{U_H}{2}}{U_{C0} - \frac{U_H}{2}\omega_0 t}.$$

Выражения (3) и (4) показывают, что огибающими кривых тока и напряжения являются гиперболы с осями  $t$  и  $2U_{C0}/\omega_0 U_H$ .

Дальнейшее рассмотрение процесса формирования выходного тока инвертора показывает, что до момента времени  $t = 2U_{C0}/\omega_0 U_H$  колебательный контур нагрузки как эквивалентный генератор схемы замещения  $U_H \omega_n / (\rho^2 + \omega_n^2)$  демпфирует колебания в контуре, вызванные запасом электромагнитной энергии в конденсаторе и коммутирующей индуктивности.

После указанного момента времени  $t$  нагрузка начинает отдавать энергию в контур коммутации, вызывая увеличение тока и напряжения на его элементах. Длительность рассматриваемой коммутационной ситуации для инвертора с естественной коммутацией определим как значение третьего  $t = t_3$  из последовательных корней уравнения:

$$\left(\frac{U_{C0}}{\rho} - \frac{U_H}{2L_K}t\right) \sin \omega_0 t + I_{K0}(1 - \cos \omega_0 t) = 0. \quad (5)$$

Преобразовав (5) к виду

$$2 \sin \frac{\omega_0 t}{2} \left[ \left(\frac{U_{C0}}{\rho} - \frac{U_H}{2L_K}t\right) \cos \frac{\omega_0 t}{2} + I_{K0} \sin \frac{\omega_0 t}{2} \right] = 0,$$

определяем из него  $t_2 = t$  в неявном виде:

$$t_2 = I_{K0} - \frac{2}{\omega_0} \arctg \frac{\frac{U_{C0}}{\rho} - \frac{U_H}{2L_K}t_2}{I_{K0}}.$$

Учитывая  $t_2 = T_0 - t_{\text{восст}}$ , получаем:

$$t_{\text{восст}} = \frac{2}{\omega_0} \arctg \frac{\frac{U_{C0} - \pi U_H}{\rho} + \frac{U_H}{2L_K}t_2}{I_{K0}}. \quad (6)$$

Таким образом, получаем, что для мостового инвертора с обратными диодами длительность рассмотренной коммутационной ситуации (интервала повторяемости переходных процессов) равна периоду собственных колебаний коммутирующего инвертора. Из анализа последнего выражения, в частности, можно заключить, что инвертор работоспособен при выполнении неравенства  $U_H \leq U_{CO}/\pi$ , которое определяет соотношение  $T_0 \leq 2U_{CO}/\omega_0 U_H$ .

Следовательно, с точки зрения рассмотрения физики процессов, протекающих в автономном инверторе, выражения (3) и (4) справедливы внутри интервала  $0 \leq t \leq 2U_{CO}/\omega_0 U_H$ .

Граничные значения напряжения на конденсаторе колебательного контура и тока в индуктивности определим из (3) и (4) путем подстановки в них  $t = T_0$ . Получаем

$$U_C(T_0) = U_{CO} - \pi U_H, \quad (7)$$

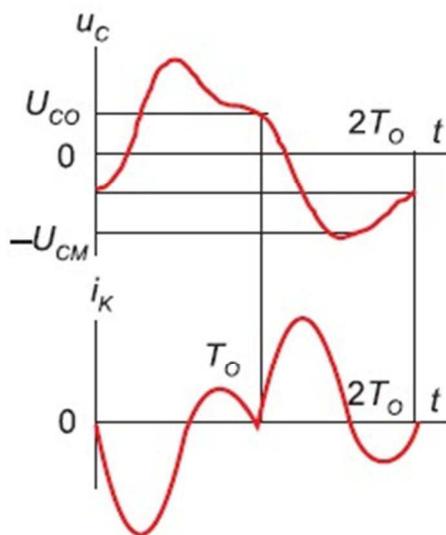
$$I_K(T_0) = -I_{K0}. \quad (8)$$

Преимущественно приводимые в вузовских изданиях аналитические расчеты применяются с методическими целями и когда затруднительно получить схемотехнические модели, которые позволяют весьма просто осуществить проверку их функционирования на реальных объектах. Далее моделированием определим подлежащие расчету величины согласно выражениям (7) и (8) для тиристорного мостового инвертора.

### Расчет базового режима мостового инвертора

Базовый режим тиристорного инвертора, основанный на проведенном анализе коммутационной ситуации, выявляет преимущества параметрической стабилизации электроэнергетических режимов автономного инвертора и расширяет теоретические представления об особенностях протекания в нем электромагнитных процессов.

На рис. 5 приведены диаграммы напряжения на конденсаторе и тока в колебательной цепи автономного инвертора, соответствующие базовому режиму. Видно, что этот режим характеризуется включением очередного тиристора сразу после момента естественного выключения противофазного диода мостовой схемы.



**Рис. 5. Диаграммы напряжения и тока колебательной цепи мостового инвертора для базового режима**

Амплитуда первой гармоники тока нагрузки инвертора определяется коэффициентами Фурье. Для мостового инвертора справедливы коэффициенты

$$A = \frac{2}{T_0} \int_0^{T_0} i_K \cos \omega_0 t dt, \quad B = \frac{2}{T_0} \int_0^{T_0} i_K \sin \omega_0 t dt.$$

После подстановки их в (3) получаем:

$$A = \frac{1}{\rho} \left( \frac{U_H}{4} - I_{K0} \rho \right), \quad (9)$$

$$B = \frac{1}{\rho} \left( U_{C0} - \frac{\pi}{2} U_H \right). \quad (10)$$

С учетом выражений (9) и (10) первая гармоника тока нагрузки описывается следующим уравнением:

$$I = \frac{1}{\rho} \sqrt{\left( U_{C0} - \frac{\pi}{2} U_H \right)^2 + \left( \frac{U_H}{4} - I_{K0} \rho \right)^2} \sin(\omega_0 t - \varphi), \quad (11)$$

где:

$$\varphi = \arctg \frac{U_H - 4I_{K0} \rho}{2(2U_{C0} - \pi U_H)}. \quad (12)$$

Как следует из полученных выражений, фазовый сдвиг определяется начальными значениями тока и напряжения на элементах при очередной коммутации, однако даже в предельных случаях величина коэффициента мощности нагрузки изменяется в диапазоне 0,95–0,98.

С использованием интегральных соотношений определим мощность, выделяемую в нагрузке инвертора:

$$P_H = \frac{1}{T_0} \int_0^{T_0} i_K U_H \sin \omega_0 t dt = \frac{U_H B}{2} = \frac{U_H}{2\rho} \left( U_{C0} - \frac{\pi}{2} U_H \right). \quad (13)$$

Активное сопротивление нагрузочного контура мостового инвертора

$$R_H = \frac{U_H \rho}{\left( U_{C0} - \frac{\pi}{2} U_H \right)}. \quad (14)$$

С учетом рассмотрения стационарного (установившегося) режима, в котором  $U_{C0} = -U_C(T_0)$ , получаем:

$$U_{C0} = 0,5\pi U_H. \quad (15)$$

Максимальное напряжение на коммутирующем конденсаторе в базовом режиме определяется как:

$$U_{C\text{макс}} = 2U_{\text{пит}}. \quad (16)$$

Максимальное напряжение на нагрузке в базовом режиме:

$$U_{H\text{макс}} = (2/\pi)U_{\text{пит}}. \quad (17)$$

Выражению (17) соответствует максимальное напряжение на вентильной группе тиристорного инвертора:

$$U_{T\text{макс}} = (U_{\text{пит}}/\pi) \times (2 + \pi). \quad (18)$$

Амплитуды синусной и косинусной составляющей первой гармоники выходного тока, исходя из полученных выражений (9), (10) и (15), соответственно  $A = U_H/4\rho$  и  $B = U_{\text{пит}}/\rho$ . Фазовый сдвиг напряжения на нагрузке в базовом режиме, относительно первой гармоники выходного тока, равен  $\varphi = \text{arctg} U_H/4U_{\text{пит}}$ , рассчитанная величина фазового угла при максимальном напряжении на нагрузке в соответствии с (17) составляет  $\varphi = 0,158$ , чему соответствует  $\cos\varphi = 0,987$ .

Мощность в нагрузке инвертора определяется в соответствии с выражением (13) с учетом (15) и (16), откуда:

$$P_H = (U_{\text{пит}}U_H)/2\rho. \quad (19)$$

Очевидное равенство входной и выходной мощности инвертора приводит к выражению

$$I_{\text{пит}} = U_H/2\rho. \quad (20)$$

Максимальная мощность инвертора для базового режима определяется из (19) с учетом (17) следующим образом:

$$P_{H\text{макс}} = U_{\text{пит}}^2/\pi\rho. \quad (21)$$

Эквивалентное сопротивление нагрузки инвертора, исходя из (15), равно:

$$R_H = (U_H/U_{\text{пит}}) \times \rho.$$

В рамках рассматриваемой модели электромагнитных процессов длительность коммутационной ситуации инверторов является фиксированной величиной, не зависящей от величины выходного напряжения. Граничные значения токов и напряжений на элементах коммутационного контура линейны по отношению к начальным условиям.

Параметрическая стабилизация рабочих режимов инвертора позволяет расширить допустимый диапазон изменения эквивалентных параметров нагрузки. Анализ проведен для установившегося режима инвертора, в котором основные уравнения выражаются линейными функциями от изменения выходного напряжения. Это позволяет, при наличии целевой функции, производить оптимизацию параметров методами линейного программирования.

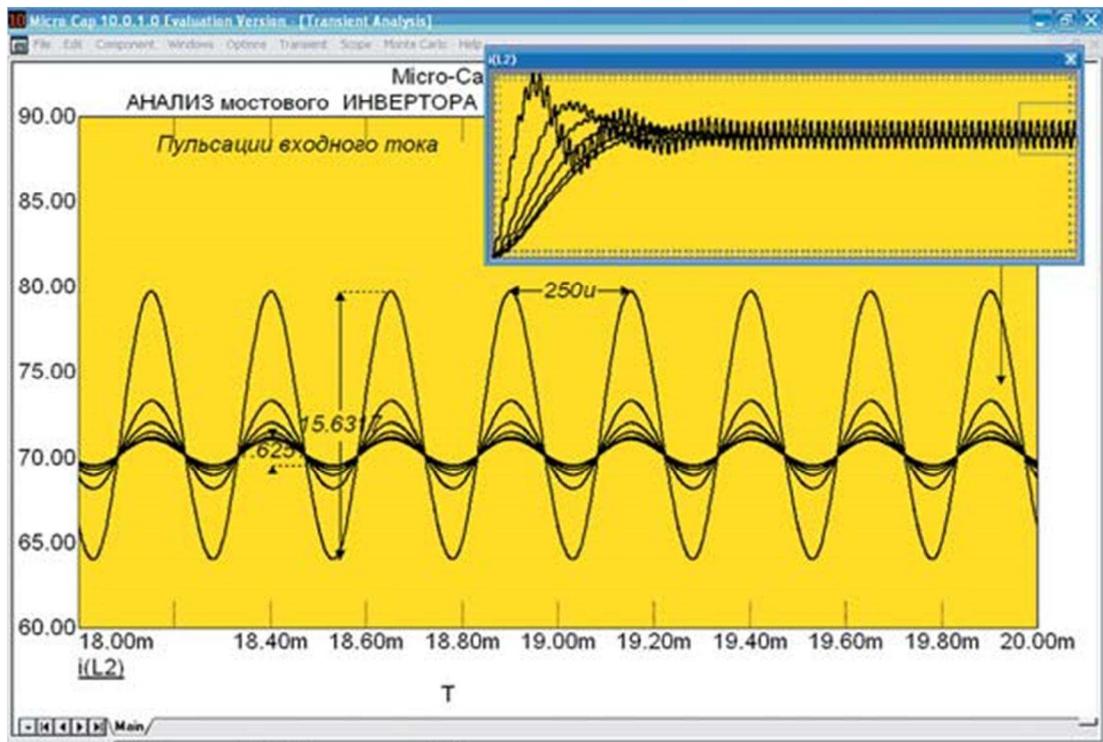
### **Расчет электромагнитных процессов мостового тиристорного инвертора на схемотехнической модели**

На рис. 6 показаны графики напряжений на элементах инвертора, которые были рассчитаны выше. Укажем, что результаты в численном виде обычно указываются в относительных величинах, в которых базовым значением является напряжение питания инвертора. Напряжение на коммутирующем конденсаторе определяет величину напряжений на всех элементах инвертора, за исключением относительно независимого от него напряжения на нагрузке.

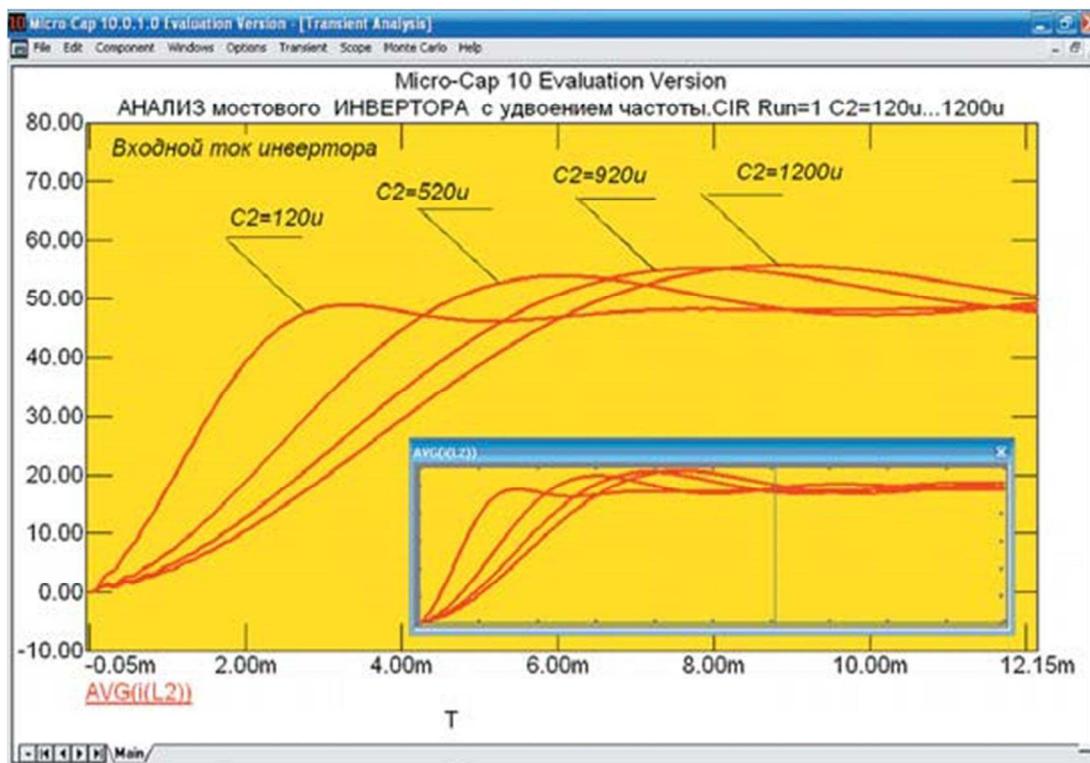


**Рис. 6. Проверка напряжений на элементах источника питания, тиристорного инвертора и нагрузки**

Ставя в соответствие диаграмме на рис.5 полученную кривую напряжения на коммутирующем конденсаторе, мы можем определить характерные точки этой кривой, использованные в расчете, проведенном в предположении бесконечной величины индуктивности входного дросселя (рис. 7) и конденсатора фильтра (рис. 8). Отметим, что погрешность расчетов в пределах 10–15% является допустимой.



**Рис. 7. Изменение амплитуды пульсаций входного тока инвертора при различной величине дросселя постоянного тока**



**Рис. 8. Графики входного тока инвертора при различной величине конденсатора фильтра**

На рис. 7 приведены кривые пульсаций напряжения на входном дросселе инвертора при изменении его индуктивности в пределах 1,5–15 мГн, т. е. в 10 раз, что соответствует бесконечной величине при теоретических расчетах электромагнитных процессов в инверторе.

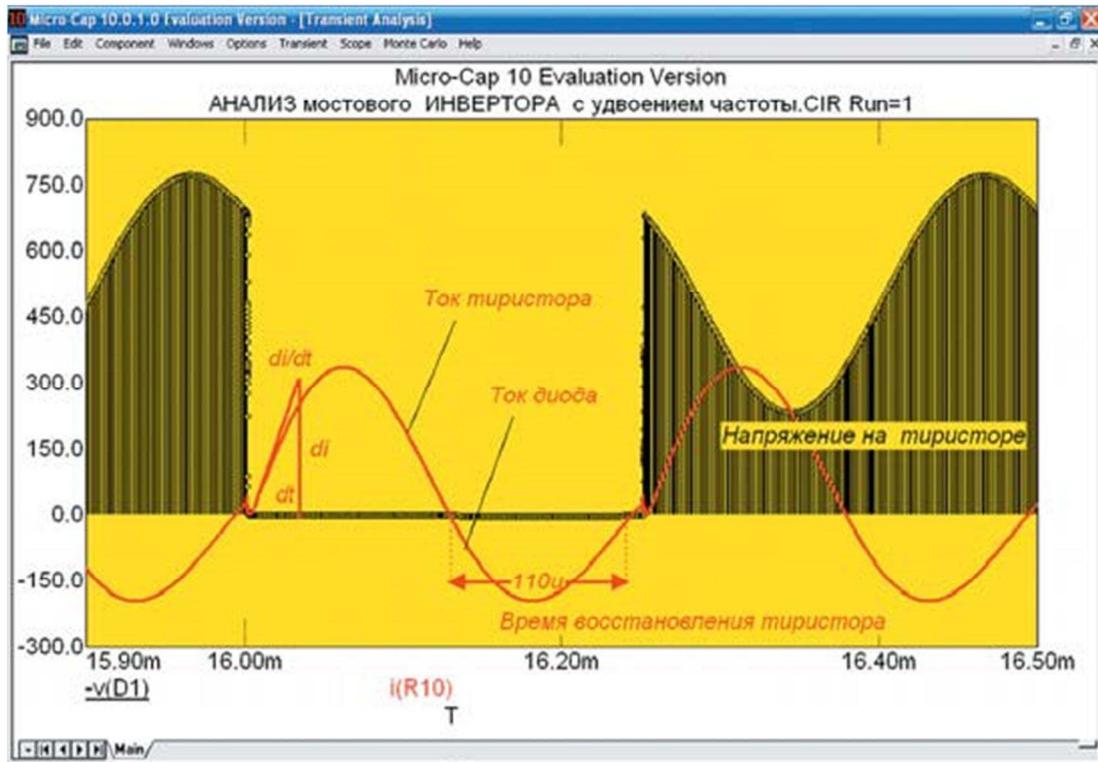
Из нескольких графических зависимостей  $i(L2)$ , показанных с шагом 3 мГн в рамке вверху справа, можно сделать вывод, что среднее значение кривой входного тока, а значит, и мощность инвертора не меняются. Разный характер имеют только кривые переходного процесса на начальном участке кривых — от колебательного до апериодического. Этот фактор несущественен для процедуры сравнения расчетных значений по эквивалентной схеме замещения коммутационной ситуации и полученных схемотехническим моделированием.

Следовательно, индуктивность дросселя может выбираться в основном из ограничения ВЧ составляющей переменного тока, генерируемого инвертором.

На рис. 8 показаны графики входного тока инвертора при различной величине конденсатора фильтра. Несмотря на колебательный характер протекания переходных процессов, с различной постоянной времени, установившаяся величина среднего значения тока  $AVG(i(L2))$  стремится к значению 50 А, как показано на нижнем вспомогательном графике, демонстрирующем расчетный интервал, равный 20 мс. Следовательно, принимая в расчетной операторной эквивалентной схеме замещения коммутационной ситуации величину этого конденсатора равной бесконечности, мы не вносим этим допущением значительной погрешности в теоретические расчеты.

Время расчета схемотехнической модели должно превышать интервал, в течение которого переходные процессы в инверторе, вызванные подключением источника питания, закончились. Это обеспечивает использованное нами условие для напряжения на коммутирующем конденсаторе инвертора.

На рис. 9 представлены кривые тока и напряжения тиристоры. Это информативные графики, подобно им возможно получить максимальные, средние и действующие значения токов через тиристоры и диоды, определить скорость нарастания токов и напряжений, вычислить величину активной, реактивной мощности всех элементов силовой схемы и еще много других величин, определить расчетным путем которые весьма затруднительно.



**Рис. 9. Диаграммы напряжения и тока тиристора мостового инвертора**

Отметим, что, не учитывая основ функционирования различных схем автономных инверторов и режимов их работы, невозможно получить работоспособную модель для исследования электромагнитных процессов.

Произведем интегральную проверку определения величины входного тока инвертора, для этого рассчитаем его другим способом [11]. Для мгновенных значений входного тока в установившемся режиме инвертора справедливо равенство  $i_{пит} = i_H + i_T$ , из которого, переходя к средним за период значениям и принимая во внимание, что средний за период инвертирования ток нагрузки равен нулю, получаем  $I_{пит} = I_T$ .

Учитывая, что  $I_T = C_K(U_{C0} - U_{CK}(T_0)) \times 1/T_0$ , совместно с условием стационарного режима, для которого  $U_{C0} = -U_{CK}(T_0)$ , получаем  $I_T = (\pi U_H C_K) \times 1/T_0$ .

Для базового режима инвертора окончательно запишем:

$$I_{пит} = \pi U_H C_K f_0 = U_H / 2\rho,$$

где  $f_0$  — собственная частота контура коммутации. С учетом принятых допущений последнее выражение совпадает с рассчитанным другим методом (20).

Простые выражения характерных значений токов и напряжений автономного инвертора удобны в практике определения параметров схемотехнической модели. В настоящее время методы схемотехнического моделирования, обладающие универсальностью применения, вытесняют теоретический анализ схем силовой электроники из практики инженеров-электриков, в первую очередь благодаря наглядности результатов расчетов.

На рис. 9 приведены расчетные графики тока и напряжения тиристора мостового инвертора с удвоением частоты. Совмещение графиков на диаграмме в одних координатах информативно и наглядно. Укажем, что в силовой электронике погрешность в 10–15% при определении параметров схемы и электромагнитных режимов является допустимой.

Выделим расчетную величину времени восстановления тиристора (6):

$$t_{восст} = \frac{2}{\omega_0} \arctg \frac{\frac{U_{C0} - \pi U_H}{\rho} + \frac{U_H}{2L_K} t_2}{I_{K0}}.$$

Последнее выражение целесообразно упростить, получаем:

$$t_{\text{восст}} = \frac{2}{\omega_0} \operatorname{arctg} \frac{U_{C0} - \pi U_H}{\rho I_{K0}}.$$

Однако и это выражение неудобно в практических расчетах, поэтому определим величину времени восстановления из схемотехнической модели инвертора.

На рис. 9 показан интервал времени восстановления тиристора, непосредственно определенный из графика тока диода и равный времени его проводимости — 110 мкс. Схемотехническая модель позволяет определить запас по времени восстановления тиристора, если соответствующий параметр установлен в его PSpice-модели.

Расчетная скорость нарастания тока тиристора, исходя из (3), равна

$$\left. \frac{di_T}{dt} \right|_{t=0} = \frac{U_{\text{пит}} + \frac{\pi}{2} U_H}{\rho} \omega_0,$$

максимальная скорость нарастания тока тиристора, с учетом (15), равна:

$$\left. \frac{di_T}{dt} \right|_{\text{макс}} = \frac{2U_{\text{пит}}}{\rho} \omega_0.$$

Упрощенные выражения не дают наглядного представления об абсолютной величине расчетного параметра, тем не менее они показывают факторы, определяющие его величину.

Непосредственно из рассчитанной кривой тока тиристора, с помощью касательной в начальной точке кривой (рис. 9), из полученного прямоугольника весьма просто определить величину скорости его нарастания. Из приведенных примеров следует, что графики схемотехнического моделирования нагляднее и на их получение тратится существенно меньше времени. Поэтому в нашей практике теоретический анализ электромагнитных процессов в автономном инверторе приводится, в основном, в академической литературе, а на практике вытеснен схемотехническим моделированием [6–8, 12–14].

## Заключение

- Замена нагрузки автономного инвертора в операторной схеме замещения эквивалентным генератором синусоидальной ЭДС позволяет получить линейные выражения граничных условий и, соответственно, линейную комбинацию расчетных уравнений для базового режима.
- Обычно принимаемые допущения о бесконечно большой величине индуктивности и емкости фильтра при теоретическом анализе автономного инвертора не вносят существенных погрешностей в расчеты электромагнитных процессов.
- Полный анализ электромагнитных процессов в схеме инвертора требует привлечения схемотехнического моделирования. Схемотехнические модели автономных инверторов обеспечивают существенное уменьшение времени проведения исследовательских и опытно-конструкторских работ и к настоящему времени вытесняют аналитические расчеты переходных процессов.

*Продолжение следует*

## Литература

1. А. с. № 235177 Независимый инвертор / С. М. Кацнельсон, В. С. Ухов // Бюл. 1969. № 5.
2. Пат. № 2215361 (РФ) Мостовой инвертор / Ю. М. Зинин, А. В. Ветошкин, Ю. П. Ройзман // Бюл. 2003. №30
3. Беркович Е. И., Ивенский Г. В., Иоффе Ю. С., Матчак А. Т., Моргун В. В. Тиристорные преобразователи высокой частоты. Л.: Энергия. 1973.

4. Шапиро С. В., Зинин Ю. М., Иванов А. В. Системы управления с тиристорными преобразователями частоты для электротехнологии. М.: Энергоатомиздат. 1989.
5. Зинин Ю., Рахимова И. Мостовая схема тиристорного инвертора тока для установок индукционного нагрева металлов // Силовая электроника. 2009. № 3.
6. Зинин Ю. М. Анализ электромагнитных процессов в мостовом резонансном инверторе с обратными диодами // Электричество. 2009. № 9.
7. Валиуллина З., Зинин Ю. Тиристорные инверторы с обратными диодами для преобразователей частоты в установках индукционного нагрева металлов // Силовая электроника. 2007. № 4.
8. Зинин Ю. Определение энергетического баланса реактивных мощностей в индукторной нагрузке тиристорного преобразователя частоты методом схемотехнического моделирования электромагнитных процессов // Силовая электроника. 2010. № 5.
9. Ройзман П. С., Зинин Ю. М., Марон В. М., Иванов А. В. Метод базового режима для инженерного расчета автономных инверторов с обратными диодами // Электромеханика. Известия вузов. 1981. № 4.
10. Зинин Ю. М., Марон В. М., Иванов А. В. Методика расчета резонансных инверторов для электротермии // Электротехническая промышленность. Преобразовательная техника. 1983. Вып. 10 (156).
11. Гутин Л. И. Основы интегрального метода анализа преобразовательных схем // Межвуз. научн. сб. трудов. Уфа. 1976. № 6.
12. Зинин Ю. М. Анализ интервала восстановления управляемости тиристора в несимметричном инверторе // Электричество. 2006. № 10.
13. Зинин Ю. М. Анализ гармоник выходного тока тиристорных полирезонансных инверторов // Электричество. 2008. № 8.
14. Spice-модели ферромагнитных компонентов тиристорного преобразователя частоты для трубогибной установки с ВЧ-нагревом // Силовая электроника. 2011. № 1.