

Н.Н. ПЕТРОСЯН, Ж.Д. ДАВИДЯН, П.С. МАНУКЯН

АНАЛИЗ РЕЗОНАНСНОГО ИНВЕРТОРА С ЗАКРЫТЫМ ВХОДОМ ДЛЯ ИНДУКЦИОННОГО НАГРЕВА

Приводятся две схемы (мостовая и полумостовая) резонансных инверторов для индукционного нагрева. На эквивалентных схемах рассматриваются электромагнитные процессы. Получены аналитические выражения и временные диаграммы, позволяющие определить законы изменения токов и напряжений в схемах, а также оценить их максимальные значения.

Ключевые слова: резонансный инвертор, индукционный нагрев, IGBT -транзистор, тиристорный преобразователь.

В настоящее время широко используются технологии, в основу которых положен индукционный нагрев, например, для термической обработки деталей, сварных соединений, сборки-разборки узлов и механизмов, сопрягаемых посредством горячей посадки и т.д. В системах индукционного нагрева нагрузкой преобразователя является параллельный или последовательный резонансный контур, образованный нагреваемой деталью (индуктором) и компенсирующей его реактивную мощность емкостью.

Существует много работ [1-3], где используется параллельный резонансный контур, питаемый преобразователем частоты (ПЧ) на основе инвертора. В этих работах недостаточно полно рассмотрены трудности, возникающие при реализации источника тока большой мощности. Дело в том, что при больших мощностях необходимо вводить регулирующее звено постоянного тока, преобразующее полный поток энергии, а это значительно ухудшает массогабаритные показатели инвертора из-за наличия дросселя.

Указанный недостаток особенно существенен в тиристорных преобразователях, т.к. рабочая частота тиристоров обычно низка (до нескольких килогерц) и массогабаритные характеристики таких преобразователей значительно низки. Даже использование преобразователей с удвоением частоты не дает желаемого результата [3].

Использование управляемого тиристорного выпрямителя, а также преобразователей на IGBT-транзисторах, построенных только на инверторе, не всегда позволяет получать требуемые мощностные параметры. Поэтому возникает необходимость использования широтно-импульсного регулятора (ШИР) на входе инвертора, т.е. построения преобразователя по структуре "выпрямитель-ШИР- резонансный инвертор (РИ) - нагрузка" (рис.1).

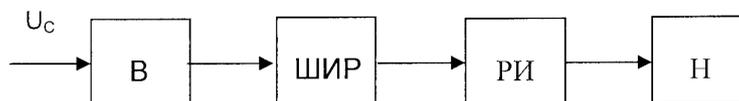


Рис.1. Структура преобразователя с ШИР (широтно-импульсным регулятором)

Создание таких преобразователей, обеспечивающих низкую габаритную мощность силовых элементов и высокую точность регулирования, является актуальной задачей и целью настоящей работы.

На рис.2а,б показаны схемы преобразователей по структуре рис.1, в которых резонансные инверторы с закрытым входом выполнены на IGBT- транзисторах по полумостовой и мостовой схемам соответственно.

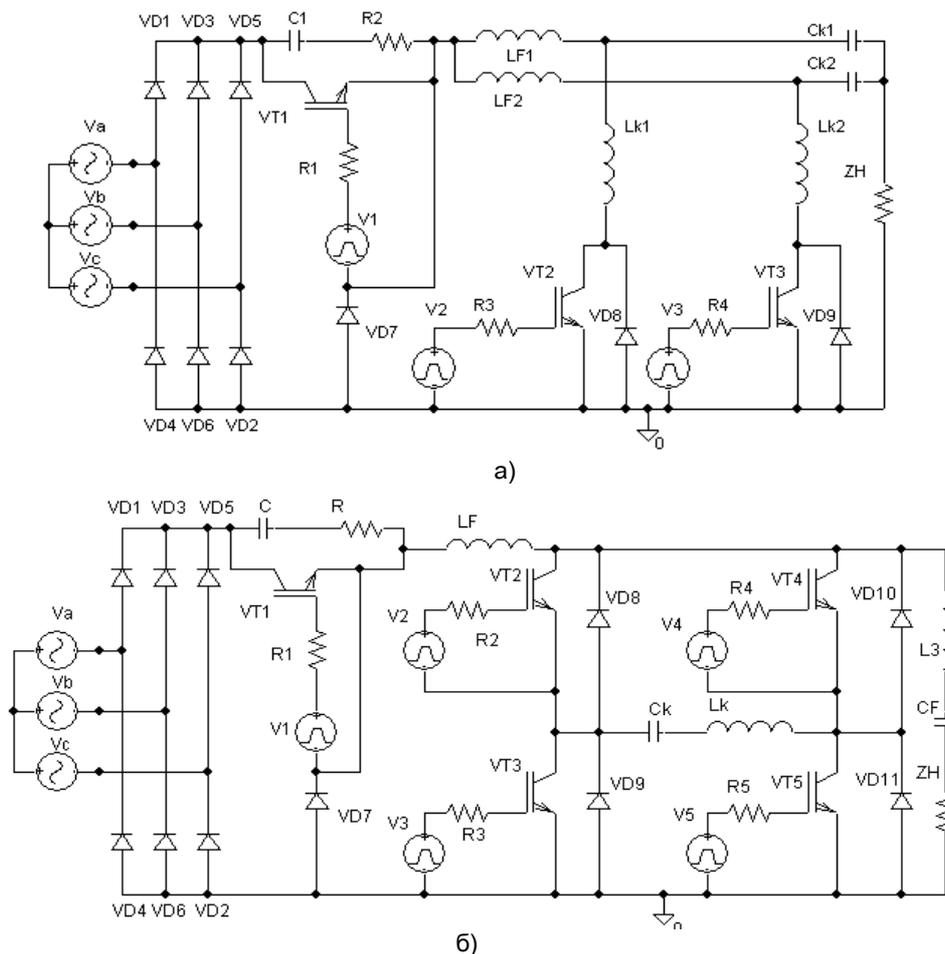


Рис. 2. Полумостовая (а) мостовая (б) схемы инверторов

В обеих схемах ШИР реализован на одном IGBT- транзисторе с защитной RC-цепью. На выходе ШИР среднее значение напряжения оценивается следующим выражением:

$$U_d(t) = \frac{t_i}{T} (U_{d0} - I_d(t) \cdot r_T), \quad (1)$$

где t_i - время проводимости транзистора VT1; T - период рабочей частоты импульсного регулятора; $I_d(t)$ - сглаженный ток на входе инвертора; r_T - эквивалентное сопротивление транзистора VT1 в открытом состоянии; U_{d0} - выпрямленное напряжение на выходе выпрямителя на диодах (VD1...VD6).

Допуская, что на вход инвертора подается регулируемое напряжение U_d , сначала рассмотрим принцип действия полумостового преобразователя.

Эквивалентная схема полумостового инвертора для установившегося периодического режима показана на рис.3 ($L_{k1} = L_{k2} = L_k$, $C_{k1} = C_{k2} = C_k$).

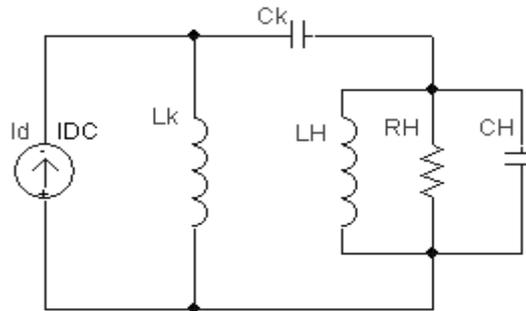


Рис.3. Эквивалентная схема инвертора

В процессе работы происходит периодическая смена состояний инвертора. Если считать транзисторы и диоды идеальными, то возможны следующие режимы работы схемы: а) открыты вентили VT2 и VD8; б) открыты вентили VT3 и VD9, т.е. в каждом полупериоде работают транзистор и диод (рис.2а).

Для простоты описания процесса примем, что ток I_d на входе инвертора постоянен, т.е. индуктивность L_f по крайней мере на порядок больше, чем L_k и L_z (коммутирующая и защитная индуктивности). Нагрузка показана в виде параллельного соединения R_H , L_H , C_H элементов. При принятых допущениях для эквивалентной схемы получается следующая система дифференциальных уравнений:

$$\begin{cases} \frac{di_{Lk}(t)}{dt} = \frac{1}{L_k} u_{Ck}(t) + \frac{1}{L_k} u_H(t), \\ \frac{du_{Ck}(t)}{dt} = -\frac{1}{C_k} i_{Lk}(t) + \frac{1}{2C_k} I_d(t), \\ \frac{di_{LH}(t)}{dt} = \frac{1}{L_H} u_H(t), \\ \frac{du_{CH}(t)}{dt} = -\frac{1}{C_H} i_{Lk}(t) - \frac{1}{C_H} i_{LH}(t) - \frac{1}{R_H} u_H(t) + \frac{1}{2C_H} I_d(t), \end{cases} \quad (2)$$

где $i_{Lk}(t)$, $u_{Ck}(t)$, $i_{LH}(t)$ и $u_{CH}(t)$ - соответственно токи напряжения на элементах эквивалентной схемы.

Уравнение (2) легко представить в матрично-векторной форме:

$$\dot{X}(t) = AX(t) + BU(t), \quad (3)$$

где $X(t)$ - вектор переменных состояния; $U(t)$ - вектор входных сигналов; A - матрица состояния; B - матрица воздействия.

Из (2) имеем

$$\dot{X}(t) = \frac{d}{dt} \begin{Bmatrix} i_{Lk}(t) \\ u_{Ck}(t) \\ i_{LH}(t) \\ u_{CH}(t) \end{Bmatrix}, A = \begin{Bmatrix} 0 & \frac{1}{L_k} & 0 & \frac{1}{L_H} \\ -\frac{1}{C_k} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{1}{L_H} \\ -\frac{1}{C_H} & 0 & -\frac{1}{C_H} & -\frac{1}{R_H} \end{Bmatrix}, X(t) = \begin{Bmatrix} i_{Lk}(t) \\ u_{Ck}(t) \\ i_{LH}(t) \\ u_{CH}(t) \end{Bmatrix}, B = \begin{Bmatrix} 0 \\ \frac{1}{2C_k} \\ 0 \\ \frac{1}{2C_H} \end{Bmatrix}, u(t) = I_d(t). \quad (4)$$

Уравнение (3) решено с помощью метода численного интегрирования [2], т.к. в общем виде решать его аналитически достаточно трудно.

Учитывая, что нагрузка работает в режиме резонанса токов, при котором $X_{CH} = X_{LH}$, а поведение нагрузки можно считать как чисто активное, эквивалентную схему рис.3 можно представить в виде рис.4 а - для полумостовой схемы и в виде рис.4 б - для мостовой схемы.

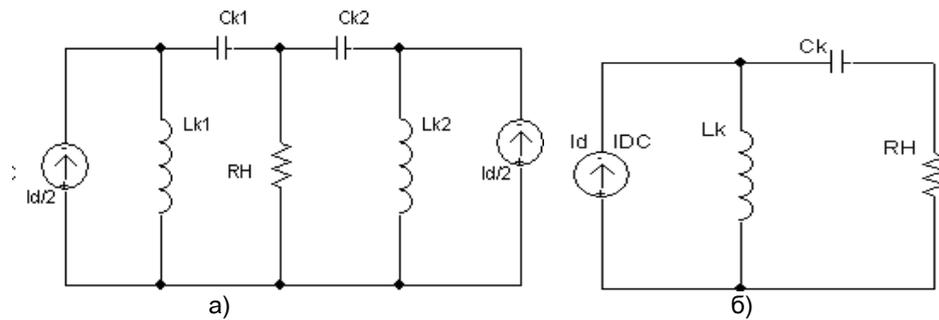


Рис.4. Упрощенные эквивалентные схемы инверторов

В каждом полупериоде рабочей частоты характер изменения тока через L_k (L_{k1}, L_{k2}) определяется следующим образом:

$$i_k(t) = \frac{U_{Ck}(0) - 0,5I_d R_H}{\omega L_k} e^{-\delta t} \sin \omega t + 0,5I_d \left[1 + e^{-\delta t} \left(\cos \omega t - \frac{\delta}{\omega} \sin \omega t \right) \right]. \quad (5)$$

Напряжение на коммутирующем конденсаторе C_k (C_{k1}, C_{k2}) изменяется по закону

$$u_{Ck}(t) = (0,5I_d R_H - u_{Ck}(0)) e^{-\delta t} \left(\cos \omega t + \frac{\delta}{\omega} \sin \omega t \right) - \frac{I_d}{\omega C_k} e^{-\delta t} \sin \omega t + 0,5I_d R_H, \quad (6)$$

$$\delta = \frac{R_H}{2L_k}; \quad \omega = \sqrt{\frac{1}{L_k C_k} - \left(\frac{R_H}{2L_k} \right)^2}. \quad (7)$$

Используя (4) и (5), можно найти напряжение на закрытом транзисторе:

$$u_{VT}(t) = u_{Ck}(t) + I_d(t) R_H. \quad (8)$$

Напряжение на L_k можно определить выражением $u_{Lk}(t) = L_k (di_k / dt)$.

Добротность контура Q определяется соотношением

$$Q = \frac{\omega}{2\delta} = \sqrt{\left(\frac{\rho_k}{2R_H}\right)^2 - 1}, \quad \rho_k = \sqrt{\frac{L_k}{C_k}}. \quad (9)$$

На практике наиболее часто применяется мостовая схема, принципиальная схема которой изображена на рис.2б. В отличие от инвертора, представленного в [4], здесь используются IGBT - транзисторы вместо тиристоров, а на входе используется ШИР.

Преобразователь по мостовой схеме имеет одно важное преимущество по сравнению с преобразователем по полумостовой схеме: здесь на вентилях максимальное напряжение вдвое меньше, однако надо учесть, что число последовательных вентилях в контуре цепи тока нагрузки увеличивается.

Напряжение на закрытом транзисторе можно определить из уравнения

$$u_{VT}(t) = u_{Ck}(t) + u_{Lk}(t). \quad (10)$$

Используя выражения для u_{Ck} и u_{Lk} из (10), получим

$$u_{VT}(t) = U_d(t) + R_H \cdot I_d(t) - U_\vartheta(t) \cdot e^{-\delta t} \left[(1 - k_L) \cdot \cos \omega t + \frac{\delta}{\omega} (1 + k_L) \cdot \sin \omega t \right], \quad (11)$$

где коэффициент распределения индуктивности в схеме инвертора равен

$$k_L = L_k / (L_k + L_3). \quad (12)$$

Для правильной работы инвертора необходимо, чтобы коэффициент распределения индуктивности k_L был не ниже некоторого критического значения [4,5] ($k_L \geq 0,7$) во избежание появления внутренней циркуляции токов между реактивными элементами инвертора и перегрузки транзисторов по току и по di/dt . Экстремумы напряжения на транзисторах определяются из уравнения

$$du_{VT}(t)/dt = 0, \quad (13)$$

откуда

$$\operatorname{tg} \omega t_m = 2\delta \omega k_L / [\omega^2 (1 - k_L) + \delta^2 (1 + k_L)], \quad (14)$$

где t_m – моменты времени, при которых напряжения на транзисторах инвертора достигают минимального и максимального значений.

С помощью вышеприведенных уравнений оценены также максимальные токи через транзистор и возвратный диод:

$$I_{VTmax} = \frac{4U_d}{\omega_1 L_k} B n^2 e^{-\alpha \operatorname{ctg} \alpha} \sin \alpha, \quad (15)$$

$$I_{VDmax} = \frac{4U_d}{\omega_1 L_k} B n^2 e^{-(\alpha + \pi) \operatorname{ctg} \alpha} \sin(\alpha + \pi), \quad (16)$$

где

$$\operatorname{tg} \alpha = \frac{\omega}{\delta}, n = \frac{1}{1 - \exp(-\pi/2Q)}, B = \left[1 + (2n - 1)^2 - \frac{2}{\pi} (2n - 1) \sin(2\alpha) \right]^{-1}. \quad (17)$$

На рис.5,6 приведены зависимости (15), (16) и (18). Как видно из этих зависимостей, действующее значение тока через транзистор (I_{VT}) и через диод (I_{VD}) соответственно определяется в виде

$$I_{VT} = \frac{2U_d}{\omega_0 L_k} Bn \sqrt{\operatorname{tg} \alpha (2n - 1)}, \quad (18)$$

$$I_{VD} = \frac{n-1}{n} I_{VT}, \quad (19)$$

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_k C_k}}. \quad (20)$$

Величину I_d входного тока инвертора можно найти, если учесть соотношение между максимальным током транзистора и I_d :

$$I_{VTmax} / I_d = 2\pi n^2 \exp(-\alpha \cdot \operatorname{ctg} \alpha) / [(2n - 1) \sin \alpha]. \quad (21)$$

С учетом (15) и (21) получим

$$I_d = \frac{2U_d}{\pi \omega_1 L_0} B \cdot (2n - 1) \sin(2\alpha). \quad (22)$$

Действующее значение тока нагрузки равно

$$I_H = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_0^\pi i_H^2(v) dv}. \quad (23)$$

Учитывая, что ток нагрузки i_H определяется выражением

$$i_H(v) = \frac{U_d}{\omega L_0} \exp\left(\frac{-\delta}{\omega} v\right) - I_d, \quad (24)$$

для действующего значения тока нагрузки получим

$$I_H = \sqrt{I_d^2 + \frac{2I_d b}{\pi(a^2 + 1)} (\exp(-a\pi) + 1) + \frac{b^2(a+1)}{2\pi a(a+2)} (1 - \exp(-2\pi a))}, \quad (25)$$

где

$$\vartheta = \omega t, \quad a = \frac{\delta}{\omega}, \quad b = \frac{U_0}{\omega L_0}, \quad U_0 = 4Bn^2 U_d. \quad (26)$$

Максимальное значение напряжения на транзисторе определяется из (11) с учетом $dU_{VT}/dt = 0$; $t = \frac{\pi + \alpha}{\omega}$:

$$U_{VTmax} = BU_d \left\{ 1 + (2n - 1)^2 - 4n^2 e^{-\delta t} [(K_L - 1) \cos \alpha - (1 + K_L) \operatorname{ctg} \alpha \sin \alpha] \right\}. \quad (27)$$

На рис.5 а,б,в приведены зависимости в соответствии с (15),(16) и (27). Как видно из этих зависимостей, максимальные токи через транзистор и диод получаются при добротности $Q=(0,8 \dots 1,0)$ (ток через транзистор примерно в два раза больше номинального тока нагрузки). При дальнейшем увеличении добротности до значения $Q=3,5$ токи через вентили уменьшаются примерно на 40%.

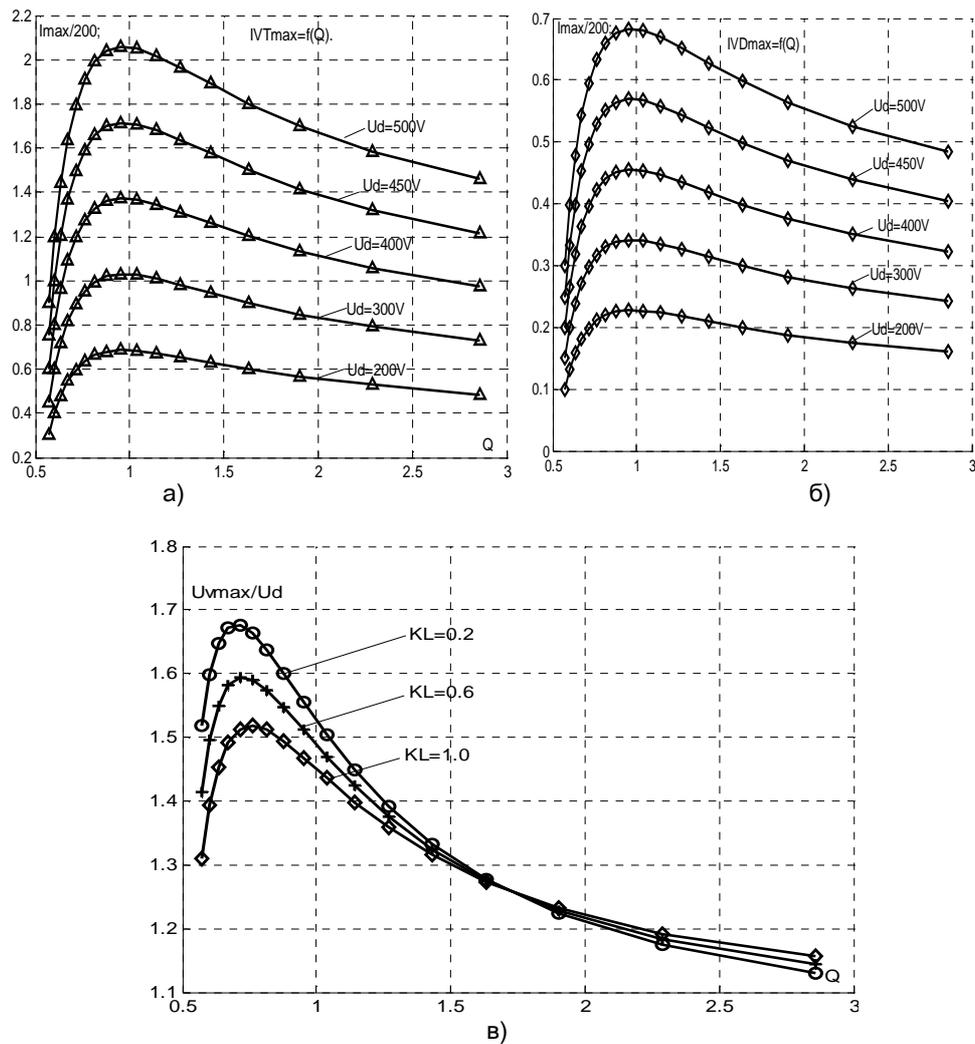


Рис.5. Зависимости максимальных значений токов и напряжений на ключевых элементах схемы: а, б – максимальный ток через транзистор и обратный диод соответственно в зависимости от добротности; в – максимальное напряжение на вентиллях в зависимости от добротности

На рис.5 г приведены зависимости максимального напряжения U_{VTmax}/U_d на транзисторах в относительных единицах от добротности и коэффициента распределения индуктивностей K_L . Наибольшее значение U_{VTmax}/U_d имеет при добротности $Q=0,8 \dots 1,0$ и не превышает 1,70.

На рис.6 приведены временные диаграммы токов и напряжений для схемы рис.2б, полученные с помощью системы “OrCad 9.2” при параметрах: $R_H=40 \text{ кВТ}$, $f = 50 \text{ кГц}$, $Q=1,25$, $k_L=0,7$, $U_d=500 \text{ В}$.

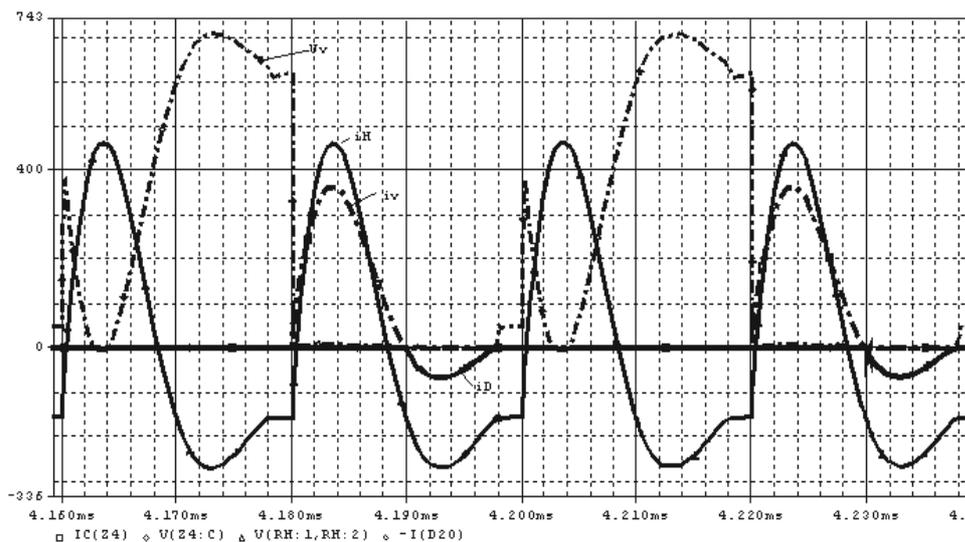


Рис. 6. Временные диаграммы токов и напряжений, полученные с помощью системы “Orcad 9.2”

На рис.7 показан гармонический состав тока нагрузки. Как видно, в данном случае коэффициент гармоник $k_r(\%) \leq 12,0(\%)$, В токе нагрузки присутствуют исключительно гармоники, кратные частоте f (в данном случае $f=50 \text{ кГц}$).

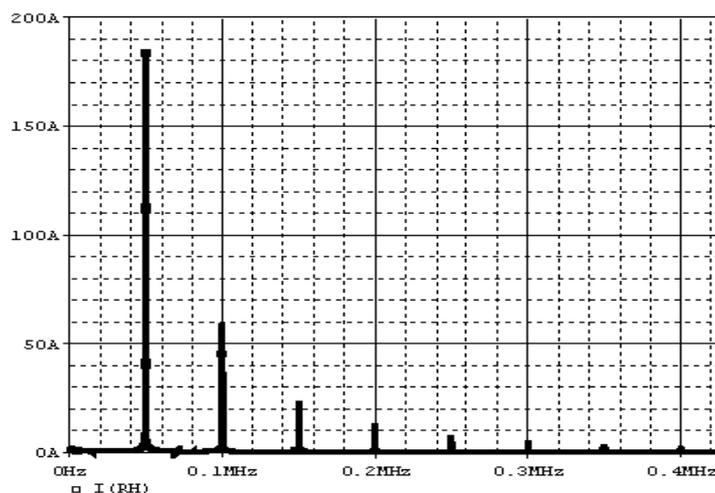


Рис. 7. Гармонический состав тока нагрузки

Как видно из приведенных зависимостей, ток через обратный диод примерно в 4...5 раз меньше прямого максимального тока, проходящего через транзистор, что обеспечивает оптимальный режим инвертора [6].

Выводы

1. Получены основные расчетные формулы для оценки максимальных значений токов и напряжений на элементах схемы.
2. Получены временные и статистические характеристики преобразователя в зависимости от параметров нагрузки, в частности, от добротности.
3. На примере резонансного преобразователя мощностью 40 кВт рассчитан гармонический состав тока нагрузки (при активной составляющей $R_n=1,75 \text{ Ом}$).

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. **Поляков В.Д., Чаколья Э.** Высокочастотный генератор для индукционного нагрева // Электротехника . - 2000. - N12. - С. 31-35.
2. **Потемкин В.Г.** Система инженерных и научных расчетов MATLAB 5.x. - В 2-х т. Том 1. – М.: ДИАЛОГ-МИФИ, 1999. – 366с.
3. **Шапиро С.В.** Тиристорные генераторы ультразвуковой частоты. - М.: Энергоатомиздат, 1986. - 144 с.
4. **Канцельсон С.М.** Тиристорные преобразователи частоты для индукционного нагрева металлов // Труды Уфимского авиационного института. - Уфа: УАИ, 1971. - Вып. XXII. Сборник 1. - 130 с.
5. **Руденко В.С., Сенько В.И., Чижено И.М.** Основы преобразовательной техники. - М.: Высшая школа, 1980. - 424 с.
6. **Силкин Е.М.** Транзисторные преобразователи частоты для индукционного нагрева // Электротехника. - 2004. - N10. - С. 24-30.

ГИУА. Материал поступил в редакцию 25.07.2007.

Ն.Ն. ՊԵՏՐՈՍՅԱՆ, Ժ.Դ. ԴԱՎԻԴՅԱՆ, Պ.Ս. ՄԱՆՈՒԿՅԱՆ

**ԻՆԴՈՒԿՑԻՈՆ ՏԱՔԱՑՄԱՆ ՀԱՄԱՐ
ՓԱԿ ՄՈՒՏՔՈՎ ՌԵԶՈՆԱՆՍԱՅԻՆ ԻՆՎԵՐՏՈՐԻ ՎԵՐԼՈՒԾՈՒԹՅՈՒՆԸ**

Բերված են ինդուկցիոն տաքացման համար տրանզիստորային ռեզոնանսային ինվերտորների երկու սխեմաներ՝ կամրջակային և կիսակամրջակային: Դրանց համարժեք սխեմաների վրա դիտարկված են էլեկտրամագնիսական երևույթները: Ստացվել են անալիտիկ արտահայտություններ և ժամանակային դիագրամներ, որոնք հնարավորություն են տալիս որոշել լարումների և հոսանքների փոփոխման օրենքները, ինչպես նաև գնահատել դրանց առավելագույն արժեքները:

Առանցքային բառեր. ռեզոնանսային ինվերտոր, ինդուկցիոն տաքացում, IGBT - տրանզիստոր, տիրիստորային կերպափոխիչ:

N.N. PETROSYAN, J.D. DAVIDYAN, P.S. MANUKYAN

**ANALYSIS OF ELECTROMAGNETIC PROCESSES IN RESONANT INVERTER
WITH THE CLOSED INPUT FOR INDUCTION HEATING**

Two schemes of resonant inverters for high-frequency induction are analyzed. Electromagnetic processes based on their equivalent schemes are considered. Analytical expressions and time diagrams allowing to define variation rules of electric current and voltage in schemes and to estimate their maximal values are received.

Keywords: resonant inverter, induction heating, IGBT transistor, thyristor converter.