

УДК 621.314.27, 621.315.6

Л. Э. РОГИНСКАЯ, Ю. В. РАХМАНОВА

ВЫБОР ПАРАМЕТРОВ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ ИСТОЧНИКОВ ПИТАНИЯ С ВЫСОКОВОЛЬТНЫМ ВЫХОДОМ

Исследуются электромагнитные процессы в резонансных инверторах с повышенным выходным напряжением. На основе исследований определяются параметры полупроводниковых и коммутрующих элементов преобразователей. *Резонансный инвертор; IGBT-транзистор; повышенное напряжение; тиристор; коммутрующий дроссель и конденсатор*

Рост промышленности, появление новых электротехнологических процессов требует совершенствования существующих источников питания. Особое место занимают устройства для заряда емкостных накопителей энергии (ЕНЭ) и комплексы для индукционного нагрева. Особенностью таких установок являются: повышенная частота и в ряде случаев напряжение, нелинейный характер нагрузки, изменяющейся в широких пределах.

Возможны два варианта схем источников питания: если питание осуществляется от промышленной сети, то силовая часть устройства заряда ЕНЭ содержит сетевой и высоковольтный выпрямители, инвертор и согласующий трансформатор. Коэффициент трансформации при этом составляет не более 10^2 . Если же питание ЕНЭ происходит от низковольтного источника постоянного тока, то устройство содержит преобразователь повышенной частоты, трансформатор и высоковольтный выпрямитель. [1] В этом случае коэффициент трансформации доходит до 10^4 .

Поэтому удельные показатели высоковольтного трансформатора (ВТ) существенно увеличиваются, и наиболее рациональным является распределение этого коэффициента между ВТ и инвертором. Имеется большое число преобразователей, выходное напряжение которых больше напряжения источника питания. Необходимым элементом таких преобразователей являются резонансные контуры, позволяющие повысить эффективность заряда.

Одним из исследуемых преобразователей является преобразователь на базе резонансного инвертора с IGBT транзисторами. В качестве средства исследования процессов в зарядном устройстве выбрана компьютерная система OrCad. Структурная схема модели преобразователя приведена на рис. 1 [2].

Источник питания имеет напряжение 20В, транзисторы IGBT выбраны из библиотеки системы, параметры управляющих импульсов даны на схеме. Частота следования импульсов управления – 20кГц, трансформатор представлен двумя индуктивно связанными обмотками.

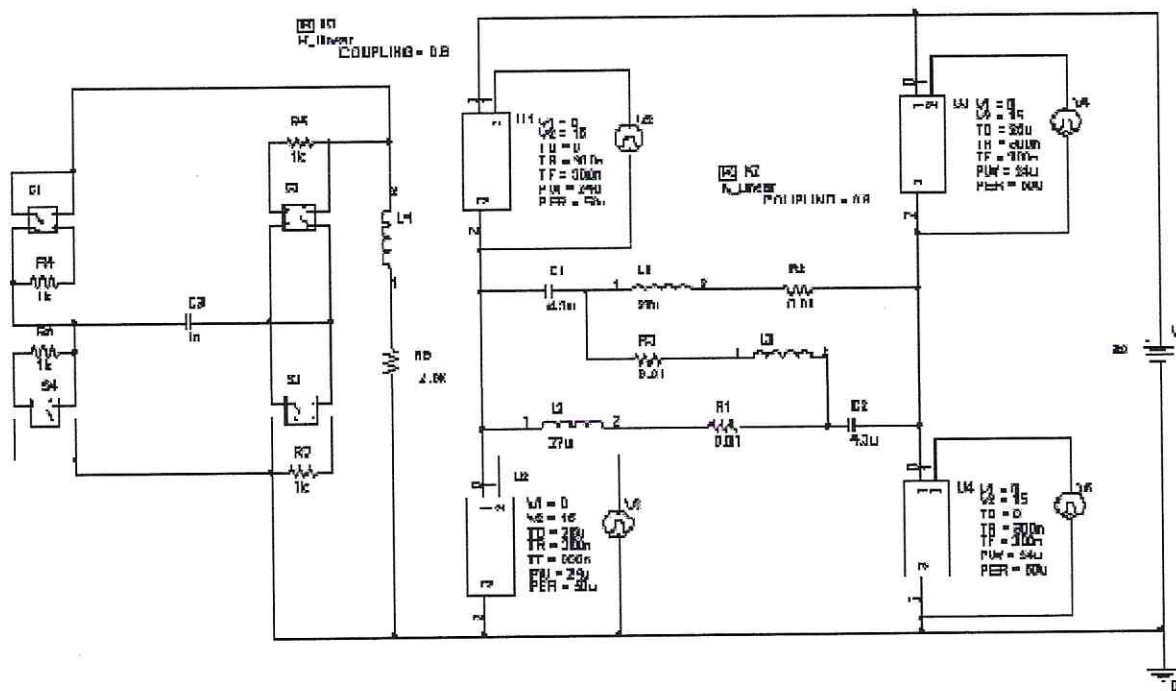


Рис. 1. Структурная схема модели резонансного инвертора с высоким выходным напряжением

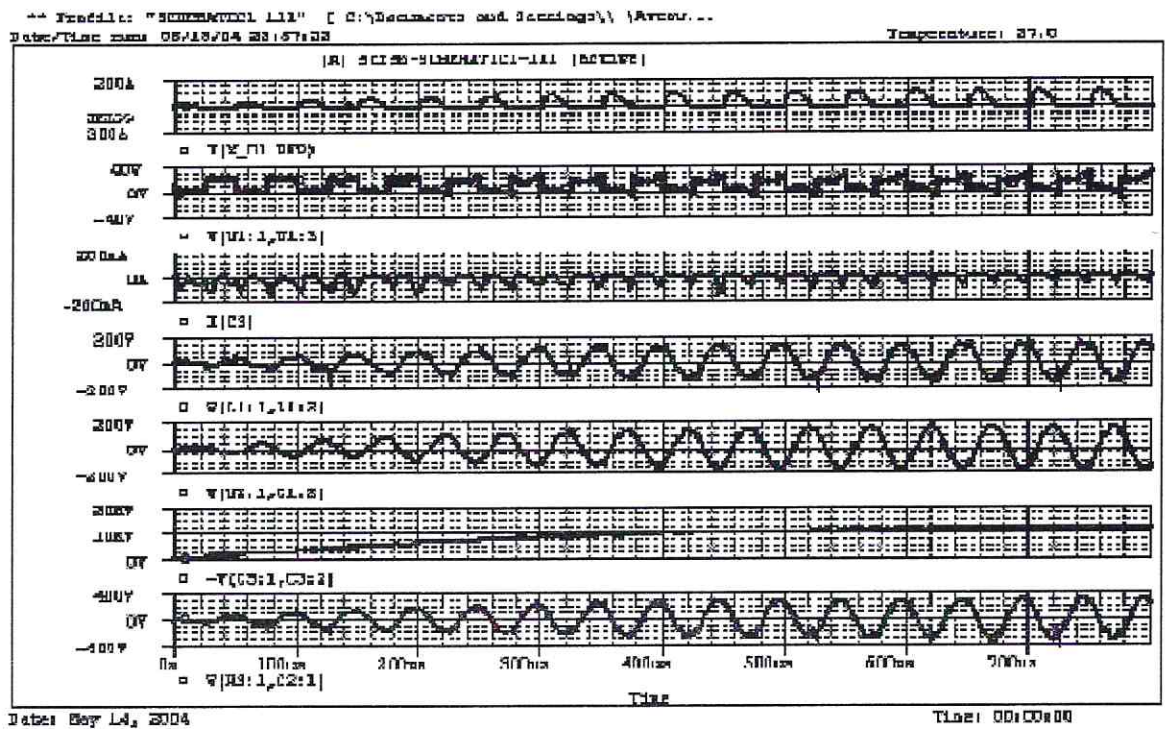


Рис. 2. Основные зависимости мгновенных значений напряжений и токов от времени

Ввиду отсутствия в библиотеке пакета *OrCad* высоковольтных диодов, они выполнены в виде ключей, управляемых напряжением (напряжение замыкания – 1В, размыкания – 0В). Коэффициент связи индуктивностей L_1 , L_2 и обмоток L_3 , L_4 равен 0,8. Следует отметить, что изменение коэффициента связи в пределах 0,8...1,0 практически не меняет характера электромагнитных процессов, лишь несколько увеличивая величину выходного напряжения. Основные зависимости мгновенных значений напряжений и токов от времени представлены на рис. 2.

По этим зависимостям видно, что максимальное напряжение на транзисторах не превышает 40В, в то время как амплитуда напряжения на диагонали, то есть на первичной обмотке высоковольтного трансформатора равна 300В – в 15 раз превышает напряжение питания. Это объясняется тем, что напряжения транзисторов близко к арифметической разности напряжений u_{L1} , u_{L2} и u_{C1} , u_{C2} , а напряжение диагонали – к арифметической сумме. При этом форма напряжения на этих элементах близка к синусоидальной. Напряжение на ЕНЭ (C_3) изменяется по закону, близкому к экспоненциальному, а ток в конденсаторе C_3 имеет импульсную форму, то есть чередуются состояния открытого положения (S_1 , S_2 и S_3 , S_4) и полностью закрытого положения инверторного моста. Близость формы напряжений и токов в элементах инвертора достигается тем, что собственные частоты сложного колебательного контура при закрытых ключах несколько больше частоты коммутации, а при наличии тока заряда – несколько меньше.

$$-I_1(p) \left(\frac{1}{pC_1} + pL_3 \right) + pI_2(p)(2L_1 + L_3) = 0 \quad (1)$$

$$I(p) \frac{1}{pC_1} + 2L_1 p I_2(p) = U_1(p)$$

Характеристическое уравнение системы уравнений (1) имеет вид ($k_{cb}=1$)

$$2p^2 L_1 L_3 C_1 + 4L_1 + L_3 = 0,$$

т. е.

$$p^2 = -(4L_1 + L_3) / (2L_1 L_3 C_1). \quad (2)$$

Из (2) следует, что для выбранных параметров

$$w_1^2 = \frac{4L_1 + L_3}{2L_1 L_3 C_1}.$$

Характеристическое уравнение для выключенного ЕНЭ запишется как

$$2p^2 L_1 L_3 (2C_3 + C_1) + (4L_1 + L_3) = 0;$$

$$p^2 = -\frac{4L_1 + L_3}{2L_1 L_3 (2C_3 + C_1)};$$

$$w_2^2 = \frac{4L_1 + L_3}{2L_1 L_3 (2C_3 + C_1)}.$$

Частота возбуждения $\omega_b = 2\pi f = 125600 \text{ с}^{-1}$. Как видно из кривых (рис. 2), общий коэффициент усиления по напряжению равен 750.

Инверторный мост с обратным диодом $VD1$, подключен через входные дроссели $Ld1=Ld2=3,8 \mu\text{Гн}$ к источнику постоянного напряжения 500 В.

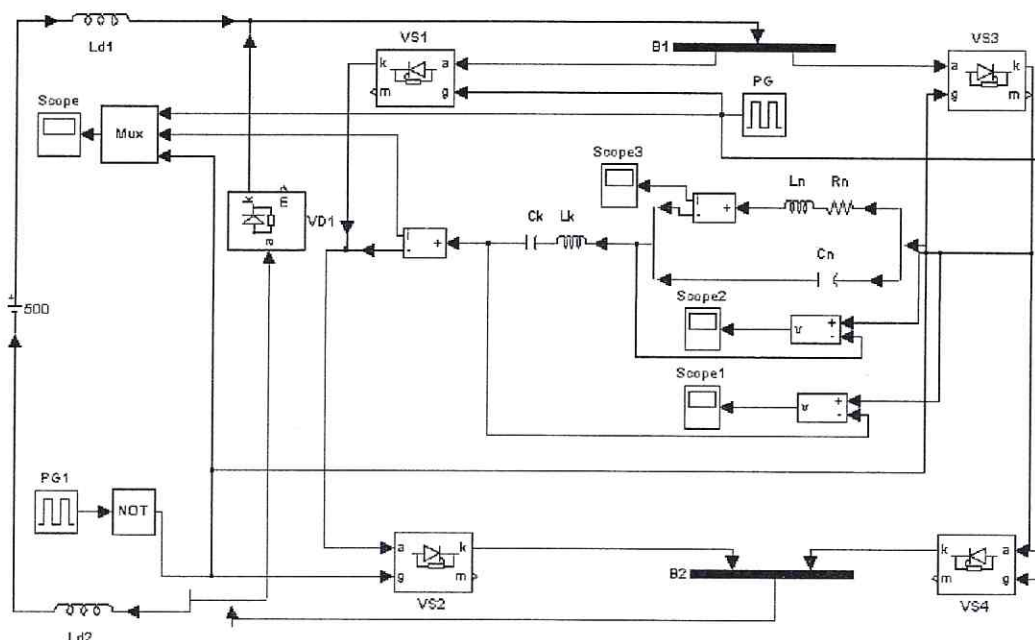


Рис. 3. Модель тиристорного мостового преобразователя с обратным диодом

Таким образом, применение данного инвертора позволяет расширить диапазон допустимых первичных напряжений и в то же время применить низковольтные управляемые полупроводниковые приборы.

Основной частью комплекса для индукционного нагрева является преобразователь, выполненный на базе полупроводникового инвертора. Так как нагрузка на индукторе может существенно отличаться от нагрузки на выходе инвертора, то необходимо согласование параметров инвертора и нагрузки. Одним из способов такого согласования является применение резонансных инверторов с бестрансформаторным повышением напряжения [3].

Для исследования переходных процессов была выбрана модель тиристорного мостового преобразователя напряжения с обратным диодом (рис. 3). Исследование этой схемы проводилось в среде моделирования *Matlab*, при помощи специального раздела *Simulink*. Плечи инверторного моста образованы тиристорами $VS1...VS4$, параллельно которым подключены защитные RC -цепочки (на рис. 3 RC -цепочки встроены в блок тиристора). Они предназначены для снижения коммутационных перенапряжений, вызываемых обрывом обратного тока диода. Обратный диод $VD1$ включен параллельно мосту. Управление тиристорами осуществляется при помощи генераторов импульсов PG и $PG1$.

Коммутирующая диагональ инверторного моста представляет собой цепочку, состоящую из коммутирующей емкости $Ck=137 \mu\text{Ф}$, коммутирующей индуктивности $Lk=60,3 \mu\text{Гн}$ и нагрузки, представленной резистором $Rn=0,32 \Omega$, дросселем $Ln=0,38 \mu\text{Гн}$ и параллельным конденсатором $Cn=65 \mu\text{Ф}$.

В данном случае, частота управления изменяется от 8 кГц до 22 кГц и составляет $0,94-0,98$ резонансной частоты колебательного контура. Параметры инвертора определяются частотой f , мощностью P и напряжением U и рассчитываются согласно методике приведенной в [3].

Ток в контуре при проводимости всех плеч моста

$$i_K = \frac{U_{СКМ} \cdot \exp(-D_{КЭ} \cdot w_K \cdot t)}{\rho_K} \cdot \sin(w_K \cdot t) =$$

$$= \frac{1387 \cdot \exp(-1,28 \cdot 11000t)}{0,47} \cdot \sin 11000t =$$

$$= 2951 \cdot \exp(-14080t) \sin 11000t \text{ А},$$

где $U_{СКМ}$ – напряжение на коммутирующем конденсаторе; $D_{КЭ}$ – эквивалентное затухание коммутирующего контура; w_K – частота коммутирующего контура; ρ_K – волновое сопротивление коммутирующего контура.

Максимальный ток в коммутирующем контуре

$$I_{КМ} = \frac{U_{СКМ} \cdot \exp(-D_{КЭ} \cdot \pi / 4)}{\rho_K} =$$

$$= \frac{1387 \cdot \exp(-1,28 \cdot 3,14 \div 4)}{0,47} = 1087 \text{ А}.$$

Время восстановления тиристоров

$$t_{\text{восс}} = \frac{[\pi - 2 \arcsin(I_d / I_{\text{км}})]}{2\pi} \cdot T_k,$$

$$t_{\text{восс}} = \frac{[3,14 - 2 \arcsin(604 / 1087)]}{2 \cdot 3,14} \times$$

$$\times 571 \cdot 10^{-6} = 178 \text{ мкс},$$

где I_d – ток источника питания; T_k – период коммутирующего контура.

По полученным зависимостям было определено, что напряжение на диагонали моста имеет близкую к синусоиде форму и достигает значения 800В. Максимальное значение тока в коммутирующем контуре 95А. Напряжение и ток нагрузки имеют синусоидальную форму, амплитудные значения 800В и 350А соответственно.

Основным достоинством данной схемы мостового инвертора является увеличенное в 2-3 раза выходное регулируемое напряжение и высокая коммутационная устойчивость тиристоров.

Таким образом, модели преобразователей с бестрансформаторным повышением напряжения позволяют изучить переходные процессы в электротехнических установках, представляющих собой сложный нелинейный резонансный модуль и выбрать их наиболее рациональные параметры.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Кныш, В. А. Полупроводниковые преобразователи в системах заряда накопительных конденсаторов / В. А. Кныш. Л. : Энергоиздат. Ленинградское отделение, 1981. 160с.
2. Милях, А. Н. Системы стабилизации на ИЭП / А. Н. Милях, И. В. Волков. Киев : Наукова думка, 1974. 216 с.
3. Белкин, А. К. Тиристорные преобразователи частоты / А. К. Белкин, Т. П. Костюкова, Л. Э. Рогинская, А. А. Шуляк. М. : Энергоатомиздат, 2000. 263 с.