



ЭЛЕКТРОТЕХНИКА
7 1998

УЧРЕДИТЕЛИ

ДЕПАРТАМЕНТ МАШИНОСТРОЕНИЯ
 МИНПРОМА РФ (г. МОСКВА)
 АО «ЭЛЕКТРОВЫПРЯМИТЕЛЬ»
 (г. САРАНСК)
 АОТ «ХОЛДИНГОВАЯ КОМПАНИЯ
 «ЭЛЕКТРОЗАВОД» (г. МОСКВА)
 АО «ЭЛЕКТРОНИКА» (г. ВОРОНЕЖ)
 АО «ВЭЛНИИ» (г. НОВОЧЕРКАССК)
 АССОЦИАЦИЯ ИНЖЕНЕРОВ СИЛО-
 ВОЙ ЭЛЕКТРОНИКИ (г. МОСКВА)
 АССОЦИАЦИЯ «АВТОМАТИЗИРОВАН-
 НЫЙ ЭЛЕКТРОПРИВОД» (г. МОСКВА)
 НТА «ПРОГРЕССЭЛЕКТРО»
 (г. МОСКВА)
 АО «РОСЭЛПРОМ» (г. МОСКВА)
 НИИ «ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ»
 (г. ЗАПОРОЖЬЕ)

СОВЕТ УЧРЕДИТЕЛЕЙ

ИВАНОВ В.Н., ЧИБИРКИН В.В., МА-
 КАРЕВИЧ Л.В., МЕЩЕРЯКОВ В.М.,
 ЩЕРБАКОВ В.Г., КОВАЛЕВ Ф.И. (пред-
 седатель совета), ЮНЬКОВ М.Г., ПО-
 ДАРУЕВ А.И., ГЛОВАЦКИЙ А.В., АНД-
 РИЕНКО П.Д.

РЕДАКЦИОННАЯ КОЛЛЕГИЯ

Главный редактор
КОЧЕТКОВ В.Д.

БЕЛКИН Г.С., ДАЦКОВСКИЙ Л.Х.,
 ДОЛКАРТ В.М., КОПЫЛОВ И.П.,
 ЛУРЬЕ А.И., МАВЛЯНБЕКОВ Ю.У.,
 МОСКАЛЕНКО В.В., РОЗАНОВ Ю.К.,
 СЛЕЖАНОВСКИЙ О.В. (зам. главно-
 го редактора), ТРУБАЧЕВ С.Г.,
 ТУБИС Я.Б., УСОВ Н.Н., ФИН-
 КЕЛЬ Э.Э., ФЛОРЕНЦЕВ С.Н., ХО-
 ТИН В.А.

Адрес редакции:

123242, Москва,
 Зоологическая ул., 11, комн. 213
 Факс/телефон: 254-11-52

СОДЕРЖАНИЕ

СИЛОВАЯ ЭЛЕКТРОНИКА

**Рогинская Л.Э., Иванов А.В., Мультенко М.М., Уржумс-
 ков А.М.** Выбор структуры и параметрический синтез симмет-
 ричного резонансного инвертора 1

Кулагин Б.М., Баранов В.Е. Анализ свойств последовательных
 резонансных инверторов с DLDL-стабилизацией 5

Рудык С.Д., Турчанинов В.Е., Флоренцев С.Н. Перспективные
 источники сварочного тока 8

Аванесов В.В., Перевалов В.Д., Потапенко А.И. Инвертор
 для питания маломощных бытовых устройств 13

Кошелев П.А. Операторные модели статических преобразо-
 вателей 15

Терешков В.М., Аванесов В.М. Синтез адаптивного регулятора
 для многофазного статического преобразователя 19

**Калашников Б.Е., Лещенко В.М., Ольшевский В.И., Фейгель-
 ман И.И.** Опыт разработки и внедрения IGBT-инверторов для
 асинхронного электропривода 24

Калашников Б.Е., Ольшевский В.И., Фейгельман И.И. Тепло-
 физическое конструирование электроприводов на основе мощ-
 ных IGBT-модулей 32

**Андрюенко П.Д., Переверзев А.В., Остренко В.С., Ивашут-
 кин К.Е.** Интегральный силовой модуль 34

Чибиркин В.В., Ковтун В.И., Мартыненко В.А. Новые разра-
 ботки быстро восстанавливаемых диодов в ОАО "Электро-
 выпрямитель" и их конструкторско-технологическое обеспе-
 чение 38

Carroll E., Klaka S., Linder S. Тиристоры IGCT. Новый подход к
 сверхмощной электронике 46

Переверзев А.В. Совмещенные цепи демпфирования и питания
 в интегральных силовых модулях 53

Mangtani V., Dubhaschi A. Разработка компактного привода
 для индукционного двигателя в стиле Plug & Play 56

ИССЛЕДОВАНИЯ

Ткачев А.Н., Щербаков В.Г. Вариационный метод расчета маг-
 нитного поля в нелинейных анизотропных ферромагнитных
 средах 60

Выбор структуры и параметрический синтез симметричного резонансного инвертора

Л.Э.РОГИНСКАЯ, доктор техн.наук (УГАТУ), А.В.ИВАНОВ, М.М.МУЛЬМЕНКО, кандидаты техн.наук, А.М.УРЖУМСКОВ, инж., (НПК "Параллель")

г. Уфа

Исследованы 4 модификации мостового симметричного резонансного инвертора с закрытым входом, сочетающего в себе положительные свойства резонансных рекуперативных схем с простотой параллельного инвертора тока, показана возможность бестрансформаторного повышения выходного напряжения для согласования с параметрами стандартных индукционных печей, предложен простой метод определения параметров инвертора.

Резонансные инверторы нашли широкое применение в различных электротехнологических установках, в том числе в установках индукционного нагрева металлов. В последнем случае рационально применение симметричного резонансного инвертора с закрытым входом, для которого характерен режим непрерывного протекания тока во всем диапазоне частот и нагрузок [1]. Наряду с преимуществами, выгодно отличающими этот инвертор от других и заключающимися в отсутствии фильтрового конденсатора и в простоте пусковых и регулирующих устройств, к положительным качествам такого преобразователя относится возможность бестрансформаторного повышения напряжения на нагрузке по сравнению с напряжением источника питания. Кроме того, инвертор имеет схемные модификации, позволяющие уменьшить количество силовых высокочастотных диодов с четырех до двух и даже до одного [2, 3]. Расчетная схема данного инвертора, нагруженного на резонансный контур, а также ее модификации приведены на рис.1. В [1] рассмотрены основные характеристики инвертора, выполненного по схеме рис.1,а и нагруженного на резонансный контур, частота которого f_H равна частоте управления f_y . В этом случае с достаточной степенью точности можно считать, что максимальное напряжение на нагрузке не превышает U_d . Представляет интерес при частоте управления инвертора, близкой к резонансной частоте нагрузочного контура, выяснить, как изменяется напряжение этого контура при изменении соотношения f_y/f_H . Отметим, что СДУ состояния

при аппроксимации тиристоров и диодов с помощью ИК моделей одинакова для всех расчетных схем рис.1, одинаковы и условия коммутации полупроводниковых элементов. Различными являются лишь токи и напряжения вентилях в межкоммутационный период. Схема рис.1,г, имеющая минимальное количество диодов, характеризуется симметричной нагрузкой тиристоров, однако токи через них и через диод имеют большие значения, чем в схеме на рис.1,а. Схемы рис.1,б,в занимают промежуточное положение между схемами рис.1,а и г, среднее зна-

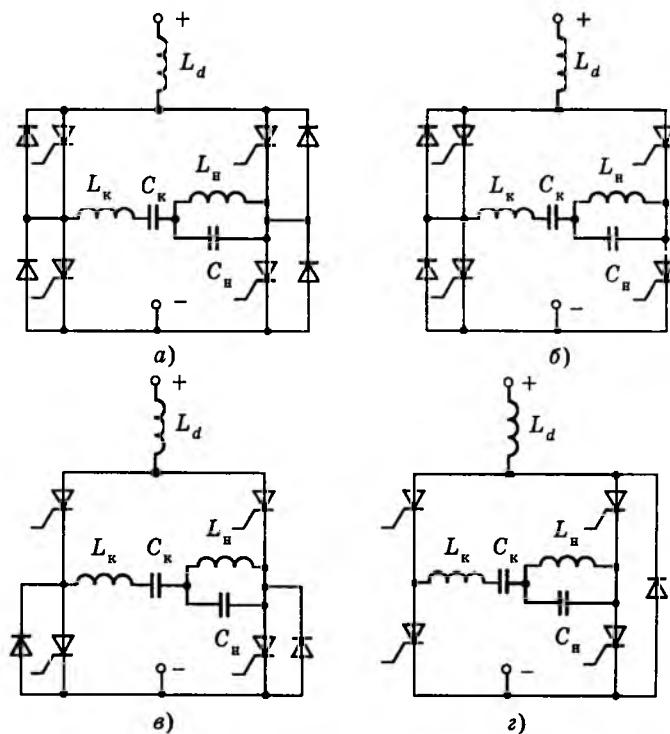


Рис.1

чение токов через диоды в два раза, а действующее в $\sqrt{2}$ раз меньше, чем в схеме рис.1,2, однако тиристоры синфазных плеч моста нагружаются по-разному, причем значения токов более нагруженных тиристоров совпадают с токами в схеме на рис.1,2. Следовательно, при выборе наиболее рациональной структуры симметричного инвертора следует руководствоваться как количеством вентиляей, так и режимом их работы.

Для построения интегральных рабочих и регулировочных характеристик инвертора и выбора наиболее рациональных параметров рабочего и коммутирующего контуров были проведены машинные эксперименты с помощью СДУ состояния. При расчете использовался метод переменной структуры, что позволяет с достаточным быстродействием рассчитать стационарные процессы в системе. Предусматривается возможность последовательной и параллельной схемы замещения нагрузки, представляющей собой индуктор, а весь нагрузочный контур — это параллельная цепь из $R_n L_n$ нагрузки и компенсирующего конденсатора C_n .

Как видно из рис.1, диагональ вентильного моста представляет собой два резонансных контура, настроенных на различную частоту. Частота нагрузочного контура с учетом требований получения максимальной мощности не может отличаться от частоты управления более, чем на 5—8%, в то время, как частота коммутирующего контура $L_k C_k$ может изменяться в широких пределах, составляя 1,3—2 частоты управления. Существенно отличаются и коэффициенты затухания $d = R/\sqrt{L/C}$:

для высокодобротного нагрузочного контура

$$D_n = R_n / \sqrt{L_n / C_n} = 0,1 \approx \text{const};$$

для коммутирующего контура

$$D_k = R_3 / \sqrt{L_k / C_k} = 0,3 \div 2,$$

где R_3 — эквивалентное сопротивление нагрузочного контура, определенное при фазовом резонансе.

Так как в рабочем режиме ток i_d непрерывен, последовательно с нагрузочным контуром и коммутирующим конденсатором включена индуктивность L_k , и время, предоставляемое на восстановление тиристоров,

определяется длительностью протекания тока через диоды, полный цикл работы инвертора за период повторения должен сохраниться при любых параметрах обоих резонансных контуров и индуктивности L_d . Поэтому при расчете сохранялись постоянными $U_d = 520$ В; $L_d = 1$ мГн; $D_n = 0,1$. В качестве переменных параметров выбраны: активная мощность нагрузки P_n , напряжение нагрузки U_n , параметры коммутирующего контура L_k, C_k . При этом диапазон изменения

$$K_y = \sqrt{L_n / C_n} / \sqrt{L_k / C_k} = 1,3 \div 2,0.$$

Кроме того, для исследования возможности бестрансформаторного повышения напряжения изменялась частота $f_y = (0,92 \div 1)f_n$, а для исследования регулировочных характеристик предусматривалось изменение $f_y = (1 \div 0,7)f_{y,ном}$.

Анализ машинного эксперимента показал, что одни и те же значения выходной мощности и выходного напряжения можно получить при различных параметрах коммутирующего контура и соотношениях f_n / f_y .

Например, $P_n = 160$ кВт, $U_n = 600$ В можно получить при:

$$K_y = 1,5, D_k = 0,9, L_k = 134 \text{ мкГн}, C_k = 17 \text{ мкФ};$$

$$K_y = 2, D_k = 1,8, L_k = 47 \text{ мкГн}, C_k = 24 \text{ мкФ};$$

$$K_y = 2,1, D_k = 2, L_k = 40 \text{ мкГн}, C_k = 25 \text{ мкФ}.$$

Так как при увеличении D_k максимальное напряжение вентиляей $U_{вм}$ монотонно уменьшается, а время восстановления управляемости тиристоров $T_{вос}$ также уменьшается практически в том же соотношении или медленнее:

$$U_{вм1} / U_{вм2} \geq T_{вос1} / T_{вос2},$$

оставаясь достаточно большим, для надежной работы устройства рационально выбирать такие параметры, при которых $D_k = D_{kmax}$ при $T_{вос} \geq T_{вос,доп}$.

Изменение частоты f_y ниже $f_y = f_n$ соответствует для нагрузочного контура замене чисто активной нагрузки R_3 последовательным соединением R_3 и X_3 , причем X_3 — это эквивалентная индуктивность. Аппроксимируя токи и напряжения нагрузочного контура эквивалентными синусоидальными величинами, получаем в относительных единицах:

$$R_{э*} = R_{э} / R_{н} = \frac{1}{(\omega_* D_{н})^2 + (1 - \omega_*^2)^2};$$

$$X_{э*} = X_{э} / R_{н} = \frac{\omega_* (1 - \omega_*^2 - D_{н}^2)}{D_{н} [(\omega_* D_{н})^2 + (1 - \omega_*^2)^2]} \quad (1)$$

Базовыми величинами в (1) являются: $r_{баз} = R_{н}$; $\omega_{баз} = 1/\sqrt{L_{н} C_{н}}$. Относительная частота ω_* соответствует кратности $\omega_y/\omega_{баз}$, причем $\omega_{н} = \sqrt{1 - D_{н}^2}/\sqrt{L_{н} C_{н}}$, а $\omega_{н*} = \sqrt{1 - D_{н}^2}$. Если $\omega_y = \omega_{н}$, то $X_{э*} = 0$, а $R_{э*} = 1/D_{н}^2$. Значения индуктивности нагрузки и компенсирующей емкости при этом равны:

$$L_{н} = R_{н} \sqrt{1 - D_{н}^2} / (\omega_{н} D_{н}); X_{L_{н*}} = \sqrt{1 - D_{н}^2} / D_{н};$$

$$C_{н} = D_{н} \sqrt{1 - D_{н}^2} / (\omega_{н} R_{н}); X_{C_{н*}} = 1/[D_{н} (1 - D_{н}^2)].$$

Полное сопротивление нагрузочного контура изменяется при изменении f_y следующим образом:

$$Z_{э*} = \frac{\sqrt{D_{н}^2 + \omega_*^2 (1 - \omega_*^2 - D_{н}^2)^2}}{D_{н} [(\omega_* D_{н})^2 + (1 - \omega_*^2)^2]} \quad (2)$$

Учитывая, что при $\omega_* = \sqrt{1 - D_{н}^2}$ $Z_{э*} = R_{э*} = 1/D_{н}^2 \approx 100$, получаем при $\omega = \omega_{н*} = 1,3 \div 2$, $R_{э*} = 2,03 \div 0,11$, $X_{э*} = 18,4 \div 6,6$, $Z_{э*} = 18,5 \div 6,6$.

Как видим, во время разряда конденсатора затухание близко к нулю, а параметры нагрузочного контура оказывают влияние только на период перезаряда T_k .

На рис.2,3 приведены зависимости P_* , $U_{н*} = f(D_k)$ при $\omega_* = 1 - D_{н}^2$. За базовые величины в данном случае приняты $P_{баз} = U_d^2 / \rho$, $U_{баз} = U_d$. Согласно машинному эксперименту при любых абсолютных значениях U_d и ρ зависимости P_* , $U_{н*} = f(D_k)$ не изменяются, т.е. при всех значениях ρ , d , $R_{э}$, L_k , C_k , $R_{н}$, $L_{н}$, $C_{н}$ напряжение $U_{н} \leq 1,06$. Для повышения напряжения необходимо изменить либо $\omega_{н*}$, либо ω_{y*} , причем для повышения напряжения необходимо, чтобы $\omega_{y*} < \omega_{н*}$, однако $\Delta\omega_* = (\omega_{н*} - \omega_{y*}) \leq 0,08\omega_{y*}$. На рис.4 приведены зависимости $P_{н*} = f(U_{н*})$ при постоянных значениях абсолютной мощности $P = 100 \div 250$ кВт и зависимость

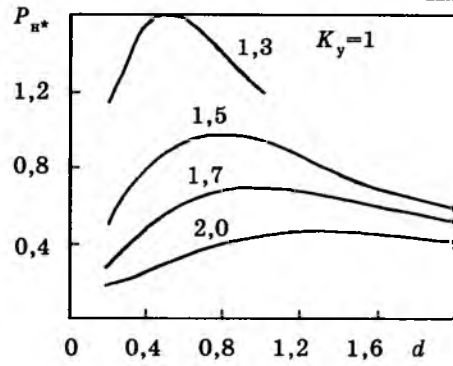


Рис.2.

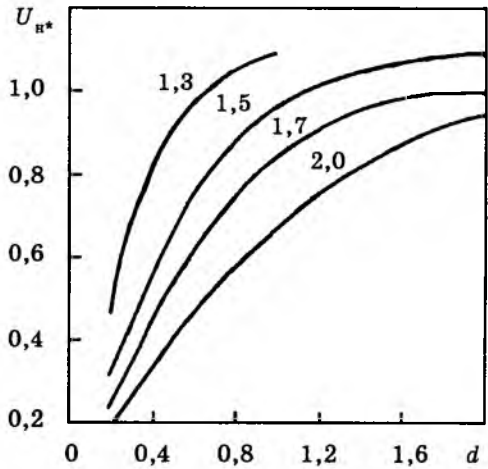


Рис.3.

$\cos\phi = f(U_{н*})$. Значения $U_{н*} = 1,2 \div 1,6$ получены при $\omega_* = 0,92$. Таким образом, мощность и выходное напряжение инвертора зависят от комплекса факторов: $U_{н}$, $P = f(\rho, d, \omega_*, K_y)$, поэтому для выбора параметров коммутирующего контура и емкости нагрузочного контура и расчета электромагнитных процессов рационально произвести приближенный параметрический синтез и анализ электромагнитных процессов.

При выборе параметров считаются заданными: $P_{н}$, $U_{н}$, f_y , $D_{н}$, $U_{вент}$, а также $f_{н}$ либо $\cos\phi$. По этим данным расчет ведется в следующем порядке.

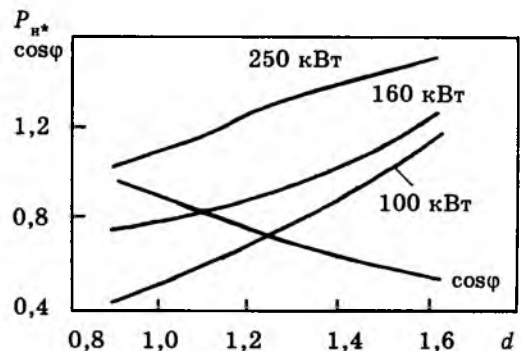


Рис.4.

1. Если задана частота f_n , то коэффициент мощности

$$\cos \varphi = R_{\varphi^*} / Z_{\varphi^*} = \frac{D_n}{\sqrt{D_n^2 + \omega_*^2(1 - \omega_*^2 - D_n^2)}}; \quad (3)$$

если задан коэффициент мощности, то из этой же формулы определяется ω_* , а затем — частота

$$f_n = f_y \sqrt{1 - D_n^2} / \omega_*. \quad (4)$$

2. Определяется ток

$$I_n = P_n / (U_n \cos \varphi). \quad (5)$$

3. Определяется

$$R_{\varphi} = P_n / (I_n)^2. \quad (6)$$

4. Согласно (1)

$$R_n = R_{\varphi} [(\omega_* D_n)^2 + (1 - \omega_*^2)^2]. \quad (7)$$

5. Согласно (1)

$$X_{\varphi} = \omega_* R_n (1 - \omega_*^2 - D_n^2) / \{D_n [(\omega_* D_n)^2 + (1 - \omega_*^2)^2]\}. \quad (8)$$

6. Определяются параметры нагрузочного контура:

$$\begin{aligned} L_n &= R_n \sqrt{1 - D_n^2} / (\omega_n L_n); \\ C_n &= D_n \sqrt{1 - D_n^2} / (\omega_n R_n). \end{aligned} \quad (9)$$

7. По заданному максимальному напряжению на вентилях, считая, что U_b изменяется по отрезку синусоиды, определяем C_k :

$$U_{C_{km}} = \sqrt{U_{вм}^2 - U_{ам}^2} + U_{Xm}, \quad (10)$$

где U_{Xm} — максимальное напряжение на эквивалентном активном и реактивном сопротивлениях; $U_{ам} = I_n R_{\varphi} \sqrt{2}$; $U_{Xm} = I_n X_{\varphi} \sqrt{2}$.

Согласно (10) емкость

$$C_k = I_n \sqrt{2} / (U_{C_{km}} \omega_y). \quad (11)$$

8. Принимая, что

$$U_d / U_{вм} = (T_y - T_k) / T_y,$$

где $T_y = 1/f_y$, $T_k = 2\pi \sqrt{L_k C_k}$, и, учитывая результаты машинного анализа, определяем:

$$T_k \approx T_y \left(1 - \frac{U_d}{U_{вм}} \right). \quad (12)$$

9. Определяем

$$L_k = T_k^2 / (4\pi^2 C_k). \quad (13)$$

После определения этих параметров проводится проверочный расчет инвертора. Определяется время восстановления вентиля.

Согласно машинному эксперименту влияния начального значения тока в резонансном контуре ($I_{нач} = I_d$) и напряжения на зажимах нагрузки, изменяющегося практически по синусоидальному закону, компенсируют друг друга, т.е. ток в контуре

$$i_k = U_{C_{km}} \exp(-D_k \omega_k t) \sin \omega_k t / \rho_k. \quad (14)$$

Максимальный ток через коммутирующий контур

$$I_{km} \approx U_{C_{km}} \exp(-D_k \pi / 4) \rho_k, \quad (15)$$

где $D_k = 2D_n U_n^2 / (P_n \rho_k)$; $\rho_k = \sqrt{L_k / C_k}$.

Время восстановления — это время работы обратных диодов, определяемое интервалом, в течение которого $i_k > I_d$,

$$T_{вос} = \frac{[\pi - 2 \arcsin(I_d / I_{km})] T_k}{2\pi}. \quad (16)$$

10. Определяются максимальные токи через вентили в различных схемах.

В схеме на рис.1,а

$$I_d = i_{в1} + i_{в2}; \quad i_k = i_{в1} - i_{в2},$$

$$i_{в1} = (i_d + i_k) / 2; \quad i_{в2} = (i_d - i_k) / 2;$$

$$I_{Tmax} = (I_d + I_{km}) / 2; \quad I_{dmax} = (I_{km} - I_d) / 2; \quad (17)$$

в схеме на рис.1,б согласно (17)

$$I_{Tmax1} \approx I_d; \quad I_{Tmax2} \approx I_{km}.$$

Выбирается наибольшее значение

$$I_{dmax} = I_{km} - I_d. \quad (17')$$

в схеме на рис.1,в при работе тиристоров и обратного диода имеем те же данные, что и в схеме на рис.1,б;

В схеме на рис.1,г токи тиристоров и диода равны:

$$I_{Tmax} = I_k \quad \text{либо} \quad I_{max} = I_d;$$

$$I_{Tmax} = I_{km} \quad I_{dmax} = I_{km} - I_d. \quad (17'')$$

Расчет регулировочных характеристик:

1. Из (12) определяется:

$$U_{вм} = U_d T_y / (T_y - T_k). \quad (18)$$

2. Определяется ток

$$I_n = I_{нм} / \sqrt{2};$$

$$I_{нм} = U_{вм} / \sqrt{R_{\varphi}^2 + (X_{Ck} - X_{\varphi})^2}. \quad (19)$$

3. Определяется активная мощность

$$P_n = I_n^2 R_3. \quad (20)$$

Выводы

1. Исследуемый инвертор обладает характеристиками, удовлетворяющими требованиям широкого спектра электротехнологических нагрузок:

— возможностью модификации и упрощения схемы при заданных значениях токов и напряжений на ее элементах;

— возможностью получения выходного напряжения как ниже, так и выше выпрямленного;

— возможностью регулирования мощности при изменении частоты.

2. Предложенный метод определения параметров преобразователя позволяет с достаточной точностью оценить их значение и электромагнитные нагрузки.

3. На основе рассмотренных структур симметричных резонансных инверторов научно-производственным комплексом "Параллель" (г. Уфа) спроектированы и производятся преобразователи частоты мощностью 100, 160, 250 и 320 кВт с выходной частотой 1, 2,4 и 4 кГц и номинальным напряжением нагрузки от 400 до 800 В с бестрансформаторным выходом. Преобразователи успешно эксплуатируются в установках индукционного нагрева и плавки металлов, а также в линиях сушки труб перед нанесением покрытия.

Список литературы

1. Иванов А.В., Мульменко М.М. Симметричный резонансный инвертор с закрытым входом//Электротехника. 1988. № 10. С. 53—58.

2. Пат. 1539938 РФ. Инвертор/А.В.Иванов, М.М.Мульменко, А.М.Уржумсков//Открытия. Изобретения. 1990. № 4.

3. Пат. 1735988 РФ. Инвертор/А.В.Иванов, М.М.Мульменко//Открытия. Изобретения. 1992. № 19.



Иванов Александр Васильевич — директор научно-производственного комплекса "Параллель". В 1972 г. закончил электромеханический факультет Уфимского авиационного института. В 1980 г. получил ученую степень кандидата техн.наук по тематике управления многоиндукторными технологическими установками.

Рогинская Любовь Эммануиловна — профессор кафедры электромеханики УГАТУ. В 1959 г. закончила электротехнический факультет Горьковского политехнического института. В 1994 г. защитила в МЭИ кандидатскую диссертацию по теме "Тиристорные резонансные устройства со взаимной индуктивностью".



Мульменко Михаил Михайлович — главный конструктор НПК "Параллель". В 1974 г. закончил электромеханический факультет УАИ. В 1985 г. получил ученую степень кандидата техн.наук по тематике частотно-модуляционных систем управления многозонным индукционным нагревом.

Уржумсков Анатолий Михайлович — заместитель директора НПК "Параллель". В 1971 г. закончил электромеханический факультет УАИ.



Анализ свойств последовательных резонансных инверторов с DLDL-стабилизацией

Б.М.КУЛАГИН, В.Е.БАРАНОВ, кандидаты техн.наук, доценты

Донской ГТУ

Целесообразность создания тиристорных генераторов большой мощности повышенной частоты на основе последовательных резонансных инверторов вполне очевидна [1]. Однако наряду с рядом достоинств: высокой эффективностью и надежностью, значительно меньшими габаритами и массой, боль-

шим сроком службы, практически мгновенной готовностью к работе, удобством в обслуживании и эксплуатации и т.д., они обладают существенным недостатком — достаточно "сильной" зависимостью режима работы от параметров нагрузки, входящей в последовательную резонансную цепь (в кон-

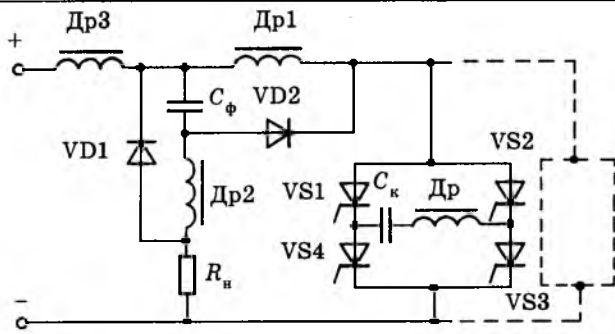


Рис.1.

тур коммутации). Это может вызвать либо нарушение устойчивой работы инвертора, либо ухудшить использование тиристоров по напряжению и току. Устранение данного недостатка на практике достаточно эффективно достигается за счет использования метода диодной стабилизации (*D*-стабилизации), который предполагает множество способов его реализации [2,3].

В статье анализируются свойства *DLDL*-способа стабилизации режима последовательных резонансных инверторов, принципиальная схема одного из которых представлена на рис.1. Дается сравнительная оценка эффективности рассматриваемого способа с другими возможными способами *D*-стабилизации.

Инвертор содержит идентичные мосты, состоящие каждый из тиристоров *VS1—VS4* с коммутирующими *LC*-контурами: конденсатор C_k и дроссель *Др*. В состав электрической схемы входят также *Др1, Др2* — коммутирующие дроссели, выполненные с равными индуктивностями, *Др3* — дроссель фильтра; C_ϕ — фильтровый конденсатор; *VD1, VD2* — полупроводниковые диоды; R_n — нагрузка.

Анализ свойств рассматриваемого инвертора проводился на основе его схемы замещения, показанной на рис.2,а, при следующих допущениях: диоды и тиристоры — идеальные ключи; дроссель фильтра *Др3* и фильтровый конденсатор C_ϕ имеют индуктивность и емкость не менее, чем на порядок больше, чем у коммутирующих дросселей и конденсаторов; частота управляющих импульсов ниже собственной частоты контуров коммутации.

Если при изменении параметров нагрузки в процессе работы инвертора амплитуды напряжения на индуктивностях L_1 и L'_1 превысят напряжение источника E ($U_{L1}(0) \geq E$),

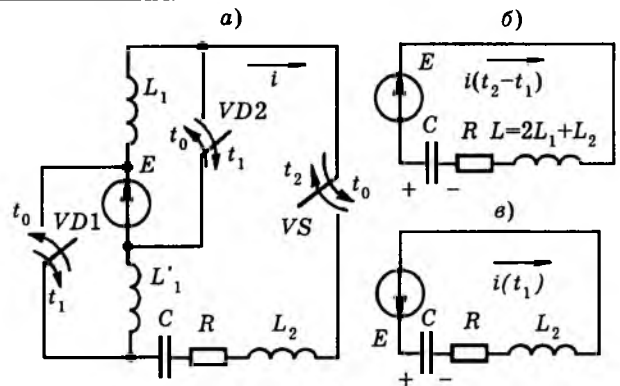


Рис.2.

то диоды *VD1* и *VD2* отпираются, образуя дополнительный контур коммутации с исключенными индуктивностями L_1 и L'_1 и включенным встречно источником входного напряжения E (рис.2,б). При этом за счет противовключения источника E и уменьшения добротности контура резко уменьшается рост тока и напряжения на элементах инвертора.

В некоторый момент времени t_1 , при котором линейно возрастающий ток $i_{L1}(t_1)$ сравняется с током $i(t_1)$, диоды *VD1, VD2* запираются. Далее переходный процесс перезаряда коммутирующего конденсатора идет по основному контуру с принуждающим действием источника E (рис.2,в).

Изменение параметров нагрузки вызовет соответствующее изменение добротности Q основного контура и самопроизвольное перераспределение длительности существования основного и дополнительного контуров, что в конечном итоге стабилизирует коэф-

фициент раскачки $\rho = \frac{U_{cm}}{E}$ и режим работы инвертора, где U_{cm} — амплитуда напряжения на коммутирующем конденсаторе.

Динамика процессов в дополнительном контуре (рис.2,в) при указанных допущениях описывается следующими уравнениями:

— для мгновенного значения напряжения на коммутирующем конденсаторе

$$L_2 \frac{d^2 u_C}{dt^2} + R \frac{du_C}{dt} + \frac{1}{C} u_C = -\frac{E}{C}; \quad (1)$$

— для мгновенного значения тока

$$L_2 \frac{d^2 i}{dt^2} + R \frac{di}{dt} + \frac{1}{C} i = 0. \quad (2)$$

Решением уравнений (1), (2) при начальных условиях $U_C(0) = -U_{cm}$ и $i(0) = i_{L1}(0) = 0$ являются выражения в относительных единицах:

$$i_* = \frac{i\omega L}{E} = \frac{\rho - 1}{a_L(1 - 2k_L)} \exp\left(-\frac{v}{2Q(1 - 2k_L)}\right) \sin a_L v; \quad (3)$$

$$i_{L1*} = \frac{i_{L1}\omega L}{E} = \frac{v}{2k_L};$$

$$u_{C*} = \frac{u}{E} = 1 - (\rho + 1) \exp\left(-\frac{v}{2Q(1 - 2k_L)}\right) \times \left(\cos a_L v + \frac{1}{2Q a_L (1 - 2k_L)} \sin a_L v \right), \quad (4)$$

где $v = \omega t$; $a_L = \frac{\omega_g}{\omega} = \sqrt{\frac{1}{1 - 2k_L} - \frac{2k_L}{4Q^2(1 - 2k_L)^2}}$;

ω_g — собственная частота дополнительного контура; ω — собственная частота основного контура;

$$k_L = \frac{L_1}{2L_1 + L_2} = \frac{L_1}{L}$$

Выражения для приведенных мгновенных значений тока и напряжения в интервале $t_1 - t_2$ (рис.2,б) принимают следующий вид:

$$i_* = \exp\left(-\frac{v}{2Q}\right) \times \left[i_*(v_1) \cos v + \left(1 - u_{C*}(v_1) - \frac{i_*(v_1)}{2Q}\right) \sin v \right];$$

$$u_{C*} = 1 - \exp\left(-\frac{v}{2Q}\right) \left[1 - u_{C*}(v_1) \cos v + \left(\frac{1 - u_{C*}(v_1)}{2Q} - \frac{4Q^2 + 1}{4Q^2} i_*(v_1) \sin v \right) \right],$$

где $v = \omega(t - t_1)$; $i_*(v_1)$, $u_{C*}(v_1)$ — значения выражений (3) и (4) при $t = t_1$.

Используя граничные условия и условия периодичности процессов, получаем следующую систему трансцендентных уравнений для расчета семейства нагрузочных характеристик $\rho = f(Q, k_L)$:

$$\left. \begin{aligned} i_*(v_1) &= i_{L1*}(v_1); \\ i_*(v_2) &= 0; \\ U_{C*}(v_2) &= \rho. \end{aligned} \right\} \quad (5)$$

Результаты решения системы уравнений

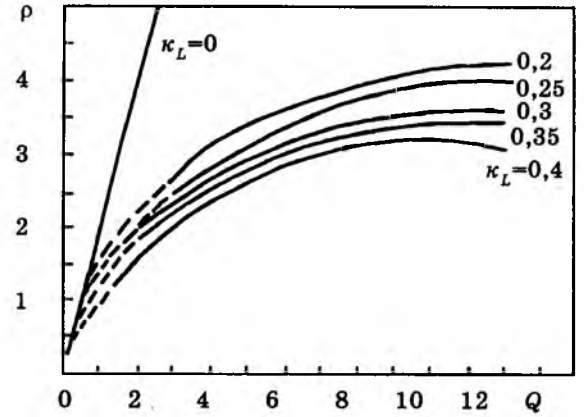


Рис.3.

(5) методом последовательных приближений с помощью ЭВМ представлены графически (рис. 3).

Используя нагрузочные характеристики, оценим стабилизирующие свойства способа DLDL-стабилизации с помощью коэффициента стабилизации [5]

$$k_{ст} = \frac{\Delta Q}{\Delta \rho},$$

где $\Delta \rho = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^n \Delta \rho_i}{n}}$; n — число приращений

$\Delta \rho_i$ в диапазоне изменения Q от 2 до 10; и коэффициента эффективности способа стабилизации

$$k_{эф} = \frac{k_{ст}}{k_{сто}},$$

где $k_{сто} = 0,69$ — коэффициент стабилизации нестабилизированного инвертора.

Характеристики эффективности рассматриваемого способа в сравнении с другими способами представлены на рис.4. Из срав-

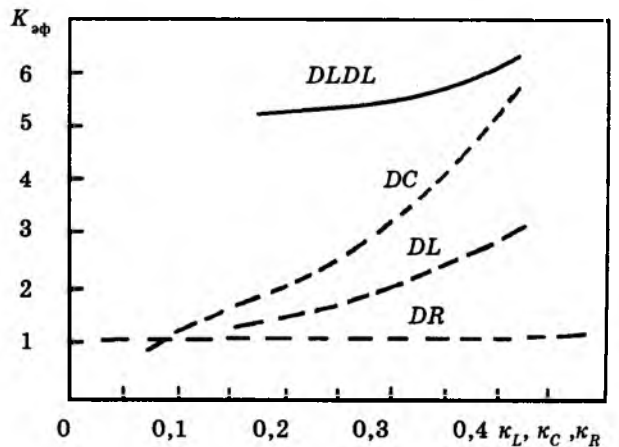


Рис.4.

нения видно, что способ *DLDL*-стабилизации обладает значительно лучшими стабилизирующими свойствами.

Полученные результаты исследований могут быть использованы при выборе схем диодной стабилизации, а также при инженерных расчетах проектируемых инверторов.

Список литературы

1. Бальян Р.Х., Сиверх М.А. Тиристорные генераторы и инверторы. М.: Энергоиздат, 1982.

2. Кулагин Б.М. Метод *D*-стабилизации последовательных резонансных инверторов//Электротехника. 1989. № 8.

3. Кулагин Б.М., Кириллов А.В. Анализ свойств последовательных резонансных инверторов//Электротехника. 1990. № 8.

4. А.с. 1707719 СССР. Многоячейковый стабилизированный последовательный инвертор/Б.М.Кулагин, А.В.Кириллов//Открытия. Изобретения. 1992. № 3.

5. Кулагин Б.М., Кириллов А.В. Сравнительный анализ различных способов *D*-стабилизации последовательных резонансных инверторов//Электротехника. 1990. № 6.

Перспективные источники сварочного тока

С.Д.РУДЫК, канд.техн.наук, В.Е.ТУРЧАНИНОВ, инж., С.Н.ФЛОРЕНЦЕВ, канд. техн.наук

Современный рынок источников сварочного тока можно разделить на две группы:

1) традиционные, работающие на частоте промышленной сети 50/60 Гц;

2) инверторные, у которых используется промежуточное звено повышенной частоты.

Традиционные источники сварочного тока имеют следующие основные положительные свойства:

— весьма высокие показатели качества сварки;

— простота конструкции и высокая надежность;

— относительно невысокая стоимость, которая определяется затратами на активные материалы трансформаторов и реакторов (медь и электротехническая сталь).

К недостаткам традиционных источников сварочного тока относятся:

— большие габариты и масса;

— низкий КПД;

— весьма низкий коэффициент мощности (КМ), который определен тем, что эквивалентный реактор работает на частоте промышленной сети;

— суммарный объем и масса реактора и трансформатора в 1,5—3 раза превышают объем и массу эквивалентного трансформатора, передающего равную активную (полезную) мощность в нагрузку;

— низкие динамические свойства, связанные с регулированием на частоте промышленной сети.

Инверторные источники сварочного тока имеют основные положительные свойства:

— высокие показатели качества сварки;

— существенно уменьшенные, по сравнению с традиционными, габариты и масса;

— более высокие значения КПД и КМ;

— расширенные функциональные возможности, включая простое обеспечение импульсной модуляции постоянного тока сварки, обеспечение путем использования дополнительного ключа бесконтактного переключения полярности сварочного тока и формирование прямоугольного переменного напряжения на выходе источника сварочного тока.

К недостаткам инверторных источников сварочного тока относятся:

— более высокая стоимость в сравнении традиционными источниками сварочного тока;

— усложнение конструкции за счет увеличения каскадов преобразования электрической энергии и, вследствие этого, большое число ключевых элементов, реактивных элементов и потоков реактивной мощности низкой и высокой частоты между каскадами.

Так как значительная часть традиционных источников сварочного тока реализует дугу переменного тока, а в инверторных источниках преимущественно используется дуга постоянного тока, необходимо сравнение их как со стороны достигаемых показателей качества сварки, так и с точки зрения возможностей преобразователей электрической энергии.

Положительные свойства дуги постоянного тока:

— высокая стабильность горения дуги;

— высокие достигаемые показатели ка-

чества сварки как результат правильно выбранной совокупности статических и динамических характеристик источника сварочного тока, режимов его нагрузки и полярности тока сварочной цепи.

Недостатки дуги постоянного тока:

- явление "магнитного дутья";
- разные свойства дуги при прямой и обратной полярности и, как результат, компромисс в пользу одной из них;
- необходимость осуществления импульсной модуляции (т.е. введение определенной доли переменной составляющей тока) для достижения желательных результатов качества сварки в целом ряде конкретных случаев использования.

К положительным свойствам дуги переменного тока относятся:

- возможность достижения равноценных или более высоких достигаемых показателей качества сварки по отношению к дуге постоянного тока;
- практическое отсутствие "магнитного дутья";
- весьма малые различия в свойствах дуги при прямой и обратной полярности в ряде определенных случаев применения, например, при ручной дуговой сварке покрытыми электродами;
- возможность осуществления импульсной модуляции тока в сварочной цепи единым ключевым элементом, осуществляющим регулирование как на периоде сварочного тока, так и более низкочастотном;

к недостаткам:

- низкая стабильность горения дуги, требующая применения ряда мер;
- невозможность достижения более высоких показателей качества сварки по сравнению с дугой постоянного тока при применении традиционных источников, где регулирование осуществляется на частоте промышленной сети, что предопределяет ряд компромиссов между статическими и динамическими характеристиками источника.

Стабильность дуги переменного тока достаточно широко исследована. Определены критерии оценки стабильности процесса сварки, а также процессы как в плазме столба дуги, так и в системе "источник тока — дуга" и сформулированы выводы и рекомендации, принципиально позволяющие обеспечить необходимую стабильность горения дуги переменного тока [1—4].

Особую и наиболее выраженную специфичную группу источников сварочного тока для ручной дуговой сварки покрытыми электродами представляют источники с питанием от однофазной или трехфазной сети напряжением 220 и 380 В и частотой 50/60 Гц, на токи 125, 160 и 250 А.

В этой группе широко представлены как традиционные источники с выходом на переменном токе, так и инверторные, с выходом на постоянном токе. Если сравнить их между собой на примере "среднего" с током 160 А, то результат сравнения с учетом приблизительного равенства сварочных свойств можно выразить в двух показателях:

1) стоимость традиционного источника невысокая и находится в определенном соответствии с его сварочными возможностями, а стоимость инверторного источника при несомненном превосходстве сварочных возможностей превышает (непропорционально) стоимость традиционного;

2) большие габариты и масса традиционного источника удовлетворяют большинству случаев практического применения, а превосходство по этим показателям инверторного источника проявляется в особых и исключительных случаях, и для этих случаев применение их становится экономически целесообразным.

Современный уровень элементной базы силовой электроники, возможности известных способов преобразования электрической энергии, новые подходы к проектированию позволяют сформулировать технико-экономические требования и разработать источник сварочного тока в упомянутой ранее группе. Такой источник должен иметь следующие основные характеристики:

- стоимость, близкую к стоимости традиционных источников;
- габариты и массу как у инверторных источников сварочного тока;
- сварочные свойства как у инверторных или улучшенные;
- КПД и КМ лучшие, чем у инверторных источников сварочного тока.

Для того, чтобы окончательно выбрать структуру преобразователя и вид тока сварочного источника, необходимо рассмотреть всю систему "источник тока — электрод — дуга — результат сварки" с позиции современного уровня и возможностей самих электродов. Анализ обширной номенклатуры

электродов, рекомендованных режимов использования и технологии сварки различных материалов приводит к следующим выводам:

1) большинству электродов рекомендован переменный сварочный ток и постоянный ток обратной полярности (плюс на электроде);

2) подавляющему большинству электродов для постоянного сварочного тока рекомендована обратная полярность, а прямая полярность используется крайне редко и это определено не возможностями дуги постоянного тока прямой полярности, а свойствами самого электрода в данной дуге;

3) большинство электродов и технологий позволяют производить сварку как на постоянном, так и на переменном токе, причем и для электродов и для технологий нет четких границ использования вида сварочного тока (постоянного или переменного), за исключением эффекта "магнитного дутья"; вероятно, это определено в большей степени возможностями и свойствами самого источника сварочного тока.

Все изложенное позволяет сделать вывод о возможности создания источника сварочного тока в данном классе с упомянутыми характеристиками и с выходом на переменном токе.

Структурная схема предлагаемого источника сварочного тока приведена на рис.1, а упрощенная электрическая схема силовой части — на рис.2.

Силовая часть источника сварочного тока содержит: ключевой регулятор 1 и разделительный низкочастотный трансформатор 2 (рис.1), у которого выходная характеристика жесткая, коэффициент трансформации такой, при котором обеспечивается равенство эффективного напряжения вторичной обмотки амплитудному значению напряжения горения дуги при минимальном значении напряжения входной питающей сети. Трансформатор передает энергию в нагрузку (дугу) на низкой частоте питающей сети 50/60 Гц, ключевой регулятор — на высокой (например, 20 кГц) и формирует необходимый наклон выходной характеристики. Комбинированный узел дежурного тока и устройства стабилизации горения дуги 3 обеспечивают знакопеременную прямоугольную составляющую тока дежурной дуги с частотой входной сети и амплитудой выше минимально допустимого тока, а также стабилизацию

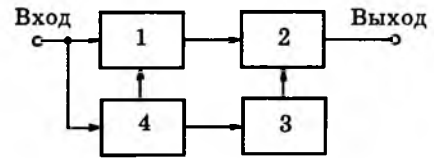


Рис.1.

повторного возбуждения дуги при смене полярности. В схеме на рис.1: 4 — узел системы управления и источник питания.

По сравнению с традиционным источником сварочного тока равной активной мощности, например, трансформатором с регулируемым рассеиванием, у предлагаемой структурной схемы:

1) высокие значения КПД и КМ (близки к единице);

2) высокие значения КПД и КМ разделительного трансформатора (близки к единице);

3) меньшие объем, масса и полная мощность трансформатора в соотношении напряжения холостого хода к напряжению горения дуги, что может составить 2—3 раза при равноценном тепловом режиме;

3) высокие статические и динамические выходные характеристики, достигаемые благодаря высокой рабочей частоте регулятора.

Элементы $C1—C5$, $L1$, $L2$ (рис.2) образуют сетевой фильтр, а транзисторы $VT1—VT4$, диоды $VD1—VD4$ и сглаживающий дроссель $L3$ — ключевой регулятор переменного напряжения, работающий по определенному алгоритму. При высоких частотах коммутации транзисторов в качестве $L3$ рационально использовать всегда присутствующую индуктивность рассеивания L_s разделительного трансформатора Tr .

Регулирование тока ключевого регулятора осуществляется путем изменения соотношения длительности открытого и закрытого состояния транзисторов $VT1$ и $VT2$ для соответственно положительного и отрицательного полупериодов напряжения входной сети при неизменном или изменяющемся периоде коммутации. Транзисторы $VT3$ и $VT4$ — низкочастотные, причем $VT3$ открыт в течение всего отрицательного полупериода входной сети, а $VT4$ — в течение положительного. Диоды $VD4$ и $VD3$ низкочастотные и открываются в течение, соответственно, отрицательного и положительного полупериодов входной сети. Диоды $VD1$ и $VD2$ высокочастотные.

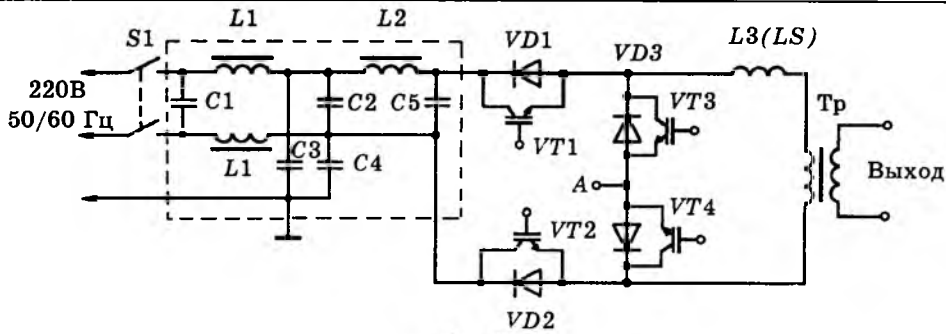


Рис.2.

Данный ключевой регулятор переменного тока можно условно классифицировать как частный случай ведомого сетью регулятора с внутренним звеном высокой частоты и явно отсутствующей функцией инвертирования, в силу имеющейся знакопеременности выходного напряжения. Причем как по алгоритму управления, так и по всем электрическим процессам он полностью подобен мостовой схеме инвертора с трехуровневой модуляцией [5].

Использование данного регулятора переменного тока, работающего на низкочастотный трансформатор, дает следующие преимущества по сравнению с традиционной структурой преобразования энергии в инверторном источнике:

1) уменьшено количество каскадов преобразования энергии, количество ключевых и реактивных элементов, исключены потери в них;

2) снижено число связей между элементами (как электрических, так и конструктивных);

3) уменьшена почти вдвое динамическая загруженность транзисторов (при прочих равных условиях);

4) уменьшены дополнительно входной и выходной фильтры;

5) получен практически максимально возможный КПД, так как в любой момент времени в цепи тока находятся всего два элемента — последовательно транзистор и диод (в известных структурах всегда больше и/или транзисторов или/и диодов);

6) центр симметрии схемы — точка А (рис.2) позволяет использовать как стандартные дискретные транзисторы, так и многоключевые силовые модули, а также гальванически связанные микросхемы драйверов для управления последовательно соединенными приборами.

Форма потребляемого от входной сети

тока близка к синусоиде, коэффициент мощности порядка 0,95—0,97. Форма тока дуги — сумма близкой к синусоиде кривой и прямоугольной составляющей, доля которой может быть весьма малой. Напряжение холостого хода может быть равно или меньше напряжения горения дуги.

Источник сварочного тока данного класса характеризуется следующими конструктивными параметрами (при напряжении питающей сети 220 В (+10%, -15%), частоте 50/60 Гц, сварочном токе до 160 А):

— масса источника 11—12 кг, в том числе масса разделительного трансформатора 7,0—7,5 кг.

В качестве основных элементов схемы ключевого регулятора переменного тока могут быть применены элементы:

— микросхемы драйверов — IR2112,

— транзисторы VT3 и VT4 с внутренними обратными диодами VD3 и VD4 — IRG4PC50FD,

— транзисторы VT1 и VT2 с внутренними обратными диодами VD1 и VD2 — IRG4PC50UD.

В случае необходимости (с целью дальнейшего снижения габаритов и массы источника сварочного тока) возможна замена низкочастотного разделительного трансформатора высокочастотным с выпрямителем. При этом необходима некоторая модификация закона управления. Выходные статические и динамические характеристики остаются теми же. Выходное напряжение и ток такого источника будут уже однополярными и пульсирующими (с двойной частотой питающей сети). Наличие переменной составляющей в форме тока дуги также ослабляет эффект "магнитного дутья".

На рис.3 и 4 представлены электрические схемы таких источников соответственно с двухтактным и одноактным разделительным трансформатором и выпрямителями.

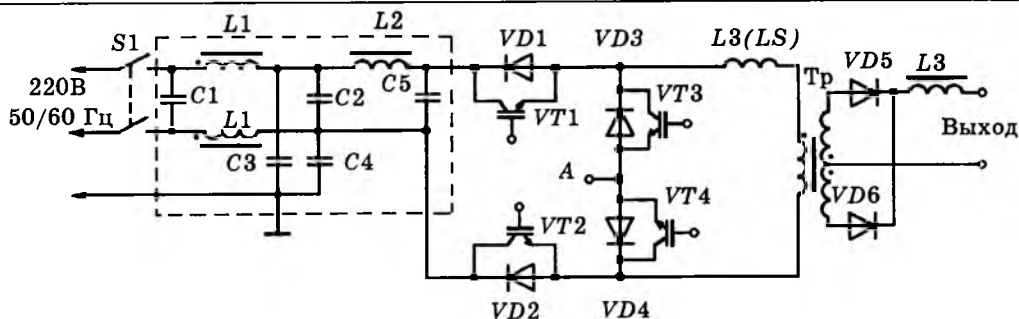


Рис.3.

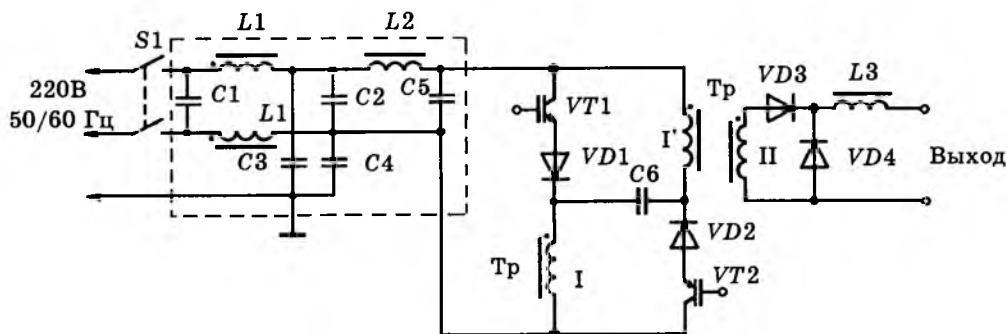


Рис.4.

В схеме на рис.3 конденсатор $C5$ разделительный, а сглаживающий дроссель $L3$ перенесен во вторичную цепь после выпрямителя. Алгоритм управления транзисторами $VT1$ — $VT4$ подобен алгоритму обычного полумостового инвертора с учетом особенностей, оговоренных ранее для схемы на рис.2.

Отличительными особенностями данной схемы является то, что в ней исключены функции выпрямления и сглаживания переменного входного напряжения. Полумостовой инвертор питается непосредственно от источника переменного входного напряжения. Выполнение управляемых ключей в виде ключей переменного тока способствует достижению максимально возможных КПД и КМ.

В схеме на рис.4 дроссель $L3$ также перенесен во вторичную цепь после выпрямителя, а конденсатор $C6$ выполняет функцию фиксации напряжения на закрытых транзисторах $VT1$ и $VT2$ на уровне двойной амплитуды напряжения входной сети и функцию выравнивания тока между обмотками I и I' трансформатора Tr . Алгоритм управления схемой подобен известному алгоритму однотактного прямоходового преобразователя с размагничивающей обмоткой. В течение положительного полупериода входной

сети открыты диод $VD1$ и транзистор $VT2$, а транзистор $VT1$ осуществляет ключевое регулирование мощности. В течение отрицательного полупериода входной сети открыты диод $VD2$ и транзистор $VT1$, а транзистор $VT2$ осуществляет ключевое регулирование мощности. Этим обеспечивается одноконтный режим работы разделительного трансформатора Tr и возможность выпрямления его прямого хода. Обмотки I и I' трансформатора при наличии конденсатора $C6$ при каждом открывании транзистора $VT1$ ($VT2$) включены в эквиваленте параллельно и ток делится между ними поровну, что равноценно трансформатору с одной первичной обмоткой и не увеличивает его объем.

Через транзистор $VT1$ и диод $VD1$ на отрицательном полупериоде напряжения входной сети (и соответственно $VT2$ и $VD2$ на положительном) протекает весьма малый ток размагничивания трансформатора, а динамические потери отсутствуют.

Подобные варианты ключевого регулятора с аналогичными особенностями и свойствами могут быть применены и в источнике сварочного тока с входом от трехфазной питающей сети, с трехфазным разделительным трансформатором и выходом на постоянном токе.

По мнению авторов, в данном классе источников сварочного тока дополнительные преимущества может обеспечить дальнейшая модификация структурной схемы преобразования электрической энергии. Наибольший практический результат можно получить в структурной схеме, у которой трехфазный ключевой регулятор заменен непосредственным повышающим частоту преобразователем частоты с аналогичными возможностями и однофазным среднечастотным разделительным трансформатором и выходом на переменном и постоянном токе.

Список литературы

1. Заруба И.И., Дыменко В.В. Влияние капельного переноса металла на устойчивость сварочной дуги переменного тока//Автоматическая сварка. 1993. № 12. С.14—20.
2. Заруба И.И., Дыменко В.В. Влияние короткого замыкания дугового промежутка жидким металлом на устойчивость процесса сварки//Автоматическая сварка. 1884. № 1. С.36—41.
3. Заруба И.И., Дыменко В.В., Стремковский Е.П. Выбор полярности импульса для стабилизации горения дуги//Автоматическая сварка. 1987. № 12. С. 28—34.
4. Заруба И.И., Дыменко В.В., Болотко В.И. Сварочные трансформаторы с устройствами стабилизации горения дуги//Автоматическая сварка. 1989. № 10. С. 46—51.
5. Статические агрегаты бесперебойного питания/Под.ред. Ф.И.Ковалева. М.: Энергоатомиздат, 1992.



Рудык Сергей Данилович — начальник конструкторского отдела ОАО "Маяк", г.Винница. В 1976 г. окончил Винницкий политехнический институт. Кандидат технических наук. Область интересов — полупроводниковые преобразователи электроэнергии.

Турчанинов Валерий Евгеньевич — начальник КБ ОАО "Маяк", г.Винница. В 1971 г. окончил Пермский политехнический институт. Область интересов — силовая электроника.



Флоренцев Станислав Николаевич — генеральный директор НПК "ИСЭ". В 1974 г. окончил Запорожский машиностроительный институт, в 1980 г. — аспирантуру ВЭИ им.В.И.Ленина. Кандидат технических наук, член-корреспондент РАЭН, действительный член Нью-Йоркской академии наук, член IEEE. Область интересов — приборы и устройства силовой электроники: силовые модули, АБП, автономные инверторы, преобразователи частоты.



Инвертор для питания маломощных бытовых устройств

В.М.АВАНЕСОВ, канд.техн.наук, **В.Д.ПЕРЕВАЛОВ**, **А.И.ПОТАПЕНКО**, инженеры

КВВКИУ РВ (г. Краснодар)

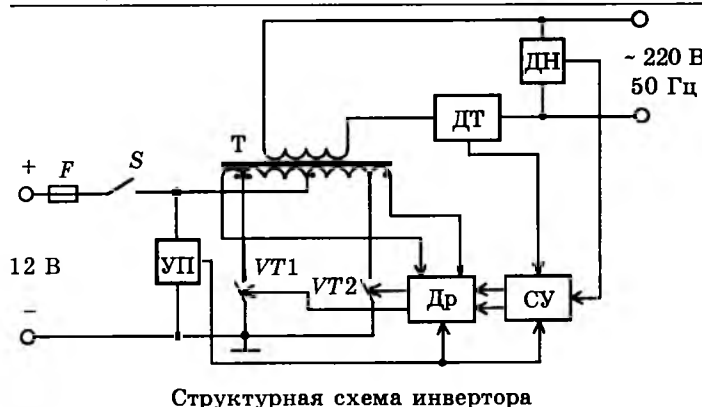
Описан малогабаритный инвертор для систем автономного электроснабжения. Преобразователь выполнен на базе двухтактного прямоходового инвертора напряжения и обеспечивает выходное напряжение 220 В, 50 Гц прямоугольной формы.

Построение систем автономного электроснабжения предполагает разработку компактного и надежного преобразователя напряжения бортовой сети (постоянного напряжения) в переменное напряжение 220 В частотой 50 Гц.

Инверторы напряжения, выпускаемые в России и за рубежом, осуществляют преобразование постоянного напряжения 12—48 В в переменное как синусоидальной, так и прямоугольной формы [1]. В последнем случае форма выходного напряжения оптимизиру-

ется по минимуму коэффициента гармоник (29). Однако для большинства потребителей, к которым можно отнести малогабаритный электроинструмент, осветительную технику, потребителей с импульсными блоками питания на входе, форма выходного напряжения не является критичной. При этом основными критериями выбора инвертора являются цена изделия, КПД преобразователя, который определяет экономичность.

Авторами разработан компактный инвертор ПН400-12/220 на входное напряжение



Структурная схема инвертора

12 В для питания маломощных устройств прямоугольным выходным напряжением 220 В, 50 Гц. Структурная схема инвертора приведена на рисунке.

Устройство внутреннего питания УП обеспечивает необходимыми напряжениями систему управления инвертора. Двухтактный прямоходовой инвертор на транзисторах VT1 и VT2 типа ТК235 реализует принцип широтно-импульсной модуляции [2], который обеспечивает поддержание выходного напряжения на уровне 220 В при изменениях нагрузки и разряде аккумуляторной батареи. Система управления инвертора СУ реализована на ШИМ-контроллере 1114ЕУ4 [3]. Выходной трансформатор Т обеспечивает необходимое значение выходного напряжения и гальваническую развязку вход-выходных цепей инвертора. Для согласования силовой схемы инвертора и СУ в преобразователе используется драйвер Др, который питается пониженным импульсным напряжением от дополнительных обмоток трансформатора. ЭДС, наводимая в обмотке питания драйвера, пропорциональна скорости изменения магнитного потока в сердечнике трансформатора [4]:

$$E_d = S\omega B \frac{dB}{dt},$$

где E_d — ЭДС, наводимая в обмотке питания драйвера; S — площадь поперечного сечения сердечника; ω — число витков обмотки; B — магнитный поток обмотки.

Такое построение драйверного устройства позволяет реализовать метод пропорционального управления вентилями преобразователя. Применение дополнительных обмоток для питания драйвера по сути является введением местной положительной обратной связи, при этом коэффициент передачи цепи

обратной связи $K_{o.c}$ выбирается несколько меньше единицы для обеспечения устойчивости. Обратная связь обеспечивается подачей в систему управления сигнала с датчика выходного напряжения ДН. Датчик выходного тока ДТ обеспечивает дополнительную обратную связь по ограничению выходного тока инвертора в случае перегрузок при работе на двигательную нагрузку (электроинструмент) и нелинейную импульсную нагрузку (бытовая радиоаппаратура, персональный компьютер), а также в случае аварии. В аварийных режимах работы система управления обеспечивает ограничение мгновенного значения тока на уровне, превышающем номинальный выходной ток в 2,5 раза.

Основные технические характеристики разработанного инвертора

Номинальное входное напряжение, В	12±15%
Номинальное выходное напряжение, В	220± 5%
Форма выходного напряжения	Прямоугольная
Частота выходного напряжения, Гц	50
Номинальная активная мощность в непрерывном режиме работы, Вт	350
Номинальная полная мощность в непрерывном режиме работы, В·А	400
Коэффициент полезного действия, %	78
Диапазон рабочих температур, °С ...	-25...+40
Максимальный ток, потребляемый по цепи входного напряжения, А	Не более 50
Режим работы	Продолжительный
Габаритные размеры, мм	260×800×180
Масса, кг	Не более 4,5

Небольшая масса и габариты разработанного преобразователя позволяют использовать его в малогабаритных системах автономного электроснабжения, ветровых и солнечных энергетических установках, где к качеству электроэнергии не предъявляются высокие требования.

Список литературы

1. Флоренцев С.Н., Рудык С.Д., Турчанинов В.Е. Серия компактных инверторов с синусоидальным выходным напряжением для автономных энергосистем // Тез. докл. II международной Конференции по электромеханике и электротехнологии. Ч.2. 1996. С. 92—94.

2. Моин В.С. Стабилизированные транзисторные преобразователи. М.: Энергоатомиздат, 1986.

3. Микросхемы для импульсных источников питания и их применение. М.: Изд-во Додэка, 1997.

4. Высокочастотные транзисторные преобразователи/Э.М.Ромаш, Ю.И.Драбович, Н.Н.Юрченко, П.Н.Шевченко. М.: Радио и связь, 1988.

Аванесов Владимир Михайлович — преподаватель кафедры электрооборудования и электротехники Краснодарского высшего военного командно-инженерного училища ракетных войск. В 1991 г. окончил это учи-

лище, инженер-системотехник. В 1996 г. защитил кандидатскую диссертацию по адаптивному управлению многофазными вентиляемыми преобразователями.

Перевалов Валерий Дмитриевич — начальник отделения научно-вычислительной лаборатории Краснодарского высшего военного командно-инженерного училища ракетных войск.

Потапенко Александр Иванович — старший инженер отделения научно-вычислительной лаборатории Краснодарского высшего военного командно-инженерного училища ракетных войск.

Операторные модели статических преобразователей

П.А.КОШЕЛЕВ, доктор техн.наук, проф.

С.-Петербургский электротехнический университет

Изложены методические аспекты построения математических моделей импульсных динамических систем без составления и численного интегрирования систем дифференциальных уравнений. Используется прямое и обратное преобразования Лапласа, реализованные в комбинированных вычислительных средах символьных преобразований и матрично-векторного представления переменных.

В основе анализа динамических цепей с коммутаторами обычно лежит численное интегрирование систем дифференциальных уравнений.

Многие исследователи пользуются программным средством PSPICE, хорошо зарекомендовавшим себя для цифроаналоговых информационных устройств.

Попытки применения этого пакета к устройствам силовой электроники иногда связаны с проблемами, заставляющими искать альтернативные пути:

— известные проблемы численного интегрирования жестких систем;

— отсутствие аналитических выражений, включающих физические параметры исследуемой схемы;

— недоступность математического ядра программ, и, как следствие, сложность оценки достоверности результата, невозможность вмешательства в вычислительный процесс;

— невозможность обмена с другими математическими пакетами, а значит, утрата многих их полезных свойств, используя которые можно было бы заметно расширить круг решаемых задач, включить модель в оптимизационный цикл и т.п.

Развившиеся в последние годы математи-

ческие аппараты символьных преобразований, матричных операций и, в особенности их синтез предоставляют исследователю универсальную среду для анализа и синтеза импульсных динамических систем на основе операторных моделей.

Среди них пакеты символьных преобразований DERIVE [1], MAPLE [2], MATHEMATICA [3] и др., пакет матричных преобразований MATLAB [4].

Приводимые ниже некоторые примеры иллюстрируют методические аспекты составления и использования операторных моделей.

1. Преобразователи с постоянной структурой и известными моментами коммутации.

В качестве первого примера рассмотрим автономный инвертор на полностью управляемых вентилях (транзисторах) с произвольным законом модуляции и комплексной нагрузкой.

Расчетная схема приведена на рис.1.

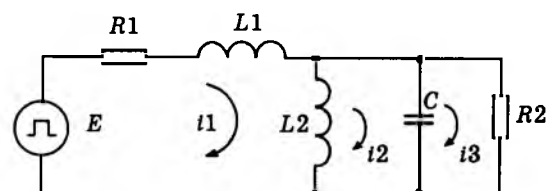


Рис.1. Расчетная схема транзисторного инвертора

Передаточная функция цепи нагрузки по напряжению на резисторе $R2$ получена путем решения относительно произведения $i3(p)$ $R2$ системы линейных алгебраических уравнений при $E(p) = 1$, составленных по второму закону Кирхгофа:

$$i1(p)R1 + pL1i1(p) + pL2(i1(p) - i2(p)) - 1 = 0;$$

$$(i2(p) - i1(p))pL2 + (i2(p) - i3(p))/p/C = 0; (1)$$

$$(i3(p) - i2(p))/p/C + i3(p)R2 = 0.$$

Решение выполнено в среде DERIVE, где получены выражения для числителя и знаменателя передаточной функции в виде полиномов, расположенных по убывающим степеням оператора p (использованы подпрограммы SOLVE, EXPAND).

Изображение периодической последовательности импульсов, генерируемой источником ЭДС E ,

$$F(p) = F1(p)/(1 - \exp(-pT)),$$

где $F1(p)$ — изображение первого импульса; T — период.

Полная реакция $h(t)$ — бесконечная сумма вычетов относительно полюсов p возмущающей функции:

$$h(t) = \sum_{n=1}^{\infty} \text{Res} \left(\frac{F1(p_n)}{1 - \exp(-p_n T)} W(p_n) \right) \exp(p_n t); (2)$$

$$p_n = 2\pi n/T; n = 1, 2, 3, \dots$$

Свободная составляющая $Y_c(t)$ — сумма вычетов относительно полюсов $W(p)$, число которых конечно для всякой цепи с сосредоточенными параметрами.

Установившаяся реакция $Y_y(t)$ равна разности полной и свободной составляющих.

Поскольку и реакция и воздействие имеют один период T , полные реакции на первый импульс и на всю последовательность совпадают.

В общем случае воздействие на каждом периоде — произвольное конечное число M импульсов с относительным моментом появления переднего фронта g_1 и амплитудой h_1 . Его изображение

$$F1(p) = \frac{1}{p} \sum_{I=1}^M h_I [\exp(-g_{I-1} p T) - \exp(-g_I p T)]. (3)$$

Организовав в цикле вычисление полюсов передаточной функции $W(p)$ (подпрограмма ROOT пакета MATLAB), найдем вычеты (подпрограммы DECONV, POLYVAL) и

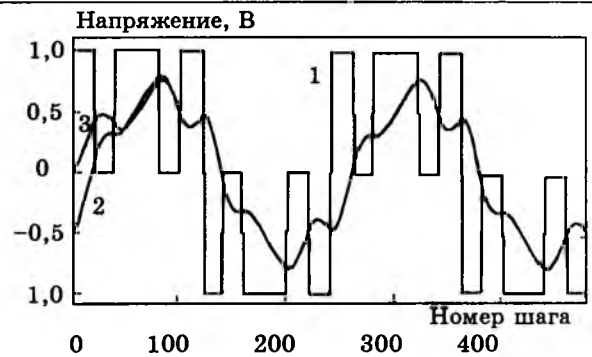


Рис.2. Сигналы преобразователя с определенными границами интервалов коммутации

свободную составляющую реакции.

Полную реакцию на интервале t временной оси возвращает оператор LSIM.

На рис.2 представлены напряжение источника E (1) и результаты работы модели: установившаяся (2) и полная (3) реакции на двух периодах.

Значения параметров элементов схемы (рис.1): $R1=0,1$ Ом; $R2=1$ Ом; $L1=0,1$ Гн; $L2=0,5$ Гн; $C=0,05$ мкФ; $T=1$ с; $M=12$.

2. Преобразователь с переменной структурой и определенными моментами коммутации вентилей. Пример — параллельный инвертор тока (основная схема).

В схеме замещения (рис.3) однооперационные тиристоры представлены R -моделями ($R1, R2$).

В моменты коммутации сопротивления этих резисторов изменяют свои значения в зависимости от состояния вентилей.

Система уравнений в изображениях токов $i1(p) \dots i4(p)$ включает все возможные состояния и начальные условия — изображения напряжений эквивалентных источников. В пределах одного шага ЭДС считаем постоянной ($E(p) = E/p$), тогда

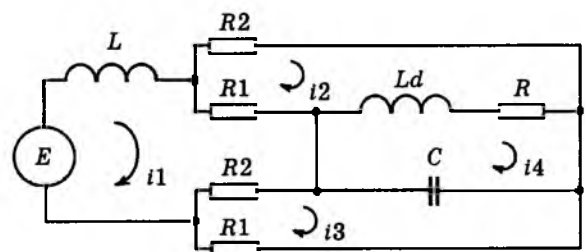


Рис.3. Расчетная схема параллельного инвертора

$$\left. \begin{aligned}
 & pLi1(p) + (i1(p) - i2(p))R1 + (i3(p) - \\
 & - i1(p))R2 - Li10 - E/p = 0; \\
 & i2(p)R2 + (i2(p) - i4(p))(R + pL_d) + \\
 & + (i2(p) - i1(p))R1 - (i20 - i40)L_d = 0; \\
 & (i3(p) - i1(p))R2 + (i3(p) - i4(p))/p/C + \\
 & + i3(p)R1 + u_c0/p = 0; \\
 & (i4(p) - i2(p))(R + pL_d) + (i4(p) - \\
 & - i3(p))/p/C - u_c0/p - (i40 - i20)L_d = 0.
 \end{aligned} \right\} (4)$$

Как и в предыдущем случае, но при $E = \text{const}$, получены аналитические выражения для $i1(p) \dots i4(p)$ в виде дробно-рациональных функций оператора p .

Они экспортированы в среду MATLAB. Обратное преобразование Лапласа выполняет оператор IMPULSE (возвращает весовую функцию цепи посредством вычисления матричной экспоненты). Обращение к этому оператору происходит на каждом интервале постоянства структуры.

Если текущий шаг включает в себе момент коммутации, значения сопротивлений резисторов $R1, R2$, начальные условия $i10, \dots, i40, u_c0$ переопределяются (присваиваются значения соответствующих сигналов на предыдущем шаге). Они не изменяются до очередного момента коммутации.

На рис.4 показаны диаграммы работы параллельного инвертора с учетом конечной индуктивности входного реактора L .

На рис.4 линия 1 — напряжение нагрузки, 2 — ток конденсатора, 3 — ток сети, 4 — напряжение на входном реакторе (значения токов умножены на 5). Параметры схемы: $E = 300$ В; $f = 1000$ Гц; $L = 0,005$ Гн; $C = 5$ мкФ; $R = 15$ Ом.

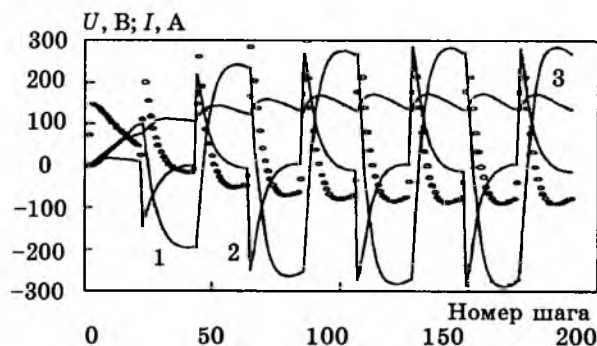


Рис.4. Сигналы преобразователя с непостоянной структурой и определенными границами коммутационных интервалов

3. Преобразователь с переменной структурой и неопределенными моментами коммутации.

В модели такого устройства необходимо предусмотреть равновероятное изменение структуры и переопределение граничных условий на любом шаге. Пример — управляемый выпрямительный мост, расчетная схема которого изображена на рис.5.

Методика исследования сигналов в подобном устройстве описана в [5], где в качестве примера приводился УВ с уравнительным ректором. В настоящей статье приведен результат моделирования трехфазного выпрямительного моста с учетом явления перекрытия интервалов коммутации тиристоров (рис.6). Его параметры: амплитуда ЭДС 180 В; частота сети 50 Гц; $L = 0,0015$ Гн; $L_d = 0,015$ Гн; $R = 10$ Ом в течение первого периода, затем скачком изменяется до 1 Ом; угол регулирования 20° .

На рис.6 линия 1 — напряжение нагрузки, 2 — ее ток, 3 — ток фазы; остальные — ЭДС e_a, e_b, e_c и процессы коммутации токов вентилей в зависимости от номера шага s .

С целью дальнейшей обработки сигналов они по окончании работы модели в виде временных рядов сохраняются в файле-матрице, который может быть использован, например, для анализа спектра фазного тока.

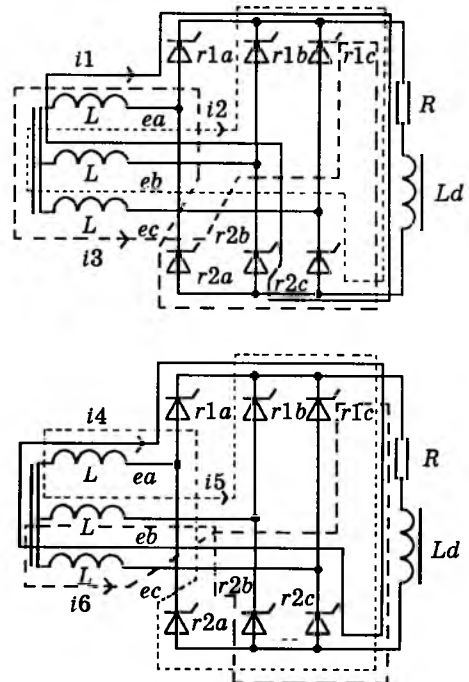


Рис.5. Расчетная схема трехфазного мостового управляемого выпрямителя (УВ)

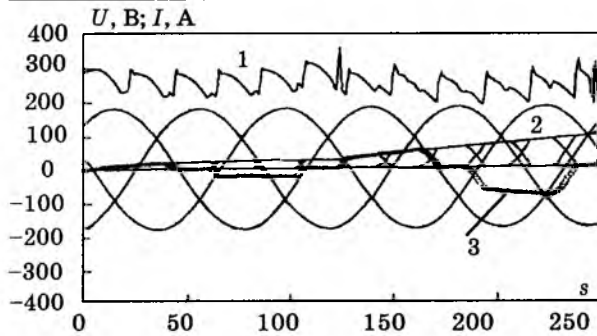


Рис.6. Моделирование скачка сопротивления нагрузки UB



Рис.7. Форма тока фазы, его аспект и восстановленный сигнал

Ток фазы на последнем периоде квазиустановившегося процесса при постоянной нагрузке сохранен в виде временного ряда.

Интерполированный сплайном четвертого порядка временной ряд на сетке отсчетов разложен в ряд Фурье. Легко осуществить восстановление исходного сигнала по его спектру и оценить погрешность метода.

На рис.7 показан амплитудный спектр фазного тока при $R = 10$ Ом (линия, отмеченная прямоугольниками), а также исходный временной ряд (линия, отмеченная значком "o") и сигнал, восстановленный по спектру (сплошная линия).

4. Исследование сигналов на неравномерной сетке

Такая задача возникает, если интерес представляют как "быстрые", так и "медленные" составляющие переходного процесса (размер шага вычислений находится автоматически по собственным частотам цепи), либо сигналы на отнесенных в отдаленное будущее временных интервалах.

В этих случаях обратное преобразование

Лапласа удобно реализовать с помощью подпрограммы RESIDUE пакета MATLAB.

Она производит разложение дробно-рациональной функции $W(p) = A(p)/B(p)$ на простые дроби, возвращает коэффициенты r , полюсы p и остаток k (если дробь неправильная):

$$\frac{A(p)}{B(p)} = \frac{r_1}{p - p_1} + \frac{r_2}{p - p_2} + \dots + \frac{r_n}{p - p_n} + k(p). \quad (4)$$

Значения оригинала в момент t :

$$h(t) = \sum_{i=1}^n r_i e^{p_i t}. \quad (5)$$

5. Символьное обратное преобразование Лапласа

Мощные математические пакеты способны выполнять обратное преобразование Лапласа в символьном виде, например подпрограмма INVLAPLACE пакета MAPLE.

Таким образом может быть найдено абсолютно точное выражение искомого сигнала, и лишь ошибка округления ЭВМ определит погрешности численного результата.

Очевидно, что громоздкость выражений практического значения не имеет, так как их обработка автоматизирована.

Присутствие аналитических выражений для изображений или оригиналов через физические параметры схемы делает программный файл легко трансформируемым, например, в блок анализа программы оптимизации.

Выводы

1. Синтез интегрированных вычислительных сред позволяет создавать простые, точные и универсальные математические модели преобразовательных устройств, освобождает исследователя от непрофессиональной деятельности по составлению и отладке программ.

2. Модели согласуются с аналитическими либо поисковыми методами оптимизации, что повышает эффективность проектирования.

3. Обратное преобразование Лапласа на основе дискретизации систем и вычисления матричной экспоненты на равномерной или неравномерной сетке снимает проблемы, характерные для численного интегрирования.

4. С применением операторных моделей разработан и внедрен ряд статических преобразователей и электротехнологических устройств высокого технического уровня.

Список литературы

1. DERIVE. User Manual. Ver. 2,5 A Mathematical Assistant for Your Personal Computer. Soft Ware house, Inc. 3660. Walalae Avenue, Suite 304, Honolulu, Hawaii, USA, 1994.
2. Abel M.L., Braselton J. Maple V by Example. Georgia Southern University. Statesboro. GA. 1995.
3. Grandall R. NeXT, inc. Mathematica for the Sciences. HBK. 1990.

4. 386-MATLAB for 80386-based MS-DOS PC. The Math Works, inc., 1990.

5. Кошелев П.А., Роговой М.Д. Моделирование процессов в сварочном выпрямителе//Электротехника. 1995. № 12. С. 27—28.

Кошелев Петр Александрович — доктор технических наук, профессор кафедры электротехнологической и преобразовательной техники Санкт-Петербургского электротехнического университета.

Синтез адаптивного регулятора для многофазного статического преобразователя

В.В.ТЕРЕШКОВ, В.М.АВАНЕСОВ, кандидаты техн.наук

КВВКИУ

Описан метод адаптивного управления трехфазным инвертором с применением регулятора на основе обратной адаптивной модели. В регуляторе используется метод подстройки дискретных передаточных функций по методу наименьших квадратов в реальном масштабе времени. Метод управления поясняется вариантом построения системы управления для одной фазы, приведены результаты математического моделирования системы, проведено сравнение регуляторов.

Задача управления многоконтурными многосвязными объектами силовой электроники определила актуальность использования методов адаптации при ее решении. К достоинствам адаптивных систем управления следует отнести отсутствие априорной информации о преобразователе и нагрузке, что упрощает этап проектирования. В [1] рассматривается вариант адаптивной системы управления (АДСУ) для трехфазного автономного инвертора напряжения с промежуточным высокочастотным преобразованием. Цель управления — получение единичной матричной дискретной передаточной функции (ДПФ) системы "регулятор—преобразователь" достигается методом параметрической подстройки регулятора.

Другой способ адаптивного управления основан на методах обратного моделирования и базируется на применении обратной адаптивной модели (ОАМ). Метод управления на основе обратных адаптивных моделей широко используется при разработке адаптивных регуляторов для промышленных роботов [2] и электромеханических систем [3], а также объектов управления, передаточная функция которых может иметь нули в правой половине p -плоскости (вне круга единичного радиуса на z -плоскости). Управление объектом с применением обратного

адаптивного моделирования может привести к определенным трудностям, так как выходной сигнал устройства вычисления сигнала управления должен иметь z -изображение, равное по существу произведению z -изображения входного сигнала управления и функции, обратной объекту управления. Если передаточная функция модели объекта имеет нули вне круга единичного радиуса, то сигнал управления имеет z -изображение с полюсами вне этого круга. В этом случае процесс управления становится неустойчивым, т.е. объект может управляться, если входной сигнал управления подается на вход регулятора с ДПФ, приближенно равной обратной ДПФ преобразователя. Сигнал на выходе регулятора становится сигналом, управляющим объектом. При управлении параметры регулятора формируются за счет применения процесса адаптивного обратного моделирования к преобразователю.

Структура АДСУ преобразователя на основе ОАМ поясняется на рис.1. Здесь ОАМ реализуется при помощи адаптера с задержкой на Δ отсчетов и является приближенной устойчивой обратной моделью преобразователя. Регулятор является копией адаптера, и при правильной работе сигналы на выходе преобразователя изменяются в соответствии с сигналами управления. Если ре-

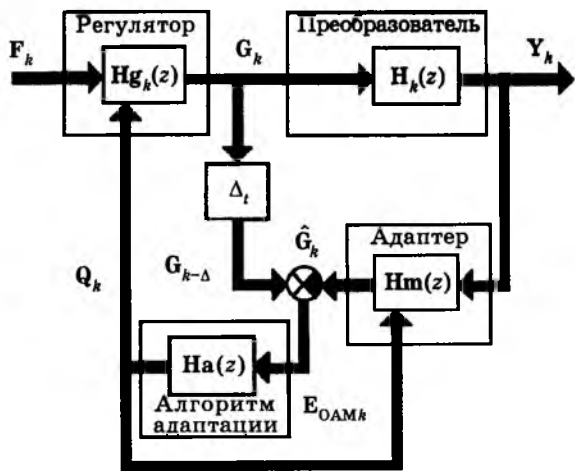


Рис.1. Система управления преобразователем с обратной адаптивной моделью

гулятор представляет точную копию адаптера (или ОАМ) с задержкой, то сигналы на выходе объекта управления соответствуют сигналам управления, но с задержкой на Δ отсчетов:

$$Y_k = F_{k-\Delta}. \quad (1)$$

Для формирования ОАМ в канал отрицательной обратной связи вводится адаптер, матрица выходных сигналов которого $\hat{G}_k(z)$ является оценкой сигналов управления регулятора. Отклик преобразователя $Y_k(z)$ и оценка управления $\hat{G}_k(z)$ связаны матричным уравнением

$$\hat{G}_k(z) = \mathbf{Hm}_k^T(z) Y_k(z), \quad (2)$$

где $\mathbf{Hm}_k(z)$ — матричная ДПФ адаптера на k -м шаге.

По аналогии с [1] получим вектор оценки:

$$\hat{G}_k(z) = [\hat{g}_{11k}(z) \hat{g}_{12k}(z) \rightarrow \hat{g}_{21k}(z) \hat{g}_{22k}(z) \hat{g}_{31k}(z) \hat{g}_{32k}(z)]^T. \quad (3)$$

Введение задержки на Δ отсчетов необходимо для получения устойчивой ОАМ и сходящегося процесса адаптивного управления [4]. В этом случае вектор-столбец ошибки моделирования E_{mk} можно определить:

$$E_{mk} = G_k - \hat{G}_k = [\varepsilon_{m11k} \dots \varepsilon_{m32k}]. \quad (4)$$

Обработка сигналов ошибки моделирования E_{mk} производится в соответствии с адаптивным алгоритмом, реализуемым в устройстве адаптивной настройки. С учетом матричной формы записи выражений для управляющих воздействий [1] и использова-

ния нерекурсивных цифровых фильтров ошибка адаптации определяется следующим выражением:

$$e_{m11k} = g_{11k} - \hat{g}_{11k} = g_{11k} - \left(\sum_{l=0}^L b_{111k} Y_{1(k-l)} + \sum_{l=0}^L b_{211k} Y_{2(k-l)} + \sum_{l=0}^L b_{311k} Y_{3(k-l)} \right) = g_{11k} - \sum_{m=1}^3 \sum_{l=0}^L b_{m11k} Y_{m(k-l)}; \quad (5)$$

$$e_{m32k} = g_{32k} - \hat{g}_{32k} = g_{32k} - \left(\sum_{l=0}^L b_{132k} Y_{1(k-l)} + \sum_{l=0}^L b_{232k} Y_{2(k-l)} + \sum_{l=0}^L b_{332k} Y_{3(k-l)} \right) = g_{32k} - \sum_{m=1}^3 \sum_{l=0}^L b_{m12k} Y_{m(k-l)} \quad (6)$$

или в матричной форме

$$E_{mk} = G_k - \hat{G}_k = G_k - Q_k^T Y_k. \quad (7)$$

Такая форма записи позволяет сразу записать выражение для настройки ОАМ по методу наименьших квадратов (МНК):

$$Q_{k+1} = Q_k + 2M \bar{Y}_k E_{mk}; \quad (8)$$

$$\bar{Y}_k = [\bar{Y}_{1k} \bar{Y}_{2k} \bar{Y}_{3k}]^T; \quad (9)$$

$$\bar{Y}_{mk} = [Y_{m(k-L)} Y_{m(k-L+1)} \dots Y_{mk}]^T, \quad (10)$$

где \bar{Y}_{mk} — последовательность отсчетов элементов вектора отклика по m -му входу.

Моделирование регулятора на ЭВМ и исследование динамических процессов подсистемы проводились в соответствии с алгоритмом функционирования АдСУ (рис.2). Настройка адаптера при нулевых начальных условиях происходит на фоне аддитивного шума, вызванного нелинейным характером распределения импульсов широтно-импульсной модуляции (ШИМ). По мере настройки уровень шума уменьшался, но не исчезал полностью: его величина определялась чувствительностью системы. При произвольных начальных значениях весовых коэффициентов регулятора и адаптера наблюдалось неустойчивое состояние системы. Численное моделирование процесса показало, что увеличение задержки обратного адаптивного



Рис.2. Алгоритм функционирования адаптивной системы управления

моделирования позволило исключить неустойчивые режимы. На рис.3 приведены диаграммы зависимости времени настройки (число шагов итеративного процесса) и статической ошибки регулирования от задержки обратного адаптивного моделирования. Начиная с задержки, равной пяти шагам итеративного процесса и выше, формирование ОАМ протекает устойчиво. Наблюдается уменьшение времени настройки при увеличении задержек. Настройка адаптера занимает примерно 200 — 250 мс, что соответствует 240 — 280 шагам итеративного процесса (10 — 13 периодов напряжения 50 Гц).

Пусковой режим системы преобразования электроэнергии с настроенным регулятором мало отличается от аналогичного режима для параметрически настраиваемого регулятора [1] и составляет 40 — 50 мс при относительной ошибке установившегося режима 2%. Исследования показали, что динамические характеристики АдСУ с ОАМ оказались

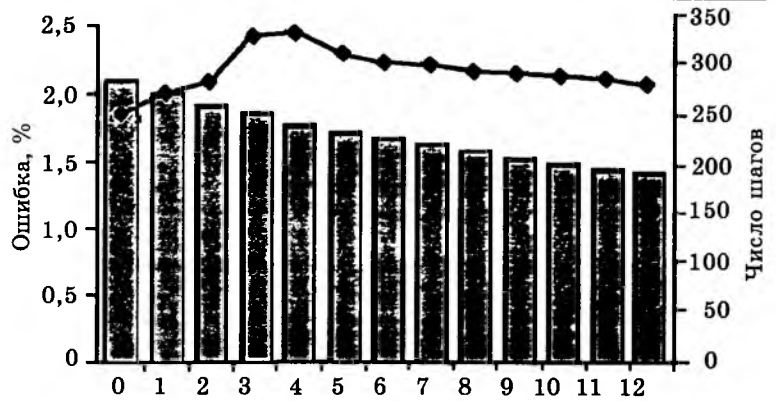


Рис.3. Зависимость ошибки (заштрихованные прямоугольники) и времени настройки (—•—) от задержки

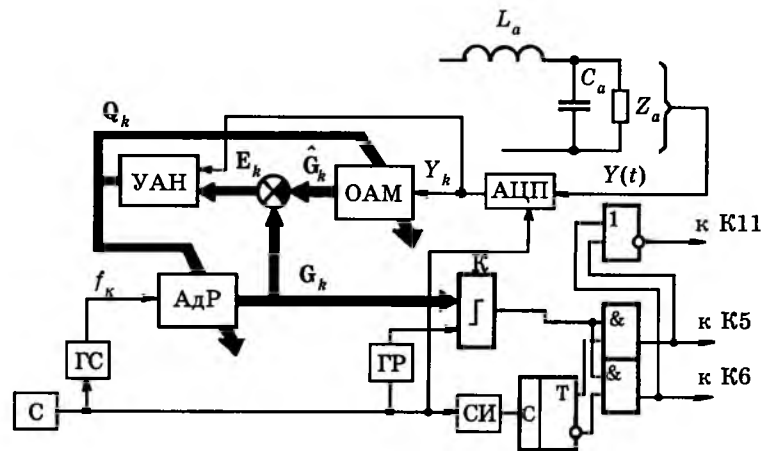


Рис.4. Регулятор на основе обратной адаптивной модели (фрагмент):

С — синхронизатор; ГС — генератор синусоиды; СИ — счетчик импульсов; АЦП — аналого-цифровой преобразователь

несколько хуже, чем аналогичные у параметрически настраиваемого регулятора, в частности, время регулирования составило 40—60 мс при статической ошибке не более 2%.

Регулятор на основе обратной адаптивной модели представлен на рис.4 фрагментом для одной фазы. Настройка ОАМ производится на основе вычисленного вектора мгновенной ошибки и текущих значений отклика. Необходимо отметить, что в регуляторе применен двухпороговый компаратор К, первый уровень которого соответствует фронту, второй — срезу очередного импульса ШИМ. Таким образом обеспечивается векторное формирование очередного импульса ШИМ на интервале модуляции.

Уменьшить время обработки сигналов в регуляторе можно путем пересчета весовых коэффициентов нерекурсивных АдФ в аналогичные значения для рекурсивных цифровых фильтров.

Анализ алгоритмов адаптации. Метод наименьших квадратов (МНК), применявшийся для адаптивной настройки регуляторов, является наиболее перспективным в реализации:

$$\mathbf{Q}_{k+1} = \mathbf{Q}_k + 2 \mu \varepsilon_k \bar{\mathbf{X}}_k, \quad (11)$$

где \mathbf{Q}_k — вектор весовых коэффициентов нерекурсивного фильтра на k -м шаге; $\bar{\mathbf{X}}_k$ — вектор отсчетов входного сигнала.

Основное достоинство МНК — минимальное число математических операций при обработке сигналов в реальном масштабе времени. Алгоритм МНК является абсолютно сходящимся [4] и при известных значениях матриц входного и выходного сигналов могут быть определены любые характеристики. К наиболее важным из них относятся время настройки фильтра, характер процесса настройки (по кратчайшей траектории, колебательный, экспоненциальный) и статическую ошибку настройки. Применение метода наименьших квадратов в настройке регуляторов определяется стационарностью вероятностных характеристик сигналов управления и возбуждения, невысоким динамическим диапазоном изменения напряжений фаз. Однако наличие статической ошибки регулирования, возникающей в процессе управления, обусловлено несовершенством вычислительной процедуры МНК. В значительной степени улучшить точностные характеристики настройки позволяет рекурсивный алгоритм наименьших квадратов [5] или РНК-алгоритм. Скорость сходимости последнего на один-два порядка превышает аналогичный параметр для МНК, но при этом требуется вычисление авто- и взаимокорреляционных характеристик входных и выходных сигналов фильтров. Главной причиной, ограничивающей использование РНК-алгоритма, является его вычислительная сложность. На рис.5 приведен сравнитель-

ный анализ алгоритмов для настройки нерекурсивного адаптивного фильтра пятого порядка. Рост числа вычислений не позволяет проводить обработку в реальном масштабе времени, что ограничивает применение РНК.

Использование в регуляторах рекурсивных фильтров допускает подстройку весовых коэффициентов только нерекурсивной части по SCM-методу (Short-Count-Method) [6]:

$$\begin{aligned} \mathbf{Q}_{k+1} &= [b_{0(k+1)} b_{1(k+1)} \dots b_{L(k+1)} a_{1k} \dots a_{Lk}]^T = \\ &= \mathbf{Q}_k + 2 \mu \varepsilon_k \bar{\mathbf{X}}_k. \end{aligned} \quad (12)$$

Исследование алгоритмов настройки фильтров с обратной связью показало, что в этом случае ошибка настройки не превышает 7%, а объем и время вычислений значительно уменьшаются. В таблице приводятся сравнительная оценка числа операций и время обработки данных процессором при использовании МНК для нерекурсивных и SCM-метода для рекурсивных цифровых фильтров.

Проведенный анализ различных алгоритмов адаптации позволяет оценить эффективность выполняемых с их помощью вычислительных процедур. На этой основе возможно провести сравнение регуляторов с целью выяснения оптимального варианта для использования в системе управления.

Сравнение регуляторов. Применение 12-кратной ШИМ определяет период дискретизации t кривых напряжений фаз, равный 833,3 мкс. Реальный масштаб времени возможен при выполнении условия

$$t \geq t_{\text{АЦП}} + t_{\text{алг}} + t_p + t_\phi, \quad (13)$$

где $t_{\text{АЦП}}$ — время аналого-цифрового преобразования; $t_{\text{алг}}$ — время обработки данных алгоритмом адаптации; t_p — время расчетов регулятора; t_ϕ — время формирования импульса ШИМ.

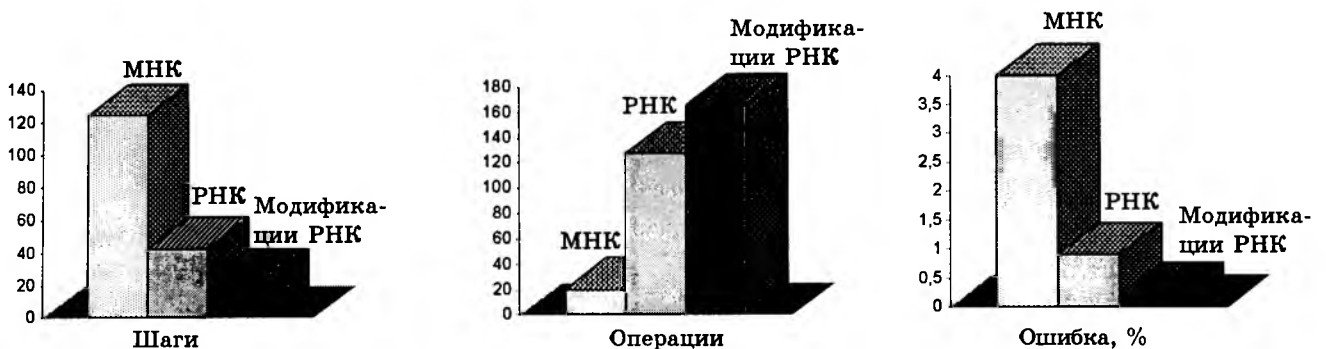


Рис.5. Сравнение алгоритмов адаптации

Объем операций и время вычислений при адаптации

Структура цифрового фильтра, алгоритм	Устройство	Число операций				Время обработки, мкс
		сдвига	умножения	сложения	Всего	
Нерекурсивная МНК	Фильтр	5	10	5	20	50
	Параметрически настраиваемый регулятор	15	360	93	465	308
	Регулятор с ОАМ	30	720	186	936	617
Рекурсивная SCM	Фильтр	2	6	6	14	6,24
	Параметрически настраиваемый регулятор	36	144	51	231	130
	Регулятор с ОАМ	36	288	107	431	256

Время формирования импульса определяется окончательным устройством регулятора: таймером или цифроаналоговым преобразователем и не превышает 70 мкс [7]. Сравнительная характеристика параметров подсистемы преобразования электроэнергии по коэффициенту гармоник выходного напряжения, статической ошибке регулирования, времени включения и переходным процессам при коммутациях нагрузки и использовании параметрически настраиваемого регулятора [1] и регулятора на основе обратной адаптивной модели поясняется на рис.6. Регулятор на основе обратной адаптивной модели обеспечивает меньшие искажения выходного напряжения, лучшую точность поддержания значения выходного напряжения. Однако его динамические характеристики несколько хуже при работе на изменяющуюся нагрузку. Окончательный выбор варианта АДСУ определяется конкретным типом системы электроснабжения, где используется преобразователь.

Выводы

1. Использование методов адаптивной об-

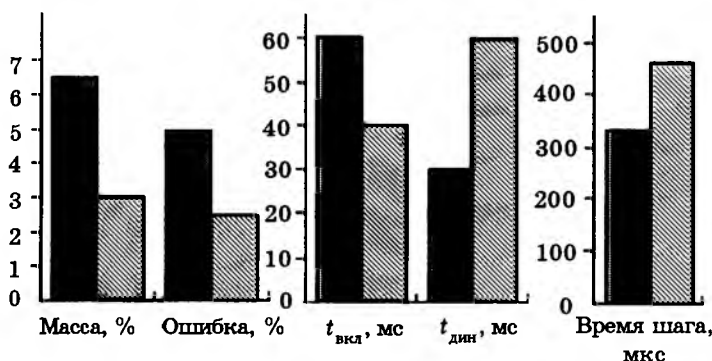


Рис.6. Сравнение адаптивных регуляторов:
 ■ — параметрически настраиваемый регулятор;
 ▨ — регулятор с ОАМ

работки сигналов в силовой электронике при управлении сложными объектами позволяет обеспечить требуемое качество выходного напряжения в статических и динамических режимах с учетом внутренних связей и перекрестного влияния. При этом процесс адаптации заключается в изменении значений коэффициентов дискретной передаточной функции регулятора.

2. Реализуемость адаптивной системы управления достигается применением адаптивных цифровых фильтров. При таком подходе выбор структуры адаптивной системы управления, порядка адаптивных фильтров и алгоритмов настройки определяется конкретными требованиями к системе по качеству выходного напряжения и быстродействию.

3. При построении регуляторов предпочтительно использование рекурсивных фильтров на базе процессоров C166, C167, Intel 80196 или подобных, укомплектованных многоканальными аналого-цифровыми и таймерными устройствами и имеющих математическую обработку с плавающей точкой.

Список литературы

1. Аванесов В.М. Адаптивное управление преобразователем электроэнергии // Электротехника. 1997. № 11. С.31—42.
2. Борцов Ю.А., Поляхов Н.Д., Путов В.В. Электромеханические системы с адаптивным и модальным управлением. Л.: Энергоатомиздат, 1984.
3. Каманин В.В. Адаптивное управление высокочастотным электроприводом динамического моделирующего стенда // Электричество. 1988. № 6. С.73—75.
4. Уидроу В., Стириз С. Адаптивная обработка сигналов. М.: Радио и связь, 1989.
5. Адаптивные фильтры: Пер. с англ./Под ред. К.Ф.Н. Коуэна, П.М.Гранта М.: Мир, 1988.

6. Landau I.D. Unbiased Recursive Identification Using Model Reference Adaptive Techniques//IEEE trans. 1976. Vol. AC-21, No.2. P. 194—202.



Терешков Владимир Васильевич — доцент, начальник кафедры электрооборудования и электротехники Краснодарского высшего военного командно-инженерного училища ракетных войск. В 1975 г. окончил Харьковское высшее военное командно-инженерное училище ракетных войск,

инженер-системотехник. В 1985 г. защитил кандидатскую диссертацию по измерению ускорений летательных аппаратов.

Аванесов Владимир Михайлович — преподаватель кафедры электрооборудования и электротехники Краснодарского высшего военного командно-инженерного училища ракетных войск. В 1991 г. окончил Краснодарское высшее военное командно-инженерное училище ракетных войск, инженер-системотехник. В 1996 г. защитил кандидатскую диссертацию по адаптивному управлению многофазными вентильными преобразователями.

Опыт разработки и внедрения IGBT-инверторов для асинхронного электропривода

Б.Е.КАЛАШНИКОВ, канд.техн.наук ("Триол"), **В.М.ЛЕЩЕНКО**, **В.И.ОЛЬШЕВСКИЙ**, инженеры (ХПГУ), **И.И.ФЕЙГЕЛЬМАН**, инж. ("Триол")

Приведены характеристики ряда асинхронных транзисторных электроприводов АТ01 мощностью 15—315 кВт на основе IGBT-инверторов с ШИМ. Описаны варианты структур электропривода, основные схемотехнические и конструкторские решения преобразователя и инвертора. Приведены результаты внедрения и эксплуатации АТ01 на ряде объектов коммунального хозяйства и промышленного производства.

Как показывает мировая практика последнего десятилетия, наиболее универсальным и эффективным средством частотного управления асинхронных электроприводов в диапазоне мощностей от долей до сотен киловатт являются транзисторные (IGBT) инверторы напряжения. Это обусловлено идеальностью переключающих свойств и характеристик современных IGBT-биполярных транзисторов с изолированным затвором (полевым управлением), модульностью их конструктивного исполнения с высокой степенью интеграции силовых и информационно-управляющих элементов [1].

Массовое производство преобразователей для электропривода на основе IGBT-инверторов освоено практически всеми ведущими электротехническими компаниями мира. При этом многообразию существующих преобразователей свойственно использование в качестве силовой схемы одной и той же классической структуры: трехфазный мостовой неуправляемый (точнее, нерегулируемый) выпрямитель (В), LC-фильтр (Ф) звена постоянного тока, трехфазный мостовой автономный инвертор напряжения (АИН) с широтно-импульсным (ШИМ) управлением.

Неуправляемый режим работы выпрямителя и свойства IGBT-модулей инвертора снимают вопросы ограничения di/dt и du/dt в цепях вентилей, применения громоздких "снабберов" для защиты от перенапряжений и т.п. Разнообразие силовых схем сводится лишь к различию типов и способов включения коммутационных и защитных аппаратов (электромагнитные пускатели, автоматические выключатели, предохранители, токоограничивающие реакторы), датчиков тока и напряжения, устройств торможения (сетевой инвертор для рекуперации, ключ электродинамического торможения). Акцент разработки силовой части преобразователей сместился из области схемотехники (существенной для тиристорных устройств) в область оптимизации конструкторско-компоновочных решений и теплофизических расчетов, повышения устойчивости к аварийным режимам. Основное влияние на потребительские свойства преобразователей и электроприводов оказывает их информационный канал — используемые алгоритмы управления и регулирования и реализующие их микропроцессорные системы (МСУ). Именно последние определяют регулировочные

свойства и динамические характеристики электропривода, его функциональность и адаптивность к сложным системам автоматического управления различными технологическими процессами.

Назначение электроприводов АТ01

Разработанный и освоенный в производстве ряд транзисторных асинхронных частотно-регулируемых электроприводов типа АТ01 [2] предназначен для автоматического управления широким классом машин и механизмов в различных сферах коммунального хозяйства и промышленного производства: насосы, вентиляторы, дымососы, компрессоры, конвейеры и транспортеры, грузоподъемные механизмы, экструдеры, центрифуги, питатели и дозаторы, рольганги, дисковые пилы и т.п.

Эффективность применения частотно-регулируемых асинхронных электроприводов вообще и на основе IGBT-инверторов с МСУ, в частности, широко освещена в [3—5] и известна читателю. Поэтому здесь позволим себе привести лишь краткий перечень составляющих эффективности:

- энерго- и ресурсосбережение;
- существенное снижение потребления реактивной мощности из сети;
- увеличение ресурса работы электрического, механического и гидравлического оборудования;
- решение сложных технологических задач;
- автоматизация и оптимизация управления технологическими процессами.

Достижение реального эффекта по перечисленным составляющим подтверждает опыт внедрения и эксплуатации электроприводов АТ01, результаты которого приведены в заключительной части данной статьи.

Основные параметры и характеристики электроприводов АТ01

Питающая сеть	3×380 В+10%, -15%, 50(60) Гц
Выходное напряжение, В	3×(0—380)±2%
Выходная частота, Гц	0,5—50(100)
(значения минимальной и максимальной частоты программируются)	
Ток перегрузки в течение 120 с, %	
номинального значения	120
КПД, не менее	0,95
cosφ, не менее	0,95
Режимы работы	Ручной и автоматический, в том числе с заданием параметров и режимов по таймеру реального времени.

Шкала мощностей и токов, масса и габариты исполнений ряда приведены в таблице.

Для автоматического режима имеется встроенный программный ПИ-регулятор. Предусмотрен режим автоматического повторного включения с программируемыми критериями его реализации. Для приема управляющих сигналов, сигналов задания и обратных связей имеются 6 дискретных и 3 аналоговых программируемых входа; для съема информации о режимах и параметрах электропривода — 4 дискретных (релейных) и 2 аналоговых выхода; все входы и выходы выполнены гальванически не связанными. Имеется также последовательный канал связи с внешними управляющими и информационными системами. Возможны *два способа управления*: местное от встроенного пульта и дистанционное от дистанционного пульта. Оба пульта идентичны по составу органов управления и элементов отображения информации. Пульты позволяют осуществлять программирование до 90 различных параметров электропривода при настройке и в процессе эксплуатации.

Параметр	Исполнение АТ01								
	-15	-22	-37	-55	-75	-90	-132	-200	-315
Мощность, кВт·А	20	30	50	72	100	120	172	264	396
Мощность двигателя, кВт	7,5	19	30	45	75	90	110	160	250
Выходной ток, А	11	22	37	55			132	200	315
	15								
Выходной ток, А	30	45	75	110	150	180	260	400	600
Размеры, мм:									
длина	405	405	405	465	465	500	500	560	500
глубина	310	320	320	330	330	405	450	450	550
высота	520	615	615	900	900	1000	1200	1200	1500
Масса, кг	40	45	48	60	65	68	75	85	110

Обеспечена защита преобразователя и электродвигателя от токов перегрузки и короткого замыкания, исчезновения и недопустимых отклонений напряжения питающей сети, обрыва фазы (сети и двигателя), недопустимых отклонений регулируемого технологического параметра, от сбоев и отказов отдельных узлов и блоков, от недопустимого превышения температуры и т.д. Встроенная система диагностики и сигнализации идентифицирует и сохраняет информацию о срабатывании защит и отказах электропривода.

Состав и структура электропривода

Преобразователи электроприводов АТ01 выполнены по упомянутой классической схеме В-Ф-АИН, оснащенной микропроцессорной системой управления с развитым интерфейсом. Блок-схема ряда исполнений АТ01 приведена на рис.1. Другие исполнения отличаются количеством, типом и местом включения коммутационных аппаратов, датчиков и т.п.

В силовом канале: КА — коммутационный аппарат; БД — блок датчиков. В системе управления: ИП — источник питания; МК — микроконтроллер; УЗ — узел защиты; ФИ — формирователь управляющих импульсов.

Кроме собственно двухступенчатого преобразования электрической энергии — выпрямления и инвертирования, силовой канал решает следующие задачи:

1) управляемой связи с сетью — оперативные включения и выключения электропривода;

2) аварийных отключений электропривода от сети и автоматических повторных включений;

3) электромагнитной совместимости (ЭМС) электропривода с сетью, в том числе в части промышленных радиопомех;

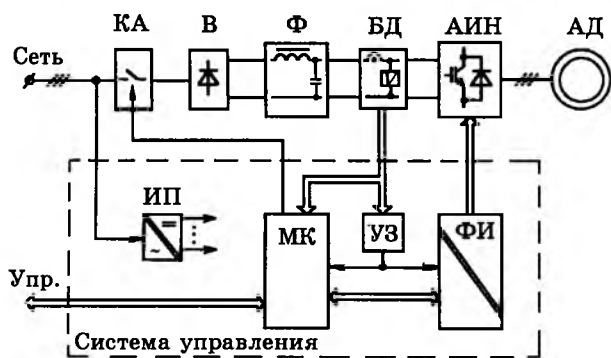


Рис.1.

4) защиты элементов преобразователя и электродвигателя от недопустимых токов и напряжений;

5) реализация тормозных режимов электропривода.

Каждая из перечисленных задач имеет, как правило, несколько вариантов решения, отличающихся схемным и аппаратным исполнением соответствующих узлов (блоков) силового канала. В различных исполнениях электроприводов АТ01 управляемая связь с сетью (задачи 1,2) реализована двумя способами:

— использованием контактного дистанционно управляемого электромагнитного аппарата (КА на рис.1) в сочетании с неуправляемым диодным выпрямителем В;

— использованием полупроводящего диодно-тиристорного выпрямителя УВ без аппарата КА.

Оперативное и аварийное управление КА либо УВ осуществляет МСУ. Применение той или иной схемы включения АТ01 определяется системой электроснабжения электропривода на объекте эксплуатации: характеристиками сети, составом и характеристиками коммутационного оборудования.

Задача (3) ЭМС электропривода с питающей сетью решена использованием фильтров во входных цепях преобразователя. Минимизация коэффициента несинусоидальности сетевых напряжений и токов обеспечивается соответствующим расчетом и выбором входных дросселей и дросселя фильтра звена постоянного тока. Основным источником генерирования промышленных радиопомех является АИН из-за очень высоких скоростей переключения IGBT-долей микросекунды. Фильтр подавления радиопомех электроприводов АТ01 выполнен в виде отдельного силового модуля и содержит комбинацию различных видов дросселей и конденсаторов, соединенных по определенной схеме.

Защита электропривода от недопустимых токов и напряжений в рабочих режимах, в режимах перегрузки и аварий (задача 4) является одной из наиболее сложных задач проектирования силового канала (рис.2). Причем сложность заключается в оптимизации способов и средств защиты по критериям их эффективности (достаточности) и экономичности.

На схеме рис.2 цифрами 1—8 обозначены цепи протекания аварийных токов и со-

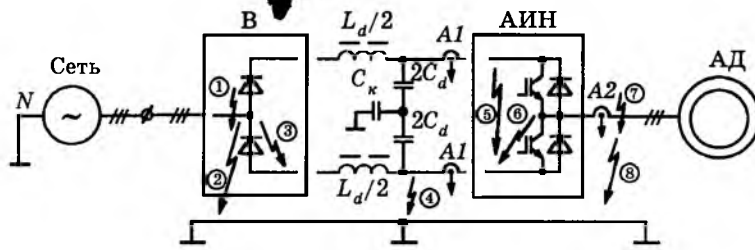


Рис.2.

ответствующие им аварийные режимы. Появление аварийных токов может быть вызвано короткими замыканиями цепей преобразователя и двигателя (1,7), выходом из строя силовых полупроводниковых приборов преобразователя (3,6), несанкционированным включением транзистора АИН (5), нарушением изоляции и замыканием на корпус (землю) цепей преобразователя и двигателя (2, 4, 8) при питании от сетей с заземленной нейтралью (N). Следствием отключения аварийных токов средствами защиты является возникновение недопустимых перенапряжений, что требует принятия мер по их ограничению в цепях вентилях выпрямителя и, особенно, транзисторов АИН.

Аварийные режимы 1—4 (рис.2) опасны для вентилях выпрямителя. Благодаря большим кратностям ударных токов и значениям интегралов I^2t этих вентилях (диодов, тиристоров) их защита может быть обеспечена автоматическим выключателем либо быстродействующими плавкими предохранителями во входных цепях преобразователя (на схеме рис.2 не показаны). Нижний отрезок ряда АТ01 (до 90 кВт) ориентирован на защитные аппараты заказчика, которые, как показывает практика, имеются на подавляющем большинстве объектов эксплуатации. При необходимости по отдельному заказу входной модуль с защитными аппаратами может поставляться комплектно. Отдельные исполнения верхнего отрезка ряда (110—315 кВт) имеют встроенные предохранители во входных цепях. Ограничение неповторяющихся коммутационных перенапряжений в цепях вентилях обеспечено защитными RC-цепями либо варисторами.

Аварийные токи режимов 5—8 протекают в цепях транзисторов АИН, существенно более уязвимых к токовым перегрузкам. Защитить IGBT аппаратными средствами силовых цепей практически невозможно. В режимах 5—7 ситуация усугубляется энер-

гией мощного конденсатора C_d (тысяча микрофарад) фильтра звена постоянного напряжения. Здесь возможно лишь быстродействующее (1—3 мкс) выключение транзисторов по цепям управления. Для этих целей в цепи силового канала электропривода включены безинерционные датчики тока. Кроме того, аварийное выключение транзисторов может осу-

ществляться специальными формирователями управляющих сигналов — интеллектуальными драйверами с функциями защиты. На схеме рис.2 показаны два варианта включения датчиков тока: А1 во входных цепях (постоянного тока) АИН либо А2 в выходных цепях (переменного тока) АИН. Датчики А1 фиксируют аварийные токи всех режимов 5—8. Включение двух датчиков А1 обусловлено режимом 8, в котором аварийный ток протекает лишь по одной из двух входных цепей АИН. В остальных режимах достаточно одного датчика А1. Датчики А2 фиксируют аварийные токи режимов 6—8 (в режиме 6 фиксируется дисбаланс трех фазных токов АД). Режим 5 при этом исключается системой управления, а также специальной схемой включения и свойствами драйверов. С позиций минимизации паразитной индуктивности входных цепей АИН и соответствующего уменьшения коммутационных перенапряжений на IGBT предпочтительнее вариант включения датчиков А2. Тем не менее, в нижнем отрезке АТ01 использовано включение датчиков А1 в сочетании с "легкими" защитными RCD-цепями на зажимах IGBT-модулей, в верхнем отрезке ряда — включение датчиков А2. Это обусловлено типами применяемых модулей и компоновочными решениями.

Следует отметить особенность режима 8: скорость di/dt нарастания аварийного тока ограничена индуктивностью $L_d/2$ и сети. Время достижения этим током значения уставки срабатывания защиты может оказаться достаточным для теплового пробоя IGBT. Это обстоятельство актуально при использовании датчиков А1, датчики А2 сразу же зафиксируют дисбаланс трех токов. Для увеличения di/dt и форсирования срабатывания защиты в исполнениях АТ01 с датчиками А1 средняя точка конденсаторов C_d фильтра через дополнительный конденсатор C_b (рис.2) небольшой емкости (4—10 мкФ)

подключена к заземленному корпусу. На время заряда конденсатора C_k индуктивность сети и $L_d/2$ исключаются из контура короткого замыкания. При этом необходимо учитывать увеличение напряжения на конденсаторе C_d в режимах холостого хода и прерывистого тока примерно в 1,21 раза по сравнению с напряжением режима непрерывного тока выпрямителя.

Всесторонние исследования аварийных процессов и испытания в аварийных режимах различных исполнений электроприводов АТ01 подтвердили высокую надежность и эффективность принятых схемотехнических решений и устройств защиты.

В электроприводах АТ01 решен также вопрос защиты обмоток АД от перенапряжений, обусловленных проблемой "длинного кабеля", свойственной IGBT-инверторам [6]. Для этих целей предлагается комплектная поставка одного из двух вариантов дополнительных блоков выходного фильтра. Блок параллельного фильтра с габаритными размерами (300×200×200) мм — модуль согласования устанавливается на объекте эксплуатации в непосредственной близости от АД (1—2 м). В противном случае может быть поставлен силовой блок последовательного фильтра, подключаемый к выходным зажимам преобразователя в рассечку "длинного кабеля". Габаритные размеры этого блока зависят от номинальной мощности электропривода. Критическая длина кабеля и необходимость применения фильтров определяются характеристиками и режимом работы IGBT-модулей, типом и конструктивными особенностями приводных АД, типом самого кабеля.

Для реализации режима электродинамического торможения электропривода (задача 5) во всех исполнениях АТ01 предусмотрена возможность установки и подключения к шинам звена постоянного напряжения тормозного транзисторного (IGBT) ключа, работающего в режиме широтно-импульсного регулятора. Тормозной резистор устанавливается вне шкафа преобразователя и подключается к его соответствующим силовым зажимам. В различных исполнениях мощность тормозного контура составляет от 0,2 до 0,5 номинальной мощности электропривода, что оказывается достаточным для большинства общепромышленных применений. МСУ электропривода содержит канал управ-

ления тормозным регулятором с соответствующим программным обеспечением. В настоящее время готовятся к производству электроприводы с рекуперативным торможением на основе реверсивного диодно-транзисторного (IGBT) выпрямителя.

Подводя итоги изложенного, обозначим состав и комплектность электроприводов типа АТ01:

— основной модуль (шкаф) силового преобразователя с МСУ;

— дополнительные комплектно поставляемые по согласованию с заказчиком модули (блоки);

Основной модуль содержит выпрямитель, инвертор, фильтр звена постоянного напряжения (дроссели фильтра всех исполнений АТ01 установлены в шкафу преобразователя!), комплект датчиков тока и напряжения, тормозной ключ, устройства управления, регулирования и защиты, сигнализации и индикации.

Перечень дополнительных блоков:

— пульт дистанционного управления;

— блок входного фильтра;

— блок входных коммутационных и защитных аппаратов;

— блок фильтра радиопомех;

— блок выходного фильтра (два варианта).

Для ряда исполнений имеется совмещенный блок входных цепей, содержащий входной фильтр, фильтр радиопомех, аппараты коммутации и защиты.

Силовые элементы и оборудование электроприводов

Основные технико-экономические показатели и характеристики электропривода определяются свойствами элементов и оборудования преобразователя — силовых полупроводниковых вентилях, конденсаторов и дросселей фильтров, датчиков, защитных и коммутационных аппаратов.

Используемые во всех электроприводах АТ01 управляемые и неуправляемые **вентили силового канала:** диоды, тиристоры, транзисторы имеют модульное исполнение с беспотенциальными корпусами. В схемах выпрямителя это диодные МДД и диодно-тиристорные МДТ модули отечественного производства, диодные SKKE, SKKD, SKD, тиристорные SKET, диодно-тиристорные SKDH, SKKH модули фирмы "Semikron" (Германия) [7]. Топология схем перечисленных типов модулей различна: модуль-мост (ше-

стерка) SKD, SKDH; модуль-фаза (двойка) МДД, МДТ, SKKD, SKKH; модуль-плечо (единичный) SKKE, SKET. В приводах малой мощности (до 37 кВт) используются модули-шестерки и модули-двойки с током до 100 А, в приводах средней и большой мощности (до 200 кВт) — модули-двойки с током до 260 А, в приводах мощностью 250 и 315 кВт — единичные модули с током до 400 А. Класс напряжения всех используемых вентилях выпрямителя 12—14.

В качестве вентилях АИН применяются IGBT-модули (IGBT с шунтирующим обратным диодом) различной топологии. Базовыми являются модули SEMITRANS фирмы "Semikron" [7], что, впрочем, не исключает возможности использования идентичных по топологии схемы и номинальным параметрам модулей производства других фирм ("Fuji", "Toshiba", "Mitsubishi", IR, "Siemens" и т.д.) — схема и конструкция электроприводов АТ01 не критичны к типу модулей.

В АИН электроприводов малой и средней мощностей применены:

— модули-шестерки SKM...GD/GDL (с тормозным ключом) с токами до 150 А;

— модули-двойки SKM...GA с током до 200 А;

— единичные модули SKM...GA с током до 400 А.

В то же время в ряде исполнений АТ01 средней мощности (от 37 до 90 кВт) применены силовые интегральные интеллектуальные модули SKiiPPACK фирмы "Semikron" [7] SKiiP...GD/GDL с током до 300 А — модуль-шестерка (трехфазный мост/трехфазный мост с тормозным ключом). В исполнениях большой мощности 110—315 кВт применены модули-двойки типов SKiiP...GB с токами до 1200 А.

SKiiPPACK кроме собственно силовых транзисторно-диодных (IGBT) ключей, собранных по схеме соответствующей топологии, содержит устройства управления и защиты транзисторов — интеллектуальные драйверы с гальванически разделенными входами и источниками питания, температурный датчик, датчики входного напряжения и выходных токов также с гальванически разделенными выходами. Конструктивно модуль выполнен на собственном охладителе с достаточно разветвленной поверхностью, что в значительной мере способствует решению задач конструирования пре-

образователей и организации системы эффективного воздушного охлаждения.

SKiiPPACK фирмы "Semikron" не имеют аналогов у других фирм-производителей IGBT-модулей, в связи с чем их применение в электроприводах АТ01 безальтернативно. Напряжение всех используемых в АТ01 IGBT-модулей 1200 В.

Несущая частота ШИМ-управления АИН в электроприводах АТ01, определяющая частоту переключения транзисторов, составляет около 4 кГц, что на наш взгляд, является приемлемым для всех электроприводов общепромышленного назначения. Выбор частоты обусловлен оптимизацией двух критериев: синусоидальности тока двигателя — с ростом частоты повышается качество кривой тока, и минимизация динамических потерь в IGBT — с ростом частоты увеличиваются потери мощности переключения.

В качестве формирователей управляющих сигналов транзисторов IGBT-модулей (не интеллектуальных) различных исполнений АТ01 применены специализированные интегральные драйверы типов TLP-250 ("Toshiba"), M57959L ("Mitsubishi"), SKHI ("Semikron"). Последние два типа драйверов выполняют дополнительные функции аварийного отключения транзисторов в режимах токовой перегрузки, что повышает надежность системы защиты преобразователя.

Элементы силового фильтра звена постоянного напряжения — оборудование преобразователя, занимающее до 50% его объема и составляющее до 40% его массы. Расчетная емкость C_d фильтра в преобразователях ряда АТ01 равна примерно 100 мкФ/кВт. Наиболее подходящими для этих целей являются электролитические конденсаторы, обладающие большой удельной емкостью и предназначенные для работы в цепях постоянного пульсирующего напряжения. Поскольку максимальные напряжения таких конденсаторов равны 350—400 В, в схеме фильтра они соединяются в параллельно-последовательные группы: две группы последовательно и соответствующее требуемой емкости число групп параллельно. В электроприводах АТ01 применены конденсаторы типа SKC ("Semikron") единичной емкости 3300 и 4700 мкФ с напряжением 400 В. Аналогичными электрическими характеристиками и размерами обладают конденсаторы типов PED ("Phillips"), ALS ("Aerovox")

и др. По удельным показателям, характеристикам и надежности перечисленные типы конденсаторов значительно превосходят отечественные конденсаторы того же назначения типов К50-35, К50-18, что подтверждено результатами их сравнительных испытаний и опытом эксплуатации в составе АТ01.

Для получения требуемой индуктивности L_d с соответствующим номинальным током фильтра во всех исполнениях АТ01 также используется групповое параллельно-последовательное соединение однотипных дросселей собственного изготовления. Дроссель двухобмоточный, выполнен на витом разрезном сердечнике с немагнитным зазором. Номинальный ток обмоток дросселя 30 А при естественном охлаждении, индуктивность 3 мГн при последовательном соединении обмоток. Обмотки дросселя могут соединяться как последовательно, так и параллельно.

Важная роль в организации защиты, регулирования и измерения рабочих параметров электропривода принадлежит датчикам тока и напряжения его силового канала. Датчики должны измерять постоянные, переменные в широком диапазоне частот и импульсные токи и напряжения в различных цепях электропривода. К датчикам предъявляются требования высокой точности измерения, линейности выходной характеристики, высокого быстродействия, гальванической развязки входных и выходных цепей с высоким уровнем изоляции. Всем этим требованиям удовлетворяют модули LEM, работающие по принципу компенсации магнитного потока с помощью элемента Холла и электронной измерительной схемы и названные по имени фирмы-производителя LEM (Швейцария). Производство модулей LEM освоено также СП "ТВЕЛЕМ" (г. Тверь, Россия). В электроприводах АТ01 мощностью до 90 кВт применены LEM-датчики тока типов LT, LA на токи от 50 до 300 А (в зависимости от мощности привода) и напряжения типа LV-25 на напряжение 500 В. Место включения датчиков в схеме преобразователя продиктовано соображениями защиты и требованиями к измерению параметров. В модули SKiiP интегрированы датчик напряжения и датчики тока, аналогичные по принципу действия и устройству LEM-датчикам. Их выходные цепи выведе-

ны на информационный разъем SKiiP для подключения к МСУ электропривода. Поэтому в АТ01 средней и большой мощности, выполненных на модулях SKiiP, дополнительные модули LEM перечисленных типов не устанавливаются. В этих исполнениях место включения датчиков определено схемой SKiiP — датчик напряжения на входе, а датчики тока на выходе АИН.

Часть рассмотренных силовых элементов — импортного производства. Некоторые из них не имеют отечественных аналогов (IGBT-модули), другие обладают более качественными характеристиками (конденсаторы). Здесь следует отметить, что в настоящее время приобретение импортных комплектующих изделий не составляет ни организационных (заказ, сроки и условия поставки), ни материальных (цена) проблем. Это обусловлено большим количеством фирм-производителей однотипной продукции и их широкой представительской сетью.

Конструкция электроприводов АТ01

Основной модуль всех исполнений электропривода представляет собой навесной шкаф одностороннего обслуживания блочной конструкции. Охлаждение силовых полупроводниковых модулей — воздушное принудительное (кроме исполнения АТ01-15). Ниже перечислены некоторые реализованные в шкафах АТ01 конструкторские и компоновочные решения электропривода, обусловленные спецификой параметров, характеристик и режимов работы IGBT-модулей:

— применен общий охладитель оригинальной конструкции собственного производства для размещения всех вентиляемых модулей преобразователя, являющийся несущим элементом шкафа (кроме исполнения со SKiiP); геометрия охладителя оптимизирована по результатам теплофизических расчетов и исследований;

— минимизирована индуктивность монтажа между модулями АИН и конденсаторами силового фильтра за счет их взаимного расположения и соединения плоскопараллельными (с изоляцией) шинами либо пластинами минимально возможных размеров;

— драйверы размещены в непосредственной близости от IGBT-модулей и соединены с ними проводниками минимально возможной длины;

— монтаж силовых цепей и цепей управления выполнен отдельными жгутами,

расположенными преимущественно во взаимноперпендикулярных плоскостях, для снижения уровня помех в МСУ.

Результаты внедрения и эксплуатации электроприводов АТ01

В настоящее время на различных предприятиях стран Содружества (Россия, Беларусь, Украина) успешно эксплуатируются более 300 электроприводов АТ01 мощностью от 15 до 200 кВт.

Большинство внедренных электроприводов управляют в автоматическом режиме насосами (в том числе многонасосными установками) систем холодного и горячего водоснабжения, отопления, канализации. По данным предприятий "Мосгортепло", "Гортеплосеть" г.Курска, "Харьковтеплоэнерго", "Львовтеплокоммунэнерго" и др. экономия электроэнергии за счет применения АТ01 составляет 35—40%, срок окупаемости — от 8 до 18 месяцев. Отмечено также увеличение в 1,5 раза межремонтного ресурса работы механического, гидравлического и электрического оборудования.

На ряде объектов на основе электроприводов АТ01 внедрены и эксплуатируются автоматизированные системы управления тягодутьевых механизмов котлов (котельные Железнодорожска, Белгорода и др.). Проведена опытная эксплуатация АТ01 в системе автоматического управления технологических вентиляционных установок на Одесском припортовом заводе. В этих применениях АТ01 эффект также достигается за счет энергосбережения и автоматизации процессов управления.

Имеется также опыт эксплуатации АТ01 в системах управления механизмами горнодобывающего и металлургического производства: тарельчатые питатели, дозирующие машины (Лебединский ГОК, завод "Азовсталь"), рольганги прокатного стана (Челябинский НИИ трубной промышленности) и др. Для этих механизмов характерны постоянство момента во всем диапазоне регулирования, повышенные пусковые моменты. Эффект от применения здесь АТ01 получен за счет решения сложных технологических задач, улучшения режима работы механического оборудования, исключения в некоторых случаях многоскоростного режима специальных приводных двигателей.

По данным эксплуатации, подтвержденным соответствующими актами и отчетами, электроприводы АТ01 полностью соответствуют заявленным техническим характеристикам и имеют высокую эксплуатационную надежность — практически нет отказов электроприводов, выходов из строя их узлов и элементов. Высокая степень монтажной и наладочной готовности, доступность программирования большого числа параметров и режимов, развитые цепи автоматического управления, сигнализации и индикации обеспечивают удобство эксплуатации, высокий уровень автоматизации технологических процессов, снижение эксплуатационных расходов и, как следствие, достижение технико-экономического эффекта от применения АТ01.

Выводы

Положительные результаты длительной эффективной эксплуатации свидетельствуют о достаточно высоком техническом уровне разработки и технологии производства общепромышленных электроприводов типа АТ01 и об их конкурентоспособности на внутреннем рынке, насыщенном аналогичными электроприводами ведущих фирм: АBB, "Danfoss", "Siemens" и др. Приобретенный опыт разработки, производства и внедрения ряда АТ01 послужит основой дальнейшего развития силовых IGBT-конверторов и автоматизированных электроприводов на их основе.

Список литературы

1. Розанов Ю.К., Флоренцев С.Н. Электропривод и силовая электроника//Электротехника 1997. № 11. С. 7—12.
2. ТУ 3431-001-39460462-96 РФ. Электроприводы транзисторные регулируемые асинхронные серии АТ01 мощностью до 200 кВт. Технические условия.
3. Поздеев А.Д., Ларионов В.Н. К вопросу о снижении энергопотребления при применении регулируемых электроприводов насосных агрегатов//Электротехника. 1994. № 3. С. 19—21.
4. Ильинский Н.Ф. Электропривод и энергосбережение//Электротехника. 1995. № 9. С. 24—27.
5. Регулируемый электропривод переменного тока — основа высокоэффективных энергосберегающих технологий/В.И.Роговой, Л.Х.Дацковский, Б.И.Абрамов, Б.И.Моцохейн//Электротехника. 1995. № 4. С.52—60.
6. A. von Jouanne, P.Enjeti, W.Gray. Application Issues for PWM Adjustable Speed AC Motor Drives//IEEE Industry Application. 1996. September/October. P.10—18.
7. Power Electronics//Databook by Semikron. Nurnberg, 1997.

Калашников Борис Евгеньевич — доцент кафедры "Городской электрический транспорт" Харьковской государственной академии городского хозяйства. Научный руководитель корпорации "Триол", кандидат технических наук, член IEEE.

Ольшевский Виктор Иосифович — старший научный сотрудник кафедры вычислительной техники Харьковского государственного политехнического университета.

Лещенко Вячеслав Михайлович — заведующий лабораторией кафедры вычислительной техники Харьковского государственного политехнического университета.

Фейгельман Исай Иосифович — главный конструктор корпорации "Триол", кандидат технических наук.

Теплофизическое конструирование электроприводов на основе мощных IGBT-модулей

Б.Е.КАЛАШНИКОВ, канд.техн.наук ("Триол"), **В.И.ОЛЬШЕВСКИЙ** (ХПГУ),
И.И.ФЕЙГЕЛЬМАН ("Триол")

При выборе вариантов конструкции и компоновки электроприводов наряду с задачами обеспечения монтажно-коммутационных требований, помехоустойчивости, вибропрочности, необходимо решение задачи обеспечения нормального теплового режима. Тепловой режим отдельного элемента считается нормальным, если выполняются два условия:

1. Температура элемента в условиях эксплуатации заключена в пределах, ограничивающих диапазон температур, допустимых для данного элемента.

2. Температура элемента такова, что будет обеспечена его работа с заданной надежностью.

Применение новой элементной базы (IGBT-модулей), позволяющей уменьшить удельную массу и объем устройств, увеличивает удельные рассеиваемые мощности, что делает решение вопросов, связанных с разработкой и реализацией систем охлаждения, столь же необходимыми, как и решение вопросов, связанных с функциональным назначением электроприводов. При проектировании серии электроприводов АТ01 были разработаны математические модели процессов, определяющих тепловое состояние элементов, установлены количественные зависимости, определяющие эти процессы, что позволило осуществить комплексное решение задачи нагрева элементов.

Необходимость комплексного решения проблемы нагрева всех элементов (а не только IGBT-модулей) связана с тем, что одним из важных условий надежной работы силовых полупроводниковых приборов является обеспечение минимальной длины линий свя-

зи между ячейками управления и управляемыми приборами. Для выполнения этого условия ячейки управления необходимо размещать на минимальном расстоянии от управляемых приборов. При допустимой температуре кристалла IGBT-модулей (150°C) температура корпуса прибора и поверхности теплоотвода достигает 100—120°C, в связи с чем расположенные в непосредственной близости к управляемым приборам ячейки управления наряду с собственными тепловыми делениями испытывают тепловое воздействие, обусловленное теплоизлучением конвективными тепловыми потоками у поверхности нагретых до высокой температуры приборов и теплоотвода.

С точки зрения теплоотвода рассматриваемые конструкции представляют собой систему тел с источниками и стоками энергии, распределенных в объеме шкафа. Математическая модель теплового состояния элементов электропривода должна отражать процессы теплопроводности и теплоотдачи, течения и изменения теплосодержания охлаждающей среды, учитывать конструктивные факторы элементов и системы охлаждения.

В основе разработанной математической модели лежат решения и анализ уравнения теплопроводности:

$$\operatorname{div}(\lambda \operatorname{grad} T) + \omega = 0, \quad (1)$$

где λ и T , соответственно, теплопроводность и температура; ω — функция внутренних источников тепла.

В большинстве рассматриваемых задач по расчету температуры элементов электроприводов граничные условия задавались в виде

краевой задачи Неймана (граничные условия II рода)

$$-\lambda_n \frac{\partial T_{ir}}{\partial n} = q(x, y, z), \quad (2)$$

либо в виде комбинированной краевой задачи (граничные условия III рода)

$$\frac{\partial T_{ir}}{\partial n} = \frac{\alpha_i}{\lambda_{ir}} (T_{ir} - T_j), \quad (3)$$

где T_{ir} — температура на границе i -го элемента системы; T_j — локальная температура охлаждающей среды, связанной с i -м телом; α_i — коэффициент теплоотдачи на поверхности i -го элемента; λ_{ir} — коэффициент теплопроводности i -го элемента вблизи границы.

Анализ уравнений (1)–(3) позволил выделить основные величины, расчет которых необходим для решения задачи о тепловом состоянии элементов электроприводов. К таким величинам относятся: потери в элементах, коэффициенты теплообмена с охлаждающей средой, температура охлаждающей среды у поверхности охлаждения (локальная температура охлаждающей среды).

Коэффициенты теплообмена поверхностей с охлаждающей средой являются функциями значительного числа параметров, среди которых важнейшая — скорость течения охлаждающей среды.

Определение скорости охлаждающей среды у теплоотдающих поверхностей является основной задачей аэрогидродинамических расчетов. Решение этой задачи выполнено на основе рассмотрения системы уравнений процесса течения охлаждающей среды:

$$\left. \begin{aligned} \sum Q_j &= 0; \\ p_{k-1} - p_k &= \sum_{j=1}^n z_j Q_j^2, \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

где Q_j , z_j — соответственно, объемный расход охлаждающей среды и аэродинамическое сопротивление j -го участка; p_{k-1} , p_k — давление, соответственно, в начале и конце участка.

Локальная температура охлаждающей среды определяется из уравнения изменения теплосодержания охлаждающей среды

$$Q_j \rho_j C_{pj} \frac{\partial T_j}{\partial l} = \int_{\Pi_j} \alpha_i (T_{ir} - T_j) d\Pi_j dl, \quad (5)$$

где C_{pj} , ρ_j , Π_j , l — соответственно, удельная

теплоемкость, плотность охлаждающей среды, периметр теплоотдающих поверхностей, длина участка.

Таким образом, в общем случае математическая модель теплового состояния элементов электропривода представляет собой совокупность уравнений (1), (4), (5) с граничными условиями (2), (3).

Решение системы уравнений в самой общей постановке численными методами не вызывает трудностей, однако точность полученных результатов зависит от степени точности исходных данных, важнейшими из которых являются: тепловыделения, коэффициенты теплообмена, распределение скоростей охлаждающей среды. Особенно важно получение достоверных данных о потерях в IGBT-модулях. Справочные данные фирм-изготовителей содержат необходимые для расчета потерь данные, полученные для определенных условий. При получении достоверных данных по расчету потерь в IGBT-модулях в реальных условиях для всей гаммы применяемых приборов были выполнены экспериментальные измерения потерь. С этой целью на специальной установке с принудительным охлаждением определялась зависимость превышения температуры фиксированной точки над температурой охлаждающей среды (термопара устанавливалась в контакте между корпусом прибора и теплоотводом) от величины потерь в приборе при протекании постоянного тока. На той же установке определялась зависимость превышения температуры от тока нагрузки при работе прибора в реальной схеме с реальными импульсами управления. Так как превышение температуры при неизменных условиях теплообмена зависит только от потерь, с помощью полученных зависимостей устанавливается однозначная связь потерь с токами нагрузки для конкретных условий.

Не менее важным для повышения точности расчетов является установление критериев зависимости для расчета коэффициентов теплообмена α_i , отражающих особенности теплообмена реальных конструкций. Расчетные зависимости были получены на основе решения обратной задачи теории температурного поля. Эта задача заключается в нахождении по измеренному температурному полю, дифференциальное уравнение которого известно, тех внешних воздействий, которые могли привести к такому

распределению температуры. При известных тепловыделениях в качестве внешних воздействий выступают условия теплообмена на границах, характеризующиеся соответствующими коэффициентами теплоотдачи.

Для электроприводов серии АТ01 разработаны конструкция и технология изготовления ряда групповых теплоотводов, параметры которых (размеры, толщина основания, длина и толщина ребер, межреберные расстояния) выбраны оптимальными для конкретного электропривода.

Для ряда теплоотводов определены оптимальные скорости охлаждающего воздуха, что позволило избежать излишних затрат мощности на охлаждение. Конструктивной особенностью электроприводов АТ01 является принудительное охлаждение не только силовых полупроводниковых приборов, но и других элементов силовой схемы, в частности, дросселей.

Анализ температурного поля обмоток дросселя показал, что эффективной мерой по снижению нагрева является увеличение эквивалентной внутренней теплопроводности катушек. Основное средство ее увеличения — улучшение качества пропитки путем применения современных пропиточных материалов и совершенствования технологии пропитки. Благодаря пропитке в эпоксидном компаунде под вакуумом и давлением конструкция катушек становится монолитной

и отличается высокой механической прочностью, а на поверхности создается тонкая равномерная пленка.

Сравнительное исследование теплопроводности катушек, пропитанных в эпоксидном компаунде и обычным методом (пропитка в полиэфирном лаке с последующим покрытием эмалью) показали, что при новом способе пропитки эквивалентная внутренняя теплопроводность катушек увеличивается почти вдвое. Принудительное охлаждение наряду с эффективным способом пропитки позволило существенно улучшить массогабаритные показатели дросселей.

В соответствии с изложенной системой понятий разработана подсистема теплофизического конструирования, которая предусматривает выполнение следующих основных расчетов: тепловыделений, тепловых сопротивлений на основе математических моделей, адекватных реальным тепловым процессам, потокораспределения охлаждающей среды и локальных температур охлаждающей среды, температуры элементов электроприводов. Перечисленные расчеты являются составными частями анализа конструкции. Более сложным является проведение синтеза, заключающегося в разработке конструкции, наиболее полно отвечающей комплексу предъявляемых требований. Синтез конструкции предусматривает решение всего комплекса вопросов с привлечением результатов теплофизического конструирования.

Интегральный силовой модуль

П.Д.АНДРИЕНКО, доктор техн.наук, А.В.ПЕРЕВЕРЗЕВ, В.С.ОСТРЕНКО, кандидаты техн.наук, К.Е.ИВАШУТКИН, инж.

Приведены результаты разработки и исследования интегрального силового модуля на основе силового МДП-транзистора, реализованного в виде гибридно-пленочной интегральной схемы. Рабочее напряжение 290—310 В, ток 5—10 А, рабочая частота до 100 кГц. Модуль имеет автономное питание, устройства защиты от КЗ и перегрева. Развязка информационной и силовой цепей осуществлена с помощью оптронной диодной пары.

При разработке интегральных силовых модулей (ИСМ), содержащих кроме ключевых элементов, устройства управления контроля и защиты ставится задача достижения минимальных потерь мощности, высокой частоты переключения, гальванической развязки информационной и силовой цепей, обеспечения малых габаритов модуля. Наи-

более предпочтительными для интегральных силовых модулей малой мощности остаются полевые транзисторы МОП-типа ввиду высокого быстродействия и малой требуемой мощности управления [1]. Особенностью МОП-транзистора является потребление энергии только для перезарядки входной емкости. В паузах между процессами вклю-

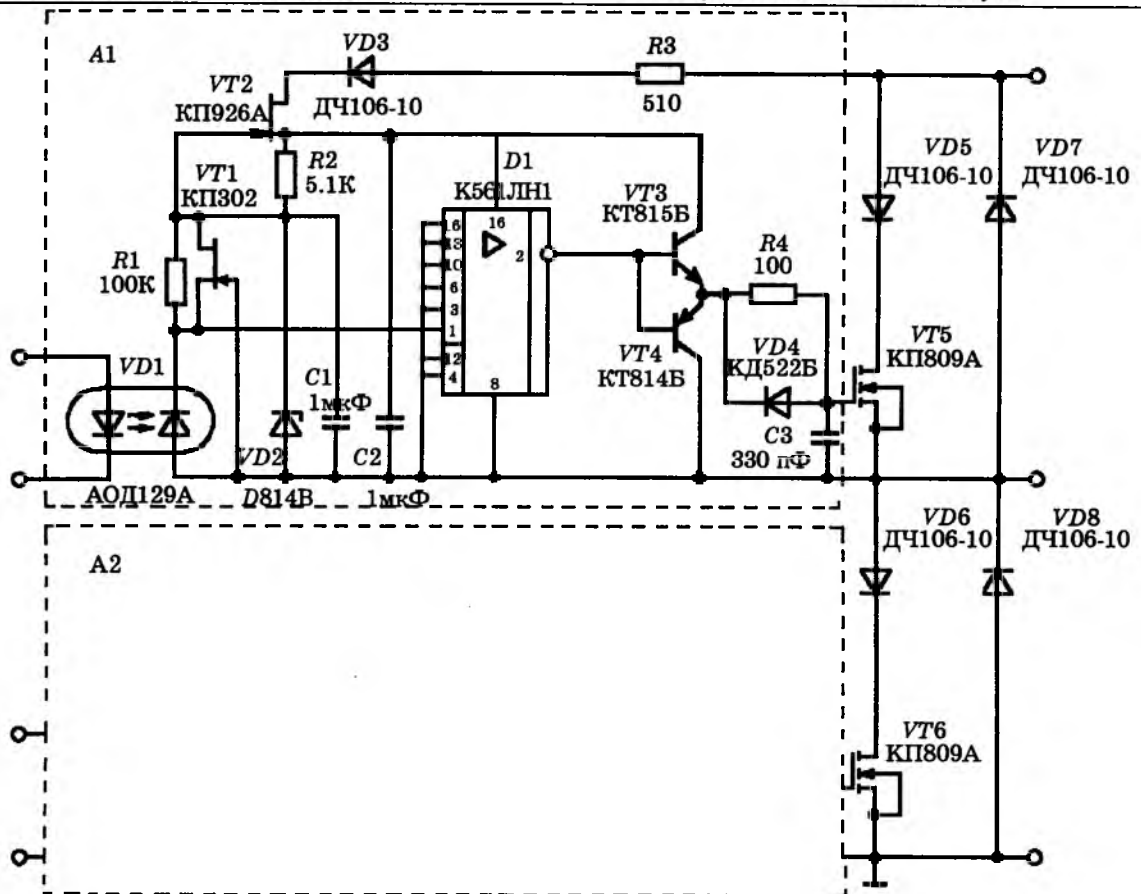


Рис.1.

чения и выключения входная цепь МОП-транзистора не потребляет мощность, что способствует созданию устройств управления и диагностики на элементах, не потребляющих энергию в статических состояниях, например, на комплементарных МОП-транзисторах, и позволяет достичь высокой экономичности силового модуля [2].

На рис.1 приведена принципиальная схема высоковольтного ключа модуля, в значительной мере удовлетворяющая поставленным задачам.

Выбор и обоснование элементов схемы и оптимизация режимов работы ключа осуществлялись математическим моделированием с помощью программы МАЭС-П и исследованием макетных образцов. На рис.1 указаны элементы схемы и микросхемы, которые выбраны в результате анализа схемы. Реализован ключ в виде ГИС.

Управление состоянием ключевого МОП-транзистора $VT5$ осуществляется оптронной парой $VD1$ с нагрузочным резистором $R1$. Сигнал с фотодиода усиливается инвертором на комплементарной паре МОП-транзисторов микросхемы $D1$ и эмиттерным повто-

рителем на комплементарной паре биполярных транзисторов $VT3$ и $VT4$. В выключенном состоянии фотодиода потребление энергии схемой происходит только за счет обратных токов транзисторов. Во включенном состоянии фотодиода оптронной пары $VD1$ дополнительная энергия рассеивается на резисторе $R1$. Однако и эта мощность незначительна, так как ток, протекающий через резистор $R1$, порядка 100 мкА.

Питание устройства управления осуществляется от высоковольтного источника питания с помощью устройства на элементах $VT2$, $VD2$, $R2$, $C2$, особенностью которого является малая потребляемая мощность в статическом режиме [3].

Напряжение питания (на конденсаторе $C2$) определяется напряжением отсечки КП 926 и напряжением стабилизации стабилитрона в цепи затвора ($VT2$). После заряда конденсатора $C2$ транзистор $VT2$ закрывается, и ток через него определяется током через резистор $R2$, который может быть выбран на минимальном для стабилитрона $VD2$ значении и в нашем случае составляет порядка 1 мА. Резистор $R3$ ограничивает ток заряда

конденсатора $C2$ в первоначальный момент времени при подаче напряжения на высоковольтный ключ. Отсекающий диод $VD3$ необходим при использовании ключа в верхней половине ключа инвертора.

Как показал анализ, схема работоспособна при номинале $C2$ менее $0,01$ мкФ, благодаря высокой крутизне и быстродействию $VT2$ на рабочих частотах более 500 кГц. Это свойство питания позволяет существенно уменьшить габариты модуля.

Выбор микросхемы $K561ЛН1$ обусловлен соответствующей нагрузочной способностью. Попытка подключить к нагрузочному резистору фотодиода в параллель более одного инвертора приводит к уменьшению быстродействия ключа вследствие увеличения емкости нагрузки на выходе фотодиода. Поэтому использован в микросхеме только один инвертор, как показан на рис.1, и основное усиление тока достигнуто с помощью эмиттерного повторителя на комплементарных биполярных транзисторах $VT3$ и $VT4$.

Повышение рабочей частоты ограничено временем переключения оптронной пары. Так, для ключа рис.1 при изменении тока через светодиод от 20 до 5 мА время включения меняется от $0,15$ до $0,7$ мкс, а время выключения от $8,2$ до $2,3$ мкс. Большое время выключения оптронной пары определяется глубоким насыщением фотодиода. Введение в схему полевого транзистора с управляющим p - n -переходом $VT1$ позволило исключить насыщение и уменьшить время выключения ключа практически на порядок.

Время включения ключа стало 230 , а выключения 780 нс, при использовании в эмиттерном повторителе комплементарной пары $KT814$ и $KT815$. При использовании транзисторов $KT972$ и $KT973$ это время становится соответственно 180 и 650 нс. Увеличению быстродействия способствует также уменьшение напряжения питания оптронной пары $D1$, которое достигается с помощью цепочки $R2$ $VD2$ $C1$.

Защита от КЗ достигается использованием микросхемы с датчиком Холла $KP1117KP2$, от перегрева — микросхемы $PT004A$, которые в бескорпусном исполнении размещаются непосредственно у ключевого МОП-транзистора, и сигналы с которых поступают в систему управления.

Работоспособность ключа проверялась с

ключевыми транзисторами МОП-типа $KP809$ и $KP936A$, с активной нагрузкой в диапазоне 10 — 150 В при токе нагрузки 7 А, в диапазоне 150 — 300 В при токе нагрузки $3,5$ А; с индуктивной нагрузкой — в диапазоне напряжений 10 — 150 В при токе 7 А, в диапазоне 150 — 200 В при токе $3,5$ А. Проверка повторялась при самой разной скважности от 2 до 100 и с разной длительностью импульсов. При активной нагрузке длительность импульса менялась от 3 до 1000 мкс при периоде от $4,5$ до 2000 мкс. При индуктивной нагрузке длительность импульса менялась от 5 до 1000 мкс, а скважность определялась демпфирующей индуктивностью.

Поскольку, быстродействие ключа в основном определяется устройством управления, то с изменением питающих напряжений и токов нагрузки время переключения практически не меняется.

На рис.2 приведены результаты исследования потерь мощности в модуле для случая индуктивной нагрузки ($I_n = 13,5$ А) в диапазоне возможных рабочих частот. Кривая 1 соответствует статической, 2 — динамической, 3 — суммарной мощности потерь. Здесь же показана возможность разгрузки ключевого МОП-транзистора путем использования демпфирующих LD и RCD -цепей (кривые 4,5). Параметры цепи: $L = 2,5$ мкГн, $R = 270$ Ом, $C = 0,015$ мкФ, диоды — ДЧ106-10. Кривая 6 отражает потери в драйвере. Как видно, мощность, рассеиваемая драйвером, сравнительно мала и определяется в основном динамическими потерями на транзисторе $VT2$.

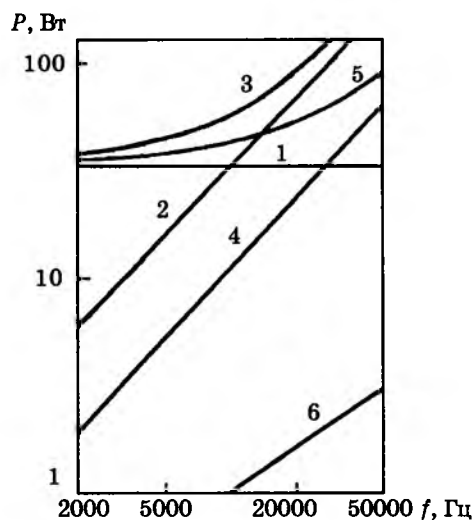


Рис.2.

При включении двух ключей в схему плеча инвертора (полумоста), при работе его на индуктивную нагрузку возникает проблема эффективности шунтирования транзисторов обратными диодами $VD7$, $VD8$. Включение диодов ДЧ106-10 параллельно ключевому транзистору не решает в полной мере задачу защиты, так как время включения этого диода соизмеримо с временем включения паразитного диода структуры КП936 или КП809 и ток индуктивности примерно пополам делится между обратным и встроенным диодами. Возникает необходимость включения еще отсекающих диодов $VD5$ и $VD6$, что приводит к дополнительному увеличению потерь и числа диодов в целом и делает необходимым увеличивать паузу между импульсами управления и искусственно увеличивать время переключения ключевого транзистора. (Включение в цепи затвора резистора $R4$, диода $VD4$ и конденсатора $C3$). Повышение эффективности обратных диодов может быть достигнуто использованием в качестве отсекающих диодов $VD5$ и $VD6$ — диодов Шоттки (например КД219А), а в качестве обратных диодов — полевых транзисторов КП926 в диодном включении с диодом Шоттки в цепи затвор-исток. Однако это приводит к увеличению дефицитных комплектующих модуля и повышению его стоимости.

Таким образом, проведенные исследования показали возможность реализации экономичного интегрального силового модуля на доступной элементной базе, обеспечивающего рабочие частоты более 100 кГц, надежную развязку управляющей и силовых цепей, содержащего защиту от КЗ и перегрева.

Список литературы

1. **Флоренцев С.Н., Ковалев Ф.И.** Состояние и тенденции развития приборов силовой электроники // Тр. конференции "Силовая электроника в решении проблем ресурсо- и энергосбережения". Харьков, 1996. С.125—126.

2. **Переверзев А.В.** Схемотехника экономичных интегральных силовых ключей // Тр. третьей Всероссийской научно-технической конференции. Таганрог, 1996. С.111.

3. **Переверзев А.В., Ивашуткин К.Е., Кудерко Д.А.** Источники питания драйверов интегральных силовых модулей // Тр. конференции "Силовая электроника в решении проблем ресурсо- и энергосбережения". Харьков, 1996. С.117—118.



Андриенко Петр Дмитриевич — директор Украинского НИИ силовой электроники "Преобразователь", г. Запорожье, заведующий кафедрой электроснабжения промышленных предприятий ЗГТУ. В 1962 г. окончил Одесский политехнический институт. В 1971 г. защитил кандидатскую диссертацию, а в 1990 г. — докторскую по теме "Исследование и разработка тиристорных преобразователей частоты для электропривода".

Переверзев Анатолий Васильевич — заведующий кафедрой "Промышленная электроника и электронная техника" Запорожский государственной инженерной академии. В 1969 г. окончил Таганрогский радиотехнический институт по специальности радиотехника. В 1978 г. защитил кандидатскую диссертацию по теме "Исследование полевых транзисторов, разработка и исследование интегральных схем аналоговых переключателей. Круг интересов — разработка и исследование мощных полевых транзисторов, функционально интегрированных приборов и ключей на их основе, интеллектуальных интегральных силовых модулей.



Остренко Виктор Сергеевич — ведущий научный сотрудник Украинского НИИ "Преобразователь". В 1964 г. окончил Запорожский технический университет. В 1974 г. защитил кандидатскую диссертацию по теме "Исследование устойчивости вентилях и тиристорных к воздействию токов короткого замыкания". Круг интересов — исследование предельных режимов работы силовых полупроводниковых приборов и модулей на их основе.

Ивашуткин Константин Евгеньевич — аспирант кафедры "Промышленная электроника и электронная техника". В 1995 г. окончил Запорожскую государственную инженерную академию. Круг интересов — разработка и исследование интегральных силовых модулей для преобразователей энергии малой мощности.



Новые разработки быстровосстанавливающихся диодов в ОАО "Электровыпрямитель" и их конструкторско-технологическое обеспечение

В.В.ЧИБИРКИН, генеральный директор, В.И.Ковтун, главный конструктор,
В.А.МАРТЫНЕНКО, начальник отдела

ОАО "Электровыпрямитель"

Многие предприятия России, в том числе ОАО "Электровыпрямитель", в последние годы ведут интенсивные работы по созданию и освоению производства преобразователей нового поколения с быстродействующими полностью управляемыми ключами на основе IGBT-модулей, GTO-тиристоров и быстровосстанавливающихся диодов со специальными свойствами установления прямого проводящего состояния и восстановления запирающей способности.

Диоды во многом определяют свойства и эффективность быстродействующих полупроводниковых ключей.

Выпускаемые в настоящее время низкочастотные диоды и быстровосстанавливающиеся диоды с быстрым затуханием тока обратного восстановления (с "жестким" восстановлением) не оптимальны для совместной работы с IGBT-модулями или GTO-тиристорами.

Выполняя ряд программ по освоению производства IGBT-модулей и высоковольтных GTO-тиристоров для железнодорожного транспорта, специалисты ОАО "Электровыпрямитель" разработали и выполняют программу создания и освоения специальных быстровосстанавливающихся диодов для этих ключей.

Требования к современным диодам

Требования к быстровосстанавливающимся диодам определяются особенностями как конкретных ключей, совместно с которыми они работают (IGBT или GTO-тиристоры), так и конкретных схемных применений.

Множество вариантов применения (тип ключа, рабочая частота, диапазон напряжений и токов) порождают большое разнообразие конструктивных исполнений (типов) диодов. Но, несмотря на большое количество разновидностей, все разнообразие быстровосстанавливающихся диодов можно свести к небольшому количеству основных групп по назначению применения.

Это: демпфирующие или снабберные (snubber) диоды; антипараллельные и размагничивающие (freewheeling) диоды; выпрямительные (fast rectifier) диоды.

Каждая группа имеет свои особенности.

Снабберные диоды

Проблемы снабберного диода наиболее явно проявляются при совместной работе с запираемым тиристором, так как снаббер в этом случае выполняется высоковольтным, а коммутируемый GTO ток очень велик.

Несмотря на существующие разновидности схем снабберов, основные особенности работы диода в них отличаются мало.

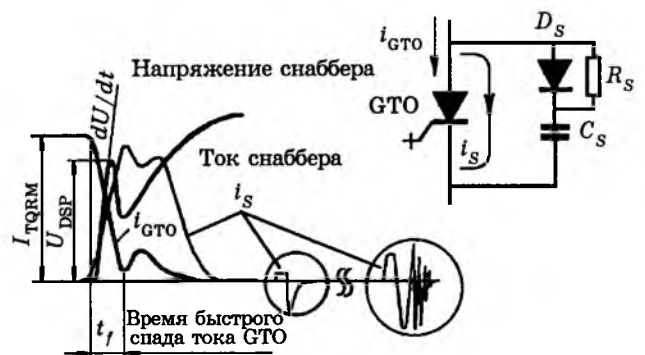
Типичным для снабберного диода является режим переключения в проводящее состояние с очень большой скоростью нарастания прямого тока.

При выключении GTO-тиристора ток в снаббере и в снабберном диоде нарастает почти с той же средней скоростью, с какой выключается GTO:

$$\overline{di/dt} = I_{TQRM}/t_f,$$

т.е. практически полностью определяется значением выключаемого тока I_{TQRM} , так как t_f является относительно постоянным параметром выбранного тиристора (рис.1).

При большой скорости нарастания тока конфигурация зарядов внутри диода отличается от равновесной при том же мгновенном значении тока и на диоде возникает импульс переходного прямого напряжения U_{fr} , пропорциональный di/dt (рис.2), который релаксирует в течение нескольких микросекунд. Коэффициент пропорциональности примерно пропорционален кубу толщины активной области кремниевого кристалла. В этой связи иногда говорят о внутренней "индуктивности" диода L_D или о квазииндук-



Фрагмент 1 Фрагмент 2

Рис.1.

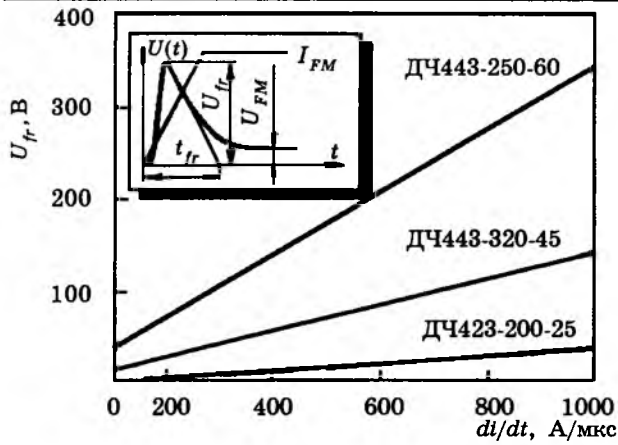


Рис.2.

тивности, так как процессы, порождающие такую реакцию диода, не связаны с электромагнитными явлениями.

Складываясь с напряжением на собственной монтажной индуктивности снаббера L_S , переходное прямое напряжение снабберного диода создает на ГТО коммутационный импульс напряжения U_{DSP} .

Этот импульс и скорость нарастания напряжения на его переднем фронте определяются скоростью нарастания тока в снаббере и, следовательно, выключаемым током I_{TQRM} .

$$U_{DSP} = I_{TQRM}(L_S + L_D)/t_f;$$

$$du/dt = I_{TQRM}^2(L_S + L_D)/t_f^2.$$

Проблема состоит в том, что при большом значении коммутационного du/dt в запираемом тиристоре "включается" механизм регенеративного нарастания тока и он переключается аварийно, без управляющего сигнала. Существует критическое значение du/dt , которое нельзя превышать. Вместо $(du/dt)_{крит}$ в справочных материалах на ГТО чаще приводится предельное значение U_{DSP} , так как его легче измерить. Таким образом плохо подобранный снабберный диод, имеющий большую внутреннюю "индуктивность", ухудшает демпфирующие свойства снаббера, увеличивая U_{DSP} , и заставляет уменьшать значение выключаемого тока.

Большое значение переходного прямого напряжения U_{FR} увеличивает также энергию коммутационных потерь включения диода.

В высоковольтных диодах и на относительно большой частоте эта энергия может быть большой и будет представлять определенную проблему.

В тех случаях, когда с помощью снаббера приходится формировать траекторию переключения IGBT-модуля, большой импульс переходного напряжения снабберного диода

может вывести IGBT за пределы области безопасной работы (ОБР).

Кроме того, существует опасность аварийного переключения тиристорной секции IGBT при недопустимо большом du/dt .

Однако, для снабберных диодов, работающих совместно с IGBT, основную проблему все-таки составляет мощность коммутационных потерь, так как они работают на высокой частоте (до 20—30 кГц).

Все сказанное относилось к характеристикам переключения снабберного диода в проводящее состояние.

Кроме того, для снабберного диода существует также проблема переключения в непроводящее состояние.

По мере заряда снабберной емкости C_S ток снаббера относительно медленно уменьшается почти до нуля, а затем колеблется около нулевого значения оставшуюся часть цикла. На этом временном интервале ток снабберного диода представляет собой случайную чередующуюся последовательность импульсов прямого тока накачки относительно малых (10—100 А) и относительно больших по амплитуде импульсов тока обратного восстановления (рис.1). Такой характер изменения тока диода связан с импульсной нестабильностью напряжения звена постоянного тока преобразователя.

Фронты перепадов напряжения на шине постоянного тока определяются скоростью переключения быстродействующих ключей и составляют 0,5—1,0 мкс.

Это означает, что снабберный диод практически мгновенно переключается из состояния с малым прямым током на обратное напряжение, равное размаху переменной составляющей напряжения звена постоянного тока (100—200 В). Поскольку собственная монтажная индуктивность снаббера мала (200—300 нГн), скорость нарастания обратного тока при переключении в непроводящее состояние составляет несколько сотен ампер за микросекунду (фрагмент 1 на рис.1). Более критическая ситуация возникает, когда флуктуация напряжения совпадает с моментом включения ГТО-тиристора или IGBT. В этом случае диод переключается из состояния с малым прямым током на полное напряжение звена постоянного тока при $di/dt \sim 1000 \div 2000$ А/мкс.

Такой режим переключения из состояния с малым прямым током на большое обратное напряжение при очень большой скорости изменения тока особенно неблагоприятен и характеризуется резким восстановлением обратного тока, сопровождающимся колебаниями тока и напряжения с большой амплитудой.

литудой в субмикросекундном диапазоне (фрагмент 2 на рис.1). При этом значительно возрастает мощность внутренних коммутационных потерь в диоде и появляется опасность возникновения так называемой динамической лавины, характеризующейся низковольтным лавинным пробоем и большой вероятностью отказа диода, если не принять соответствующие меры.

В качестве таких мер необходимо либо применять собственный R - C -снаббер для демпферного диода, либо специальным образом конструировать и изготавливать диоды, уменьшая ток обратного восстановления I_{RM} и обеспечивая "мягкое" восстановление диода.

Применение собственного снаббера для диода связано с увеличением стоимости и с ростом коммутационных потерь в элементах схем.

Этот способ в настоящее время практически не используется.

Все современные снабберные диоды делаются с "мягкой" характеристикой обратного восстановления.

Антипараллельные диоды

В определенной степени режимы работы антипараллельных диодов схожи с режимами работы снабберных диодов с некоторыми уточнениями.

Переключение в проводящее состояние происходит со скоростью нарастания тока 1000 А/мкс и более.

Импульс переходного прямого напряжения диода U_{fr} является обратным напряжением для IGBT или GTO-тиристорov. Помимо увеличения мощности потерь в IGBT и GTO при выключении это напряжение может создавать определенную опасность пробоя внутренних p - n -переходов в ключах и выхода их из строя. Поэтому требование к значению U_{fr} остается для антипараллельных диодов очень жестким, особенно для схем с IGBT-модулями, так как они работают на значительно более высоких частотах.

Загрузка диодов прямым током более высокая, чем в снабберных диодах. Поэтому увеличивается доля мощности потерь в проводящем состоянии и появляется дополнительное требование к значению установившегося прямого падения напряжения U_{FM} .

К значению обратного тока восстановления предъявляются более высокие требования, так как этот ток складывается с прямым током при включении одного из IGBT-модулей или GTO-тиристорov и увеличивает в них коммутационные потери включения.

Для уменьшения этих потерь значения

I_{RM} и t_{rr} (время обратного восстановления) должны быть возможно меньшими, а характер восстановления "мягким", чтобы исключить коммутационные напряжения и не предъявлять чрезмерных требований к снабберу.

Примем без дальнейшего обсуждения табл.1, обобщающую требования к диодам, где дана классификация быстровосстанавливающихся диодов, соответствующая их основным применениям.

Очевидно, что удовлетворить большому количеству разнообразных требований невозможно, тем более, что многие из них находятся в противоречии.

Компромисс заключается в достижении оптимального для конкретных применений соотношения между статическими и коммутационными потерями и коэффициентом формы обратного тока восстановления.

Применяемые для оптимизации конструкторские и технологические средства в отдельности достаточно хорошо известны [1—6], но конкретные технологические режимы и сочетания решений, как правило, составляют предмет know-how и не публикуются изготовителями. Практически каждый изготовитель должен находить свои решения.

В связи с этим, особое значение имеет конструкторско-технологическая оптимизация на основе компьютерного моделирования как гибкий универсальный инструмент для проверки технических решений.

Конструкторское и технологическое обеспечение новых разработок

ОАО "Электровыпрямитель" располагает современными программными и аппаратными средствами компьютерного моделирования и проектирования.

Для моделирования физических процессов в полупроводниковых приборах, в том числе в диодах, используется вычислительная программа UN-2, позволяющая рассчитывать распределение потенциала, токов и подвижных зарядов в полупроводниковом кристалле, а также токов и напряжений на элементах внешней цепи в стационарном и переходных режимах включения и выключения полупроводниковых приборов.

Программа имеет эффективный графический визуализатор, позволяющий "заглянуть" внутрь полупроводникового кристалла и наблюдать динамику изменения зарядов, токов и потенциала в режиме мультипликации.

Имеется возможность назначить в режиме просмотра результатов моделирования в качестве функций и аргументов любые внешние и внутренние параметры и наблюдать

Таблица 1

	<p>Снабберные диоды (Snubber)</p>	<p>Малое U_{fr} Малый I_{RM} "Мягкое" восстановление</p>
	<p>Антипараллельные диоды (Freewheeling)</p>	<p>Малое U_{fr} Малый U_{FM} Очень малый I_{RM} Очень малое t_{rr} "Мягкое" восстановление</p>
	<p>Размагничивающие диоды (Freewheeling)</p>	<p>Малое U_{FM} Очень малый I_{RM} "Мягкое" восстановление</p>
	<p>Выпрямительные диоды (Fast Rectifier)</p>	<p>Малое U_{FM} Очень малый I_{RM} "Мягкое" восстановление</p>

ния программы UN-2 при проектировании диодов.

Эффективным средством регулирования коэффициента формы обратного тока восстановления является создание внутри кристалла узкой локальной области эффективной рекомбинации [5]. Такая зона может быть создана имплантацией протонов с достаточно высокой энергией. Путь полного торможения протонов в кристалле зависит от их энергии. В очень узкой области торможения в конце траектории движения создается высокая плотность точечных дефектов, которые взаимодействуют друг с другом и примесями в кристалле (кислород, углерод, фосфор) и создают по крайней мере 4 эффективных рекомбинационных уровня.

Положение локальной области с высокой скоростью рекомбинации внутри кристалла решающим образом влияет на характер восстановления запирающей способности.

На рис.3 показаны рассчитанные зависимости токов обратного восстановления диффузионных антипараллельных диодов, имеющих рабочие напряжения 1200 В, время жизни носителей в базовой области 250 нс.

Кривая 1 относится к диоду, у которого зона эффективной рекомбинации расположена в p^+ -эмиттере на расстоянии 7 мкм от $p-n$ -перехода, а кривая 2 — к диоду, у которого эта зона находится в n -области на расстоянии 20 мкм от $p-n$ -перехода. Расположение рекомбинационного слоя в p^+ -эмиттере приводит к более раннему восстановлению $p-n$ -перехода, когда остаточный заряд в n -базе еще достаточно большой. Поэтому этап нарастания обратного тока уменьшается, а оставшийся в базе большой заряд извлекается в процессе второго этапа восстановления, который удлиняется. Это приводит к уменьшению импульса и увеличению коэффициента формы обратного тока восстановления.

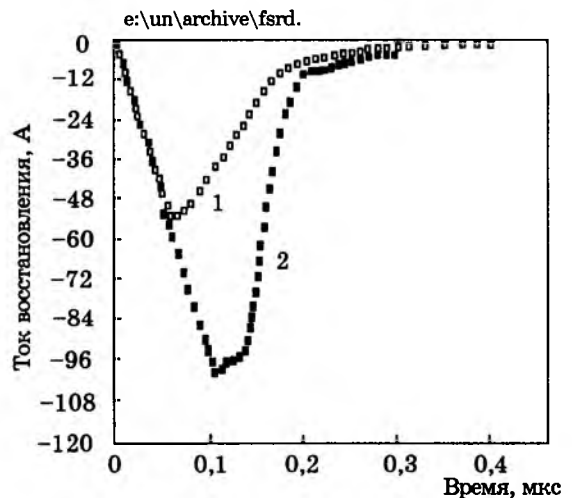


Рис.3.

интересующие зависимости.

Визуализатор является эффективным интерфейсом между проектировщиком и мощным математическим аппаратом программы.

Имеется возможность моделировать любые распределения легирующих примесей внутри кристалла и встраивать любые распределения рекомбинационных центров и источников генерации. Можно моделировать многоуровневую модель рекомбинации, учитывать взаимодействие рекомбинационных уровней и наблюдать динамику рекомбинационных потоков неравновесных носителей заряда.

Программа является мощным инструментом для опытных проектировщиков и прекрасным обучающим средством для начинающих специалистов.

Приведем несколько примеров примене-

Из предыдущего обсуждения ясно, что одной из проблем конструирования современных диодов является уменьшение обратного тока восстановления. Традиционно с этой целью уменьшают время жизни неравновесных носителей заряда в *p*-базе, используя один из известных технологических методов — облучение быстрыми электронами, диффузию платины или золота. Каждый метод имеет свои недостатки и достоинства, но для получения малых времен жизни (примерно 0,1—0,5 мкс) чаще всего применяют облучение быстрыми электронами. Обладая высокой проникающей способностью, электроны создают в кремниевом кристалле однородное распределение рекомбинационных центров и времени жизни, неоптимальное для выгодного соотношения мощности статических и коммутационных потерь и характера восстановления обратного тока. Сочетание электронного облучения с облучением протонами имеет неоспоримое преимущество и в решении этой проблемы.

На рис.4 показаны рассчитанные зависимости тока обратного восстановления и установления прямого проводящего состояния для двух типов диффузионных диодов с рабочим напряжением 1200 В, имеющих примерно одинаковое значение импульса обратного тока восстановления I_{RM} . В диоде 1 это достигается сочетанием протонного и электронного облучения, а в диоде 2 — только подбором дозы электронного облучения.

В диоде 1 благодаря применению протонного облучения коэффициент формы тока обратного восстановления увеличивается с 0,57 до 2,1, а установившееся прямое падение напряжения U_{FM} уменьшается с 4,8 до 2,8 В.

При проектировании высоковольтных антипараллельных диодов (более 1200 В для IGBT и более 2500 В для GTO) значительной проблемой является снижение установившегося прямого падения напряжения при достаточно малых t_{rr} и t_{RM} . Обычно для этого используют так называемую структуру диода с ограничением области пространственного заряда (ООПЗ) с уменьшенной толщиной базовой области. Уменьшение толщины базовой области должно сопровождаться увеличением удельного сопротивления кремния, чтобы сохранить достаточно высокое рабочее напряжение. При этом форма обратного тока восстановления становится неблагоприятной и приближается к характеру восстановления диодов с накоплением заряда. В таких диодах после восстановления *p-n*-перехода ток восстановления уменьшается сначала достаточно медленно, а за-

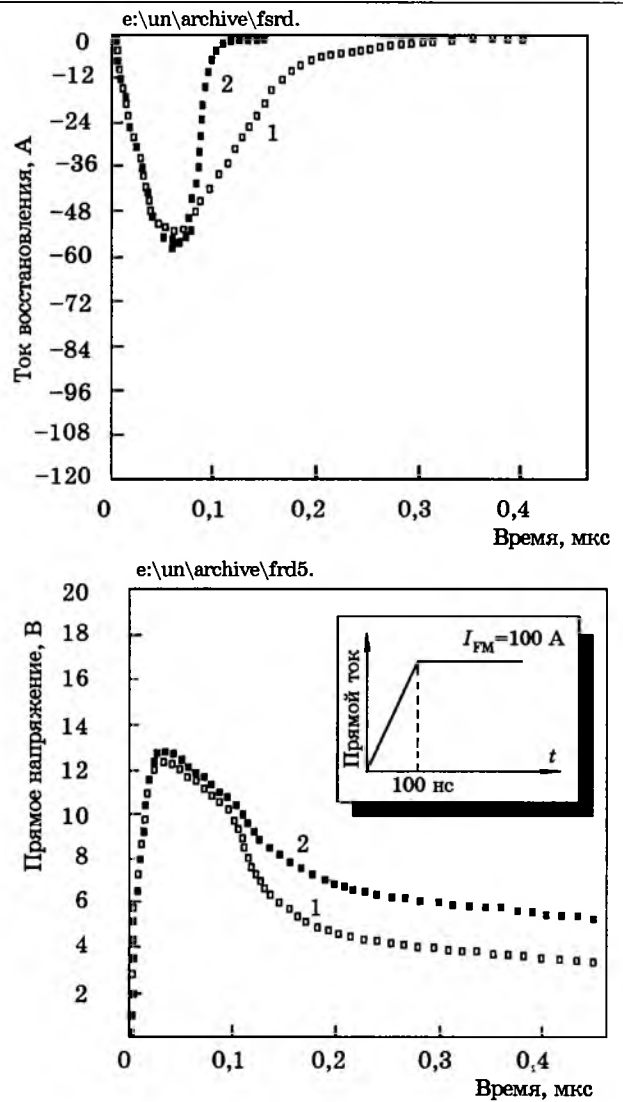


Рис.4.

тем резко падает до нуля, создавая очень большое di/dt .

На рис.5 показаны расчетные кривые обратного восстановления двух высоковольтных (2500 В) диодов с ООПЗ с удельным сопротивлением 230 Ом·см и локальной областью интенсивной рекомбинации в *p*⁺-эмиттере, созданной имплантацией протонов. Предшествующий прямой ток $I_{FM} = 1000$ А, обратное напряжение 2000 В.

В диоде 2 в конце базовой области, перед диффузионным *n*⁺-слоем, дополнительно введен эпитаксиальный подслой толщиной 20 мкм с удельным сопротивлением 50 Ом·см. Уменьшая скорость движения границы ОПЗ при нарастании напряжения, этот подслей затягивает время извлечения заряда и обеспечивает "мягкое" восстановление. Диод 1 без подслоя восстанавливается "резко".

Приведем еще один пример преимущества технологии протонного облучения. Выше упоминалось, что наиболее неблагоприятным является режим восстановления

снабберного диода из состояния с малым прямым током на полное обратное напряжение при высокой скорости изменения тока (например, 1000 А/мкс). Для такого режима характерно резкое "захлопывание" тока восстановления, которое в схеме с индуктивностью приведет к колебаниям тока и напряжения.

Диоды, имеющие протонный слой, и в таком режиме переключения восстанавливаются "мягко". Рис.6 иллюстрирует это утверждение. На нем показаны результаты моделирования процесса переключения того же диода, что и на рис.5 (кривая 2), но из состояния с током 20 А на напряжение 2000 В при скорости изменения тока 1000 А/мкс в снабберном контуре с индуктивностью 200 нГн. Диод восстанавливается "мягко" (кривая 1). Для сравнения показано восстановление такого же диода, но без протонного слоя, сопровождающееся колебаниями тока (кривая 2).

Приведенные примеры показывают эффективность использования компьютерного моделирования для оценки перспективности тех или иных технологических направлений. Такая оценка, проведенная на начальном этапе конструирования, позволяет отбросить неэффективные конструкторско-технологические направления и сосредоточить усилия и средства на технологической отработке только перспективных направлений.

В настоящее время в производстве диодов применяются современные методы диффузии алюминия, бора и фосфора. Для низковольтных диодов в качестве подложек используются высококачественные эпитаксиальные структуры.

Высоковольтные диоды изготавливаются по полностью диффузионной технологии на радиационно-легированном кремнии марки КОФ. Диоды обладают лавинными характеристиками, с пробоем в объеме структуры.

Для этого применяется ряд мер, в том числе прецизионное мезатравление со стеклопассивацией, используются диффузионные охранные кольца, точное механическое профилирование краевого контура с последующим травлением и защитой кремнийорганическим компаундом.

Для достижения оптимальных соотношений между статическими и динамическими потерями в диодах и с целью регулирования формы кривой обратного восстановления диодные структуры облучаются ионами водорода (протонами) в комбинации с электронным облучением. Режимы облучения выбираются в зависимости от требований заказчика и совокупности электрофизических параметров исходных диодных структур.

ОАО "Электровыпрямитель" совместно с предприятием "ВНИИЭФ-УФЛ" (г.Саров) активно проводит разработку технологии протонного облучения диодов, запираемых тиристоров и других приборов силовой электроники.

Одновременно с разработкой технологии протонного облучения, для реализации характеристик "мягкого" восстановления, уменьшения амплитуды обратного тока восстановления и подавления всплесков напряжения проводятся работы по оптимизации диффузионного профиля анодного перехода, в том числе в вариантах с неоднородным распределением по площади высоколегированной части перехода.

На основе используемых на заводе конструкций малогабаритных и таблеточных диодов и малоиндуктивных конструкций модулей разработаны типажные новых серий быстровосстанавливающихся диодов с "мягкими" характеристиками обратного восстановления.

В табл.2 и на рис.7 приведены основные параметры и габаритные размеры диодов.

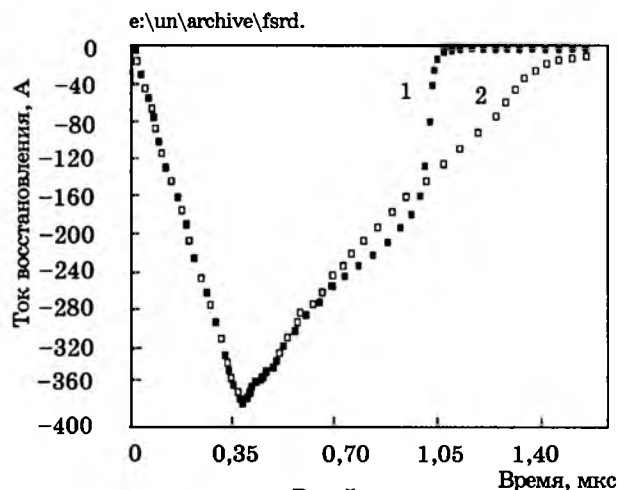


Рис.5.

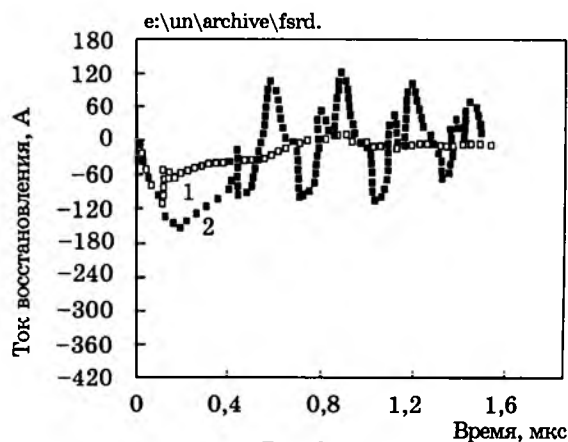


Рис.6.

Диоды быстро восстанавливающиеся общего назначения

Тип	I_{FAV} , А	T_{case} , °C	U_{RRM} , U_{RSM} , В	I_{FSM} , А	U_{FM} , В	t_{rr} , мкс	R_{thjc} , °C/Вт	Конструктивное исполнение
ДЧ312-20, ДЧ312-20Х	20	100	300-800	350	2,2	0,15-0,25	1,25	1
ДЧ212-20, ДЧ212-20Х	20	100	800-1200	300	2,2	0,3-0,5	1,25	1
ДЧ322-32, ДЧ322-32Х	32	100	300-800	600	2,15	0,15-0,25	0,8	2
ДЧ222-32, ДЧ222-32Х	32	100	800-1200	550	2,15	0,3-0,5	0,8	2
ДЧ333-63, ДЧ332-63Х	63	100	300-800	800	2,1	0,15-0,25	0,4	3
ДЧ232-63, ДЧ232-63Х	63	100	800-1200	750	2,1	0,3-0,5	0,4	3

Модули диодные быстро восстанавливающиеся (полумосты)

Тип	U_{RRM} , U_{RSM} , В	I_{FAV} , А	T_{case} , °C	I_{FSM} , А	t_{rr} , мкс	U_{FM} , В	R_{thjc} , °C/Вт	$U_{iso}I$, В	Конструктивное исполнение
М2ДЧ-50-12	800-1200	50	85	900	0,2	2,2	0,4	2500	8
М2ДЧ-63-16	1400-1600	63	85	1100	0,25	2,4	0,4	4000	8
М2ДЧ-80-12	800-1200	80	85	1400	0,2	2,2	0,3	2500	8
М2ДЧ-100-12	800-1200	100	85	1800	0,2	2,2	0,2	2500	8
М2ДЧ-200-06	400-600	200	85	3600	0,2	1,8	0,15	2500	9
М2ДЧ-250-12	800-1200	250	85	4500	0,2	2,2	0,09	2500	9
М2ДЧ-320-06	400-600	320	85	5700	0,25	1,8	0,08	2500	9

Модули диодные быстро восстанавливающиеся (одиночные)

Тип	U_{RRM} , U_{RSM} , В	I_{FAV} , А	T_{case} , °C	I_{FSM} , А	t_{rr} , мкс	U_{FM} , В	R_{thjc} , °C/Вт	$U_{iso}I$, В	Конструктивное исполнение
МДЧ-20-12	800-1200	20	85	360	0,16	2,2	1,0	2500	7
МДЧ-25-16	1400-1600	25	85	450	0,25	2,4	0,75	2500	7
МДЧ-32-12	800-1200	32	85	550	0,2	2,2	0,6	2500	7
МДЧ-32-16	1400-1600	32	85	550	0,25	2,4	0,63	2500	7
МДЧ-40-12	800-1200	40	85	700	0,2	2,2	0,5	2500	7
МДЧ-100-16	1400-1600	100	85	1800	0,3	2,4	0,2	4000	8
МДЧ-125-16	1400-1600	125	85	2200	0,3	2,4	0,18	4000	8
МДЧ-160-12	800-1200	160	85	2800	0,2	2,2	0,15	2500	8
МДЧ-320-16	1400-1600	320	80	5700	1,0	2,4	0,079	4000	10
МДЧ-500-12	800-1200	500	80	9000	1,0	2,2	0,045	2500	10

Комплектные диоды для ГТО

Тип	U_{RRM} , В	I_{RRM} , мА	I_{FAV} , А	I_{FSM} , А	U_{FM} , В	U_{FR} , В	I_{RM} , А	Q_{rr} , мкКл	T_{jmax} , °C	R_{thjc} , °C/Вт	Конструктивное исполнение
ДЧ423-200	2500	50	200	4	2,5	<20	160	300	140	0,08	4
ДЧ443-500	2500	70	500	8,5	2,2	<20	160	550	140	0,04	5
ДЧ443-320	4500	70	320	5	3,5	<140	200	1100	140	0,04	5
ДЧ443-250	6000	70	250	4	3,5	<400	280	2500	140	0,04	5
ДЧ453-1000	2500	100	1000	20	2,5	<20	600	1600	140	0,02	6
ДЧ453-630	4500	100	630	16	3,5	<90	700	2100	140	0,02	6

Примечание: В графе "Тип" приведены условные обозначения типов приборов, которые могут измениться при разработке ТУ и информационных материалов.

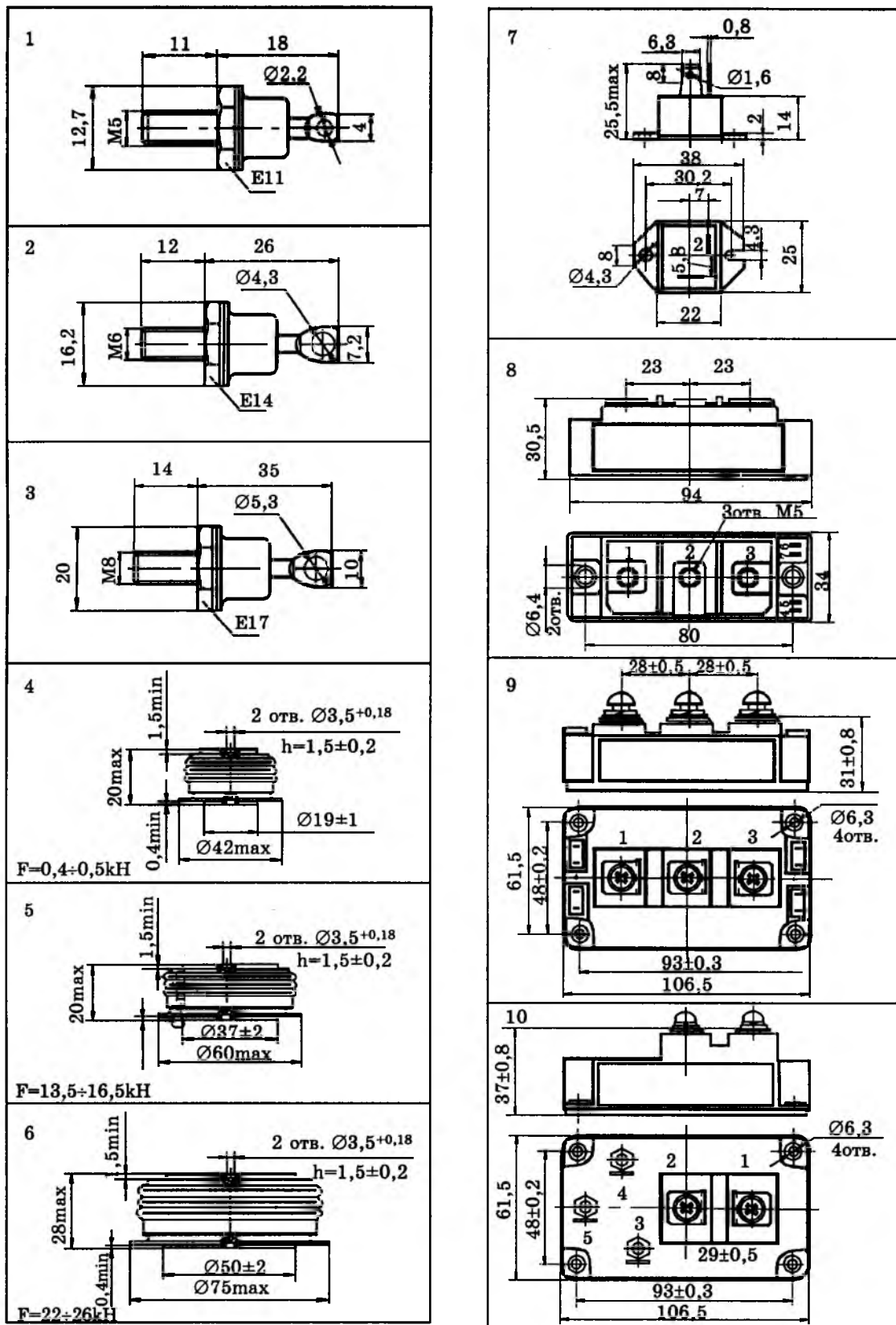


Рис.7.

ОАО "Электровыпрямитель" начнет выпускать первые партии новых диодов с середины 1998 г. Серийное производство планируется с начала 1999 г.

Список литературы

1. Lutz J. Optimization of Fast IGBT-Modules Using New CAL-Diodes//Semikron Electronik GmbH. Report, 1995.

2. Fullmann M., Kaussen F. A New Fast Power Diode //PCIM Europe. 1992. № 5. P. 191—195.

3. Duane Walley E., Ron van Deel W. Fast Recovery Epitaxial Diodes (FRED'S). Conference Record of the 1998//IEEE Industry Applications Society Annual Meeting. 1998. Part I. P. 2—7.

4. Lutz J. Advantages of the New Controlled Axial

Lifetime Diode//Proceedings of the 28th PCIM Conference. Nurnberg, 1994.

5. ABB Semiconductors AG. Gate Turn-Off Thyristors, Gate Commutated Thyristors, Fast Recovery Diodes//Catalog. 1997.

6. IR International Rectifier. Power Semiconductor Diodes//Applications Handbook. Воронеж, 1995.

Тиристоры IGCT. Новый подход к сверхмощной электронике

Eric Carroll, Sven Klaka, Stefan Linder

ABB Semiconductors AG

Тиристор IGCT (Integrated gate-commutated thyristor) это улучшенный полупроводниковый ключ большой мощности для преобразования энергии, который представляет новые стандарты на характеристики, связанные с коммутируемой мощностью, надежностью, быстродействием, КПД, стоимостью и массогабаритными показателями. IGCT полностью подготовлены к производству и доступны уже сегодня.

Преобразование электроэнергии постоянно нуждается в идеальном ключе. Такой ключ должен иметь следующие основные характеристики:

— большой ток (коммутируемый ток, действующее, среднее и максимальное значения, ударный ток);

— высокое напряжение (импульсное повторяющееся, неповторяющееся перенапряжение, длительное постоянное);

— быстрое переключение (короткое время задержки на включение и выключение, малое время фронтов при коммутации, малое время включения и выключения);

— малые потери (статические и динамические);

— высокую частоту (быстрое переключение, низкие динамические потери);

— высокую надежность (низкая вероятность отказа, высокая энергетическая и тепловая стойкость, высокая коммутирующая способность, высокая электродинамическая стойкость);

— компактную конструкцию (низкие потери).

Эти идеалы в разработке приборов реализуются двумя путями: через структуру транзистора и через структуру тиристора, при этом основным достоинством тиристора являются низкие статические потери, а транзистора — его хорошая способность к выключению. Предлагается много различных приборов (табл.1). Некоторые разработчики стремятся сделать прибор, объединяю-

щий лучшие качества обоих типов приборов, используя преимущества тиристора во включенном состоянии, совмещая его с транзистором, как с лучшим на этапе выключения.

Таблица 1

Типы силовых ключей

Тиристоры	Транзисторы
GTO (запираемый тиристор)	Биполярный транзистор
MCT (MOS-управляемый тиристор)	Транзистор дарлингтона
FCT (тиристор с полевым управлением)	MOSFET
MTO (MOS-запираемый тиристор)	IGBT
EST (тиристор с переключающим эмиттером)	
IGTT (запираемый тиристор с изолированным затвором)	
IGT (тиристор с изолированным затвором)	
GCT (коммутируемые тиристоры)	
IGCT (коммутируемые тиристоры с интегрированным управлением)	

Как видно из табл.1, тиристорная структура преобладает по числу предлагаемых приборов, потому что они обладают изначальной способностью проводить большие токи с минимальными потерями. Однако, до сегодняшнего дня было только несколько серьезных кандидатов на высоковольтное применение: GTO (тиристор) с его громоздким снаббером и IGBT (транзистор) с присущими ему большими потерями. Последние разработки показали превосходство приборов, которые удачно комбинируют лучшие характеристики тиристоров и транзисторов, полностью удовлетворяя требованиям воспроизводимости (серийной пригодности) и высокой надежности. Тиристоры GCT — это полупроводниковые приборы, базирующиеся на GTO структуре, чья управляющая цепь имеет такую низкую индуктивность, что катод — эмиттер могут быть закрыты "мгно-

венно", практически преобразуя прибор в выключающийся биполярный транзистор.

Принципы работы

В проводящем режиме GCT — это регенеративный тиристорный ключ, такой же, как традиционный тиристор или GTO (рис.1), характеризующийся высокой способностью пропускания тока и низким падением напряжения. В закрытом состоянии переход катод — управляющий электрод обратен смещен, и это нерабочее состояние характеризуется рис.2.

Рис.1,а и б также представляют проводящее и закрытое состояния GTO, с одним важным отличием: GCT может переходить из первого состояния во второе мгновенно, тогда как GTO должен пройти через промежуточное состояние, в течение которого он находится ни в том, ни в другом, как показано на рис.3. Из-за наличия "фазы GTO" он требует больших снабберов для уменьшения скорости восстановления обратного напряжения du/dt [1]. Тиристорные приборы в отличие от простых транзисторов чувствительны к du/dt .

В IGCT технологии ограничение "GTO зоны" достигается быстрым отведением (коммутацией) полного анодного тока от катода и вынос из управляющего электрода предварительного заряда через анодную *n*-структуру, т.е. предварительная активизация анодного *pnp*-транзистора для того, чтобы катодный *pnp*-транзистор остановил инжекцию тока. Это происходит мгновенно — катод прекращает инжекцию в соответствии с

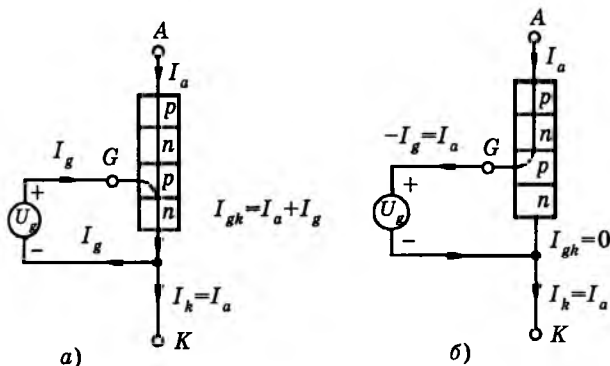


Рис.1. Проводящий (а) и непроводящий (б) GCT

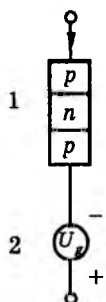


Рис.2. Эквивалентная схема закрытого GCT:

1 — *pnp*-транзистор с обрванной базой и низким усилением; 2 — источник напряжения управляющего электрода

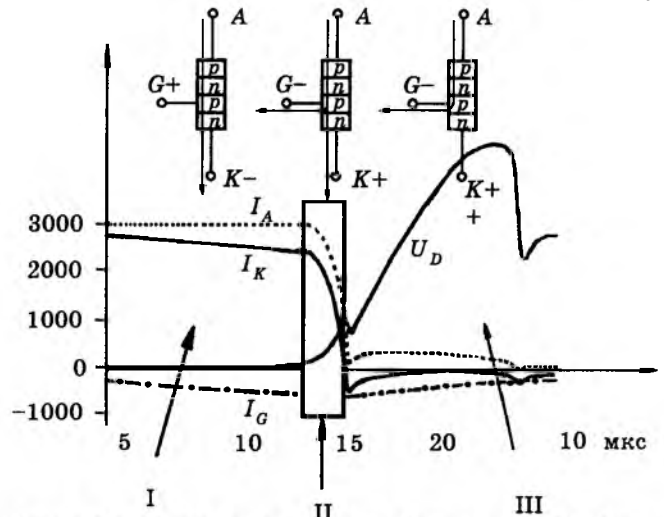


Рис.3. Процессы включения традиционного GTO-тиристора:

I — стадия проводящего тиристора; II — стадия GTO; III — закрытый транзистор

схемами на рис.1,б и 2. Прибор переходит в предшествующую стадию, выдерживающую (блокирующую) любое обратное напряжение. Это основное отличие GTO, который должен выдерживать напряжение, в то время как это все еще тиристор. Так как выключение происходит после перехода в стадию транзистора, не требуется никакого внешнего ограничения du/dt , и IGCT может работать без снабберов, как это делает MOSFET или IGBT. Это поясняет рис.4, который показывает, как IGBT выключаются.

На рис.4 приведены типичные диаграммы тока и напряжения транзистора при его выключении. В рассматриваемом случае это *pnp*-транзистор регенеративной пары транзисторов GCT, который блокируется автоматически после выключения *pnp*-транзистора с единичным усилением. По этой причине необходимо, чтобы цепь управления затвором развивала полный анодный ток и делала это быстро, т.е. "прежде, чем анод транзистора узнает, что случилось". Таким

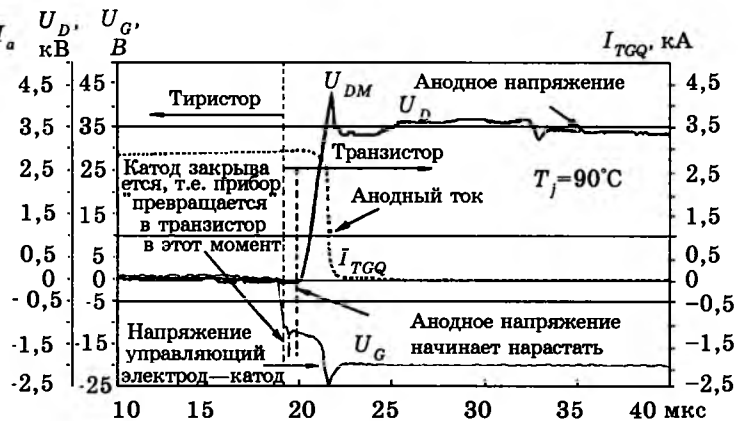


Рис.4. Выключение IGCT при 3 кА, 4,5 кВ без снаббера

образом, ключ IGCT проектируется с очень низкоиндуктивными запирающими цепями, которые в зависимости от вида устройства могут требовать коаксиальных или многослойных цепей питания.

Технология

Принцип действия показывает, что концепция GCT может быть основана на основе кристалла GTO. Действительно, любой GTO может функционировать самостоятельно таким образом, что достигается быстрое, беснабберное выключение. Предлагаемая технология, однако, позволяет делать больше, по сравнению с технологией обычного GTO — сократить потери и улучшить другие параметры. В GCT фирма ABB использует достижения нескольких технологий, что позволяет существенно снизить потери и в конечном итоге приблизиться к идеальному ключу.

Буферный слой

Электрическое поле в закрытом рп-переходе имеет треугольное распределение (рис.5,а). Общее значение блокируемого прибором напряжения (U_{DRM} для тиристора) — интеграл этого поля по толщине кремниевой n -основы, следовательно, чем выше требуемое блокируемое напряжение, тем выше толщина кремния, а следовательно, больше статические и динамические потери. Рис.5,б показывает, что там, где поле имеет более постоянный профиль, то же самое блокируемое напряжение могло бы быть достигнуто с более тонким кремнием, что в конечном результате приводит к повышению эффективности устройства. Именно этот тип распределения поля был достигнут введением дополнительного буферного слоя с n -свойствами, перераспределяющего треугольное поле в трапецеидальное. Такое расположение слоев также известно под термином *rip*-структура.

Использование буферного слоя в GCT на 4,5 кВ, например, уменьшает требуемую толщину пластины кремния примерно на 40%, что позволяет соответственно сократить статические и динамические потери.

"Прозрачный" эмиттер (Transparent Emitter)

Чтобы достигнуть низкого падения напряжения, структура тиристора сохранена для проводящего состояния. Это требует регенеративной транзисторной пары, как показано на рис.1,а. Для снижения потерь при выключении анод транзистора сделан тонким и слабо легированным: в течение фазы выключения, когда напряжение начинает расти на аноде, электроны могут быть вынесены сквозь эмиттер без рекомбинации дырок [2]. Эта способность электронов пересекать анод в процессе запирания, без эмиссии, определяет название эмиттера: прозрачного к электронам, которые проникают через него, как если бы он был закорочен. Действительно, в обычном GTO физические закоротки фактически распределены поперек анодного эмиттера, чтобы достигнуть того же результата, но это значительно увеличивает требуемый ток управления. "Прозрачность" эмиттера, используемая исключительно во всех GCT фирмы ABB, обычно применяется в IGBT и теперь в GTO.

Обратная проводимость

Так как существующее семейство GCT предназначено прежде всего для инверторов напряжения, они асимметричны и используются с быстрыми обратными диодами. "Идеал" силовой электроники требует минимизации стоимости и объема компонентов и повышения надежности. В 70-х годах быстрые тиристоры успешно изготавливались с монолитно интегрированными быстрыми диодами в едином корпусе. Это также было использовано для GTO [3], но до применения буферного слоя и технологии "прозрачного" эмиттера кремниевый материал GTO был почти вдвое толще слоя соответствующего быстрого обратного диода (Free-wheel diodes, FWD). Таким образом, была достигнута интеграция с учетом стоимостных характеристик прибора.

Существующие GCT, однако, полностью используют преимущества описанных технологий, позволяя оптимизировать FWD и сделать его монолитным, т.е. объединенным на том же самом полупроводниковом кристалле. Таким образом, почти все GCT имеют обратную проводимость, кроме некоторых, изготавливаемых на основе самых больших пластин (91 мм) и предназначенных для применения в условиях, требующих полного использования кремниевого материала для коммутации. На рис.6 показан существующий диапазон пластин GCT.

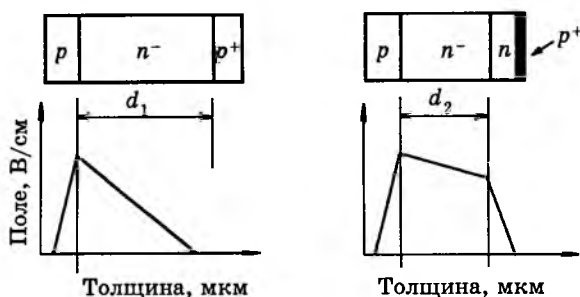


Рис.5. Стандартный транзистор (а) и транзистор с буферным слоем (б)

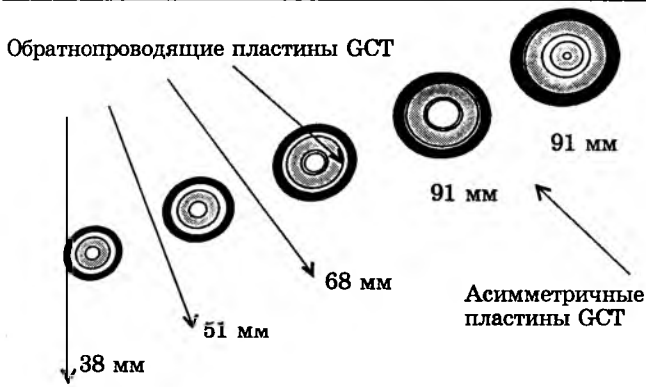


Рис.6. Семейство пластин GCT

Управление процессом восстановления диода

Как показано на рис.4, IGBT способен выключаться без снабберов, что характерно для большинства транзисторов. При этом подразумевается, что объединенный FWD должен также выключаться без снаббера и иметь высокую скорость коммутации (di/dt). Чтобы обеспечить это, диодные секции обратнопроводящих GCT делают с профилированным (в противоположность однородному) распределением центра рекомбинации за счет облучения протонами. Характеристики процесса обратного восстановления управляются изменением времени жизни носителей, что гарантирует отсутствие обрыва "хвоста" обратного тока.

Аспекты применения

Надежность и количество компонентов

На рис.7 показаны фазовые плечи GTO, IGBT и IGBT инверторов напряжения, откуда видно число основных компонентов в инверторе. При этом возникает вопрос: "Что является компонентом?". С точки зрения производства и материально-технического обеспечения, это — просто число изделий или количество частей, требуемых для сборки оборудования. В этом отношении IGBT предлагает наиболее изящное решение, поскольку имеется возможность использования минимального количества элементов, так как управляющие блоки являются частью IGBT модулей. Действительно, для токов до 200 А, полный инвертор мог бы быть сделан в виде

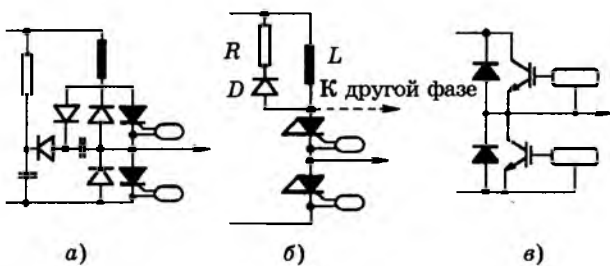


Рис.7. Фазовое плечо GTO (а), IGBT (б) и IGBT (в)

одного модуля ("6 pack") и число компонентов будет 1, но при 1200 А это число будет 6 (6 отдельных ключевых модулей), а для 3600 А — 18 (3×1200 А).

С точки зрения надежности число компонентов — это число требуемых дискретных компонентов в модульном или другом исполнении, поставляемых изготовителем полупроводников. Таким образом, инвертор на силовых IGBT на ток 50 А (с требованием не применять параллельного соединения приборов) имел бы 18 устройств (IGBT + диод + управляющий блок), у каждого из которых определенная норма наработки на отказ. Эти нормы зависят от многих факторов: числа кристаллов, монтажных проводов, паяных соединений, разъемных соединений, рабочей температуры, электрических и механических нагрузок и т.д. Но сегодня статистически существующие значения для проектирования в пределах ограничений спецификации и номинальных параметров могут быть указаны для большинства компонентов. Единичный полупроводниковый элемент будет иметь типовую, свойственную ему норму наработки на отказ, например 10 (10 отказов в течение 100000000 ч работы), и непосредственно управляющий драйвер, состоящий из многих активных и пассивных компонентов, имел бы норму отказа приблизительно 500.

IGBT состоят из многих стандартных индивидуальных кристаллов, установленных параллельно, что одновременно является как сильной, так и слабой стороной. Стандартные кристаллы позволяют производить стандартные пластины, заканчивающиеся одним изделием на ток от 50 до 1000 А, а монолитный подход, основанный на использовании кристаллов, вырезанных из большой пластины, гарантирует наилучшее использование кремния. С другой стороны, с ростом тока прибора будет пропорционально увеличиваться норма отказа.

В то же время GTO, несмотря на монолитную полупроводниковую структуру, требует многих вспомогательных компонентов, и, как видно из рис.7,а, каждый ключ имеет определенный коэффициент нормы отказа (не говоря уже о стоимости и массогабаритных параметрах).

Характерной чертой перечня качеств "идеального" ключа является надежность, т.е. чтобы полный составляющий показатель был ограничен, вне зависимости достигают ли компоненты видимых размеров или нет. В этом смысле IGBT технология гарантирует, что не только внешних компонентов в инверторе будет немного (примерно 3), но и



Рис.8. Значения наработки на отказ для различных технологий инвертора (бесснабберные IGBT и IGCT)

что все "внутренние" полупроводники будут монолитными. На рис.8 приблизительно сравнивается число силовых компонентов (пассивные элементы + кристаллы, исключая элемент управления) для инвертора, работающего от 2,8 кВ с двухпозиционным ШИМ на частоте 600 Гц для всех трех технологий¹.

Для случая двухуровневого трехфазного ШИМ инвертора на мощность 3 МВт и частоту 600 Гц могут быть рассчитаны нормы отказа для GTO(полевые данные) и дана оценка для GCT, но для IGBT они находятся в стадии определения.

Таблица 2

Наработка на отказ

Тип инвертора	Наработка на отказ
IGBT	?
GTO	7000
IGCT	2300

Снабберы и ограничители

Термин "снаббер" (snubber) происходит от старого норвежского слова "snubba", имеющего значение "чтобы ограничить рост". Снаббер широко используется в силовой электронике и относится к цепям, ограничивающим рост тока или напряжения. Необходимо отличать их от ограничителей, которые предотвращают рост напряжения или тока выше определенных пределов.

¹ Коэффициент отказа для инвертора включает коэффициент отказа дискретного числа частей на рис.8 плюс дополнительные коэффициенты отказа элементов, учитывающих влияние космической радиации [4], а также коэффициенты отказа управляющего элемента и внешних элементов вследствие взаимодействий различных компонентов и нагрузки или источника. На внешнюю норму отказа GTO инвертора, например, сильно влияет поведение нагрузки и источника, которое может приводить к колебаниям в снаббере. Это вместе с свойственным GTO неомогенным принципом действия увеличивает внешнюю норму отказа.

Идеальный ключ не требует ни снабберов, ни ограничителей и способен выдерживать бесконечно быстрые изменения напряжения и тока. Это имеет малое практическое значение для управления реальными нагрузками (например, двигателями). На практике необходимо, чтобы реальный ключ работал в условиях идеального ключа, он должен быть достаточно медленным, чтобы не вызывать перенапряжения и колебания.

Как уже было сказано, идеальным полупроводниковым ключом мог бы быть тиристор только в проводящем состоянии. С соответствующим управляющим устройством GCT может находиться в следующих состояниях (табл.3).

Таблица 3

Состояния GCT

Фаза	Состояние	Прибор
1	Проводящее	Тиристор
2	Выключение	rpr-транзистор
3	Закрытое	rpr-транзистор
4	Включение	rpr-транзистор

Несмотря на преобладающий транзисторный характер GCT — в большей мере цифровое, чем аналоговое устройство. Это говорит о том, что напряжения и токи управляющего электрода формируются "вслепую" без учета скорости переключения тока или напряжения. IGCT — исполнительный орган цифрового (волоконно-оптического) управления и не может оказать никакого воздействия по управляющему электроду в части скорости изменения напряжения или тока (du/dt и di/dt). Норма роста напряжения на аноде задается выключением анодного rpr-транзистора с открытой базой и определяется на стадии проектирования профилем легирования анода. Это значение может быть установлено в пределах между 1500 и 4000 В/мкс, поэтому уровень приблизительно 3000 В/мкс в настоящее время рассматривается как приемлемый. Таким образом, du/dt при выключении не нуждается в ограничении и снаббер не требуется.

При включении сильный управляющий импульс тока в несколько сотен ампер может эффективно насытить катод rpr-транзистора прежде, чем произойдет переключение тиристора, в результате потери при включении станут незначительными даже при очень высоких значениях di/dt [5]. Это соответствует более совершенному процессу включения по сравнению с тиристорной структурой. Диаграммы процесса выключения приведены на рис.9, где скорость увеличения анодного тока определена индуктив-

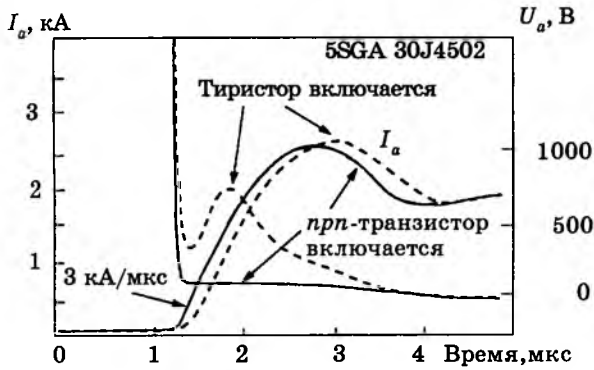


Рис.9. Процессы включения тиристора и транзистора

ностью (рис.7,б). Уменьшение управляющего тока не имеет большого влияния на анодное di/dt , но увеличивает потери при включении.

Как и для IGBT, присущая устройству скорость коммутации по di/dt — очень высокая, но наличие FWD вызывает необходимость ограничивать di/dt при включении. Здесь проявляется основное различие между IGBT и IGCT: IGCT должен иметь внешний di/dt -снаббер, в то время как IGBT может ограничивать di/dt через управление затвором.

В обоих подходах энергия тратится при каждой коммутации: непосредственно в IGBT и на сопротивление ограничителя (рис.7,б) для IGCT. При низких напряжениях и мощностях это не проблематично для IGBT и там, где IGBT модули не используются в параллель, отсутствие цепи ограничителя является ощутимым уменьшением количества элементов. Там, где используется большое число модулей, подключенных параллельно (не менее трех), компонентное соединение ведет к незначительному увеличению частот. Кроме того, при высоких напряжениях, потери при включении IGBT значительно перевешивают потери при выключении. Например, 3,3 кВ/1200 А IGBT модуль, выключающий 1200 А при постоянном напряжении 1800 В, рассеивает только 3 Дж (столько же, как и IGCT), но при включении на тот же ток он рассеивает примерно в 10 раз больше, чем GCT (в зависимости от конструкции IGBT) (см. табл.4).

Ограничивать или не ограничивать...

Вышеупомянутый di/dt -снаббер необходим при проектировании IGCT схем, но следует учесть, что du/dt -снаббер необязателен. Снабберы напряжения (RCD-цепи) не вызывают проблем на низких частотах, в случае минимальных потерь и допускают увеличение значения выключаемого тока в два раза, как видно из рис.10, на котором показаны

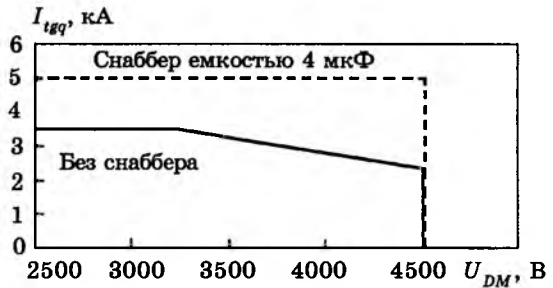


Рис.10. Область безопасной работы прибора 5SHY 35L4502

уровни выключения первого коммерческого прибора — 5SHY 35L4502. Этот прибор имеет блокирующую способность 4500 В и нормируется для номинального коммутируемого тока без снаббера 2800 А. При 4000 В он способен коммутировать 3500 А, что определяется по кривой мощности (рис.10). Со снаббером емкостью 4 мкФ устройство работоспособно при 4,5 кВ/5 кА.

Время накопления заряда чрезвычайно мало для IGCT (меньше 3 мкс), что допускает их последовательное соединение без подбора и без подстройки, если снаббер напряжения подключен параллельно каждому прибору, чтобы максимально растянуть время рассасывания более 300 нс [6].

Без последовательного соединения тиристорov снабберы напряжения на высоких частотах становятся скорее помехой и можно обходиться без них.

Как и все транзисторные цепи, паразитная индуктивность цепи постоянного тока (L_s) должна быть минимальной, иначе будут чрезмерные потери и перенапряжения. Если это значение не может быть снижено ниже 300 нГн, должен быть применен дополнительный ограничитель напряжения ([7] и рис.11).

Потери и частота

В бесснабберных транзисторных схемах максимальная рабочая частота прежде всего определяется потерями переключения. В тиристорах и GTO время коммутации очень мало, чтобы с ним бороться. "ABB Semicon-

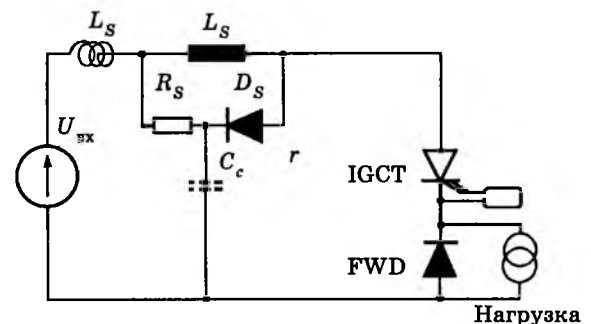


Рис.11. Комбинированный, ограничивающий перенапряжение и di/dt , снаббер

дукторы" вскоре выпустит в продажу IGCT (3,5 кА/4,5 кВ), у которого время включения и выключения имеет значения 15 и 20 мкс, соответственно.

Допустимые потери для любого полупроводника определяются охлаждением. Общие потери состоят из статических и динамических потерь. Статические потери обычно меньше, и большая часть площади охлаждения используется для вывода динамических потерь. В табл.4 дается приближенное сравнение IGBT и IGCT для устройства на 3,3 кВ/3600 А. В этом режиме работы динамические потери почти в 3 раза ниже для GCT, что позволяет работать, по крайней мере, на частоте в три раза большей. Этот впечатляющий факт не может экстраполироваться на приборы низких напряжений, поскольку большие, монокристаллические низковольтные полупроводниковые пластины были бы слишком тонки для изготовления. Разработка GCT охватывает диапазон от 3,3 до 6 кВ и, в зависимости от выбора оптимального решения (ток, напряжение, рабочий цикл, охлаждение), будет определяться возможность работы на частотах до 1 кГц для 6 кВ устройств и до 3 кГц для 3,3 кВ устройств.

Требования по управлению

Динамические характеристики биполярного транзистора достигаются благодаря жесткому управлению прибором, которое допускает единичный коэффициент запирания и низкий начальный включающий коэффициент усиления, также близкий к единице. Это требует большого управляющего блока, как видно на рис.5, где GCT интегрирован с ним (следовательно, IGCT).

Тем не менее, устройство управления GCT почти в 2 раза меньше устройства управления GTO из-за улучшенной технологии "про-

зрачного" эмиттера. Буферный слой, уменьшая заряд, накопленный в *n*-основе, снижает в половину длительность "хвоста тока" ("хвост тока" течет через устройство управления) и, следовательно, уменьшает требования к мощности устройства управления. Даже пик запирающего тока затвора, в 3 раза больший чем для GTO, переносит меньшее количество заряда, поскольку время накопления составляет только 2 мкс вместо почти 30 мкс для GTO.

По сравнению с IGBT, тем не менее, устройство управления GCT значительно больше, хотя не намного дороже при высоких мощностях. Дело в том, что основная функция управления GTO более простая: как уже было установлено, эта "цифра" и не призвана регулировать скорость переключения. Поэтому нет необходимости в обратной связи высокого анодного напряжения (коллектора) с низковольтными цепями управления, что упрощает конструкцию платы. Таким образом, добавленная стоимость определяется батареей низковольтных конденсаторов и MOSFET транзисторов в выходном каскаде.

"ABB Semiconductors" освоила производство не только первого коммерческого IGCT, 5SHY35L4502, но и объявила о презентации полной номенклатуры IGCT (табл.5)

Структура полупроводниковой пластины IGCT получена с использованием GTO технологии, что делает ее эффективной. Технологией сборки прибора остается прессовка сборочной единицы в герметизированных корпусах. По этой причине окончательное промышленное производство станет возможным в 1998 г.

Выводы

IGCT — синергическая кульминация различных технологий, описанных в статье (буферный слой, "прозрачный" эмиттер, обратная электропроводность, "жесткое" управле-

Таблица 4
Сравнение характеристик GCT и IGBT

Параметр	Обратнопроводящий IGCT (91 мм)	IGBT 3x1200 А модуль
Напряжение открытого состояния при токе 3600 А, В	2,8	5,7
Потери энергии при включении при 1800 В, 3600 А, 2000 А/мкс, Дж	0,5 (плюс потери в снаббере, защищающем от di/dt)	12—20 (определяется OBP)
Потери энергии при выключении при 1800 В, 3600 А, без снаббера, Дж	9	9
Полные динамические потери, Дж	- 10	-20—30

Таблица 5
Номенклатура продукции IGCT

Существующий образец	IGCT	Диаметр Si, мм	$U_{drm}/U_{dc-link}$ В/В	I_{tqg} , А
2Q98	Обратнопроводящие	38	4500/2700	340
1Q98		51		640
2Q98		68		1100
1Q98		91		2250
Планируется	Асимметричные	91		2800
2Q98	Обратнопроводящие	38	6000/3300	275
1Q98		51		520
2Q98		68		910
1Q98		91		1820
3Q98	Асимметричные	91		2400

ние), и 30 лет опыта разработок тиристоров. Это позволяет разработать надежный, дешевый, эффективный и компактный мощный электронный прибор, который должен охватывать область мощностей до сотен мегаватт [8], и открыть новые возможности для таких областей, как управление, передача и распределение электроэнергии при напряжении среднего уровня.

Список литературы

1. High-Power Hard-Driven GTO Module for 4,5 kV/3 kA Snubberless Operation/H.Gruning et al.// PCIM 96, Nurnberg, May 1996.

2. In-R, ISPSD 96 /S.Eicher et al.//IEEE, 1996. P.262—264.

3. Streit P. In Power Semiconductor Devices and Circuits//Plenum Press. New York, 1992. P. 63—82.

4. Zeiler H.R. Solid Electronics, 38: 2041-2046, 1995.

5. Gruning H., Zuckerberger A. Hard Drive of High Power GTOs//Better Switching Capability obtained through Improved Gate-Units, LAS. October 1996.

6. State-of-the-Art Verification of the Hard driven GTO Inverter Development for the 91 MVA Intertie in Bremen /P.Steimer, D.Schroder, H.Gruning, J.Werninger// IEEE PESO. Baveno, 1996.

7. Pending Pat. D 19543702.0/H.Gruning, J.Rees. Stromrichterschaltungsanordnung.

8. ABB Publication 9608-1000-0. Series connection of GTO thyristors for high power frequency converters/ P.Steimer, H.Gruning, J.Weminger a.o.

Совмещенные цепи демпфирования и питания в интегральных силовых модулях

А.В.ПЕРЕВЕРЗЕВ, канд.техн.наук

Запорожская ГИА

Предложены и исследованы активные цепи демпфирования на СИТ- и МДП-транзисторах для высоковольтных ключей. Проведено сравнение с традиционной RCD-цепью. При одинаковой разгрузке ключевого транзистора предложенные защитные цепи обеспечивают более широкий частотный диапазон и позволяют часть энергии при выключении ключевого транзистора использовать для питания формирователя управляющих сигналов.

Для достижения надежной работы на высоких частотах интегральных силовых модулей (ИСМ), содержащих ключи на мощных силовых транзисторах и устройства управления ими, необходимо обеспечить малые мощности динамических потерь в транзисторах и исключить опасные электрические режимы, вызванные коммутационными токами и перенапряжениями. Это достигается соответствующим управлением и формированием оптимальной траектории переключения.

В ИСМ благодаря малой мощности управления, высокому быстродействию и, как следствие, низким динамическим потерям в качестве ключевых элементов преимущественно используются транзисторы с изолированным затвором (МОП, IGBT, МСТ) [1]. Однако с ростом частоты и в этих транзисторах динамические потери приближаются по величине к статическим и приводят к перегреву прибора. Применение традиционных способов разгрузки ключевых транзисторов с помощью RCD-цепочек [2,3] осложнено проблемой отвода тепла от резисторов в условиях ИСМ. Постоянная времени разряда конденсатора в большинстве случаев определяет предельную рабочую частоту ключа. Кроме того, высоковольтные демпфирующие конденсаторы имеют неудовлетво-

рительные массогабаритные показатели, что особенно существенно в ИСМ.

Устройство формирования траектории переключения на основе диода с накоплением заряда позволяет уменьшить емкость конденсатора и тем самым снизить потери и увеличить частоту переключения ключа [4]. Недостатками такого устройства являются наличие дополнительного источника питания, выделение дополнительной мощности потерь в открытом состоянии ключевого транзистора, отсутствие необходимой номенклатуры диодов с накоплением заряда на требуемые напряжения и время задержки.

На рис.1 приведена схема высоковольтного ключа с устройством демпфирования, в котором можно увидеть некоторую аналогию с первыми двумя устройствами. Здесь дополнительно формируется питающее напряжение для управляющих каскадов ключа.

На рис.1 VT1 — ключевой транзистор с нагрузочной индуктивностью L_n ; L1 — демпфирующая индуктивность. Транзистор VT2 с элементами R1, VD3, C3, VD2, C2 можно рассматривать как источник питания, обеспечивающий высокую рабочую частоту [5]. Введенный в схему конденсатор C1 позволяет выполнять дополнительную функцию демпфирования при выключении ключевого транзистора.

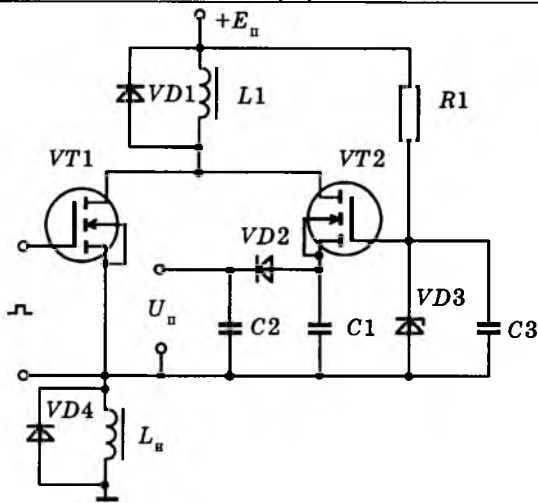


Рис.1. Принципиальная схема высоковольтного ключа с демпфирующей цепью на МДП-транзисторе

С другой стороны, транзистор $VT2$ с конденсатором $C1$ можно рассматривать как демпфирующую RC -цепь, а элементы $R1$, $VD3$, $C3$, обеспечивающие требуемый режим работы $VT2$, как управляемые сопротивления. Эта цепь может независимо использоваться для демпфирования процессов в высоковольтных цепях. Введение же элементов $VD2$ и $C2$ позволяет этой цепи выполнять дополнительно функцию питания устройства управления модуля.

Работа источника питания на МДПТ рассмотрена в [5]. Здесь остановимся на демпфирующих свойствах цепи с МДПТ.

При выключении ключевого транзистора $VT1$ ток нагрузки начинает протекать через канал транзистора $VT2$ и конденсатор $C1$, заряжая последний. Этим создается задержка нарастания напряжения и возможность для полного выключения ключевого транзистора при малом напряжении на стоке.

Заряд конденсатора ограничен напряжением стабилизации стабилитрона $VD3$, который выбирается из условия обеспечения требуемого напряжения питания на конденсаторе $C2$, и пороговым напряжением МДПТ $VT2$.

При включении МДП-транзистора $VT1$, благодаря индуктивности $L1$, рост тока через ключевой транзистор задерживается на некоторое время, в течение которого происходит уменьшение напряжения на ключевом транзисторе. При напряжении на стоке ключевого транзистора меньшем, чем напряжение на конденсаторе $C1$, происходит разряд конденсатора через переход подложка — сток транзистора $VT2$ и транзистор $VT1$. Так как разряд происходит при малом напряжении, то большого броска мощности на ключевом транзисторе не будет.

На конденсаторе $C2$ накапливается энергия в течение времени, когда напряжение на

конденсаторе $C1$ превышает напряжение на $C2$, и используется для питания устройства управления ключом. Во время разряда конденсатора $C1$ диод $VD2$ отключает конденсатор $C2$, исключая его разряд.

Ключ с демпфирующей цепью (рис.2) подобен ключу на рис.1. Здесь в качестве демпфирующего и питающего транзистора используется полевой транзистор с управляющим p - n -переходом, например, транзистор со статической индукцией (СИТ) с нормально открытым каналом типа КР926. Такой транзистор может быть включен без смещения на затворе, т.е. затвор может быть соединен непосредственно с общей шиной. Напряжение на конденсаторе $C1$ будет определяться в этом случае напряжением отсечки транзистора $VT2$. Цепочка из резистора и стабилитрона ($R1$, $VD3$) (рис.2) позволяет расширить диапазон питающих напряжений, формируемых на $C2$. Если для МДПТ принципиально необходимо включение в цепи затвора стабилитрона для исключения пробоя подзатворного диэлектрика, то в цепи затвора СИТ может быть использован делитель из резисторов (еще один резистор вместо стабилитрона $VD3$). При гибридно-плечном исполнении можно подстраивать эти резисторы для достижения необходимого напряжения питания драйвера, учитывая разброс напряжений отсечки СИТ.

Несмотря на внешнее подобие цепей рис.1 и 2, процессы в них несколько отличаются. Так, при разряде конденсатора $C1$ в цепи с СИТ ток протекает через канал транзистора $VT2$, что является более предпочтительным с точки зрения надежности работы транзистора и исключения возможного влияния времени рассасывания внутреннего диода тран-

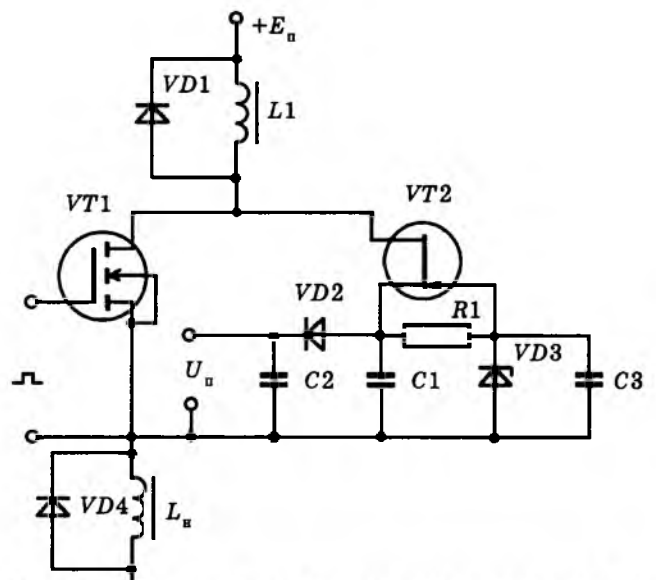


Рис.2. Принципиальная схема высоковольтного ключа с демпфирующей цепью на СИТ

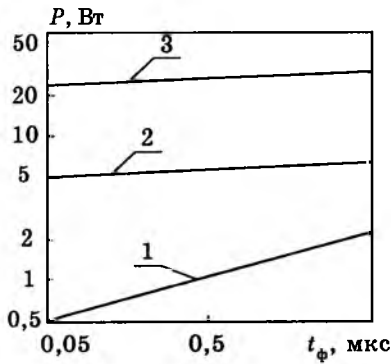


Рис.3. Зависимости мощности динамических потерь на ключевом транзисторе от длительности фронта управляющего сигнала и сопротивления в цепи затвора

зистора VT2 в цепи на рис.1. Кроме того, цепь с СИТ может обеспечивать защиту ключевого МДП-транзистора от перенапряжений при выключении, выполняя функцию ограничителя напряжения.

Особенности и эффективность работы демпфирующих цепей рассмотрены на примере ключа, реализованного на МДП-транзисторе типа КП809А. Исследование проведено математическим моделированием с использованием программы МАЭС-П с экспериментальной проверкой на макетных образцах.

На рис.3 приведены зависимости мощности динамических потерь в ключевом транзисторе при выключении от параметров управляющей цепи (длительности фронта управляющего импульса и сопротивления в цепи затвора) для случая, когда отсутствуют элементы демпфирования (сток VT2 отсоединен от стока VT1, индуктивность L1 закорочена). Ключ нагружался на индуктивную нагрузку $L = 40$ мГн, с непрерывным током 9 А. Напряжение питания 300 В. Входной управляющий импульс 15 В.

Зависимость 1 соответствует нулевому сопротивлению в затворе, 2 — 10 Ом, 3 — 50 Ом.

Как видно из рис.3, сопротивление в цепи затвора ключевого транзистора играет существенно большую роль, чем длительность фронта. Это объясняется влиянием емкости затвор—сток ключевого транзистора. При запираании транзистора и быстром нарастании напряжения на стоке емкостной ток создает на резисторе в цепи затвора падение напряжения, поддерживающее транзистор в открытом состоянии. Чем больше сопротивление, тем более длительное время ток протекает через транзистор при повышенном напряжении сток-исток.

Проведены расчеты переходных процессов в ключах на рис.1,2 и в ключе с защитной RCD-цепью. В демпфирующих цепях использованы: в схеме на рис.1 КП809А; в схеме на рис.2 КП926А; индуктивность $L1 = 1,6$ мкГн; диоды, шунтирующие индуктивности ДЧ106-10; в RCD-цепи: $R = 133$ Ом,

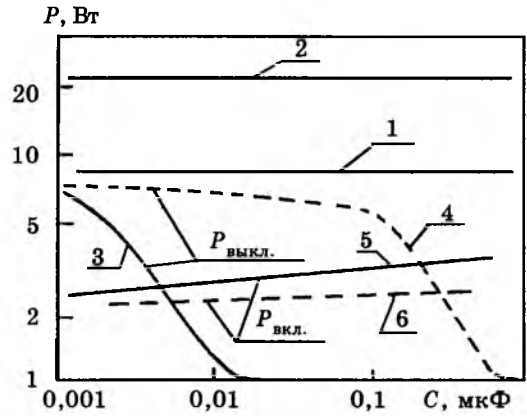


Рис.4. Зависимости мощности динамических потерь на ключевом транзисторе от емкости демпфирующего конденсатора

$C = var$, диод ДЧ106-10. Частота переключения 25 кГц, скважность 2.

Управление ключевым транзистором осуществлялось от драйвера с выходным сопротивлением 12 Ом. Длительность фронтов управляющих импульсов 0,6 мкс, амплитуда 15 В.

Поскольку основные параметры полевых транзисторов (сопротивление канала, крутизна, емкости) СИТ КП926 и КП809 близки, свойства цепей на их основе практически повторяются. Поэтому на рис.4—6 приведены результаты сравнения ключа с RCD-цепью и ключа на рис.1. Выводы справедливы и для ключа на рис.2.

На рис.4 приведены зависимости динамической мощности потерь на ключевом транзисторе при отсутствии (1 — выключение, 2 — включение) и при наличии (кривые 3—6) демпфирующих цепей от значения емкости демпфирующего конденсатора. Сплошные линии соответствуют RCD-цепи, пунктирные — цепи с МДПТ, кривые 3, 4 — выключению, кривые 5, 6 — включению.

Как видно из рис.4, одинаковая с RCD нагрузка при больших значениях емкости ключевого транзистора достигается при наличии демпфирующего конденсатора в цепи с МДПТ. Это объясняется тем, что действие этой цепи осуществляется в меньшем интервале изменения напряжения на стоке ключевого транзистора.

При включении обе цепи оказывают слабое влияние на значение потерь в ключевом транзисторе, которые в основном определяются значением индуктивности L1 и временем восстановления обратного сопротивления диодов VD1 и VD4.

На рис.5. показаны зависимости мощности динамических потерь (1 и 2) на элементах демпфирующих цепей и времени разряда демпфирующих конденсаторов (кривые 3,4) от значения емкости демпфирующих

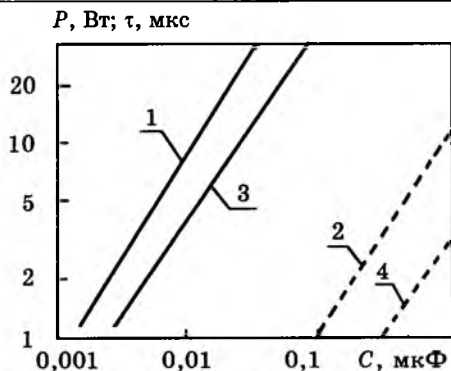


Рис.5. Зависимости мощности динамических потерь на элементах демпфирующей цепи и времени разряда демпфирующего конденсатора от величины емкости демпфирующего конденсатора

конденсаторов в ключе с RCD-цепью (сплошные линии) и МДП-цепью (пунктирные линии).

В ключе с RCD-цепью основная мощность рассеивается на резисторе при включении (зависимость 1), в МДП-цепи — на МДП VT2 при выключении ключевого транзистора (зависимость 2). Время заряда и разряда (зависимость 4) демпфирующего конденсатора в МДП-цепи соизмеримы и существенно меньше, чем в ключе с RCD-цепью (зависимость 3), что и предопределяет более широкий частотный диапазон работы ключей с МДП-цепью. Суммарные же потери в обеих цепях, если выбраны для них оптимальные емкости демпфирующих конденсаторов, близки.

На рис.6 приведены зависимости мощности динамических потерь на ключевом транзисторе при выключении ключа от рабочей частоты. Цифрой 1 обозначены потери на транзисторе без демпфирующей цепи, 2 — с RCD-цепью, 3 — с МДП-цепью. Как видно, эффективность МДП-цепи сохраняется до частот более 100 кГц, в то время как эффективность RCD-цепи снижается с увеличением рабочей частоты.

Подводя итоги анализа работы демпфирующих цепей на МДП- или СИТ-транзис-

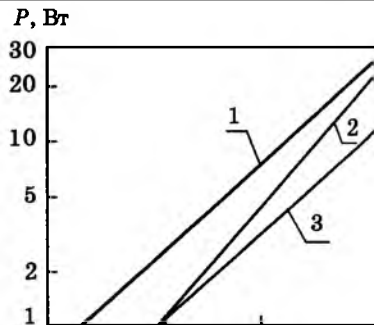


Рис.6. Зависимости мощности динамических потерь на ключевом транзисторе от частоты

торах, можно сделать следующие выводы:

1. Демпфирующие цепи на МДП- и СИТ-транзисторах эффективно разгружают ключевой транзистор в широком диапазоне рабочих частот без дополнительной коррекции элементов. При этом используются низковольтные демпфирующие конденсаторы, позволяющие уменьшить объем модуля.

2. В рассмотренных цепях одновременно решается проблема питания устройства управления ключа, что повышает экономичность и упрощает схему ключа в целом.

3. Транзисторы VT1 и VT2 в ключах на рис.1 и рис.2 могут быть выполнены на одном кристалле. Это позволит упростить конструкцию и снизить стоимость модуля.

Список литературы

1. Флоренцев С.Н., Ковалев Ф.Н. Современная элементная база силовой электроники // Электротехника. 1996. № 4. С.2—8.
2. Bosterling W., Tschern M. Richtiges ansteuern und vorzuehliche schutz von LTR-Modulen // ETZ.1988.Т.109, № 19. С. 894—896, 898—899.
3. Высоковольтные транзисторные преобразователи / Э.М.Ромаш, Ю.И.Драбович, Н.Н.Юрченко, П.Н.Шевченко М.: Радио и связь, 1988.
4. Источники вторичного электропитания / В.А.Головицкий, Г.Н.Гулякович, Ю.Н.Конев и др. М.: Радио и связь, 1990.
5. Переверзев А.В., Ивашуткин К.Е., Кудерко Д.А. Источники питания драйверов интегральных силовых модулей // Силовая электроника в решении проблем ресурсо- и энергосбережения. Харьков: Основа, 1996. С. 117—118.

Разработка компактного привода для индукционного двигателя в стиле Plug & Play

V. MANGTANI, A.DUBHASHI

"International Rectifier"

Основным элементом в маломощном приводе с изменяемой частотой для двигателей переменного тока, определяющем стоимость и габариты, является ребристый радиатор. Предлагаемый подход основан на оптимизации основных компонентов привода, включая: силовые полупроводниковые

приборы, оконечные каскады управления (драйверы) и систему защиты. Устройство имеет двухъярусную конструкцию. Силовая часть включает трехфазный выпрямитель, трехфазный инвертор на транзисторах IGBT, цепь торможения из одного транзистора IGBT и диода, датчик температуры и две

шины (положительную и отрицательную), используемые в качестве шунтов. Вся силовая часть выполнена в виде компактного модуля, который спроектирован с учетом оптимизации индуктивностей монтажа и совместимости управляющих выводов с корпусом интегральной схемы управления трехфазным преобразователем IR2131. Второй ярус содержит накопительный конденсатор с устройством предварительного заряда, драйверы транзисторов, блок защит, внутренний источник питания, разъем системы управления и силовые выводы. Трехфазный интегральный драйвер выполнен по специальной технологии и обеспечивает совместимость с CMOS/TTL микропроцессорным интерфейсом через оптическую развязку. Управление транзисторами осуществляется через "бутстрепный" конденсатор, что значительно упрощает схему внутреннего источника питания. Система защиты включает обратную связь по току и напряжению шины постоянного тока и обеспечивает защиту от короткого замыкания, обрыва заземления, перенапряжения и перегрева. Низковольтный источник питания напряжением 5 В, предназначенный для микропроцессора или аналоговой системы управления, имеется в устройстве. Проектирование привода сосредоточено на сочетании системы драйвера и силовой части для того, чтобы снизить сопротивление резистора затвора, благодаря оптимизации монтажных соединений, для достижения эффективности и высокой энергетической плотности. Систе-

ма проектировалась исходя из требований на измерения цепей двигателя для общего промышленного применения.

Системные требования

Индукторные, синхронные и асинхронные приводы с регулируемой скоростью широко используются в различных устройствах. В современной технологии делается акцент на замещение старых методов управления скоростью более современными с помощью полупроводниковых инверторов. Новые инверторные приводы должны отвечать требованиям простоты изготовления, эффективности, надежности и компактности. Современный рынок требует минимизации усилий по разработке таких приводов. В центре предлагаемого решения лежит концепция выполнения этих требований.

Конструкция включает силовые полупроводники (трехфазный выпрямитель, трехфазный инвертор, схему торможения), драйвер, силовые выводы, промежуточный конденсатор постоянного тока со схемой плавного заряда, варистор для защиты от перенапряжений, датчики тока, напряжения и температуры, которые способны обеспечить функционирование таких подсистем, как тестовая, облегчая конструктору настройку системы.

На рис.1 показана блок-схема регулируемого привода, который разделен на два блока: силовую часть и печатную плату.

Силовая часть

На рис.2 изображена электрическая схема силовой части, включающая:

- трехфазный мостовой выпрямитель, рассчитанный с учетом возможных искажений и помех, которые могут возникать в условиях промышленного применения; в положительной шине выпрямителя имеется возможность подключения устройства предварительного заряда конденсатора;

- трехфазный инвертор на основе сверхбыстрых транзисторов IGBT с самоограничением токов короткого замыкания и сверхбыстрых диодов с гексагональной структурой HEXFRED; эта комбинация наиболее оптимальна с точки зрения динамических потерь в приборах и снижения электромагнитных помех; ключевые элементы инвертора выбираются не только из расчета номинального тока, соответствующего мощности 736 Вт (1 л.с.), но и из расчета стандартной промышленной перегрузки до 150% в течение 1 мин; обратные диоды должны

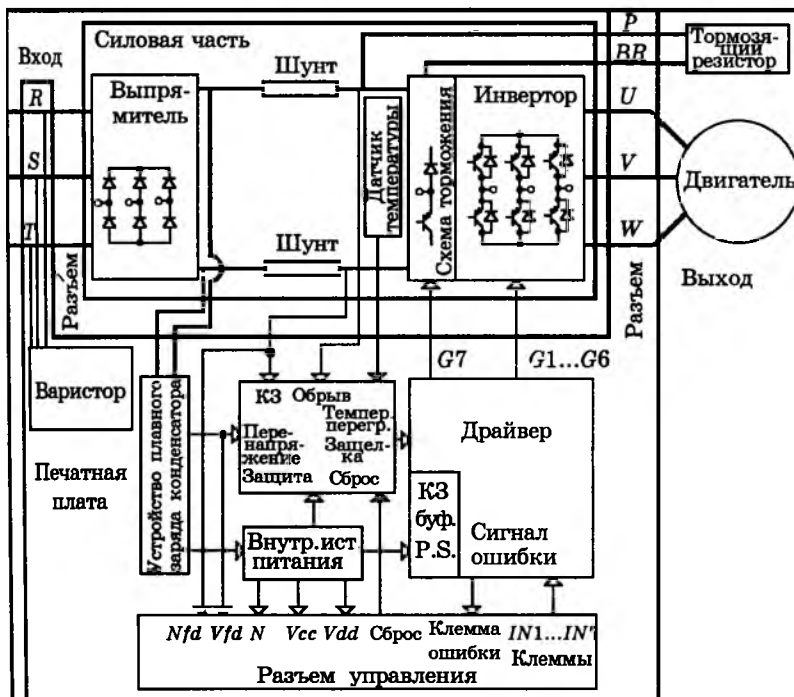


Рис.1. Блок-схема привода

быть рассчитаны на максимальный ток рекуперации двигателя;

— цепь из транзистора IGBT и обратного диода, подключающую во время торможения внешний резистор, в котором гасится энергия; используется для очень быстрого торможения, при этом уменьшается емкость конденсатора постоянного тока;

— низко индуктивный шунт для слежения за током в минусовой шине и защиты от короткого замыкания;

— низкоиндуктивный шунт в плюсовой шине для защиты от замыкания на фазу двигателя через транзисторы IGBT;

— температурный датчик, расположенный вблизи инвертора, для защиты от длительной перегрузки, превышения допустимой температуры и недостаточного теплоотвода через радиатор.

Привод монтируется на типовом радиаторе (рис.3). Размер конструкции: 100×70×70 мм. Конструкция силовой части имеет существенное влияние на электрические и механические показатели, а также на процесс производства и стоимость разработки. Кроме этого, механическая конструкция силовой части помещается в компактную эпоксидную оболочку, которая изготавливается заливкой жидкой массы в форму. Два отверстия обеспечивают крепление на радиаторе. Нижняя сторона изолированного металлического основания пролуживается, обеспечивая хороший тепловой контакт с охладителем. Температурный режим силовой части рассчитывается из условия максимальной нагрузки и низкой рабочей частоты. Два отверстия на верхней поверхности позволяют закрепить плату управления с помощью винтов.

Электрическое соединение между силовой частью и платой управления обеспечивает-

ся выступающими контактными штырями, расположенными в два ряда с двух сторон силовой части. Для того чтобы быстрые транзисторы IGBT работали эффективно, необходимо уменьшать паразитные индуктивности в схеме. Все транзисторы имеют отдельные выводы затворов и эмиттеров, которые снижают индуктивность цепи затвор — драйвер и силовой цепи. Контактные штыри располагаются по результатам интерактивного процесса проектирования, обеспечивающего наилучшее подключение и простоту изготовления при монтаже и сборке. Контактные штыри должны совпадать с типовым разъемом интегрального трехфазного драйвера IR2132. Расположение контактных соединений является одним из основных факторов, определяющих размеры силовой части, и задается уже пользователем, позволяя использовать простую двухслойную плату вместо дорогой многослойной.

Плата управления

Плата управления, расположенная наверху силовой части, обеспечивает подсоединение входных и выходных шин и резистора для поглощения энергии торможения. На ней также расположены функциональные блоки: конденсатор фильтра, внутренний источник питания, драйверы, системы управления и защиты.

Всплески напряжения на входе системы поглощаются металло-оксидным варистором. Дополнительный элемент, подключаемый последовательно с конденсатором, выполняет функцию предварительного заряда, ограничивая всплеск тока.

Стоимостная оценка внутреннего источника напряжения определяет схему понижающего регулятора постоянного тока, питающегося от шины постоянного тока. Микро-

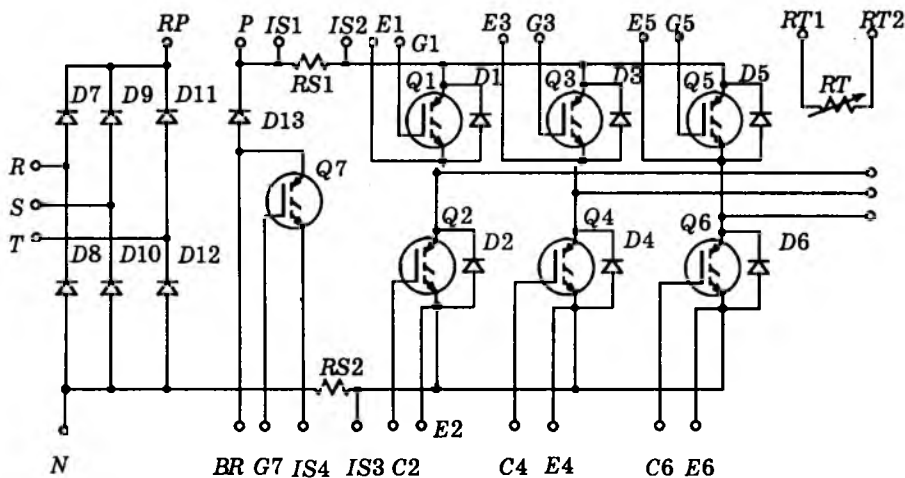


Рис.2. Принципиальная схема силовой части

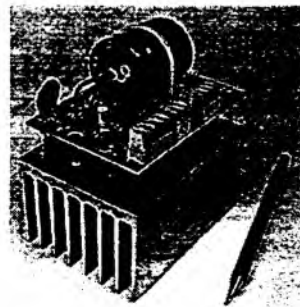


Рис.3. Макет привода "Powertrain"

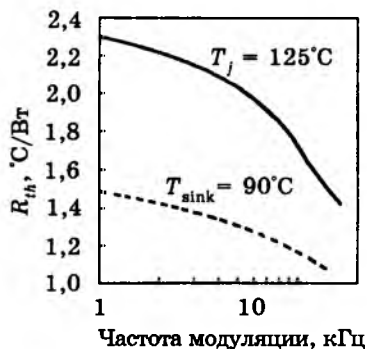


Рис.4. Зависимость необходимого теплового сопротивления R_{th} от частоты модуляции (условия работы: $V_{bus} = 310$ В; $T_a = 40^\circ\text{C}$; $M_j = 1,15$; $I = 4,4$ А)

схема IR2152 — самовозбуждающийся драйвер полевых транзисторов — осуществляет управление маломощным транзистором HEXFET, обеспечивая напряжение 15 В (VCC) и 5 В (VDD) для управляющих и защитных цепей. Оба эти напряжения могут быть использованы для питания микропроцессора или микроконтроллера.

Драйвер для управления инвертором на транзисторах IGBT выполнен в виде монолитного трехфазного драйвера IR2132J в PLCC корпусе, имеющего CMOS/LSTTL совместимый вход с шумовым фильтром с пропускной способностью до 300 нс, внутреннюю гальваническую развязку, разъем, исключающий неправильное подсоединение, механизмы отключения и перезапуска, а также защиту от перенапряжений. Напряжение для управления верхними транзисторами моста обеспечивается по схеме "bootstrap" (схема с повысителем напряжения на основе конденсатора), значительно облегчая требования к источнику питания. Буферный источник короткого замыкания задает смещение, компенсирующее падение напряжения на шунте в минусовой шине постоянного тока, для того, чтобы приборы имели номинальное напряжение на затворах в течение короткого замыкания и ограничивали ток короткого замыкания на определенном уровне.

Транзистор IGBT схемы торможения — это ключ, работающий на низкой частоте и управляемый относительно общей земли, поэтому схема управления им проста, а его роль может выполняться и простым биполярным транзистором.

Система защиты включает:

— защиту от межфазного короткого замыкания и замыкания фазы на землю, которые определяются через шунт в минусо-

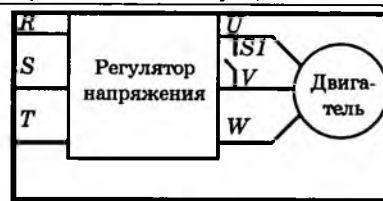


Рис.5.

вой шине (во втором случае ток течет из земли в минусовую шину);

— защиту от замыкания плюсовой и минусовой шин постоянного тока, определяемых по току шунта положительной шины через опторазвязку;

— защиту от перегрева, определяемого термистором, вмонтированным в инверторную часть;

— защиту от перенапряжений, отслеживаемых по плюсовой шине.

Если какая-то из аварий фиксируется системой защиты, появляется сигнал, который защелкивает внутреннюю защиту схемы IR2132J, выключающую все транзисторы инвертора сигналом управления и выдающую флаг, информирующий об аварии.

Сигналы обратной связи тока и напряжения на шине постоянного тока одинаково хорошо доступны для управляющего интерфейса. Это позволяет управлять моментом двигателя или отключать двигатель при механической перегрузке.

Характеристики системы

На рис.4 даны типовые характеристики для системы мощностью 765 Вт при температуре окружающей среды 40°C . Эта система с типовым охладителем выдерживает 150% перегрузки в течение 60 с и 200% перегрузки в течение 2 с.

Схема опыта КЗ показана на рис.5. Когда двигатель работает на полную нагрузку, ключ S1 замыкается, образуя межфазное замыкание, отключение происходит с задержкой в 2,5 мкс.

Выводы

1. Ребристый, компактный и удобный для производства привод был изготовлен и испытан для индукторного двигателя переменного тока.

2. Установлено, что наиболее оптимальные формы тока — пауза 1 мкс, а рабочая частота должна изменяться от 3 до 24 кГц.

3. Система была успешно испытана на срабатывание защиты в режимах КЗ, перегрузки и перегрева, а также от перенапряжения.

Вариационный метод расчета магнитного поля в нелинейных анизотропных ферромагнитных средах

А.Н.ТКАЧЕВ, канд.техн.наук (Новочеркасский ГТУ), В.Г.ЩЕРБАКОВ, доктор техн.наук, проф. (ВЭЛНИИ)

Рассмотрена задача расчета плоскопараллельного поля в кусочно-однородной анизотропной среде с нелинейными характеристиками применительно к магнитным системам электрических машин, трансформаторов и других электротехнических устройств. Доказаны существование и единственность решения сформулированных краевых задач в условиях линеаризации характеристик стали. Показано, что решение краевых задач сводится к минимизации функционала специального вида. Выполнен расчет в зоне Т-соединения магнитопровода трехфазного трансформатора с прямым стыком.

Задачи анализа в анизотропных ферромагнитных средах с нелинейными характеристиками возникают при расчете параметров электротехнических устройств, содержащих магнитные системы из холоднокатаной электротехнической стали (электрические машины и аппараты, силовые трансформаторы и т.д.). Основные сложности, с которыми приходится сталкиваться при решении таких задач, связаны с необходимостью построения материального оператора, описывающего характеристики стали в произвольных пространственных режимах ее перемагничивания. Один из возможных способов решения данной проблемы описан в [1]. Характеристики стали предложено задавать с помощью энергетического потенциала;

$$W(\bar{B}) = \int_0^{\bar{B}} \bar{H} d\bar{B}, \quad (1)$$

который имеет смысл плотности энергии магнитного поля. Значения функции (1) в области $|\bar{B}| \leq B_s$ (B_s — индукция насыщения) находятся в результате обработки экспериментальных данных по описанным в [1] методикам.

Потенциал (1) описывает векторное поле, $\bar{H} = \bar{F}(\bar{B})$, составляющие которого в декартовой системе координат xOy , совмещенной с главными осями анизотропии, равны:

$$\begin{aligned} H_x &= F_x(B_x, B_y) = \frac{\partial W}{\partial B_x}; \\ H_y &= F_y(B_x, B_y) = \frac{\partial W}{\partial B_y}. \end{aligned} \quad (2)$$

Равенствами (2) задается материальный

оператор:

$$\bar{H} = \bar{F}(\bar{B}) = H_x \bar{e}_x + H_y \bar{e}_y = \text{grad}_{\bar{B}} \bar{W}(\bar{B}). \quad (3)$$

Оператор (3) в дальнейшем будем использовать для описания нелинейных магнитных характеристик анизотропной стали при решении следующей задачи.

Пусть требуется найти распределение плоскопараллельного магнитного поля в кусочно-однородном ферромагнитном теле, поперечное сечение Ω которого показано на рис.1. Свойства стали в каждой из неоднородных частей $\Omega_1, \Omega_2, \dots$, сечения $\Omega = \Omega_1 \cup \Omega_2 \cup \dots$ задаются различными материальными операторами $\bar{F}_1(\bar{B}), \bar{F}_2(\bar{B})$. Предположим, что на границе $\Gamma = \bigcup_{k=1}^r (\Gamma_k \cup \gamma_k)$ области Ω заданы нормальная составляющая индукции B_n или касательная составляющая напряженности H_t :

$$\begin{aligned} B_n(N) \Big|_{N \in \Gamma_k} &= \varphi(N); \\ H_t(M) \Big|_{M \in \gamma_k} &= \psi(M); \quad k = \overline{1, r}. \end{aligned} \quad (4)$$

В дополнение к условиям (4) будем считать известными потоки через участки γ_k границы Γ

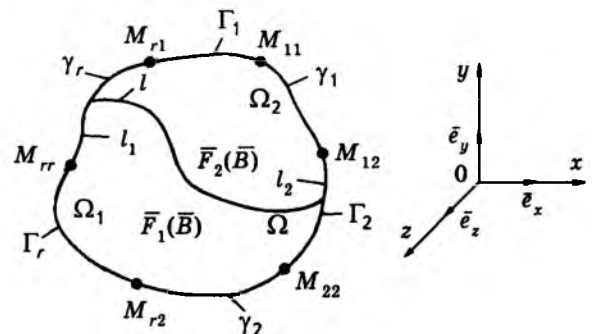


Рис.1. Кусочно-однородная магнитная система, изготовленная из анизотропной стали

$$\int_{\gamma_k} B(n)dl = \Phi_k. \quad (5)$$

Отметим, что условия (4), (5) часто возникают из-за симметрии магнитных систем или в связи с принимаемыми допущениями: отсутствием рассеяния ($B_n = 0$), насыщенностью отдельных частей Ω ($H_\tau = 0$). Функции (4) и (5) всегда можно определять экспериментально, измеряя распределение потоков и магнитных напряжений на поверхности магнитной системы.

Магнитное поле в области Ω описывается системой уравнений:

$$\begin{aligned} \operatorname{div} \bar{B} &= 0; \quad \operatorname{rot} \bar{H} = 0; \\ \bar{H} = \bar{F}(\bar{B}) &= \begin{cases} \bar{F}_1(\bar{B}), & \text{в } \Omega_1 \\ \bar{F}_2(\bar{B}), & \text{в } \Omega_2 \end{cases} \end{aligned} \quad (6)$$

и условиями на границе l раздела сред:

$$B_n^+|_l = B_n^-|_l; \quad H_\tau^+|_l = H_\tau^-|_l, \quad (7)$$

где в левой и правой частях равенства (3) указаны предельные на границе l значения индукции и напряженности со стороны Ω_1 и Ω_2 соответственно.

Для решения нелинейных уравнений поля (6) обычно используются итерационные методы, которые сводятся к пошаговой линеаризации, т.е. приближению материального уравнения $\bar{H} = \bar{F}(\bar{B})$ в окрестностях точек $\bar{B}_0(M) = (B_{x0}(M), B_{y0}(M))$, $M \in \Omega/l$ функций вида:

$$\bar{H} = \begin{pmatrix} H_x \\ H_y \end{pmatrix} \approx \begin{pmatrix} v_{xx} & v_{xy} \\ v_{yx} & v_{yy} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} B_x - B_{x0} \\ B_y - B_{y0} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} H_{x0} \\ H_{y0} \end{pmatrix}, \quad (8)$$

где

$$\begin{aligned} v_{xx}(M) &= \frac{\partial F_x}{\partial B_x} \Big|_{\bar{B}_0}; \quad v_{xy}(M) = \frac{\partial F_x}{\partial B_y} \Big|_{\bar{B}_0}; \\ v_{yx}(M) &= \frac{\partial F_y}{\partial B_x} \Big|_{\bar{B}_0}; \quad v_{yy}(M) = \frac{\partial F_y}{\partial B_y} \Big|_{\bar{B}_0}. \end{aligned} \quad (9)$$

Покажем, что условия (4), (5) однозначно задают поле в области Ω , если свойства материала в каждой точке Ω описываются уравнением (8). Введем векторный потенциал $\bar{A} = A(x, y) \bar{e}_z$, $\bar{B} = \operatorname{rot} \bar{A}$, обеспечив выполнение первого уравнения в системе (6). Первое из условий (4) преобразуем к виду:

$$\begin{aligned} A(N) \Big|_{N \in \Gamma_k} &= A(M_{r1}) + \sum_{j=1}^{k-1} \Phi_j + \sum_{j=1}^{k-1} \int_{\Gamma_j} B_n dl + \\ &+ \int_{M_{k-1,k}} B_n dl = \sum_{j=1}^{k-1} \left(\Phi_j + \int_{\Gamma_j} \varphi(p) dl_p \right) + \\ &+ \int_{M_{k-1,k}}^N \varphi(p) dl_p = g(N) \Big|_{N \in \Gamma_k}, \end{aligned} \quad (10)$$

где $M_{k-1,k}$ — общие точки частей Γ_{k-1} , Γ_k границы Γ (рис.1), причем принято $A(M_{r1}) = 0$.

Для второго условия (4), с учетом (8), получим:

$$\begin{aligned} \left[\hat{v}(M)(\operatorname{rot} \bar{A}(M) - \bar{B}_0(M)) + \right. \\ \left. + \bar{H}_0(M) \right] \Big|_{\tau} \Big|_{M \in \gamma_k} = \psi(M), \end{aligned} \quad (11)$$

где \hat{v} — тензор, матрица v которого совпадает с матрицей Якоби функции $\bar{H} = \bar{F}(\bar{B})$, а элементы задаются равенствами (9).

Предположим, что имеется два набора векторных полей \bar{B}_1, \bar{H}_1 и \bar{B}_2, \bar{H}_2 , которые удовлетворяют уравнениям (6) и условиям (4), (5), (7). Пусть \bar{A}_1, \bar{A}_2 — потенциалы, соответствующие $\bar{B}_1, \bar{B}_2 / \bar{B}_k = \operatorname{rot} \bar{A}_k$, $k = 1, 2$. Покажем, что $\bar{B}_1 = \bar{B}_2$; $\bar{H}_1 = \bar{H}_2$, т.е. магнитное поле условиями (4), (5), (7) определено однозначно.

Воспользуемся векторным тождеством [2]:

$$\operatorname{div}[\bar{a} \times \bar{b}] = \bar{b} \operatorname{rot} \bar{a} - \bar{a} \operatorname{rot} \bar{b}.$$

Положим: $\bar{a} = \bar{u} = \bar{A}_1 - \bar{A}_2$; $\bar{b} = \hat{v} \operatorname{rot} \bar{u}$. В результате получим:

$$\operatorname{div}[\bar{u} \times \hat{v} \operatorname{rot} \bar{u}] = (\hat{v} \operatorname{rot} \bar{u}, \operatorname{rot} \bar{u}) - \bar{u} \operatorname{rot}(\hat{v} \operatorname{rot} \bar{u}). \quad (12)$$

Потенциалы \bar{A}_1, \bar{A}_2 задают векторные поля \bar{B}_1, \bar{H}_1 и \bar{B}_2, \bar{H}_2 , соответственно, которые удовлетворяют второму уравнению системы (6), а также уравнению (8). Отсюда получаем:

$$\operatorname{rot} \bar{H}_k = \operatorname{rot}(\hat{v}(\bar{B}_k - \bar{B}_0) + \bar{H}_0) = 0, \quad k = 1, 2$$

Поэтому для разности $\bar{B}_1 - \bar{B}_2 = \operatorname{rot} \bar{u}$ имеем: $\operatorname{rot}(\hat{v} \operatorname{rot} \bar{u}) = 0$.

Подставляя данное равенство в формулу (12), получаем:

$$\operatorname{div}[\bar{u} \times \hat{v} \operatorname{rot} \bar{u}] = (\hat{v} \operatorname{rot} \bar{u}, \operatorname{rot} \bar{u}). \quad (13)$$

Функции \bar{A}_1, \bar{A}_2 , соответствующие векторам \bar{B}_1, \bar{B}_2 , удовлетворяют условиям (10), (11).

Отсюда следует:

$$u|_{N \in \Gamma_k} = 0; \quad [\hat{v} \operatorname{rot} \bar{u}]_{\tau}|_{M \in \gamma_k} = 0. \quad (14)$$

Из условий (7), с учетом равенств (8), получаем:

$$u^+|_l = u^-|_l; \quad (\hat{v}^+ \operatorname{rot} \bar{u}^+)_{\tau}|_l = (\hat{v}^- \operatorname{rot} \bar{u}^-)_{\tau}|_l. \quad (15)$$

Проинтегрируем обе части равенства (13) по объемам V_1, V_2 цилиндров единичной длины с поперечными сечениями Ω_1, Ω_2 , ограниченными контурами l_1, l_2 . Используя теорему Остроградского—Гауса, имеем:

$$\iint_{\Omega_k} (\hat{v} \operatorname{rot} \bar{u}, \operatorname{rot} \bar{u}) ds = \int_{l_k} \bar{n} [\bar{u} \times \hat{v} \operatorname{rot} \bar{u}] dl; \quad k = 1, 2, \quad (16)$$

где \bar{n} — внешняя к области Ω_k нормаль.

Сложим равенства (16), заметив, что на общем участке l границ l_1, l_2 нормали к Ω_1, Ω_2 противоположно направлены. Тогда с учетом условий (15) сумма интегралов по этому участку границы обращается в ноль.

В результате получим:

$$\iint_{\Omega} (\hat{v} \operatorname{rot} \bar{u}, \operatorname{rot} \bar{u}) ds = \int_{\Gamma} \bar{n} [\bar{u} \times \hat{v} \operatorname{rot} \bar{u}] dl. \quad (17)$$

Воспользуемся свойством смешанного произведения [2]:

$$\bar{n} [\bar{u} \times \hat{v} \operatorname{rot} \bar{u}] = \bar{u} [\hat{v} \operatorname{rot} \bar{u} \times \bar{n}] = \hat{v} \operatorname{rot} \bar{u} [\bar{n} \times \bar{u}].$$

Заметим, что на участке границы γ_k с учетом формулы (14) выполняется:

$$[\hat{v} \operatorname{rot} \bar{u} \times \bar{n}] = [\hat{v} \operatorname{rot} \bar{u}]_{\tau} = 0. \quad (18)$$

Поэтому стоящий в правой части равенства (17) интеграл тождественно равен нулю за счет первого условия (14) или по условию (18). В результате имеем:

$$\iint_{\Omega} (\hat{v} \operatorname{rot} \bar{u}, \operatorname{rot} \bar{u}) ds = 0. \quad (19)$$

Потенциал (1), задающий материальный оператор, должен описывать физически реализуемые состояния ферромагнетиков, для которых, в частности, выполняются их основные термодинамические свойства [3]. В этих условиях матрица \mathbf{v} положительно определена [4], т.е. $(\hat{v} \operatorname{rot} \bar{u}, \operatorname{rot} \bar{u}) \geq 0$, причем равенство нулю достигается только в случае, когда $\operatorname{rot} \bar{u} \equiv 0$. Отсюда, с учетом соотношения (19) имеем, что $\operatorname{rot} \bar{u} \equiv 0$ в Ω ,

$\operatorname{rot} \bar{A}_1 = \operatorname{rot} \bar{A}_2$, $\bar{B}_1 = \bar{B}_2$ и $\bar{H}_1 = \bar{H}_2$ из уравнения (8).

Будем искать решение исходной задачи вариационным методом [5]. Образует функционал:

$$I(A) = \iint_{\Omega} W(B_x, B_y) ds + \int_{\gamma} A(M) \psi(M) dl_N, \quad (20)$$

где $W(B_x, B_y)$ — энергетический потенциал

$$(1); \quad B_x = \frac{\partial A}{\partial y}; \quad B_y = \frac{\partial A}{\partial x}; \quad \gamma = \bigcup_{k=1}^r \gamma_k.$$

Рассмотрим множество функций X ,

$X \subset W_2^1(\Omega)$, непрерывных на границе раздела сред l и удовлетворяющих условию (10). Покажем, что функция из этого множества, доставляющая минимум функционалу (20), является решением дифференциального уравнения (6);

$$\operatorname{rot}_z \bar{H} = \operatorname{rot}_z \bar{F} \left(\frac{\partial A}{\partial y}; -\frac{\partial A}{\partial x} \right) = 0, \quad \text{в } \Omega/l \quad (21)$$

и удовлетворяет краевому условию

$$F_{\tau}^+ \left(\frac{\partial A^+}{\partial y}; -\frac{\partial A^+}{\partial x} \right) \Big|_l = F_{\tau}^- \left(\frac{\partial A^-}{\partial y}; -\frac{\partial A^-}{\partial x} \right) \Big|_l. \quad (22)$$

Последнее обосновывает возможность решения исходной краевой задачи в результате минимизации функционала (20) на множестве X .

Сформулируем необходимое и достаточное условие минимума функционала (20) для первой и второй вариаций [5]:

$$\delta I = 0, \quad \delta^2 I > 0. \quad (23)$$

С учетом равенств (2), (3) имеем:

$$\begin{aligned} \delta I &= \sum_{k=1}^2 \iint_{\Omega_k} \left(\frac{\partial W}{\partial B_x} \frac{\partial(\delta A)}{\partial y} - \frac{\partial W}{\partial B_y} \frac{\partial(\delta A)}{\partial x} \right) ds + \\ &+ \int_{\gamma} \delta A \psi dl = - \iint_{\Omega} \bar{e}_z \operatorname{grad}(\delta A) \times \\ &\times \bar{F} \left(\frac{\partial A}{\partial y}, -\frac{\partial A}{\partial x} \right) ds + \int_{\gamma} \delta A \psi dl. \end{aligned} \quad (24)$$

Воспользуемся векторным тождеством [2]:

$$\operatorname{rot}(\delta A \bar{F}) = \delta A \operatorname{rot}(\bar{F}) + \operatorname{grad} \delta A \times \bar{F}.$$

Тогда по теореме Стокса [2], при одинаковом обходе Ω_1, Ω_2 , когда области остаются слева, равенство (24) преобразуется к виду:

$$\begin{aligned} \delta I = & \sum_{k=1}^2 \iint_{\Omega_k} \delta A \operatorname{rot}_z \bar{F} ds - \iint_{\Omega_k} (\operatorname{rot}_z (\delta A \bar{F})) ds + \\ & + \int_{\gamma} \delta A \psi dl = \sum_{k=1}^2 \iint_{\Omega_k} \delta A \operatorname{rot}_z \bar{F} ds - \int_l \delta A (F_{\tau}^+ - F_{\tau}^-) dl - \\ & - \int_{\gamma} \delta A F_{\tau} dl + \int_{\gamma} \delta A \psi dl = 0. \end{aligned} \quad (25)$$

Здесь учтено, что направление векторов $d\bar{l}$ на общем участке границы l оказывается противоположным. Кроме того, учтено, что значение A на Γ_k для функции из X зафиксировано и поэтому $\delta I = 0$ на Γ_k . Ввиду произвольности δA из (25) сразу следуют уравнение (21) и условие (22).

Вычислим вторую вариацию функционала (20), разложив функцию W в ряд [5].

Имеем, учитывая, что матрица v положительно определена [4]:

$$\begin{aligned} \delta^2 I = & \sum_{k=1}^2 \iint_{\Omega_k} \left(\frac{\partial^2 W}{\partial B_x^2} \left(\frac{\partial \delta A}{\partial y} \right)^2 - \frac{\partial^2 W}{\partial B_x \partial B_y} \frac{\partial \delta A}{\partial x} \frac{\partial \delta A}{\partial y} - \right. \\ & \left. - \frac{\partial^2 W}{\partial B_y \partial B_x} \frac{\partial \delta A}{\partial y} \frac{\partial \delta A}{\partial x} + \frac{\partial^2 W}{\partial B_y^2} \left(\frac{\partial \delta A}{\partial x} \right)^2 \right) ds = \\ = & \sum_{k=1}^2 \iint_{\Omega_k} (\hat{v} \operatorname{grad} \delta A \times \bar{e}_z, \operatorname{grad} \delta A \times \bar{e}_z) ds > 0. \end{aligned}$$

Таким образом решение исходной задачи сводится к определению функции $A(x,y) \in X$, доставляющей минимум функционалу (10). Решим такую задачу методом конечных элементов [6]. Выполняем триангуляцию области Ω , обязательно совмещая стороны треугольников с границей l раздела сред. Пронумеруем все узлы от 1 до n , присвоив первые номера от 1 до m внутренним узлам, номера от $m+1$ до p — узлам, лежащим на γ , и номера от $p+1$ до n — узлам на Γ_k . Вводим систему функций $\{e_i(x,y)\}_{i=1}^n$, считая, что эти функции линейны по обеим переменным в пределах каждого треугольника различения Ω_q и удовлетворяют условиям:

$$e_i(x_j, y_j) = \begin{cases} 1, & i = j, \\ 0, & i \neq j. \end{cases} \quad (26)$$

Функцию $A(x,y)$, минимизирующую функционал (20), будем искать в виде:

$$A(x,y) = \sum_{j=1}^n A_j e_j(x,y). \quad (27)$$

Так как стороны треугольников не пересекают участка границы l , то потенциал (27) непрерывен на l . С учетом (10), (26), (27)

$$A_j = g(x_j, y_j), \quad j = \overline{p+1, n}. \quad (28)$$

Заменяем функции $g(x,y)$, $\psi(x,y)$ в крайних условиях (4), (10) их линейными интерполянтами, полагая:

$$\begin{aligned} g(x,y) &= \sum_{j=p+1}^n g(x_j, y_j) e_j(x,y); \\ \psi(x,y) &\approx \sum_{j=m+1}^p \psi(x_j, y_j) e_j(x,y). \end{aligned} \quad (29)$$

Тогда функция (27) при дополнительных условиях (10), (29) является допустимой, т.е. $A(x,y) \in X$. Заметим, что в пределах каждого треугольника разбиения Ω_q проекции индукции постоянны:

$$\begin{aligned} B_x &= \frac{\partial A}{\partial y} = \sum_{j=1}^n A_j \frac{\partial e_j}{\partial y}; \\ B_y &= -\frac{\partial A}{\partial x} = -\sum_{j=1}^n A_j \frac{\partial e_j}{\partial x}. \end{aligned} \quad (30)$$

Предположим, что из каких-либо соображений известно распределение индукции B_{x0}^q, B_{y0}^q в элементах Ω_q , близкое к искомому B_x, B_y . В качестве B_{x0}^q, B_{y0}^q могут быть использованы, например, значения на предыдущем шаге итерационного процесса. В пределах каждого элемента энергетический потенциал $W(B_x, B_y)$ опишем приближенно отрезком ряда Тейлора:

$$\begin{aligned} W(B_x, B_y) = & W_0^q = C_x^q (B_x - B_{x0}^q) + \\ & + C_y^q (B_y - B_{y0}^q) + \frac{1}{2} v_{xx}^q (B_x - B_{x0}^q)^2 + \\ & + v_{yy}^q (B_y - B_{y0}^q)^2 + \frac{1}{2} v_n^q (B_y - B_{y0}^q)^2. \end{aligned} \quad (31)$$

Подстановка потенциала (31) в функционал (20), с учетом равенств (30), превращает его в квадратичную форму p узловых значений A_1, A_2, \dots, A_p . Обеспечивая ее минимум, приравняем у нулю частные производные:

$$\frac{\partial I}{\partial A_i} = 0; \quad i = \overline{1, p}.$$

В результате получим следующую систему линейных уравнений относительно неизвестных узловых значений A_1, A_2, \dots, A_p :

$$\sum_{j=1}^p a_{ij} A_j = \sum_{j=p+1}^n a_{ij} g_j - \sum_{j=m+1}^p b_{ij} \psi_j - d_j, \quad i = \overline{1, p}, \quad (32)$$

$$a_{ij} = \sum_q \left| \Omega_q \left(v_{xx}^q \frac{\partial e_i}{\partial y} \frac{\partial e_j}{\partial y} - \frac{v_{xy}^q + v_{yx}^q}{2} \frac{\partial e_i}{\partial y} \frac{\partial e_j}{\partial x} - \frac{v_{xy}^q + v_{yx}^q}{2} \frac{\partial e_i}{\partial x} \frac{\partial e_j}{\partial y} + v_{yy}^q \frac{\partial e_i}{\partial x} \frac{\partial e_j}{\partial x} \right) \right|;$$

$$b_{ij} = \begin{cases} \int e_i e_j dl, & i = \overline{p+1, n}, \\ \gamma & \\ 0, & 1 \leq i \leq p; \end{cases}$$

$$d_i = \sum_q \left| \Omega_q \left(C_x^q \frac{\partial e_i}{\partial y} - C_y^q \frac{\partial e_i}{\partial x} - v_{xx}^q B_{x0}^q \frac{\partial e_i}{\partial x} - \frac{v_{xy}^q + v_{yx}^q}{2} B_{y0}^q \frac{\partial e_i}{\partial y} + \frac{v_{xy}^q + v_{yx}^q}{2} B_{x0}^q \frac{\partial e_i}{\partial x} + v_{yy}^q B_{y0}^q \frac{\partial e_i}{\partial y} \right) \right|.$$

электротехнической стали М6. Магнитная система трансформатора (рис.2) состоит из трех неоднородных областей: стержня и ярма — 1; участка перекрытия — 2 и стыков 3. В каждой части характеристики материала задавались с помощью различных материальных операторов вида (1), (3). В области 1 использовался оператор, найденный для стали М6 в [1]. В зоне 2 материальный оператор находился путем обработки по методике [1] характеристик стали, снятых на пакетах образцов в аппарате Эпштейна, при смещении оси прокатки в соседних пластинах на 90°. Для задания характеристик зоны стыка 3 использовались экспериментальные данные [8]. На границе расчетной области задавались следующие условия, соответствующие симметричному трехфазному распределению потоков в стержнях и ярме при отсутствии рассеяния (режим холостого хода):

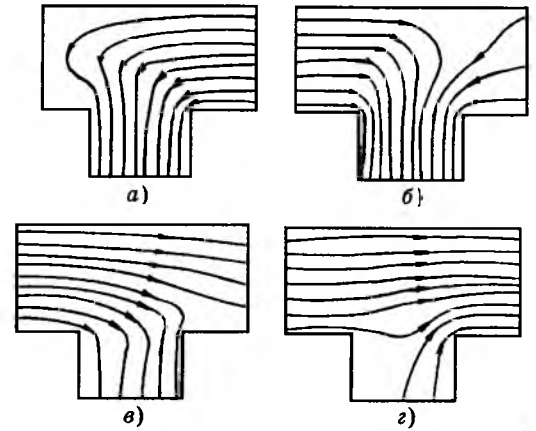


Рис.3. Распределение магнитного поля в зоне Т-соединения для различных моментов времени:

$$a - \omega t = 0; \quad b - \omega t = \frac{\pi}{4}; \quad c - \omega t = \frac{\pi}{2}; \quad d - \omega t = \frac{3\pi}{4}$$

В качестве примера была решена задача расчета магнитного поля в узловой зоне Т — соединения магнитопровода трехфазного трансформатора с прямым стыком [7], собранного из листовой холоднокатаной

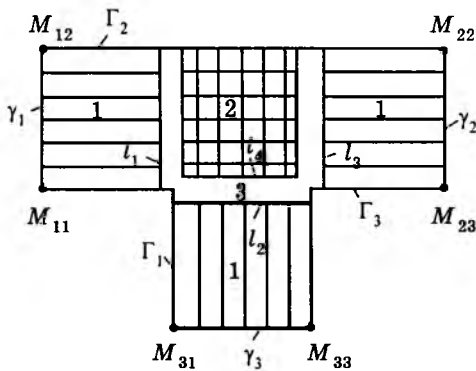


Рис.2. Зона Т-соединения магнитопровода трехфазного трансформатора с прямым стыком

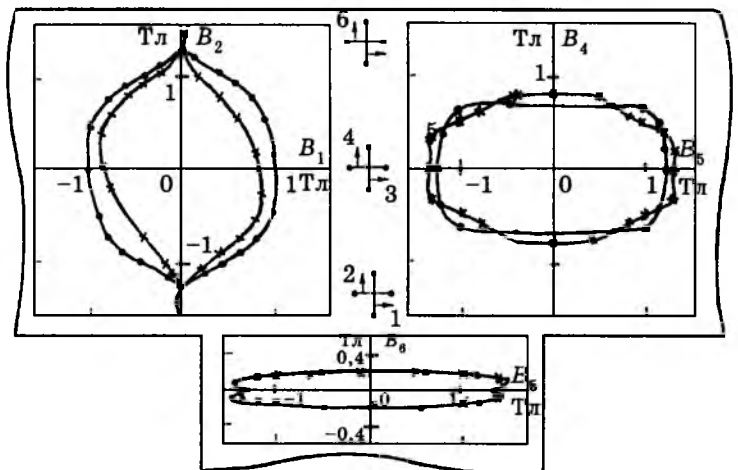


Рис.4. Годографы вектора средней индукции в ортогональных сечениях узловой зоны:

—●— эксперимент; —×— расчет

$$\int_{\Gamma_k} B_n dl = \Phi_m \sin(\omega t + \alpha_k); B_n|_{\Gamma_k} = 0; H_{\tau}|_{\gamma_k} = 0;$$

$$k = \overline{1,3}; \alpha_1 = 0; \alpha_2 = -\frac{2}{3}\pi; \alpha_3 = \frac{2}{3}\pi,$$

где $\omega = 2\pi f$; $f = 50$ Гц; Φ_m — заданная амплитуда магнитного потока.

Результаты выполненных расчетов иллюстрируют рис.3,4. Как следует из рис.3, на котором приводятся линии вектора индукции, распределение поля в зоне Т-соединения существенно зависит от соотношения потоков в стержнях. За счет изменения этого соотношения во времени вектор индукции меняется не только по величине, но и по направлению. При этом в узловых зонах возникает пространственное планарное перемагничивание. Это иллюстрирует рис.4, на котором приводятся годографы вектора средней индукции через отмеченные ортогональные сечения 1—2, 3—4, 5—6, найденные путем расчета. Здесь же указаны годографы индукции, которые были сняты экспериментально на физической модели трансформатора с помощью измерительных витков, охватывающих данные сечения. Сравнение результатов расчета с экспериментом показывает, что предложенный вариационный метод, совместно с разработанными методиками описания характеристик анизотропной стили обеспечивает приемлемую точность

расчета поля в магнитных системах электротехнических устройств со сложным пространственным перемагничиванием.

Список литературы

1. Колесников Э.В., Ткачев А.Н., Горбунцов А.Ф. Экспериментальное исследование и математическое моделирование планарного перемагничивания холоднокатанной стали//Изв. вузов. Электромеханика. 1983, № 6. С. 23—30.
2. Корн Г., Корн Т. Справочник по математике. М.: Наука, 1974.
3. Ландау Л.Д., Лифшиц Е.М. Электродинамика сложных сред. М.: Наука, 1982.
4. Толмочев С.Т. Специальные методы решения задач магнитостатики. Киев: Высшая школа, 1983.
5. Гельфанд И.М., Фомин С.В. Вариационное исчисление. М.: Наука, 1961.
6. Зенкевич О., Морган К. Конечные элементы и аппроксимация. М.: Мир, 1986.
7. Аншин В.Ш., Худяков З.И. Сборка трансформаторов и их магнитных систем. М.: Высшая школа, 1985.
8. Дроздов А.А., Горбунцов А.Ф., Дроздова О.А. Исследования конструкции узловых зоны шихтованного магнитопровода силовых трансформаторов//Изв. вузов. Электромеханика. 1983. № 7. С. 25—33.

Ткачев Александр Николаевич — доцент Новочеркасского Государственного технического университета, кандидат технических наук.

Щербаков Виктор Гаврилович — генеральный директор Всероссийского научно-исследовательского и проектно-конструкторского института электровозостроения (ВЭЛНИИ), доктор технических наук, профессор, академик академий электротехнических наук и транспорта РФ, заслуженный деятель науки РФ.

Оглавление нашего журнала можно бесплатно получить в INTERNET через службу ИНФОМАГ, организованная в Московском Физико-Техническом институте.

Материалы службы ИНФОМАГ доступны в режиме ON-LINE через сервер РосНИИРОС по следующим URL:

<http://www.ripn.net/infomag/>
<gopher://gopher.ripn.net/>
<telnet://info.ripn.net/>

Для получения материалов службы ИНФОМАГ по подписке через электронную почту следует направить письмо с командой

HELP по адресу im@ripn.net

Редактор отдела О.В. Кунавина
 Научный редактор Л.А. Романова
 Литературный редактор А.М. Мескина

Сдано в набор 11.05.98. Подписано в печать 03.06.97. Формат 60×88 1/8
 Бумага офсетная № 1. Печать офсетная. Печ. л. 8. Заказ 34

Макет выполнен и отпечатан в АООТ «Электропривод»
 107078, Москва, ул. Садовая Спасская, 1/2, к. 3

Вологодская областная универсальная научная библиотека



Центр "РИД"
при содействии
Торгово-промышленной палаты
Республики Башкортостан,
АО "Башкирэнерго"

**приглашает принять участие
в международных выставках**

"УРАЛЭНЕРГО-98"

"ЭЛЕКТРИЧЕСТВО-98"

20-23 октября 1998 г., г. Уфа

**Республиканский выставочный комплекс РБ
ул. Менделеева, 158 (бывшая ВДНХ)**

***На выставке "Электричество"
будут представлены:***

- технологическое оборудование для производства электрических машин и электротехнического оборудования;
- электротехническое и осветительное оборудование;
- продукция кабельного производства.

На выставке "УралЭнерго" будут представлены:

- оборудование, машины и технологии для энергетического комплекса.

Адрес оргкомитета:

Телефон: (3472) 225403, 224666, 225412.

Факс: (3472) 223705, 224857, 228823.