

МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ МНОГОКОНТУРНОГО УСТРОЙСТВА ДЛЯ НАМАГНИЧИВАНИЯ ПОСТОЯННЫХ МАГНИТОВ ВЫСОКОМОМЕНТНЫХ ЭЛЕКТРОДВИГАТЕЛЕЙ

Канд. техн. наук ШАИБИ РАШИД, ст. преп. КУЧЕРЯВЕНКО Л. И.

Белорусская государственная политехническая академия

В настоящее время в электроприводе металлорежущих станков широко применяются высокомоментные двигатели с постоянными магнитами (ВДПМ). Под действием ряда факторов, которые можно условно разделить на механические, температурные, временные и электромагнитные, свойства постоянных магнитов меняются. Совместное воздействие неблагоприятных факторов приводит к потере магнитных свойств и ухудшению характеристик высокомоментных двигателей вплоть до их отказа.

Из-за высокой стоимости ВДПМ экономически оправдано ремонтное намагничивание полюсов ВДПМ с целью восстановления рабочих номинальных характеристик. Намагничивание постоянных магнитов ВДПМ может осуществляться различными способами при пропускании тока по обмотке:

индуктора, помещенного в магнитную цепь двигателя вместо якоря; якоря ВДПМ, который используется в качестве индуктора.

В условиях ремонта целесообразно использовать второй способ, так как в этом случае не требуется разборка машины.

Для формирования импульса тока широко применяются установки с использованием заряда и разряда батарей конденсаторов.

Требования к намагничивающему импульсу при ремонтном намагничивании обусловлены рядом факторов.

Во-первых, амплитуда тока импульса должна быть достаточной для создания в магнитной системе ВДПМ напряженности, превышающей коэрцитивную силу в 4...6 раз. Учитывая, что магнитная проницаемость постоянных магнитов незначительна по сравнению с магнитной проницаемостью других элементов магнитной цепи и большая часть намагничивающей силы тратится на полюса, можно ориентировочно определить магнитодвижущую силу намагничивающего индуктора

$$I_M w = (4...6) H_c l_m,$$

где I_M – сила намагничивающего тока;

w – число витков индуктора на полюс;

H_c – коэрцитивная сила;

l_m – высота полюса ВДПМ.

Во-вторых, напряжение, прикладываемое при намагничивании к индуктору, должно быть ограничено вследствие возможного пробоя изоляции. Этот фактор особенно важен при намагничивании ВДПМ с помощью обмотки якоря. В секциях обмотки якоря индуцируется ЭДС самоиндукции и возникает падение напряжения. В результате между коллекторными пластинами появляется напряжение

$$U_k = \frac{2pU}{K},$$

где U – напряжение, прикладываемое к индуктору;
 p – число пар полюсов;
 K – число коллекторных пластин.

Для цепи индуктора в намагничиваемом ВДПМ уравнение Кирхгофа

$$U = L \frac{di}{dt} + R_0 I,$$

где L , R_0 – индуктивность и активное сопротивление индуктора;
 i – ток в индукторе.

Пренебрегая сопротивлением R и учитывая, что $i = I_M$; $u = U_{\text{доп}}$, определим время t_ϕ нарастания тока в импульсе до I_M

$$t_\phi' = \frac{LI_M}{U_{\text{доп}}},$$

где $U_{\text{доп}}$ – максимально допустимая величина напряжения на индукторе.

Выполнение заданных требований обеспечивается в многоконтурном устройстве импульсного намагничивания [1, 2], функциональная схема которого приведена на рис. 1. Устройство содержит источник питания 1, зарядный выпрямитель 2, блок конденсаторов 3, блок тиристоров 4, индуктор 5, сглаживающий дроссель 6, датчик напряжения 7, блок управления 8, шунтирующий диод 9.

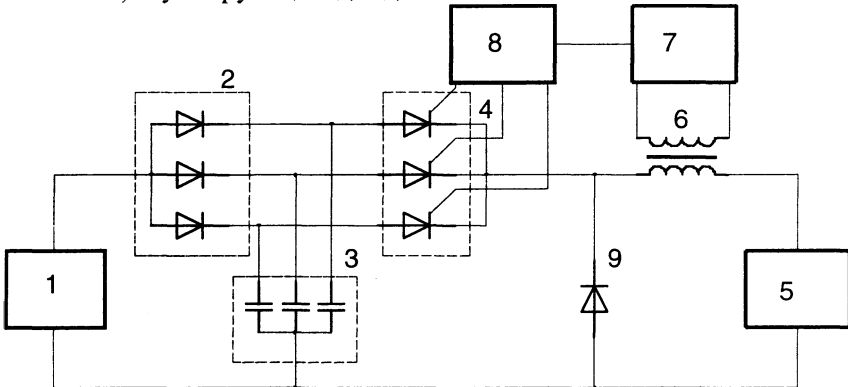


Рис. 1

За счет управления частотой и последовательностью подачи управляющих импульсов на тиристоры можно добиться требуемой формы разрядного импульса в индукторе с достаточной точностью. Для разработки алгоритма функционирования устройства необходимо знать период и частоту управляющих импульсов.

Для решения данной задачи воспользуемся подходом, предлагаемым в [3], согласно которому рассмотрение процесса разряда в многоконтур-

ных схемах осуществляется в виде двух отдельных и независимых процессов. Первый, «медленный», процесс определяет протекание тока в нагрузке, а второй, «быстрый», характеризует процессы перераспределения заряда при подключении очередного конденсатора. «Медленный» процесс не учитывает величин индуктивностей проводов и сопротивлений L, R в отдельных ветвях схемы, а «быстрый» — изменения напряжения и тока на нагрузке L_0, R_0, L_{μ}, R_B при коммутации тиристоров, где L_0 — индуктивность реактора; R_0 — сопротивление реактора и индуктора; L_{μ} — индуктивность индуктора; R_B — активное сопротивление эквивалентного контура вихревых токов (рис. 2).

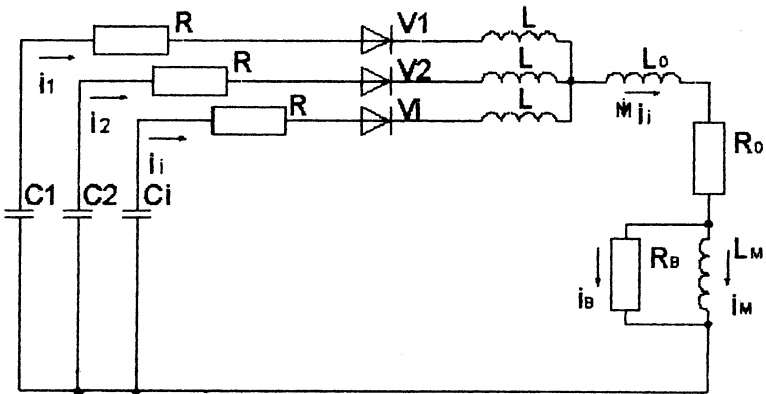


Рис. 2. Эквивалентная схема разрядных цепей многоконтурного ЕНЭ

Для коммутации импульсы на тиристоры V_1, V_2, \dots, V_i подаются последовательно со сдвигом, равным периоду T . Конденсатор, вступающий в работу, имеет более высокое напряжение и, подключаясь, запирает тиристор предыдущего контура. Однако существуют условия, при которых возможна одновременная работа сразу нескольких параллельных контуров на нагрузку. Время коммутации тиристоров определено параметрами коммутируемых контуров. Рассмотрим такой «быстрый» процесс с целью определения периода и частоты управляющих импульсов.

Предположим, что за время коммутации изменение напряжения на конденсаторах и тока в нагрузке незначительно. Рассмотрим коммутацию только двух тиристоров. Расчетная схема, составленная на основе эквивалентной схемы, представлена на рис. 3.

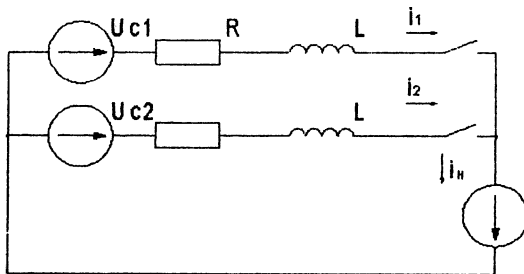


Рис. 3. $U_{c1} = \text{const}, U_{c2} = \text{const}$ — напряжения, до которых заряжены конденсаторы ветвей; i_1, i_2, i_H — токи в ветвях и нагрузке

Из уравнений Кирхгофа

$$U_{c1} - i_1 R - L \frac{di_1}{dt} = U_{c2} - i_2 R - L \frac{di_2}{dt};$$

$$i_1 + i_2 = i_n.$$

Для переменной $\Delta i = i_1 - i_2$ можно записать

$$L \frac{d\Delta i}{dt} + R\Delta i = \Delta U,$$

где

$$\Delta U = U_{c1} - U_{c2}.$$

С учетом начальных $\Delta i = i_n$ и конечных $\Delta i = -i_n$ условий получаем выражение для времени коммутации

$$t_k = T \ln \frac{\Delta U - i_n R}{\Delta U + i_n R},$$

где $T = \frac{L}{R}$ — постоянная времени ветви.

Учитывая отрицательность ΔU при работе схемы, получим естественное условие переключения тиристоров в виде $|\Delta U| > i_n R$. В противном случае в работе остаются обе параллельные ветви.

Если управляющие импульсы подаются с периодом, меньшим t_k , то в работе будут оставаться одновременно три и более тиристоров и параллельных ветвей. Расчетная схема для одновременной работы трех тиристоров представлена на рис. 4.

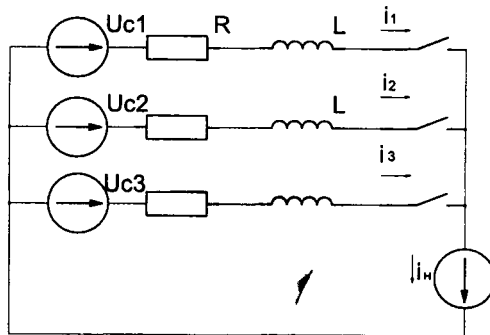


Рис. 4

Исходя из законов Кирхгофа, получим выражения:

$$U_1 - i_1 R - L \frac{di_1}{dt} = U_2 - i_2 R - L \frac{di_2}{dt} = U_3 - i_3 R - L \frac{di_3}{dt};$$

$$i_1 + i_2 + i_3 = i_n.$$

Решая эти уравнения, получаем для периода T_k :

$$\begin{cases} i_1 = \frac{2U_1 - U_2 - U_3}{3R} + \frac{i_H}{3} + A_1 e^{-\frac{t}{T}}; \\ i_2 = \frac{2U_2 - U_1 - U_3}{3R} + \frac{i_H}{3} + A_2 e^{-\frac{t}{T}}; \\ i_3 = \frac{2U_3 - U_1 - U_2}{3R} + \frac{i_H}{3} + A_3 e^{-\frac{t}{T}}, \end{cases}$$

где A_1, A_2, A_3 – коэффициенты, определяемые начальными условиями минимального значения.

Для определения предельного значения периода управляющих импульсов для одновременной работы трех тиристоров предположим, что импульс на четвертый тиристор (на рис. 4 не показан) подается после достижения током i нулевого значения. Тогда для начальных условий справедливы соотношения:

$$i_1 = i_{1H};$$

$$i_2 = i_{2H};$$

$$i_3 = 0;$$

$$i_{1H} + i_{2H} = i_H.$$

Для конечных значений через период подачи управляющих импульсов T_k :

$$i_1 = 0; \quad i_2 = i_{2k} = i_{1H};$$

$$i_3 = i_{3k} = i_{2H}.$$

Двойные равенства получены из симметрии процессов в начале и конце периода T_k . После подстановки значений токов в моменты $t = 0$ и $t = T_k$ в систему (1) получим:

$$\begin{cases} \frac{2U_1 - U_2 - U_3}{3R} + \frac{i_H}{3} + A_1 = i_{1H}; \\ \frac{2U_1 - U_2 - U_3}{3R} + \frac{i_H}{3} + A_1 e^{-\frac{T_k}{T}} = 0; \\ \frac{2U_2 - U_1 - U_3}{3R} + \frac{i_H}{3} + A_2 = i_{2H}; \\ \frac{2U_2 - U_1 - U_3}{3R} + \frac{i_H}{3} + A_2 e^{-\frac{T_k}{T}} = i_{1H}; \\ \frac{2U_3 - U_1 - U_2}{3R} + \frac{i_H}{3} + A_3 = 0; \\ \frac{2U_3 - U_1 - U_2}{3R} + \frac{i_H}{3} + A_3 e^{-\frac{T_k}{T}} = i_{2H}. \end{cases}$$

Пятое уравнение дает

$$A_3 = -\frac{2U_3 - U_1 - U_2 - i_n}{3R}.$$

Вычитая соответственно первое и второе, третье и четвертое, пятое и шестое уравнения и складывая разности, получим

$$A_1 + A_2 + A_3 = 0.$$

Тогда

$$A_1 = A_3(1 - e^{-\frac{T_k}{T}}) + \frac{U_2 - U_3}{R}.$$

Учтем, что

$$(A_1 - A_3)(1 - e^{-\frac{T_k}{T}}) = i_n.$$

После подстановок $x = e^{-\frac{T_k}{T}}$ получим уравнение

$$x^2 - \frac{RA_3 - U_2 + U_3}{RA_3}x + \frac{U_2 - U_3 - Ri_n}{RA_3} = 0,$$

решая которое найдем x , откуда рассчитаем

$$T_k = -T \ln x.$$

При периоде управляющих импульсов, меньшем T_k , одновременно работают четыре тиристора. Таким же образом можно определить условия одновременной работы большего числа тиристоров.

Математическую модель многоконтурного емкостного накопителя энергии (ЕНЭ) получим, воспользовавшись эквивалентной электрической схемой рис. 2.

Рассмотрим модель и условия коммутации тиристоров. Длительность процессов, происходящих в тиристорах при включении и выключении, определяет предельно возможные значения частот управляющих импульсов. Прежде всего длительность управляющего импульса U_y должна быть такой [4], чтобы анодный ток успел возрасти до тока включения тиристора. Время включения тиристора находится в пределах 0,5...10 мкс. Время выключения, которое определяется интервалом между моментами снижения анодного тока до нуля и восстановлением запирающих свойств тиристора, находится в пределах 30...100 мкс. Таким образом, к рассчитанным выше значениям периода управляющих импульсов следует добавить длительность включения и выключения тиристоров.

В этом случае модель тиристора можно представить в виде логиче-

ских соотношений для сопротивления тиристора в параллельной ветви R_i . В запертом состоянии сопротивление тиристора R_{3i} велико и определено величиной его обратного тока. В открытом состоянии это сопротивление R_{0i} мало и определено прямым падением напряжения, составляющим 1...1,5 В.

Логическая модель тиристора с учетом упрощений, связанных с пренебрежением обратным импульсным током при запираии и процессами в его структуре при включении и выключении:

$$R_i = \begin{cases} R_0, & \text{если } [(U_{ai} > 0 \wedge (U_{yi} = 1)] \vee (i_i > i_{уд}); \\ R_3, & \text{если } (i_i \leq 0), \end{cases}$$

где U_{ai} – напряжение между анодом и катодом тиристора;

U_{yi} – сигнал управления тиристором;

i_i – ток в анодной цепи;

\wedge, \vee – знаки логических операций конъюнкции и дизъюнкции, соответственно;

$i_{уд}$ – ток удержания тиристора в открытом состоянии.

Условие $i_a > i_{уд}$ учитывает неполную управляемость тиристора, т. е. сохранение открытого состояния после снятия импульса управления, когда $U_y = 0$. Значения тока удержания в модели должны быть выбраны из условия

$$i_{уд} > \frac{U_{a \max}}{R_3}, \quad (2)$$

где $U_{a \max}$ – максимальное значение напряжения, возможное в схеме устройства.

Текущее значение анодного напряжения определяется выражением

$$U_{ai} = U_i - L_0 \frac{d \sum i_i}{dt} - \sum i_i R_0 - (\sum i_i - i_{\mu}(\Phi)) R_{в.т.} \quad (3)$$

Значения величин, описывающих модель, получаются как решения системы дифференциальных уравнений.

Дифференциальные уравнения, описывающие процессы в схеме рис. 2, имеют вид уравнений Кирхгофа для i -й ветви

$$U_i - i_i R_i(U_{yi}) - L \frac{di_i}{dt} - L_0 \frac{d \sum_{i=1}^n i_i}{dt} - \sum_{i=1}^n i_i R_0 = (\sum_{i=1}^n i_i - i_{\mu}) R_{в.т.}, \quad (4)$$

где U_i – напряжение на конденсаторе i -й ветви;

$R_i(U_{yi})$ – сопротивление ветви с учетом состояния коммутирующего тиристора, на который подаются управляющие импульсы U_y в соответствующие моменты времени;

L, L_0 – индуктивности ветви и сглаживающего реактора;

R_0 – сопротивление цепи нагрузки (индуктора);

$R_{в.т.}$ – сопротивление эквивалентного контура вихревых токов;

n – число ветвей схемы.

N уравнений вида (4) дополняются уравнениями, описывающими разряд емкостей:

$$i_i = -c \frac{dU_i}{dt}.$$

Намагничивающий ток i_μ связан с величиной магнитного потока Φ в соответствии с моделью петли гистерезиса и магнитной цепи ВДПМ, рассмотренной выше. Уравнение, описывающее изменение магнитного потока:

$$w \frac{d\Phi}{dt} = [\sum_{i=1}^n i_i - i_\mu(\Phi)] R_{в.т.}$$

где w — число витков индуктора.

Общее число уравнений полученной системы равно $2n + 1$, где n — число ветвей импульсного источника.

Для решения системы следует разрешить уравнения относительно первых производных (форма Коши), чтобы воспользоваться стандартными методами Рунге-Кутты. Для получения уравнений (4) в форме Коши следует находить обратную матрицу \mathfrak{Z} , входящую в уравнение

$$\mathfrak{Z} i' = F(i; U; U_{yi}; \Phi),$$

где

$$\mathfrak{Z} = \begin{bmatrix} L + L_0 & L_0 & \Lambda L_0 \\ L_0 & L + L_0 & \Lambda L_0 \\ & \Lambda & \\ L_0 & \Lambda & \Lambda & \Lambda & L + L_0 \end{bmatrix}; \quad i' = \begin{bmatrix} i'_1 \\ \Lambda \\ i'_n \end{bmatrix};$$

$$i = \begin{bmatrix} i_1 \\ \Lambda \\ i_n \end{bmatrix}; \quad U = \begin{bmatrix} U_1 \\ \Lambda \\ U_n \end{bmatrix}; \quad U_y = \begin{bmatrix} U_{y1} \\ \Lambda \\ U_{yi} \end{bmatrix}.$$

Обращение матрицы можно выполнить на основе метода Гаусса [5].

Система управления устройством может моделироваться в зависимости от алгоритма управления тиристорами различными способами на базе логических уравнений [6]. Рассмотрим предлагаемый нами алгоритм управления частотой и порядком подачи импульсов (рис. 5). В данном алгоритме учтено, что с уменьшением заряда конденсаторов следует увеличивать частоту управляющих импульсов для улучшения качества стабилизации тока импульса.

Алгоритм использует начальные данные о количестве параллельных ветвей силовой части N , периода T_k и приращения периода ΔT_k следования управляющих импульсов, ширине управляющего импульса ΔT_n , формируемые в блоке 1. Блоки 2 и 3 вычисляют номер управляющего импульса m по величине текущего времени t . Блоки 4, 5, 6 определяют номер i параллельной ветви и количество циклов повторного разряда k .

Блок 7 определяет значения тока i_m в данный момент и приращения тока Δi_m в нагрузке, обращаясь к подпрограмме решения системы дифференциальных уравнений РК. При достижении значения максимального тока I_m блоки 8, 9 формируют признак $p = 1$ достижения максимального тока. Блок 10 проверяет скорость нарастания формируемого импульса. Если скорость недостаточна $\Delta i_m < \Delta I_m$, а максимальный ток уже был достигнут $p = 1$, то блоки 11 и 12 увеличивают частоту управляющих импульсов T_k .

Блок 13 проверяет длительность импульса $\Delta T_{и}$, а блоки 14 и 15 устанавливают значение управляющего напряжения в данный момент времени U_{yi} в данной ветви i .

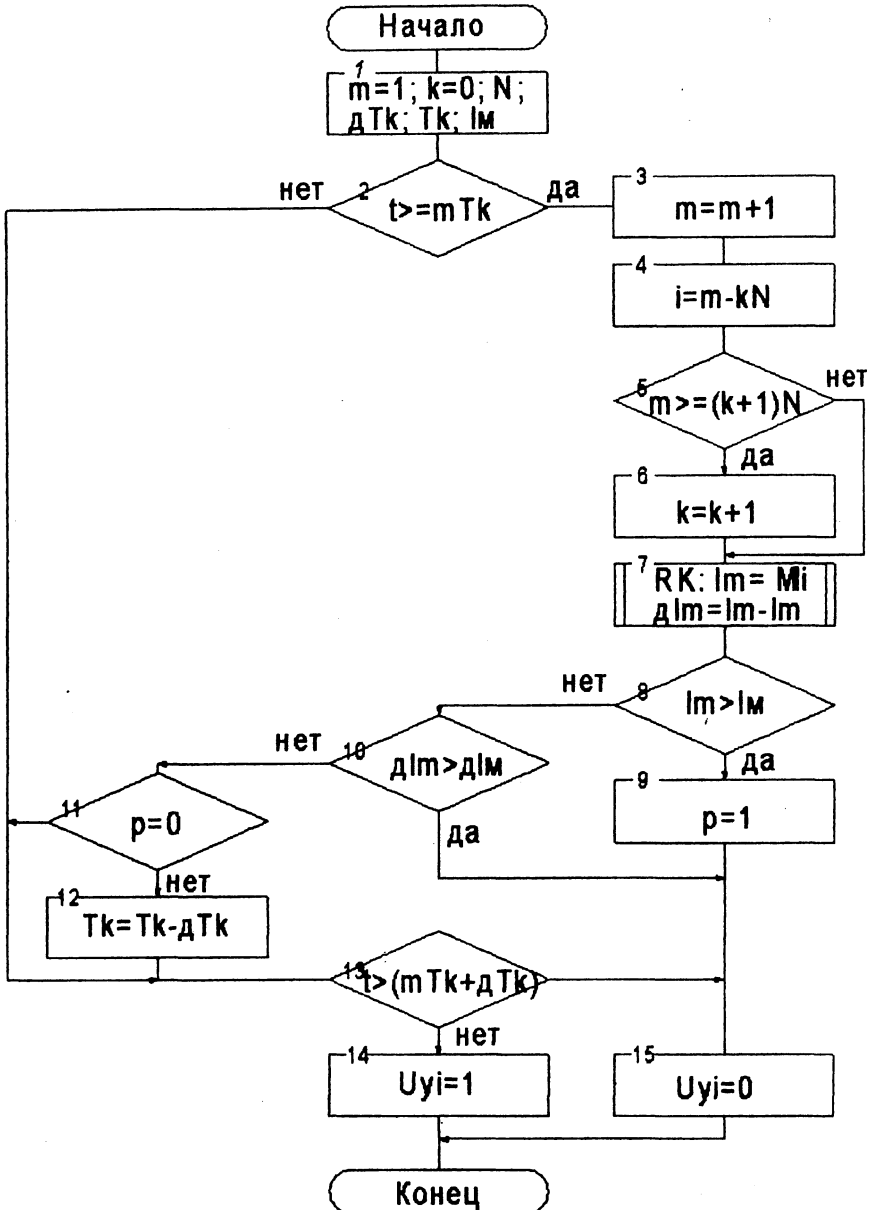


Рис. 5. Структурная схема алгоритма моделирования системы управления

На рис. 6 представлены результаты моделирования процессов в многоконтурном источнике намагничивающих импульсов при различных значениях частоты следования отпирающих импульсов, разных величинах напряжений заряда конденсаторов и задаваемого при разряде тока, различных параметрах разрядных цепей. Рис. 6 соответствует

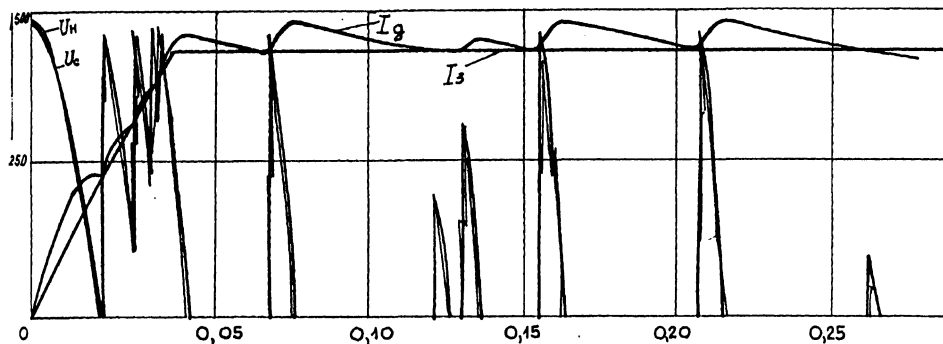


Рис. 6. Расчетные зависимости напряжения и тока многоконтурного импульсного устройства при формировании намагничивающего импульса: $U_{c[0]} = 700$ В; максимальное значение тока $I_M = 500$ А; период прохождения импульса $T_x = 0,005$ с; шаг расчета $h = 0,0005$; U_c — напряжение на конденсаторе; I_3 — заданная форма тока; I_d — действующее значение тока; U_n — напряжение на индукторе

режиму одновременной работы только одного или только двух тиристоров. Отличие напряжения на нагрузке от напряжения на емкости обусловлено коммутационным падением напряжения при коротких замыканиях емкостей друг с другом при одновременной работе двух тиристоров. Показаны интервалы, на которых отсутствует приложенное напряжение вследствие пропуска подключения очередных тиристоров. Как видно из анализа кривой формируемого тока, погрешность отработки токовой диаграммы по сравнению с требуемой не превышает 11,4 % при максимальном значении заданного тока 500 А и напряжении заряда 700 В.

ВЫВОДЫ

1. Разработан и аппаратно реализован алгоритм управления многоконтурным устройством, позволяющим формировать токовую диаграмму намагничивающего импульса за счет управления частотой отпираания тиристорных ключей и напряжением заряда конденсаторов. Приведены выражения для определения периода следования импульсов, соответствующего одновременной работе нескольких контуров.

2. Разработаны математическая модель, алгоритмы моделирования и программа расчета динамических процессов в многоконтурных управляемых импульсных устройствах с учетом гистерезиса, вихревых токов и коммутационных процессов в ключах, позволяющие оценить эффективность алгоритмов управления. Погрешность отработки токовой диаграммы не превысила в расчете 11,4 % при $I_M = 500$ А.

ЛИТЕРАТУРА

1. Кучерявенко В. Ф., Шаиби Рашид, Писарик Л. С. Определение параметров емкостного накопителя энергии для намагничивания высокомоментных электродвигателей. — Мн., 1993. — 26 с. — Деп. в ВИНТИ, № 1747-В93.

2. Die Wiederherstellung des Magnetfeldes der Elektromaschinen mit Permanentmagneten / W. Kutscherjawanenko, L. Pisarik, G. Gulkov, R. Schaibi, L. Kutscherjawanenko // 37 Internationaleswissenschaftliches Kolloquium 21.09-24.09.1992. Band 1. — Ilmenau. — S. 408—413.

3. Фридман Б. Э. Переходные процессы при программируемом разряде емкостного накопителя энергии // Электричество. — 1989. — № 12. — С. 36—41.

4. Миловоров В. П. Электромагнитные устройства автоматики. — М.: Высш. шк., 1983. — 408 с.

5. Кулон Ж. - Л., Сабоннадьер Ж. - К. САПР в электротехнике: Пер. с франц. — М.: Мир, 1988. — 204 с.

6. Восстановление характеристик высокомоментных электродвигателей / В. Ф. Кучерявенко, Л. С. Писарик, Шаби Рашид, Д. В. Сахаров // Совершенствование существующих и создание новых ресурсосберегающих технологий: Тез. докл. РНТК, 4 февраля 1991 г. — Могилев, 1991. — 101 с.

Представлена кафедрой
ЭАПУ и ТК

Поступила 26.04.2000

УДК 621.327

ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ КОНТРОЛЯ НАПРЯЖЕННОГО СОСТОЯНИЯ МАТЕРИАЛОВ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ПЬЕЗОЭФФЕКТА

Канд. техн. наук ЗУБЦОВ В. И.

Полоцкий государственный университет

Изучение напряженного состояния конструкционных материалов, нелинейно-упруго работающих под нагрузкой, и самих конструкций имеет большое значение как для предсказания поведения их в условиях длительного нагружения, так и для анализа структурных изменений физико-химического или технологического процессов.

Для этой цели могут быть использованы пьезоэлектрические преобразователи контроля напряженного состояния материалов, которые относятся к приборам, выполняющим электрические измерения. В их основе лежит преобразование механической энергии внутренних напряжений контролируемого материала в энергию электрического сигнала.

Функциональная схема таких пьезопреобразователей может быть изображена в виде двух пьезоэлементов (рис. 1): первый нижний возбуждается электрическим способом и вынуждает колебаться верхний, который возбуждается измеряемой компонентой механического напряжения [1—6].