

УДК 621.31

А.П. ПОПОВ, А.О. ЧУГУЛЁВ, М.Р. ВИНОКУРОВ

ЭНЕРГОСБЕРЕГАЮЩИЙ БЫСТРОДЕЙСТВУЮЩИЙ ПЕРЕКЛЮЧАТЕЛЬ ТОКА ДЛЯ ИНДУКТИВНЫХ НАГРУЗОК

Рассмотрены основные способы форсирования переходных процессов при переключении тока в индуктивных нагрузках. Выполнен анализ их энергетической эффективности. Предложено устройство форсированного переключения тока, содержащее дополнительный высоковольтный источник напряжения, и позволяющее осуществлять рекуперацию энергии магнитного поля.

Ключевые слова: индуктивная нагрузка, переходный процесс, рекуперация энергии, высоковольтный источник напряжения.

Введение. В настоящее время к различным устройствам автоматики предъявляются высокие требования по быстродействию исполнительных устройств (электромагниты коммутаторов, магнитные элементы автоматики, СВЧ излучатели и др.). Силовые и механические характеристики этих устройств зависят от скорости нарастания магнитной энергии в индуктивной нагрузке. Поэтому часто возникает необходимость в ускорении (форсировании) данных процессов.

Постановка задачи. Рассмотрим несколько способов форсирования переходных процессов при переключении тока в индуктивных нагрузках. Наиболее простым является способ, заключающийся в том, что последовательно с индуктивной цепью включается дополнительное балластное сопротивление (рис. 1, а), благодаря которому уменьшается постоянная времени намагничивающей цепи и, следовательно, время переходного процесса [2].

В качестве ключа K используется электронный ключ (транзистор). Нагрузка в таких схемах обычно шунтируется диодом для уменьшения скачков напряжения, возникающих на ключе в момент гашения магнитного поля нагрузки (следует отметить, что требования к заднему фронту часто не являются критическими).

Предположим, что в индуктивной цепи L_i, r_i (см. рис. 1, а) необходимо формировать импульсы длительностью t_i , причем передний фронт импульса тока должен быть намного меньше его ширины, т. е. $t_{фр} \ll t_i$. Так как активное сопротивление нагрузки обычно мало, то справедливо соотношение

$$\tau_i = \frac{L_i}{r_i} \gg t_{\delta\delta},$$

где τ_i — собственная постоянная времени индуктивной нагрузки.

При протекании установившегося тока в нагрузке запасается магнитная энергия:

$$W_i = \frac{L_i i_{\delta\delta}^2}{2}.$$

Мгновенное значение силы тока во время импульса определяется следующим соотношением [1]:

$$i_i(t) = i_{\delta\delta} \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau_i}} \right),$$

где $\tau_i = \frac{L_i}{r_i + r_i + R_a}$, $i_{\delta\delta} = \frac{E}{r_i + r_i + R_a}$.

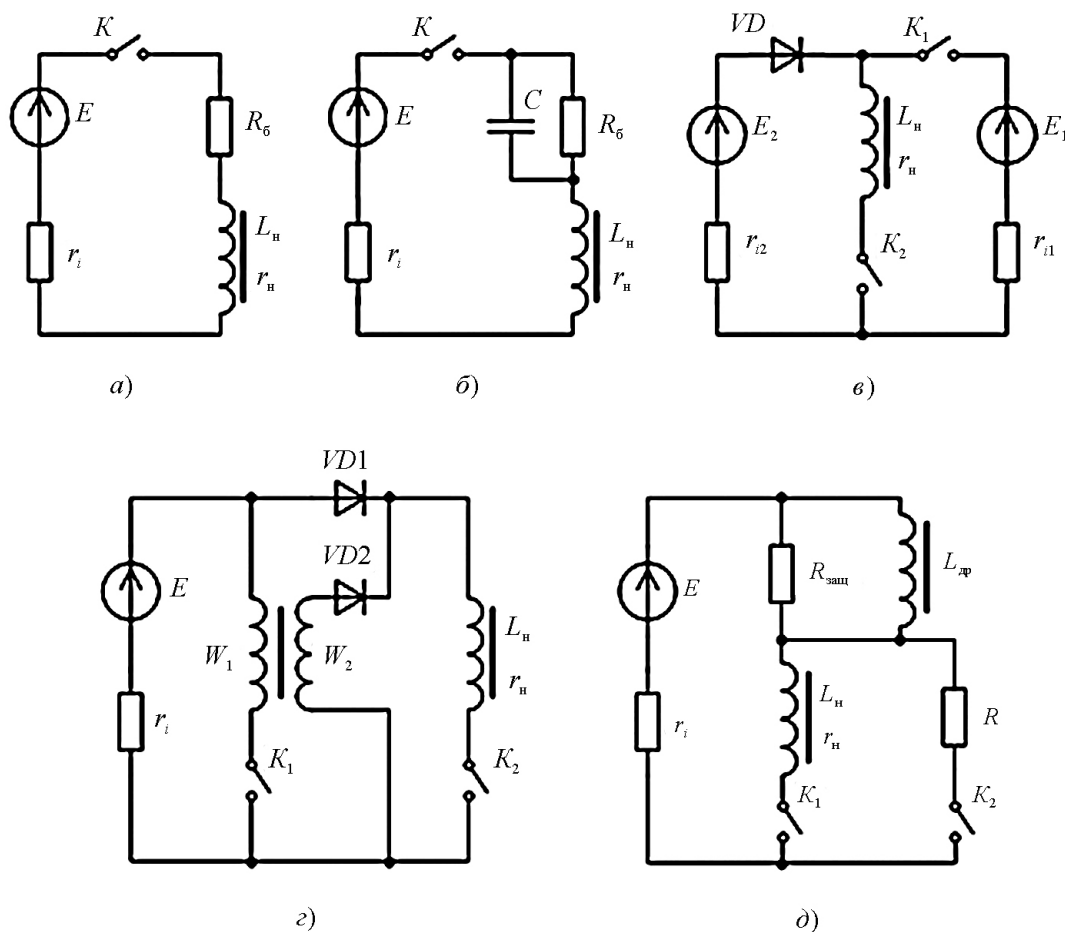


Рис. 1. Базовые схемы коммутации тока в индуктивной нагрузке:

a — индуктивная электрическая цепь; *б* — индуктивная электрическая цепь с ускоряющей емкостью;
в — индуктивная электрическая цепь с высоковольтным источником питания E_1 и дополнительным управляемым ключом;
г — индуктивная электрическая цепь с повышающим импульсным трансформатором
и низковольтным источником питания; *д* — индуктивная электрическая цепь с дополнительным дросселем

Если считать, что ток достигает установившегося значения за время $t = t_{\delta\delta} = 3\tau_i$, то при заданной индуктивности нагрузки и заданном времени установления силы тока полное активное сопротивление цепи составит:

$$R_{\Sigma} = r_i + r_i + R_a = 3L_i / t_{\delta\delta}. \quad (1)$$

Если пренебречь сопротивлением источника напряжения и самой обмотки, а также сопротивлением ключа в открытом состоянии (ввиду их малых значений), то можно считать $R_{\Sigma} = R_a$. Тогда средняя мощность, потребляемая от источника постоянного напряжения при формировании импульсов тока с частотой $f = \frac{1}{T}$ (T — период следования импульсов), определится следующим образом:

$$P_{\text{нб}} = \frac{1}{T} \int_0^{t_{\delta}} i_{\text{нб}}^2 (1 - e^{-\frac{t}{\tau_i}})^2 R_{\Sigma} dt + \frac{1}{T} \int_0^{t_{\delta}} u_{L_i}(t) \cdot i_{L_i}(t) dt = i_{\text{нб}}^2 R_{\Sigma} \frac{t_{\delta}}{T} + W_i f.$$

Рассматривая это выражение с учетом уравнения (1), получаем:

$$P_{\text{нб}} = W_i f \left(\frac{6t_{\delta}}{t_{\delta\delta}} + 1 \right) \approx W_i f \frac{6t_{\delta}}{t_{\delta\delta}}. \quad (2)$$

Из выражения (2) следует, что повышение крутизны нарастания тока при переключении его рассматриваемым способом можно получить только посредством увеличения мощности источника питания, которая рассеивается, в основном, на балластном сопротивлении.

Мощность источника постоянного напряжения можно снизить (не изменяя длительности фронта импульса), если шунтировать балластное сопротивление ускоряющей емкостью (рис. 1, б). Тогда появляется возможность уменьшить это сопротивление и тем самым снизить напряжение источника питания.

Рассмотрев характер переходного процесса в данной цепи (считая время установления тока таким же, как в предыдущем случае, а также пренебрегая сопротивлением источника напряжения, обмотки и сопротивлением ключа в открытом состоянии), можно установить, что средняя мощность, потребляемая данным переключателем тока от источника E , с учетом того, что к моменту установления тока емкость C заряжается до напряжения питающего источника, будет определяться выражением:

$$P_{\text{нб}} \approx W_i f \left(\frac{3,3t_{\text{е}}}{t_{\text{од}}} + 1 \right) \approx W_i f \frac{3,3t_{\text{е}}}{t_{\text{од}}}. \quad (3)$$

Сравнивая выражения (2) и (3) можно сделать вывод, что шунтирование балластного сопротивления емкостью позволяет (при прочих равных условиях) почти в два раза снизить потери электрической мощности в случае формирования плоских импульсов тока заданной амплитуды.

Более перспективным с точки зрения минимизации потерь мощности является импульсное форсирование переходных процессов. Это обусловлено, главным образом, появлением полностью управляемых высоковольтных полупроводниковых ключей. Суть такого метода состоит в том, что в момент срабатывания рассматриваемого устройства на нагрузку подается специальный импульс напряжения (или тока), обеспечивающий необходимую крутизну нарастания тока. При этом возникает необходимость в дополнительном высоковольтном источнике питания E_1 и дополнительном управляемом ключе K_1 (рис. 1, в). Диод VD в схеме препятствует прохождению тока высоковольтного источника через основной источник питания E_2 .

Если пренебречь сопротивлением ключа в открытом состоянии, то мгновенное значение силы тока в нагрузке при подключении источника форсирования определяется соотношением:

$$i_1(t) = \frac{E_1}{r + r_{i1}} (1 - e^{-t/\tau_1}),$$

где τ_1 — постоянная времени форсирующего контура.

В момент $t = t_{\text{фр}}$, т. е. когда сила тока в нагрузке нарастает до заданного значения, ключ K_1 выключается. После этого момента времени характер изменения силы тока в нагрузке зависит как от параметров цепи основного источника питания, так и от силы тока, протекающего через нагрузку в момент запираания ключа K_1 .

Если выполняется условие

$$i_1(t = t_{\text{од}}) = \frac{E_2}{r + r_{i2}},$$

то в момент размыкания ключа K_2 устанавливается плоская часть импульса тока. Такой режим форсирования называется оптимальным.

Средняя мощность, потребляемая от источников питания при оптимальном форсировании, будет равна сумме потерь электрической мощности от источника форсирования и источника E_2 :

$$P_{\text{нб}} = P_{\text{нб1}} + P_{\text{нб2}}.$$

Электрическая мощность от источника форсирования определяется следующим образом:

$$P_{\text{н}01} = \frac{1}{T} \int_0^{t_{\delta\delta}} u_{L_1}(t) i_{L_1}(t) dt.$$

С учетом того, что $E_1 \gg E_2$ и $r_{\text{н}} \approx r_{\text{л}} \ll r$ изменение силы тока в нагрузке от момента времени $t = 0$ до $t = t_{\text{фр}}$ можно считать линейным, тогда $u_{L_1}(t) = E_1$ и

$$P_{\text{н}01} = \frac{E_1 \cdot K}{T} \int_0^{t_{\delta\delta}} t dt, \text{ где } K = \frac{i_1(t = t_{\delta\delta})}{t_{\delta\delta}} = \frac{i_{\text{он}0}}{t_{\delta\delta}}.$$

Заменяя $E_1 = \frac{L_1 \Delta i_1}{\Delta t} = \frac{L_1 i_{\text{он}0}}{t_{\delta\delta}}$, получаем:

$$D_{\text{н}01} = \frac{1}{T} \frac{L_1 i_{\text{он}0}^2 t_{\delta\delta}^2}{2 t_{\delta\delta}} = W_i f.$$

Для электрической мощности от источника питания, в случае соблюдения условия $i_1(t = t_{\delta\delta}) = E_2 / (r + r_{\text{л}2})$, справедливо выражение

$$D_{\text{н}02} = E_2 i_{\text{он}0} \frac{t_{\text{е}} - t_{\delta\delta}}{T} = \frac{i_{\text{он}0}^2 L_1 (t_{\text{е}} - t_{\delta\delta})}{\tau_i T}.$$

Средняя суммарная мощность будет определяться выражением:

$$D_{\text{н}02} = W_i f + \frac{i_{\text{он}0}^2 L_1 (t_{\text{е}} - t_{\delta\delta})}{\tau_i T} = W_i f \left[1 + \frac{2(t_{\text{е}} - t_{\delta\delta})}{\tau_i} \right]. \quad (4)$$

Таким образом, при форсировании режима переключения тока в индуктивной нагрузке затраты электрической мощности определяются только активным сопротивлением индуктивной цепи и при $\tau_{\text{н}} \gg t_{\text{фр}}$ они могут быть во много раз меньше, чем в рассмотренных выше случаях. Это видно из сравнения выражений (2)–(4).

Известны также способы ускорения процессов переключения тока в индуктивных нагрузках, когда для формирования ускоряющих импульсов используется повышающий импульсный трансформатор и низковольтный источник питания (рис. 1, г). Основной недостаток такого способа — ограниченный диапазон применения из-за значительных габаритов самого импульсного трансформатора. То же самое можно сказать относительно индуктивного форсирования, когда используется энергия магнитного поля дополнительного дросселя (рис. 1, д).

Последние два способа обладают меньшей энергетической эффективностью по сравнению со схемным решением, представленным на рис. 1, в, однако обладают важным достоинством, заключающимся в том, что для питания схемы используется только низковольтный источник питания.

Сочетание таких свойств в магнитных переключателях, как быстроедействие и энергетическая экономичность особенно важно для систем с автономным энергообеспечением, в которых процессы коммутации повторяются с достаточно высокой частотой, и имеется большое число коммутаторов.

Метод анализа. В данной работе предлагается способ форсирования переходного процесса в индуктивной нагрузке, основанный на применении дополнительного импульсного источника достаточно высокого напряжения (см. рис. 1, в) с использованием рекуперации энергии магнитного поля, запасаемого в индуктивной нагрузке к моменту выключения тока. Функциональная схема такого устройства представлена на рис. 2.

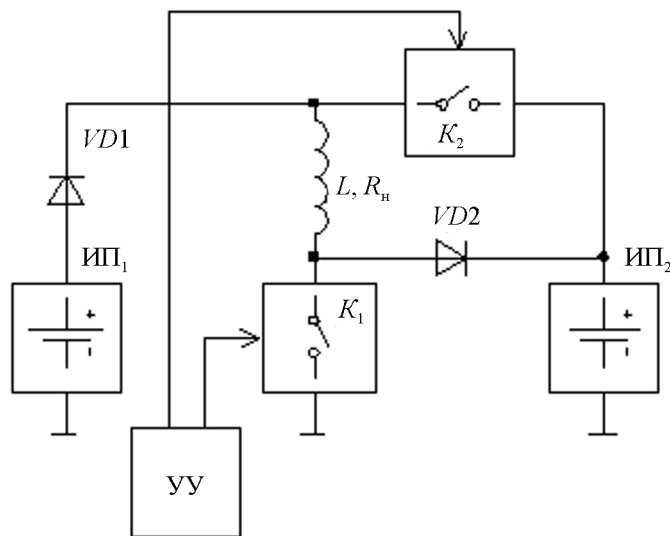


Рис. 2. Функциональная схема форсирования переходного процесса в катушке:

K_1, K_2 — электронные управляемые ключи;
 $VD1, VD2$ — диоды; УУ — устройство управления;
 ИП₁ — низковольтный основной источник питания;
 ИП₂ — высоковольтный источник питания

В программе *MicroCap* создана модель представленного устройства (рис. 3) и рассмотрены различные режимы работы схемы: недостаточного форсирования переходного процесса, перефорсирования и оптимального режима форсирования.

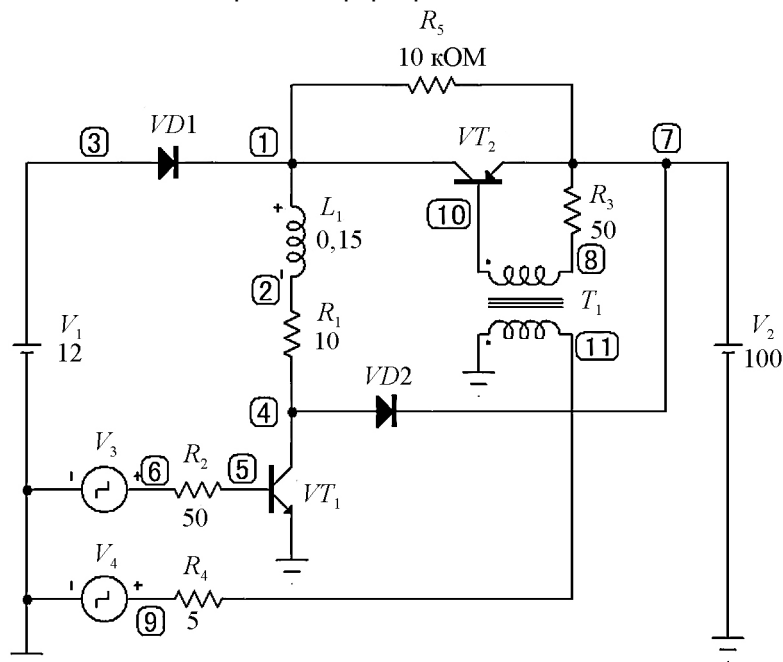


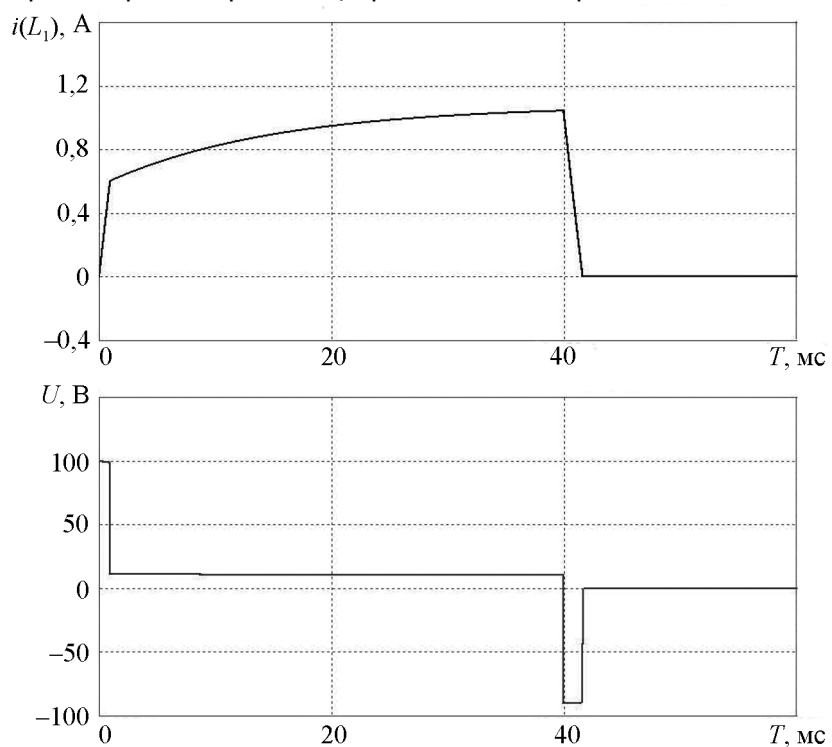
Рис. 3. Модель коммутатора тока в индуктивной нагрузке:

L_1, R_1 — нагрузка; $VD1, VD2$ — выпрямительные диоды; VT_1 — $n-p-n$ транзистор средней мощности типа MJE13002; VT_2 — $p-n-p$ высоковольтный транзистор типа 2N5416; V_3, V_4 — источники тока с заданной длительностью управляющих импульсов (входят в состав УУ, см. рис. 2); V_1, V_2 — соответственно низковольтный и высоковольтный источники напряжения; T_1 — импульсный трансформатор (для гальванической развязки цепи управления транзистором VT_2)

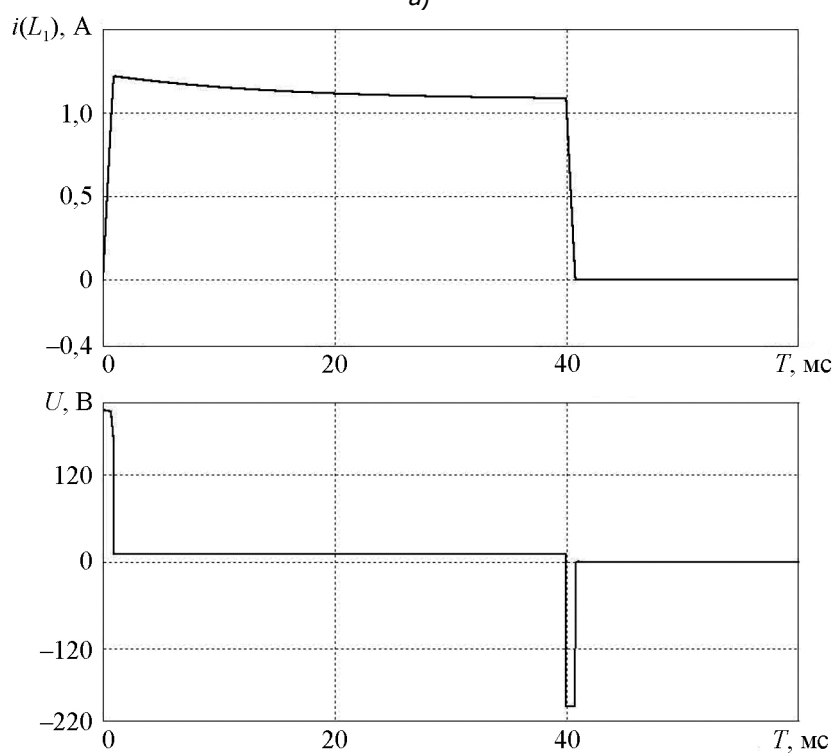
Следует отметить, что импульсный трансформатор может «затягивать» фронты управляющих импульсов тока, поэтому есть вероятность задержки моментов включения и выключения транзистора VT_2 . Однако этим можно пренебречь в том случае, если постоянная времени вторичной цепи импульсного трансформатора намного меньше, чем длительность плоской части импульса.

В рассмотренном примере такие задержки не существенны, поскольку длительность управляющих импульсов лежит в миллисекундном диапазоне. При работе в микросекундном диапазоне целесообразно предусмотреть гальваническую оптронную развязку.

Результаты эксперимента. Результаты моделирования электромагнитных процессов в схеме, соответствующие рассмотренным режимам, представлены на рис. 4.

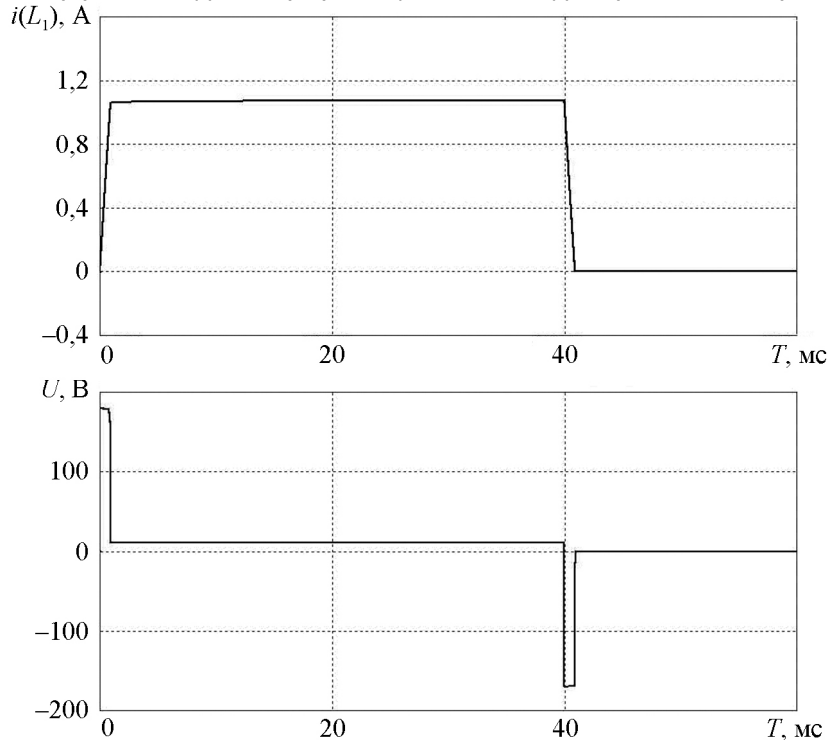


a)



б)

Рис. 4. Временные диаграммы процессов в схеме:

а — в режиме недостаточного форсирования переходного процесса; *б* — в режиме перефорсирования;*в* — при оптимальном режиме форсирования переходного процесса; $i(L_1)$ — ток нагрузки; $U(1,4)$ — напряжение на нагрузке (см. также с. 681)

в)

Рис. 4. Окончание (начало см. на с. 680)

Выводы. Применение современных электронных ключей с достаточно большим пробивным напряжением может обеспечить высокую скорость переключения тока в индуктивных нагрузках при многократном снижении затрат электрической мощности, что имеет важное значение для объектов с автономным энергообеспечением.

Библиографический список

1. Бессонов Л.А. Теоретические основы электротехники. Электрические цепи. — М. : Гардарики, 2002. — 638 с.
2. Теоретические основы электротехники / К.С. Демирчян [и др.]. — СПб. : Питер, 2004. — Т.1. — 217 с.; Т. 2. — 284 с.; Т. 3. — 327 с.

References

1. Bessonov L.A. Teoreticheskie osnovy elektrotehniki. Elektricheskie cepi. — M. : Gardariki, 2002. — 638 s. — in Russian.
2. Teoreticheskie osnovy elektrotehniki / K.S. Demirchyan [i dr.]. — SPb. : Piter, 2004. — T.1. — 217 s.; T. 2. — 284 s.; T. 3. — 327 s. — in Russian.

Материал поступил в редакцию 31.05.10.

A.P. POPOV, A.O. CHUGULEV, M.R. VINOKUROV

ENERGY-EFFICIENT HIGH-SPEED CURRENT SELECTOR FOR INDUCTIVE LOADINGS

Basic methods of transient speedup when switching current in inductive loadings are considered. Their power efficiency is analyzed. The device of the forced current switching with an additional high-voltage pressure source is offered. It permits to carry out energy recovery of the magnet field.

Key words: inductive loading, transient, energy recovery, high-voltage pressure source.

ПОПОВ Анатолий Петрович (р. 1937), заведующий кафедрой «Теоретическая и общая электротехника» Омского государственного технического университета, доктор технических наук (1989), профессор (1990). Окончил Томский политехнический институт (1962).

Область научных интересов — электротехника, электроника, информатика.

Автор более 150 научных работ.

popov@omgtu.ru

ЧУГУЛЁВ Александр Олегович (р. 1978), доцент кафедры «Электроснабжение промышленных предприятий» Омского государственного технического университета, кандидат технических наук (2006), доцент (2008). Окончил Омский государственный технический университет (2000).

Область научных интересов — электротехника, электроника, информатика.

Автор 20 научных работ.

aleks-c@rambler.ru

ВИНОКУРОВ Михаил Романович (р. 1948), доцент кафедры «Электротехника и электроника» Донского государственного технического университета, кандидат технических наук (1982), доцент (1983). Окончил Омский политехнический институт (1972).

Область научных интересов — теоретическая электротехника.

Автор 37 научных работ.

vmr125@mail.ru

Anatoly P. Popov (1937), Head of the Electrical Engineering Department, Omsk State Technical University. Ph.D. in Science (1989), Professor (1990). He graduated from Tomsk Polytechnic Institute (1962).

Research interests — electrical engineering, electronics, computer science.

Author of more than 150 scientific publications.

popov@omgtu.ru

Alexander O. Chugulev (1978), Associate Professor of the Enterprise Power Supply Faculty, Omsk State Technical University. Candidate of Science in Engineering (2006), Associate Professor (2008). He graduated from Omsk State Technical University (2000).

Research interests — electrical engineering, electronics, computer sciences.

Author of 20 scientific publications.

Mikhail R. Vinokurov (1948), Associate professor of the Electrical Engineering and Electronics Department, Don State Technical University. Candidate of Science in Engineering (1982), Associate Professor (1983). He graduated from Omsk Polytechnic Institute (1972).

Research interests — theoretical electrical engineering.
Author of 37 scientific publications.
vmr125@mail.ru