

ЛИТЕРАТУРА

1. Леондес К.Т. Современная теория системы управления. - М.: Наука, 1979.
2. Уайт Д., Вудсон Г. Электромеханическое преобразование энергии - М.: Энергия, 1960.
3. Мееро М.В. Введение в динамику автоматического регулирования электрических машин. - М.: Наука, 1956.
4. Куо Б. Теория цифровых систем управления. - М.: Машиностроение, 1969.
5. Беллман Р. Введение в теорию матриц. - М.: Наука, 1969.

ГИУА

01.04.1999

Изв. НАН и ГИУ Армении (сер. ТН), т. III, № 3, 1999, с. 352-356.

УДК 621.311

ЭЛЕКТРОТЕХНИКА

Н.Н. ПЕТРОСЯН, С.Р. АБЕЛЯН

СИСТЕМА УПРАВЛЕНИЯ СИЛОВЫХ ТРАНЗИСТОРНЫХ КЛЮЧЕЙ С УЛУЧШЕННЫМИ ДИНАМИЧЕСКИМИ ПОКАЗАТЕЛЯМИ

Քննարկվում են ուժային տրանզիստորների կառավարման սխեմաների ստեղծման հետ կապված հարցեր, յուրօրինակ սխեմատիկական լուծումների օգնությամբ կապված լավանում են ուժային բանալիների դինամիկական ցուցանիշները:

Рассматриваются вопросы, связанные с созданием схем управления силовыми транзисторами. С помощью оригинальных схмотехнических решений существенно улучшаются основные динамические показатели силовых ключей.

Ил. 2. Библиогр. 3 назв.

Questions connected with power transistor management system network making are considered. By means of original schemotechnical solutions the main dynamic power key factors are essentially improved.

Ил. 2. Ref. 3.

В настоящее время в области электропитания внимание специалистов сосредоточено на создании высокоэффективных источников вторичного электропитания (ИВЭП), которые строятся на основе высокочастотного звена инвертора. Включение инвертора, работающего на высоких частотах, в структуру ИВЭП приводит, во-первых, к обеспечению гальванической развязки нагрузки от первичной сети, во-вторых, резкому улучшению массогабаритных показателей трансформаторов и дросселей, в-третьих, значительному повышению КПД ИВЭП за счет импульсного режима работы мощных транзисторов. Указанные выше показатели, а также надежность преобразователей существенно зависят от быстродействия силовых

ключей инвертора, в частности, от динамических параметров схемы транзисторов.

Настоящая статья посвящена созданию схем управления силовых транзисторов. Система управления (рис.1) состоит из мощных транзисторов VT1 - VT4 и резисторов R1, R2, а также силового ключа инвертора VT5. Причем транзисторы VT1, VT3 типа p-n, а VT2, VT4 - типа n-p-n. E - источник питания СУ.

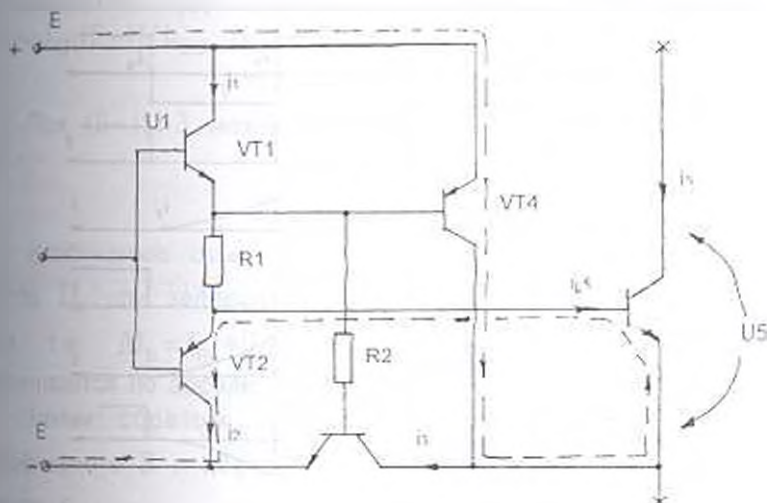


Рис.1. Система управления силового ключа

В исходном состоянии все транзисторы схемы закрыты. В момент t_0 (рис.2) на вход схемы подается положительный импульс, в результате чего VT1, VT3 форсированно открываются, тем самым создавая условия для поддержания базового тока транзистора VT5 по цепи +E, VT1, R1, VT5_{БЗ}, VT3, - E на уровне

$$I_{БЗ} = E/R1 + I_{VT1} + I_{VT3} + I_{VT5_{БЗ}} + I_{VT3_{БЗ}} \approx E/R1,$$

где I_{VT1} , I_{VT3} - активные сопротивления участка коллектор-эмиттер транзисторов VT1 и VT3 соответственно в открытом состоянии; $I_{VT5_{БЗ}}$ - активное сопротивление участка база-эмиттер силового транзистора.

Сопротивления R1, R2 выбираются из условия насыщения коллекторов VT5 и VT3.

В момент t_1 (рис.2) подается отрицательный перепад входного импульса, в результате чего транзисторы VT1, VT3 запираются, а VT2, VT4 открываются, и в интервале $t_1 - t_2$ создаются условия для форсированного запираания силового транзистора. Это объясняется тем, что в течение указанного времени по цепи -E, VT4, VT5_{БЗ}, VT2, -E протекает обратный базовый ток через участок эмиттер-база силового транзистора, что обеспечивает быстрое рассасывание накопленных неосновных носителей базового участка транзистора VT5. Далее в интервале $t_2 - t_3$ обеспечивается бестоковая пауза и отсутствие обратного тока, в результате чего транзисторы VT2, VT4 запираются. С момента t_3 процессы в схеме повторяются.

Необходимо отметить, что процесс коммутации мощных транзисторов инвертора с высоким входным напряжением (340-

600В) сопровождается значительными перегрузками мгновенной мощности (импульсной мощности), что приводит к локальному перегреву коллекторного перехода транзистора и выходу его из строя. Такой режим обусловлен инерционностью применяемых в настоящее время высоковольтных транзисторов [1].

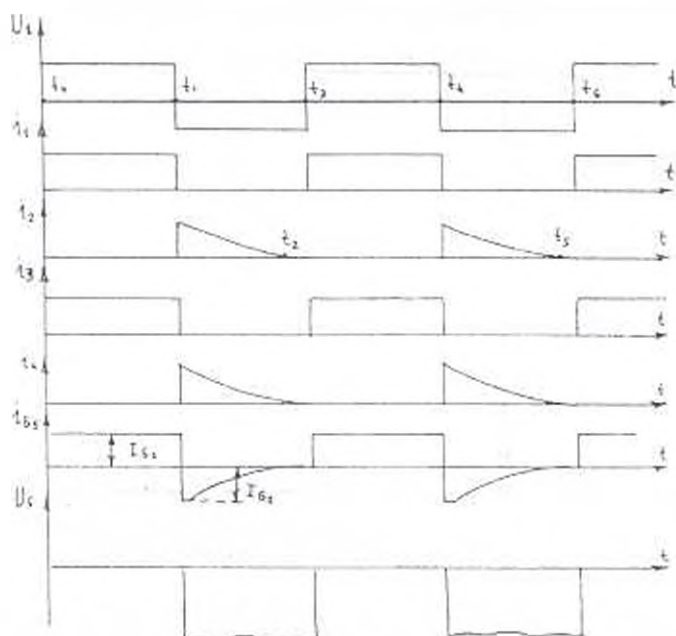


Рис.2. Временные диаграммы

Постоянную времени транзистора можно найти, зная $I_{2,3}$ на высокой частоте f и пренебрегая сопротивлением эмиттера на больших токах:

$$\tau_{VT} = 1 / (2\pi f |h_{21}|). \quad (1)$$

Работа силового транзистора характеризуется временем его отпирания и запираения, причем время запираения транзистора больше времени его отпирания на длительность процесса рассасывания t_{pVT} избыточных носителей в базовом переходе закрываемого транзистора. Время рассасывания t_p существенно зависит от степени насыщения транзистора, и оно тем больше, чем выше степень его насыщения. При этом t_p зависит также от инерционности транзистора τ_{VT} и параметров его управляющей и силовой цепей [2]:

$$t_p = \tau_{VT} \ln \frac{I_{B1} - I_{B2}}{(I_{KH}/h_{21}) - I_{B2}}, \quad (2)$$

где I_{B1} , I_{B2} - средние значения тока базового участка при отпирании и запираении транзистора; I_{KH} - коллекторный

насыщенный ток силового транзистора: h_{213} - коэффициент передачи по току силового транзистора при включении с ОЭ.

Преобразуя выражение (2), получим

$$t_p = -\tau_{VT} \ln(1 - I_{KH}(S-1)/h_{213}\Delta I_E). \quad (3)$$

где $S = I_{KH}h_{213}/I_{KH}$ - глубина насыщения, $\Delta I_E = I_{E1} - I_{E2}$.

Разлагая (3) в ряд Тейлора и учитывая, что $\Delta I_E \gg I_{KH}(S-1)/h_{213}$, получим

$$t_p = I_{KH}(S-1)\tau_{VT}/h_{213}\Delta I_E. \quad (4)$$

При $(S-1) > 3$ можно получить более упрощенное выражение для t_p :

$$t_p \approx \tau_{VT}I_{KH}/\Delta I_E. \quad (5)$$

Необходимо отметить, что в разности ΔI_E ток базового участка I_{E2} при запираании транзистора принимает отрицательный знак, т.е. $\Delta I_E = I_{E1} + |I_{E2}|$, с увеличением I_{E2} эта разность увеличивается по абсолютной величине.

Таким образом, как видно из (3)-(5), t_p зависит от коэффициента S и обратного тока I_{E2} , причем чем выше I_{E2} , тем меньше t_p .

При этом t_p определяет уровень динамических потерь транзисторов $P_{дVT}$, которые могут составить для современных транзисторов до 10% от выходной мощности преобразователя.

Мощность $P_{дVT}$ на интервале рассасывания избыточных носителей можно определить по выражению [3]

$$P_{дVT} = 2E_K h_{213} I_{E_{нас}} t_p f_{II} \varepsilon. \quad (6)$$

где E_K - питающее напряжение инвертора; $\varepsilon = E_{KMAX}/E_{KMIN}$ (E_{KMAX} и E_{KMIN} - максимальное и минимальные значения E_K); f_{II} - рабочая частота инвертора; $I_{E_{нас}}$ - ток базы насыщенного силового транзистора.

Расчеты проведены на базе резонансного инвертора при напряжении питания 220 В и рабочей частоте $f_{II} = 20$ кГц. Динамические потери в инверторе с выходной мощностью 200 Вт составляют 30 Вт, а $t_p = 2.2$ мкс. Следовательно, КПД инвертора составляет не меньше 85% с учетом статических потерь $P_{сVT}$.

Таким образом, создание ИВЭП на основе вышеприведенной схемы управления значительно улучшит динамические показатели, следовательно, и основные энергетические показатели в целом.

ЛИТЕРАТУРА

1. Бас А.А. и др. Источники вторичного электропитания с бестрансформаторным входом. - М.: Радио и связь, 1987. - 160 с.
2. Ромаш Э.М. Транзисторные преобразователи в устройствах питания радиоэлектронной аппаратуры. - М.: Энергия, 1975. - 175 с.
3. Драбович Ю.Н., Комаров Н.С., Марченко Н.Б. Транзисторные источники электропитания с бестрансформаторным входом. - Киев: Наукова думка, 1984. - 158 с.

ГИУА

01.04.1998

Изв. НАН и ГИУ Армении (сер. ТН), т. LI, № 3, 1999, с. 356-362.

УДК 681.3

АВТОМАТИЗАЦИЯ И
СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ

А.А. ТЕРЗЯН, А.П. МКРТЧЯН

ВИРТУАЛЬНОЕ ПРОЕКТИРОВАНИЕ СЛОЖНЫХ ТЕХНИЧЕСКИХ СИСТЕМ

Ներկայացված են վիրտուալ նախագծման միջավայրի ստեղծման և բարդ էլեկտրամագնիսական համակարգերի ուսումնասիրման մոտեցումներ, ինչպես նաև լուծարանված են որոշումների ընդունման սեթուդների, էմվարական մոդելների և ապարատների մոդելավորման հոդվածագրում և ոչ գծային էլեկտրամագնիսական դաշտի խնդիրների լուծման բվային մեթոդների զարգացման արդյունքները:

Представлены подходы к созданию виртуальной среды проектирования и исследования сложных электромагнитных систем. Освещены результаты развития методов принятия решений, математического моделирования электрических машин и аппаратов, численных методов решения задач нелинейного электромагнитного поля.

Ил. 3. Библиогр. 5 назв.

The approaches to virtual environment development for designing and investigating complex electromagnetic systems are presented. The results of decision-making method development, mathematical simulation of electric machines and apparatus, numerical methods of nonlinear electromagnetic field problem solving are viewed.

Ил. 3. Ref. 6

Современные системы автоматизированного проектирования основаны на традиционно используемых физических эффектах и предусматривают индивидуальное накопление и применение опыта постановки и решения задач. Такие жестко структурированные человеко-машинные системы при усложнении проектируемых изделий становятся менее эффективными и, что более важно, не позволяют принимать оптимальное решение на уровне всего спектра возможных решений.