

Силовые полупроводниковые приборы

В мощных среднечастотных преобразователях частоты индукционных установок

Одной из главных задач при разработке современных преобразователей частоты является правильный выбор силовых полупроводниковых приборов, который должен быть основан на комплексном анализе их электрических и тепловых режимов. Опыт проектирования и эксплуатации мощных преобразователей частоты показал, что, несмотря на высокие динамические характеристики этих приборов, позволяющие создавать высокоэффективные преобразователи, требуются новые подходы, позволяющие выработать критерии выбора силовых полупроводниковых приборов. Основные энергетические характеристики тиристорных преобразователей частоты тесно связаны с частотными свойствами тиристорных преобразователей частоты. С ростом частоты увеличиваются коммутационные потери в тиристорах, что приводит к снижению мощности и КПД преобразователя. Увеличение числа тиристорных преобразователей частоты позволяет поднять мощность только благодаря усложнению конструкции и увеличению габаритов. Остальные же характеристики могут быть улучшены при использовании тиристорных преобразователей частоты с более высокими частотными свойствами.

**Валерий Ковтун,
Фархад Абсалямов,
Александр Белкин,
Ильфат Исхаков,
Иван Таназлы,
Александр Чепайкин,
Александр Шуляк**

npp.kurai@mail.ru

Постоянное совершенствование характеристик и улучшение параметров полупроводниковых приборов (увеличение номинальных значений токов и напряжений, улучшение динамических характеристик и перегрузочной способности, повышение надежности работы) позволяет улучшить технико-экономические показатели преобразовательного оборудования (уменьшения массы, габаритов и потерь энергии) без принципиальных изменений силовых электрических схем, основанных на классических традиционных технических решениях. Однако из-за того, что в информационных ма-

териалах не всегда достаточно подробно приводятся эксплуатационные параметры полупроводниковых приборов, особенно при их работе на повышенных частотах, разработчикам зачастую приходится учиться на собственных ошибках.

В определенной степени этот пробел восполняют некоторые работы по силовой электронике [1, 2], но, к сожалению, они не затрагивают вопросы особенностей проектирования мощных высокочастотных источников питания для индукционного нагрева и, в первую очередь, не позволяют правильно определить нагрузочную способность силовых полупроводниковых приборов.

Большинство схем тиристорных преобразователей частоты мощностью 160–320 кВт и частотой 4–10 кГц выполнено по схеме резонансного инвертора тока с обратными диодами (рис. 1) [3]. Низкий уровень коммутационных потерь, возможность плавного регулирования выходных параметров в широком диапазоне и ряд других достоинств способствовали тому, что эта схема нашла широкое применение в разработках высокочастотных источников питания.

Однако из-за таких недостатков как значительное превышение амплитудного значения тока тиристора над средним, сильная зависимость выходного напряжения от нагрузки, которое, к тому же, не превышает 300 В, ограничивает их применение. Поэтому задача совершенствования схем преобразователей и принципов их управления остается актуальной.

Для того чтобы обеспечить надежную работу тиристорных преобразователей, необходимо выполнить три очевидных условия:

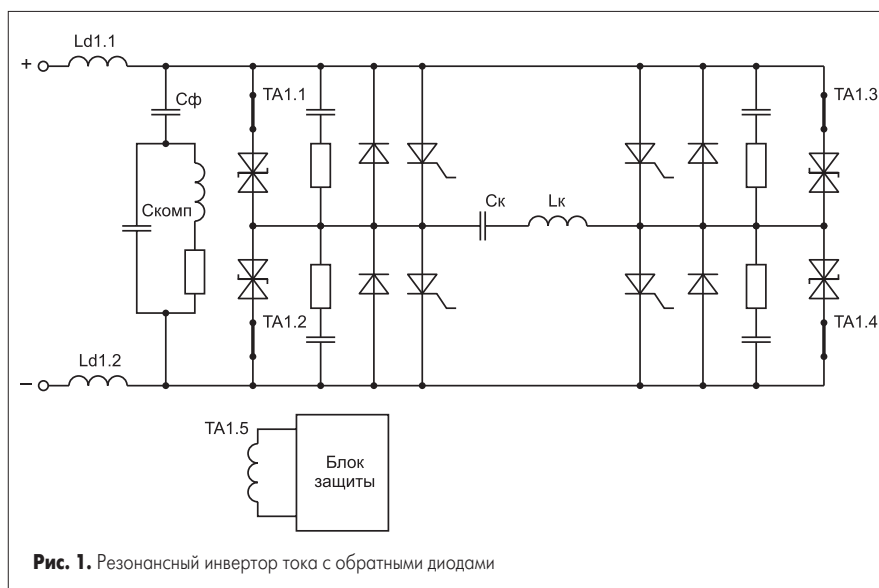
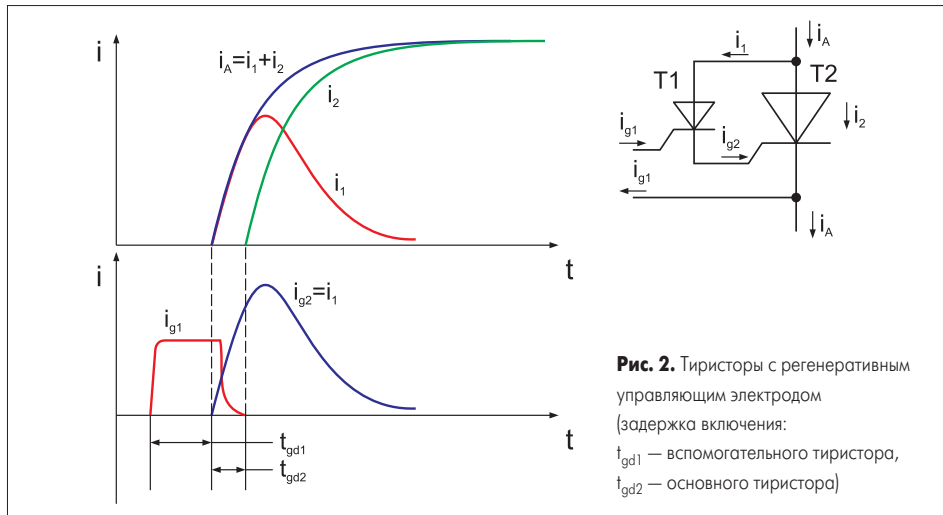


Рис. 1. Резонансный инвертор тока с обратными диодами



1. Электрические параметры тиристоры должны быть адекватны электрическому режиму.
2. Тепловой режим тиристоры должен быть выбран исходя из допустимых значений токовой нагрузки.
3. Схема управления должна быть правильно спроектирована.

Современные частотно-импульсные тиристоры изготавливаются с так называемым внутренним усилением включающего импульса управления. Оно реализуется путем каскадного (рис. 2) соединения вспомогательного маломощного тиристора Т1 с основным мощным тиристором Т2, имеющим обширно разветвленный внутренний управляющий электрод, который обеспечивает при определенных условиях достаточно большую площадь начального включения и быстрое ее увеличение в процессе протекания анодного тока. Иное название этих полупроводниковых приборов — тиристоры с регенеративным управляющим электродом [4]. Они имеют общую анодную цепь, а катод вспомогательного тиристора соединен с управляющим электродом основного. Подаваемый извне ток управления i_{g1} одновременно протекает через цепи управления обоих тиристоры, так как они соединены последовательно. При этом анодный ток вспомогательного тиристора является дополнительным током управления i_{g2} основного тиристора.

При оптимально сконструированном тиристоре и правильно подобранных параметрах управляющего импульса внешний ток управления достаточен для включения с малой задержкой только вспомогательного тиристора, а основной еще «не чувствует» внешний сигнал управления (или задержка его включения очень велика). Через время задержки включения вспомогательного тиристора t_{gd1} из его катода в цепь управления основного тиристора начинает поступать дополнительный ток управления i_1 (он же ток i_{g2}), величина и скорость нарастания которого определяются внешней электрической цепью.

Для нормальной работы тиристора необходимо обеспечить следующие условия: внешняя анодная электрическая цепь должна быть способна развить за время задержки включения основного тиристора t_{gd2} электрический ток, достаточный для гарантированного, однородного и с малым временем задержки включения ос-

новного тиристора вдоль всего разветвленного контура управляющего электрода.

Для тиристоры серии ТБИ 353 это условие, например, обеспечивается при десятикратном значении постоянного тока управления i_{g1} на единицу длины разветвленного контура управляющего электрода, что составляет примерно 60 А тока анодной цепи через 2 мкс после подачи внешнего импульса управления. Для тиристоры серии ТБЧ 153 минимальный анодный ток, при котором включается тиристор, должен быть более 25 А.

В тех случаях, когда основная внешняя цепь не в состоянии развить такую скорость нарастания анодного тока, необходимо применять дополнительную ускоряющую RC-цепочку, подключаемую параллельно тиристору.

Внешний ток управления i_{g1} не должен превышать гарантированное значение неотпирающего тока управления i_{gd} на единицу длины разветвленного контура управляющего электрода основного тиристора, что составляет примерно 3 А для тиристоры серии ТБИ 353. В противном случае, при внешнем управляющем импульсе $3 \text{ А} < i_{g1} < 60 \text{ А}$ может произойти локальное включение основного тиристора этим током, так он не достаточен для включения всего контура управления. Последствия такого режима включения очевидны — уменьшение площади включенного состояния, увеличение коммутационных потерь заряда и времени восстановления, а также уменьшение полезного тока включенного состояния. Самое плохое, что может произойти от чрезмерно большого тока управляющего электрода или от «вялого» включения с малой скоростью нарастания анодного тока — это перегрев структуры с последующим пробоем.

На рис. 3 показаны характерные картинки выгоревшей площадки тиристора, работавшего при токе управления, не соответствующем требуемым значениям.

Все тиристоры серий ТБИ и ТБЧ специально спроектированы для работы с большими значениями скорости нарастания прямого тока di/dt . Однако, несмотря на такие возможности тиристоры, при разработке высокочастотных источников питания не следует руководствоваться правилом: чем меньше di/dt тиристоры, тем более надежно они будут работать.



Напротив, это означает, что на интервале задержки включения основного тиристора (примерно 1–2 мкс от подачи импульса управления) существует некий минимальный предел di/dt , ниже которого опускаться не следует, так как может произойти локальное включение тиристора. К сожалению, в технических условиях на тиристоры этот нижний предел не оговаривается, но экспериментально для тиристоры серии ТБИ 353 установлено, что он равен 60 А/мкс.

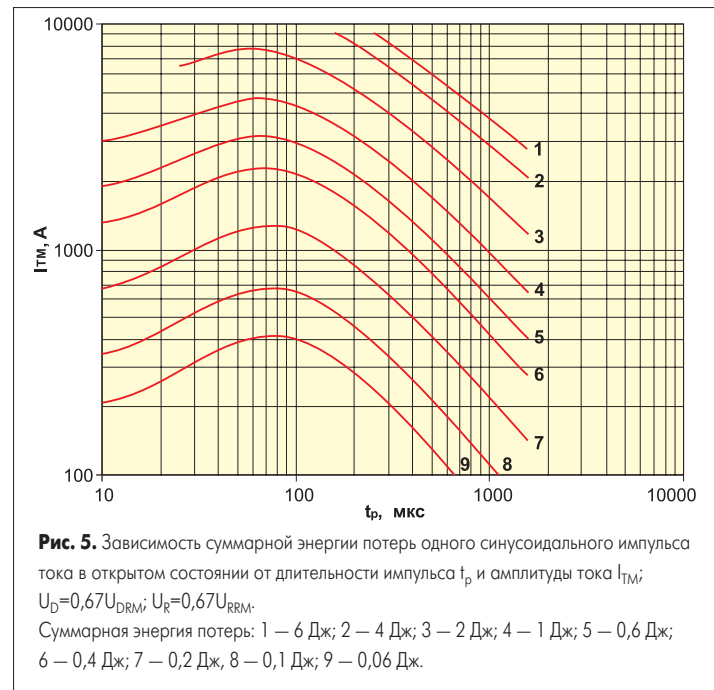
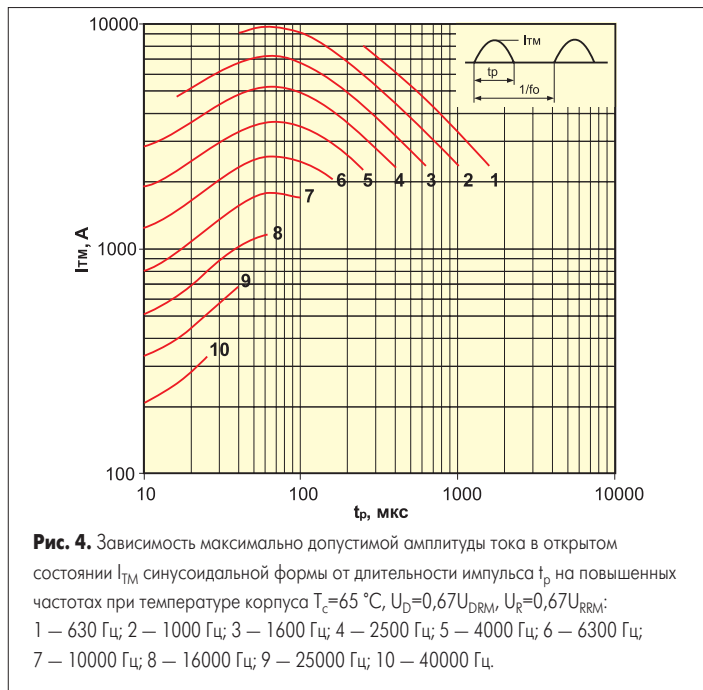
В связи с этим, широко распространенное ранее включение в анодную цепь тиристоры дросселя насыщения [5] становится неблагоприятным фактором из-за большого времени задержки нарастания анодного тока и не может быть рекомендовано для снижения di/dt в случае использования частотно-импульсных тиристоры.

Увеличение анодного тока тиристора в схеме с дросселем насыщения возможно лишь только после промежутка времени, зависящего от магнитных характеристик сердечника и его геометрических размеров, а также от напряжения на тиристоре в момент его включения. Время задержки определяется по известному соотношению [5]:

$$\Delta t = \frac{N \times E}{\Delta B \times S}$$

где N — количество витков дросселя; E — напряжение на тиристоре в момент включения; ΔB — полное изменение индукции при перемагничивании, определяемое материалом сердечника; S — площадь сечения сердечника.

В реальных схемах время задержки достигает значения 4–6 мкс, что является недопустимым для тиристоры с регенеративным управляющим электродом.



Другим важным вопросом, которому приходится уделять повышенное внимание, является подбор тиристорov при их последовательном включении.

В стационарном режиме работы обычно достаточно подключения к тиристорv резистивного делителя напряжения, состоящего из резисторов с большой величиной сопротивления, $R=(0,2\dots 0,5)\times U_{DRM}/I_{DRM,RRM}$.

В переходных процессах — равномерное деление напряжения обеспечивается подключением параллельно каждому тиристорv RC-цепочки, величину демпфирующей емкости которой можно определить как

$$C_{дем} = (\pi \times I_{TM}) / t_p \times (\sigma t_s)^2 / U_{доп}$$

где σt_s — допустимый разброс времени обратного восстановления; $U_{доп}$ — допустимый пик обратного напряжения на тиристорv.

Значение емкости демпфирующего конденсатора $C_{дем}$ может быть уменьшено, если подбирать тиристорv по времени включения и по заряду запаздывания (обратного восстановления).

Если характеристики или режимы включения тиристорov не подобраны специальным образом, то один из тиристорov может переключиться на малый ток RC-цепочки и сбросить напряжение, передав его другому тиристорv. Если собственная индуктивность конденсатора или резистора или же паразитная индуктивность монтажа велики, то на втором последовательном тиристорv в микросекундном диапазоне может возникнуть пик перенапряжения с достаточно большой скоростью нарастания du/dt . В этой связи весьма перспективным является применение в демпфирующих RC-цепочках безиндуктивных мощных низкоомных кремниевых резисторов типа РК-123-20 [6].

С целью уменьшения коммутационных пиков, возникающих при обрыве обратного тока встречных диодов, целесообразно применение ограничителей напряжения типа ОНС-223-15 [7], способных выдерживать

обратные токи сотни ампер в режиме лавинного пробоя ($I_{RM} \sim 750\text{ A}$). Достоинством ограничителей являются их более высокие динамические характеристики, позволяющие эффективно ограничивать даже короткие (1–2 мкс) импульсы перенапряжения.

Работоспособность силовых полупроводниковых приборов во многом зависит от теплового режима. До тех пор, пока сохраняется баланс между теплом, вызванным потерями в полупроводниковом приборе, и теплом, отводимым к охладителю, прибор работает в допустимом диапазоне температур. Приводимые в технической документации справочные данные противоречивы и требуют тщательного и взвешенного анализа.

Рассмотрим допустимую токовую нагрузку на примере расчета теплового режима тиристорa ТБЧ153-1000-14-А2-Т3 [8]. При рабочей температуре корпуса 65°C максимально допустимая амплитуда тока I_{TM} в открытом состоянии при длительности импульса $t_p = 50\text{ мкс}$ на частоте 4000 Гц согласно технической документации составляет не менее 3500 А, а на частоте 5000 Гц падает до 3000 А (рис. 4).

С другой стороны, при таких амплитудах суммарная энергия потерь одного синусоидального импульса тока, которая складывается из энергии потерь в открытом состоянии E_T , энергии потерь при включении E_{TT} и энергии потерь при выключении E_{RO} составляет не менее 0,8 Дж для амплитуды тока 3500 А и 0,6 Дж для амплитуды тока 3000 А (рис. 5).

Суммарные потери переключения определяются как произведение суммарной энергии потерь на рабочую частоту переключения, то есть $P_{\Pi} = E_c \times f$. В итоге потери на частоте 4000 Гц составят 3,2 кВт, а на частоте 5000 Гц — 2,5 кВт.

Тепловой режим тиристорov рассчитывается по следующей формуле:

$$T_j = T_a + (R_{thjc} + R_{thcs} + R_{thsa}) P_{\Pi}$$

где P_{Π} — суммарная мощность потерь; T_j — температура перехода; T_a — температура сре-

ды; R_{thjc} — тепловое сопротивление «переход — корпус»; R_{thcs} — тепловое сопротивление «охладитель — корпус», R_{thsa} — тепловое сопротивление «охладитель — окружающая среда».

Тепловое сопротивление «переход — корпус» (R_{thjc}) определяется внутренней конструкцией и внутренними тепловыми параметрами полупроводникового прибора. Это сопротивление характеризует предел нагрузочной способности прибора, которая при условии идеального теплоотвода и способа охлаждения определяется как $P_{max} = T_j - T_a / R_{thjc}$.

Тепловое сопротивление «корпус — охладитель» (R_{thcs}) зависит от типа корпуса, площади контактной поверхности и силы прижатия корпуса к охладителю. Для тиристорa ТБЧ153-1000 согласно информационным данным осевое усилие сжатия при сборке с охладителями должно быть в пределах 24000–28800 Н.

$R_{thjc} = 0,02^\circ\text{C}/\text{Вт}$ — при условии двухстороннего охлаждения.

При условии двухстороннего охлаждения охладителем типа ОМ104, имеющим диаметр контактной поверхности 50 мм и с расходом воды 3 л/мин тепловое сопротивление $R_{thcs} = 0,03^\circ\text{C}/\text{Вт}$. Несложные вычисления показывают, что при амплитуде тока тиристорa 3000 А и частоте 5000 Гц температура перехода составит $T_j = 20^\circ\text{C} + 0,05 \times 2500 = 145^\circ\text{C}$, а при амплитуде 3500 А и частоте 4000 Гц расчетная температура перехода равна 180°C . И это при условии идеального теплоотвода, при котором $R_{thsa} = 0!$

Следовательно, при требуемой токовой нагрузке нормальный тепловой режим не может быть обеспечен. Необходимо снизить токовую нагрузку тиристорa до такого уровня, при котором температура перехода не превышала бы 125°C .

На практике это означает, что необходимо определить такую токовую нагрузку, при которой суммарная мощность потерь при заданной температуре корпуса не превысит допустимую температуру перехода. При этом

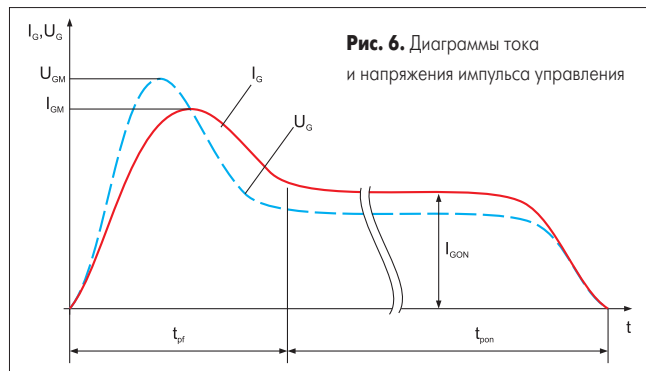


Рис. 6. Диаграммы тока и напряжения импульса управления

для допустимого перепада температуры «переход — окружающая среда» $\Delta T_{ja} = T_j - T_a$ и заданной мощности потерь следует рассчитать тепловое сопротивление «охладитель — окружающая среда» и обеспечить необходимый теплоотвод:

$$R_{thsa} = \Delta T_{ja} / P - (R_{thjc} + R_{thcs})$$

Отсюда следует, что при заданных токовой нагрузке, частоте управления, температуре корпуса и режиме охлаждения суммарная мощность потерь не должна превышать 900 Вт. Суммарная энергия потерь единичного импульса тока не должна при этом превышать 0,18 Дж, что может быть обеспечено при снижении амплитуды тока до 1200 А. Только в этом случае можно предполагать надежную работу тиристора.

Особые требования предъявляются к форме и параметрам импульсов управления [8], а также к устройству формирования управляющих импульсов [2, 9].

Для гарантированного отпирания тиристора и поддержания регенеративного процесса в них необходимо обеспечить минимальную длительность импульса управления (~10 мкс). В информационных материалах на тиристор ТБЧ153-1000 приводится типовая форма тока и напряжения цепи управления, а также вольтамперная характеристика управляющего элемента.

Рабочая точка нагрузки управляющего электрода должна находиться в зоне оптимального управления, то есть не должна выходить за кривую, соответствующую максимально допустимой мощности потерь на управляющем переходе (при принятой длительности и скважности импульсов управления) и не должна попасть в зону негарантированного включения тиристора.

Импульс управления состоит из форсирующей части и тока подпитки (рис. 6). Длительность форсирующей части зависит от времени задержки включения и схемы включения прибора. Длительность тока подпитки зависит от времени включения, от характера нагрузки и от условий функционирования схемы.

Основные параметры импульса управления и их соотношения:

- I_{GM} — амплитуда форсирующего импульса управления;
- t_{pf} — длительность форсирующего импульса управления;
- I_{Gon} — амплитуда тока подпитки;

- t_{pon} — длительность импульса тока подпитки;
- $I_{Gon} = (3...5) I_{GT}$, где I_{GT} — отпирающий постоянный ток управления;
- $I_{GM} = (2...3) I_{Gon}$;
- $t_{pf} = (2...3) t_{gd}$, где t_{gd} — время задержки включения прибора;
- $t_{pon} = (3...5) t_{gt}$, где t_{gt} — время включения прибора.

В общем случае длительность t_{pon} определяется характером нагрузки и условиями функционирования схемы.

К сожалению, отечественные производители силовых тиристорных драйверов, и в итоге каждый разработчик вынужден сам искать оптимальное решение.

В большинстве случаев управление тиристорами в резонансных инверторах осуществляется частотным способом, при котором коммутация происходит при их нулевом значении тока. На рис. 7 приведена структурная схема драйвера управления, используемая для управления частотно-импульсными тиристорами, выполненная на базе микропроцессора AT89C4051. Тактовую частоту задает генератор, выполненный на таймере 1006ВИ1. Процессор формирует импульсы требуемой длительности и амплитуды на два, четыре или более тактов в зависимости от модификации преобразователя частоты.

Достоинством данной схемы является возможность корректировки длительности импульса управления благодаря вводу требуемых параметров в программу микропроцессора. Выходной каскад драйвера на полевых транзисторах IRF640 формирует мощный импульс управления нормированной длительности и амплитуды.

Таким образом, рассмотренный выше анализ тепловых и электрических режимов поз-

воляет определить нагрузочные характеристики силовых тиристорных преобразователей частоты при работе на средних частотах.

Литература

1. Белкин А. К., Костокова Т. П., Рогинская Л. Э., Шуляк А. А. Тиристорные преобразователи частоты. М.: Энергоатомиздат. 2000.
2. Воронин П. А. Силовые полупроводниковые ключи: семейства, характеристики, применение. М.: Издательский дом Додэка-XXI. 2001.
3. Кацнельсон С. М. Анализ электромагнитных процессов в мостовом тиристорном инверторе со встречно-параллельными диодами и удвоением частоты: Тиристорные преобразователи частоты для индукционного нагрева металлов. Уфа: Изд-во УАИ. 1971. Вып. 1.
4. Тейлор П. Расчет и проектирование тиристорных преобразователей частоты для индукционного нагрева металлов. М.: Энергоатомиздат. 1990.
5. Гитгарц Д. А., Иоффе Ю. С. Новые источники питания и автоматика индукционных установок для нагрева и плавки. М.: Энергия. 1972.
6. Резистор кремниевый РК133 ЕАИГ.434129.001ПС.
7. Гейфман Е. М., Чибиркин В. В., Елисеев В. В., Максимова С. А., Лебедева Л. Н., Гарцев Н. А. Силовые импульсные ограничители напряжения с малыми значениями динамического сопротивления в области лавинного пробоя // Техническая электродинамика. 2002.
8. Тиристоры быстродействующие импульсные ТБЧ153-1000 МУИШ.432533.014 ПС.
9. Гончаров Ю. П., Ермуратский В. В., Заика Э. И., Штейнберг А. Ю. Автономные инверторы. Кишинев: «Штиинца». 1974.

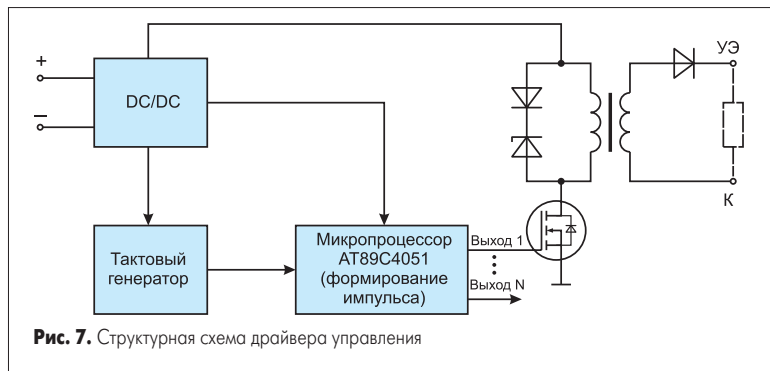


Рис. 7. Структурная схема драйвера управления