

Изобретение относится к электротехнике и может быть использовано в системах вторичного электропитания и автоматики.

Известен преобразователь напряжения [1], выполненный по полумостовой схеме с переключающим трансформатором, вторичные обмотки которого подключены к базо-эмиттерным переходам силовых транзисторов, а первичная обмотка подключена через два последовательно включенных резистора к дополнительной обмотке выходного трансформатора, причем между точкой соединения указанных резисторов и противоположным выводом первичной обмотки включен дроссель насыщения. Сердечник переключающего трансформатора работает в линейном режиме. При изменении нагрузки изменяются базовые токи силовых транзисторов, вследствие чего изменяются величины падений напряжений на токоограничивающих резисторах, что приводит к изменению времени перемagnetизации дросселя насыщения до состояния насыщения и поддержанию малых потерь мощности. Однако в известной схеме ограничен диапазон изменения тока нагрузки, при котором поддерживается высокий КПД, т.к. этот диапазон определяется резисторами между обмотками выходного и переключающего трансформаторов, величины сопротивлений которых не могут быть выбранными большими из-за потерь мощности на указанных резисторах. Кроме того, в известной схеме возможно возникновение сквозных токов при повышенных температурах из-за повторного отпирания запираемого транзистора, вызываемого наличием остаточного заряда в пассивных областях базы.

Известен преобразователь [2], работающий в автогенераторном режиме (с самовозбуждением) с двумя трансформаторами тока, сердечник одного из которых перемagnetизуется по частному циклу, а сердечник другого перемagnetизуется по полному циклу с заходом в область насыщения. Время перемagnetизации сердечника трансформатора насыщения, определяющее частоту преобразования, поддерживается неизменным, а второй трансформатор выполняет роль отрицательного сопротивления, компенсирующего увеличение падения напряжения база-эмиттер при увеличении тока нагрузки.

Однако в известных преобразователях процесс запираания определяется ускоряющими емкостями в цепях без силовых транзисторов, величины которых не могут быть выбранными большими при высоких частотах преобразования, из-за чего ухудшаются условия преобразования относительно оптимального значения, т.е. известные преобразователи имеют ограниченный диапазон преобразуемых мощностей.

Из известных технических решений наиболее близким к предлагаемому является транзисторный инвертор [3], выполненный со средней точкой в выходном трансформаторе. Известный двухтактный инвертор имеет две блокирующие обмотки в выходном трансформаторе, подключенные через цепочки из последовательно включенных диодов и резисторов, зашунтированных конденсаторами к базам коммутирующих транзисторов, силовые электроды которых включены в цепи эмиттеров силовых транзисторов. При изменении polarity

напряжений на вторичных обмотках управляющего трансформатора, блокирующий транзистор плеча, противоположного запирающемуся транзистору, находится в открытом состоянии и исключает подачу отпирающего напряжения до момента спада тока запирающегося транзистора, чем исключаются сквозные токи через силовые транзисторы, причем задержка отпирания открывающегося транзистора осуществляется автоматически. В известном техническом решении дополнительные обмотки в выходном трансформаторе используются для отпирания блокирующих транзисторов одного плеча на время запираания силовых транзисторов другого плеча, причем цепочки из резисторов и конденсаторов, включенных последовательно с диодами в цепях дополнительных обмоток выходного трансформатора, ускоряют процесс отпирания блокирующих транзисторов, а значит и ускоряют процесс блокирования коммутирующих транзисторов.

Однако при значительном уменьшении тока нагрузки в известном техническом решении коммутирующие транзисторы оказываются в перенасыщенном состоянии, что увеличивает время запираания этих транзисторов, а также увеличивает разницу во временах запираания по полупериодам вследствие влияния на процесс запираания силовых транзисторов, следовательно выполняют иную функцию по сравнению с предлагаемым техническим решением, в котором изменена фазировка дополнительных обмоток в выходном трансформаторе относительно первичной обмотки, поэтому эти обмотки в предлагаемом техническом решении обеспечивают малое падение напряжения на управляющей обмотке первого входного трансформатора при широком изменении тока нагрузки одновременно с безинерционным блокированием отпирания дополнительных транзисторов одного плеча на промежутки времени запираания транзисторов другого плеча.

Существенным отличием предлагаемого технического решения является обеспечение высокого значения КПД и надежности при широком изменении тока нагрузки вследствие обеспечения малой избыточности базовых токов транзисторов и автоматического поддержания этой малой избыточности в широком диапазоне изменения тока нагрузки из-за свойства предложенной схемы регулировать степень отпирания транзисторов пропорционально токам своих коллекторов. Малая избыточность базовых токов обеспечивает малое время рассасывания носителей в базах транзисторов, что позволяет использовать более высокие частоты преобразования, обеспечивает симметричный режим перемagnetизации сердечника выходного трансформатора, уменьшает просечки в коллекторных токах транзисторов, уменьшает влияние разброса параметров транзисторов, что увеличивает КПД и надежность предлагаемого технического решения в отличие от технического решения-прототипа, в котором обеспечиваются высокие значения КПД и надежности в ограниченном диапазоне изменения нагрузки, а при изменении тока нагрузки за пределами этого диапазона снижается КПД и надежность. Кроме того, в предлагаемом техническом решении уменьшена мощность, потребляемая от источника управляющих

напряжений благодаря действию положительной обратной связи, что также повышает КПД по сравнению с устройством прототипом, где отсутствует положительная обратная связь и поэтому потребляется большая мощность управления, чем в предлагаемом преобразователе.

Задачей изобретения является повышение КПД в широком диапазоне изменения тока нагрузки и температуры. Указанная задача достигается тем, что в двухтактный преобразователь напряжения, содержащий два управляющих ключа, состоящих из последовательно соединенных основного и дополнительного транзистора, первый входной трансформатор с первичной и двумя базовыми обмотками, двумя первыми диодами, обратные диоды, шунтирующие силовые цепи транзисторов, источника однополярных импульсов напряжения, причем вторичная обмотка выходного трансформатора соединена с выходными выводами, введены два конденсатора, второй управляющий трансформатор с двумя базовыми, управляющей и токовой обмотками, управляющая и токовая обмотки первого управляющего трансформатора, две первые и две вторые RCD цепочки, две диодные цепочки, состоящие из трех диодов, два из которых зашунтированы конденсаторами, причем каждая из указанных цепочек включена соответственно между базой основного транзистора и эмиттером дополнительного транзистора в прямом направлении, управляющая обмотка первого управляющего трансформатора, которая подключена через первые RCD цепи к парафазным выходам источника однополярных импульсов и дополнительные обмотки выходного трансформатора соединены между собой через первый диод, образуя отрицательную обратную связь, через резистор к парафазным выходам источника управляющих импульсов подключена обмотка второго управляющего трансформатора, базовые обмотки которого подключены через вторые RCD цепи к базо-эмиттерным переходам основных транзисторов, базовые обмотки управляющего трансформатора подключены к базо-эмиттерным переходам дополнительных транзисторов, токовые обмотки первого и второго управляющих трансформаторов включены последовательно между собой и последовательно с первичной обмоткой выходного трансформатора, образуя положительную обратную связь, и подключенные одним концом к средней точке конденсаторов, образующих полумостовую схему преобразователя с указанными управляемыми ключами.

Технический уровень предлагаемого технического решения достигается увеличением КПД и надежности при изменении температуры и тока нагрузки в широком диапазоне, а также уменьшением мощности, потребляемой от источника управляющих напряжений.

На фиг.1 показан двухтактный преобразователь напряжения; на фиг.2 - временные характеристики.

Двухтактный преобразователь напряжения содержит источник однополярных управляющих импульсов напряжения 1, парафазные выходы которого подключены через цепочки из резисторов

2 и 3, зашунтированных диодами 4 и 5 и конденсаторами 6 и 7 к обмотке управления 8 первого входного трансформатора 9 и к катодам диодов 10 и 11, аноды которых объединены и подключены к общему выводу источника однополярных импульсов 1. Базовые обмотки 12 и 13 первого входного трансформатора 9 зашунтированы резисторами 14 и 15 и подключены к базо-эмиттерным переходам дополнительных транзисторов 16 и 17, силовые электроды которых образуют последовательную цепь с силовыми электродами силовых транзисторов 18 и 19, причем коллектор первого транзистора 18 подключен к первому входному выводу, а эмиттер дополнительного транзистора 17 - ко второму входному выводу. Обмотка управления 20 второго входного трансформатора 21 подключена через резистор 22 к парафазным выходам источника управляющих импульсов 1, а базовые обмотки 23 и 24 - через цепочки из параллельно включенных диодов 25,26, резисторов 27 и 28 и конденсаторов 29 и 30 - к базо-эмиттерным переходам основных транзисторов 18 и 19. Базы транзисторов 18 и 19 подключены цепочки из последовательно включенных диодов 31 - 33 и 34 - 36 к эмиттерам соответствующих дополнительных транзисторов 16 и 17, причем части цепочек, состоящие из диодов 32, 33 и 35, 36 зашунтированы конденсаторами 37, 38 соответственно. Средняя точка цепи из последовательно включенных транзисторов 18, 16, 19 и 17 подключена через последовательно соединенные токовые обмотки 39 и 40 входного трансформатора 9 и 21 соответственно к одному из выводов первичной обмотки выходного трансформатора 42, другой вывод которой подключен к средней точке цепи из последовательно включенных конденсаторов 43 и 44, зашунтированных резисторами 45 и 46, крайние выводы которых подключены ко вторым входным выводам. Дополнительные обмотки 47 и 48 выходного трансформатора 42 подключены через диоды 49 и 50 к цепочкам в цепях парафазных выходов источника управляющих импульсов напряжения, состоящих из параллельно соединенных резисторов 2, 3, диодов 4, 5 и конденсаторов 6, 7. Вторичная обмотка 51 трансформатора 42 выполнена со средней точкой. Крайние выводы обмотки 51 трансформатора 42 через диоды 52, 53 подключены к одному из выводов нагрузки 54, другой вывод которой подключен к среднему выводу 51 трансформатора 42. Нагрузка 54 зашунтирована сглаживающим конденсатором 55. Эпюры 55, 57 (фиг.2) соответствуют напряжениям на выходе источника управляющих импульсов 1, эпюры 58, 59 - токам коллекторов транзисторов 16 и 18 соответственно, эпюры 60, 61 - токам коллекторов транзисторов 17 и 19, эпюра 62, изображенная штриховой линией, соответствует всплеску коллекторного тока, возможного при отсутствии конденсаторов 6, 7 и цепочек 25 - 30 при повышенной температуре корпусов транзисторов.

Двухтактный преобразователь напряжения работает следующим образом.

С парафазных выходов источника управляющих импульсов напряжения поступают импульсы длительностью  $t_1 - t_0$  и  $t_7 - t_1$ , на обмотку 8 трансформатора 9 через RCD цепочки 2 - 7 и на обмотку 20 трансформатора 21 через резистор 22. В промежуток времени до момента  $t_1$  благодаря

положительной обратной связи через обмотку 39 трансформатора 9 и обмотку 40 трансформатора 21, транзисторы 16 и 18 находятся в открытом состоянии, а транзисторы 18 и 19 - в открытом. При этом на верхнем выходе источника управляющих напряжений 1 существует напряжение положительной полярности, а на нижнем выходе напряжение равно нулю (эпюра 56, полярность без скобок). Диоды 4, 10, 11 находятся в непроводящем состоянии, а диод 5 - в проводящем. Диод 49 находится в непроводящем состоянии, т.к. число витков обмотки 47 и обмотки 48 трансформатора 42 выбраны такими, что напряжения на этих обмотках по абсолютной величине выбраны меньшими, чем падение напряжения на резисторе 2. Конденсатор 6 оказывается заряженным до напряжения, равного разности напряжений на верхнем выходе источника управляющих напряжений  $U_1$  и напряжения  $U_8$  обмотки 8 трансформатора 9.

$$U_6 = U_1 - U_8$$

(падение напряжения на диоде 5 и элементах нижнего выхода источника управляющих напряжений пренебрегаем). Диод 50 находится в непроводящем состоянии из-за запирающей полярности напряжения, приложенного с обмотки 48 трансформатора 42. Диод 25 находится в проводящем состоянии и конденсатор 29 заряжается до величины прямого падения напряжения на диоде 25

$$U_{29} = U_{25},$$

где  $U_{29}$ ,  $U_{25}$  - напряжения на конденсаторе 29 и на проводящем диоде 25 соответственно.

Заряд конденсатора 29 при этом равен

$$Q_{29} = U_{25} \cdot C_{29},$$

где  $C_{29}$  - емкость конденсатора 29. В момент времени  $t_1$  происходит изменение напряжений на выходе источника управляющих напряжений 1: на верхнем выходе напряжение становится равным нулю, а на нижнем выходе появляется положительное напряжение (эпюра 57, полярности в скобках). Ввиду того, что транзисторы 16 и 18 запираются не мгновенно, а с некоторой задержкой, направление токов через токовые обмотки 39 и 40 трансформаторов 9 и 21 сохраняются неизменными, поэтому остается неизменной полярность напряжений на его обмотках, диод 49 переходит в проводящее состояние и эффективно шунтирует обмотку 8 трансформатора 9, вызывая рассасывание неосновных носителей в базовой области быстродействующего низковольтного транзистора 16 (промежуток времени и его запираение (промежуток времени  $t_2 - t_1$ ) происходит разряд активной области базы транзистора 16. Конденсатор 6 при этом разряжается неполностью, а до напряжения

$$U_6^1 = U_{47} - U_{49},$$

где  $U_{47}$ ,  $U_{49}$  - напряжения на дополнительной обмотке 47 трансформатора 42 и на проводящем диоде 49. Заряд конденсатора 6 становится равным

$$Q_6 = U_6^1 \cdot C_6,$$

где  $C_6$  - емкость конденсатора 6.

Цепь эмиттера инерционного высоковольтного транзистора 18 разрывается, диоды 31 - 33 переходят в проводящее состояние, происходит форсированное рассасывание неосновных носителей в коллекторно-базовом переходе транзистора 18 (промежуток времени  $t_4 - t_3$ ), а

также уменьшение тока через токовые обмотки 39 и 40 трансформаторов 9 и 21 ( $t_5 - t_4$ ). При этом происходит разряд активной области транзистора 18. В пассивных областях базы сохраняется остаточный заряд

$$U_{ост.18} = I_{б18} \tau' - Q_{a18} = I_{б18}(\tau_a + \tau_n) - Q_{a18},$$

где  $I_{б18}$ ,  $Q_{a18}$ ,  $\tau_a$ ,  $\tau_n$  - ток базы транзистора 18 до момента  $t_4$ , заряд активной области базы транзистора 18, времена жизни неосновных носителей в активной пассивной областях базы. При выборе величины емкости 29 из условия

$$Q_{29} > Q_{ост.18}$$

- происходит полное рассасывание неосновных носителей в области базы транзистора 18, что соответствует отсутствию повторного всплеска его коллекторного тока, причем напряжение на конденсаторе 29 имеет запирающую полярность для эмиттерного перехода транзистора 18. После запираения транзистора 16 диод 11 находится в проводящем состоянии на промежуток времени разряда конденсатора 6, что вызывает полное рассасывание избыточного заряда в базовой области транзистора 16 и исключает сквозные токи через транзисторы 16 - 19. Величина емкости конденсатора  $C_6$ , удовлетворяющая этому условию, выбирается из соотношения

$$Q_6 = U_6^1 \cdot C_6 > U_1(t_5 - t_4)/R_3$$

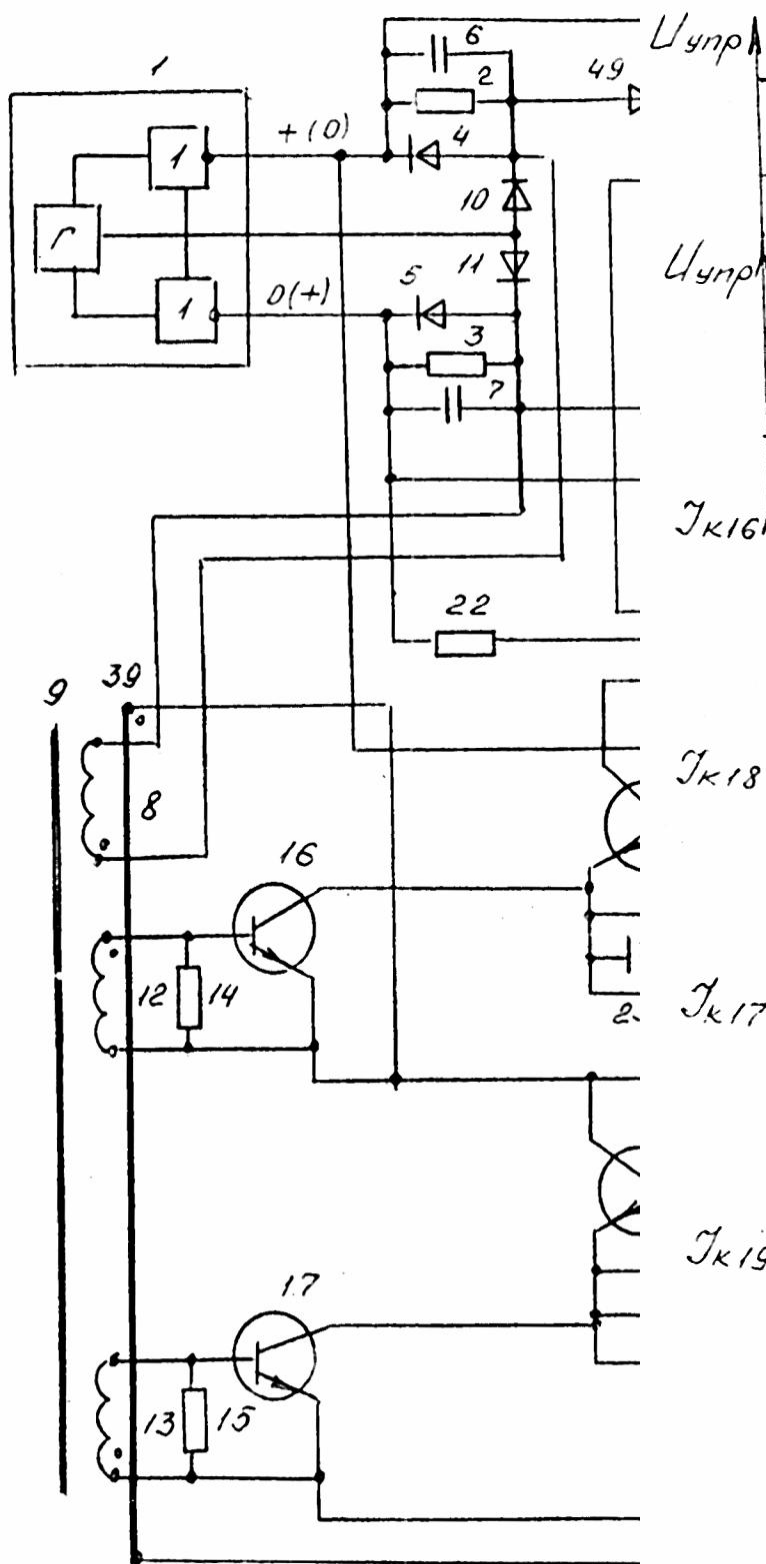
(при максимальной температуре)

где  $U_1$  - напряжение на выходе источника управляющих напряжений 1;

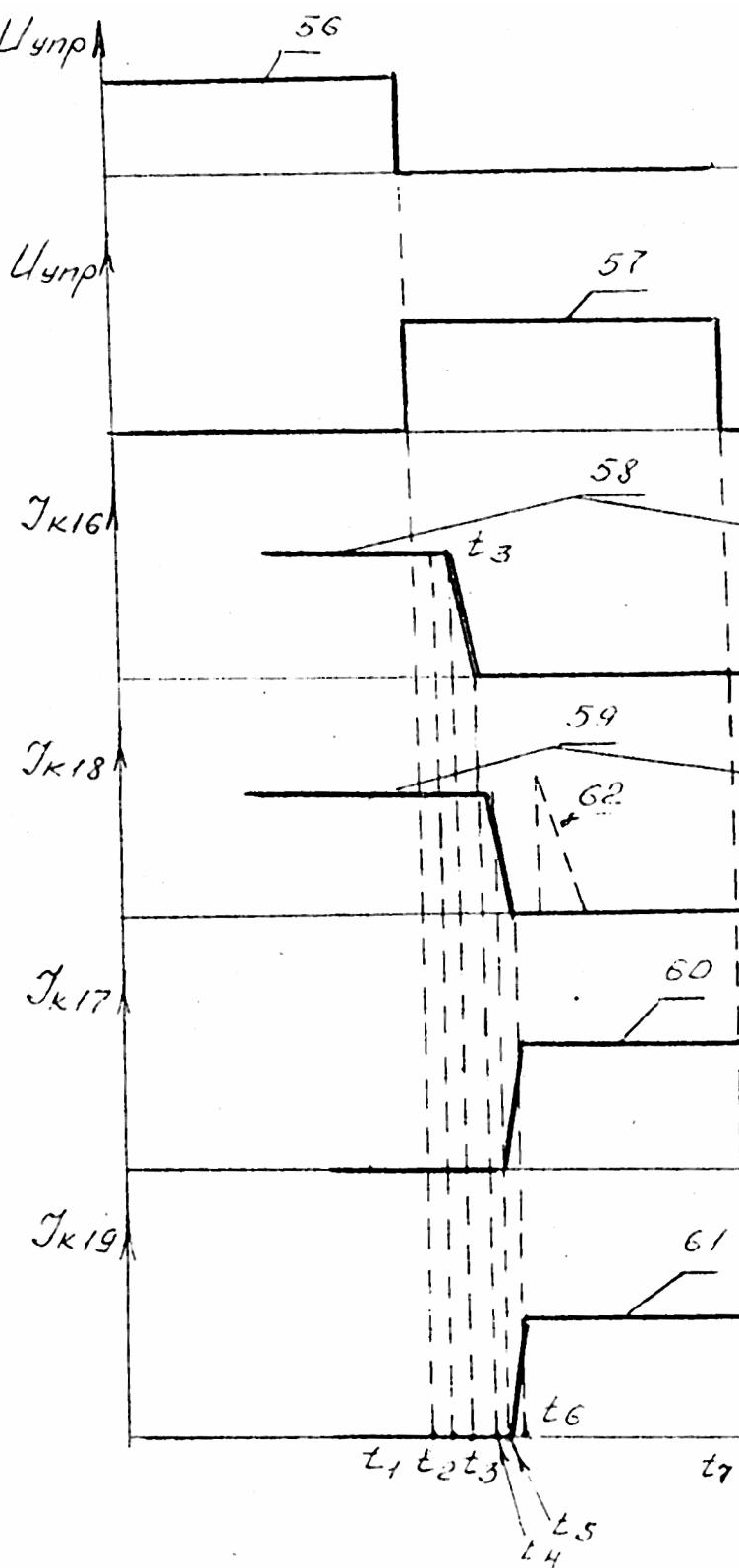
$R_3$  - сопротивление резистора 3.

Резисторы 27 и 28 обеспечивают надежное отпирание транзисторов 18 и 19 при малых токах нагрузки. Конденсаторы 37 и 38 уменьшают динамические сопротивления цепочек 31 - 33 и 34 - 36, что ускоряет процесс запираения транзисторов 16 и 18, полярность напряжений на обмотках трансформатора 42 изменяется на противоположную, диод 11 также переходит в непроводящее состояние и снижает блокирование нижнего плеча схемы. Диод 4 переходит в проводящее состояние, транзисторы 17 и 19 запираются, причем их ток определяется величиной тока нагрузки, обеспечивая оптимальную степень насыщения и малые статические потери. В следующий полупериод процессы протекают аналогично.

Использование положительной токовой обратной связи позволяет значительно уменьшить мощность, потребляемую от источника управляющих напряжений, позволяет обеспечить пропорциональность между базовыми и коллекторными токами транзисторов, малую избыточность базовых токов при изменении тока нагрузки в широком диапазоне, что предопределяет малые статические потери, малые динамические потери и, в совокупности с использованием отрицательной обратной связи в моменты запираения дополнительных транзисторов, действующей в течение промежутка времени полного рассасывания носителей и активных и пассивных областей баз транзисторов, повышает коэффициент полезного действия.



Фиг. 1



Фиг. 2