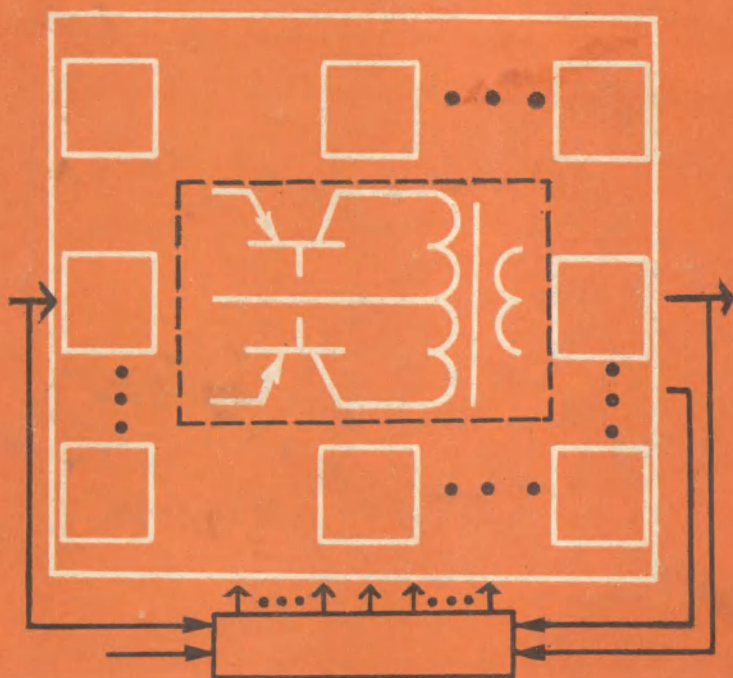


В.П.Миловзоров
А.К.Мусолин

ДИСКРЕТНЫЕ СТАБИЛИЗАТОРЫ И ФОРМИРОВАТЕЛИ НАПРЯЖЕНИЯ

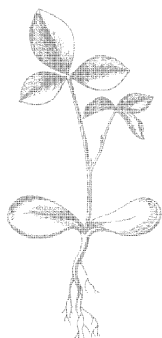


В. П. МИЛОВЗОРОВ, А. К. МУСОЛИН

ДИСКРЕТНЫЕ СТАБИЛИЗАТОРЫ И ФОРМИРОВАТЕЛИ НАПРЯЖЕНИЯ



МОСКВА ЭНЕРГОАТОМИЗДАТ 1986



Scan AAW

ББК 31.264.5

М60

УДК 621.316.722.1:621.382

Рецензент канд. техн. наук Б. Н. Иванчук

Миловзоров В. П., Мусолин А. К.

М60 Дискретные стабилизаторы и формирователи напряжения. -- М.: Энергоатомиздат, 1986. — 248 с.: ил.

Книга освещает вопросы теории и принципов построения дискретных стабилизаторов и формирователей напряжения, применяемых в качестве источников вторичного электропитания радиоэлектронной аппаратуры. Рассмотрены различные схемы дискретных стабилизаторов и регуляторов переменного и постоянного напряжения, а также формирователей напряжения. Большое внимание уделено особенностям проектирования таких устройств и их практической реализации.

Для инженерно-технических работников, занимающихся разработкой и применением источников электропитания.

М 2302030000-067
051(01)-86 75-86

ББК 31.264.5

© Энергоатомиздат, 1986

ПРЕДИСЛОВИЕ

Значительная часть вырабатываемой электрической энергии потребляется радиоэлектронной аппаратурой (РЭА), средствами информационно-измерительной и вычислительной техники, системами и комплексами управления автоматики и телемеханики, радиосвязи и телевидения.

Эффективность использования РЭА электрической энергии во многом определяется методами преобразования, регулирования и стабилизации напряжения (тока), а также средствами их реализации, т. е. схмотехническими решениями устройств, составляющих основу источников вторичного электропитания (ИВЭП) и существенно влияющих на массу, объем и надежность РЭА в целом.

В связи с этим вопросы совершенствования ИВЭП — улучшение их энергетических, надежностных и удельных по массе и объему показателей — являются весьма актуальными.

Одним из путей повышения эффективности использования электрической энергии в ИВЭП, как известно, является применение амплитудно-импульсной и широтно-импульсной модуляции регулируемого напряжения или тока.

В отличие от ранее издававшихся книг по ИВЭП, посвященных непрерывным и импульсным стабилизаторам, регуляторам и преобразователям напряжения, предлагаемая вниманию читателей книга посвящена по существу новому направлению — дискретным ИВЭП, в основе схмотехнических решений которых лежит применение трансформаторов (которые могут работать как на основной, так и на повышенной частоте) с дискретно изменяющимся коэффициентом трансформации в строго регламентированные (дискретные) моменты времени.

Использование трансформаторов с дискретно изменяющимся коэффициентом трансформации в момент прохождения тока нагрузки через нулевой уровень позволяет по-

лучить широкодиапазонное регулирование напряжения переменного тока или его стабилизацию с минимальным коэффициентом нелинейных искажений напряжения первичной сети. Исследованию такого типа устройств посвящена первая часть книги, где рассмотрены дискретные исполнительные органы, схемы управления ими, практические разработки дискретных регуляторов и стабилизаторов переменного тока, а также исследованы их статические и динамические характеристики.

Широкодиапазонное регулирование напряжения постоянного тока или его стабилизацию (при изменяющемся в широком диапазоне напряжении первичного источника постоянного тока) целесообразно осуществлять с помощью дискретных исполнительных органов, которые состоят из ряда преобразовательных модулей, позволяющих изменять (адаптировать) их структуру (вид соединения модулей) в зависимости от диапазона изменения напряжения первичного источника, диапазона регулирования напряжения или тока нагрузки, а также от требований надежности. Работа трансформаторов преобразовательных модулей на повышенных частотах (20—30 кГц) и возможность адаптации позволяют получить относительно высокие энергетические, точностные, надежностные и удельные по массе и объему показатели дискретных регуляторов и стабилизаторов напряжения постоянного тока, что и нашло отражение во второй части книги.

Третья часть книги посвящена дискретным формирователям напряжения требуемой формы на основе изменения по заданному закону во времени коэффициента трансформации за счет коммутации обмоток высокочастотного трансформатора или преобразовательных модулей с трансформаторным выходом.

Цель настоящей книги — обобщить результаты исследования дискретных принципов регулирования и стабилизации напряжения (тока), опубликованные в большинстве своем в виде статей и авторских свидетельств, включая материалы работ, проведенных в течение ряда лет в Рязанском радиотехническом институте под руководством и непосредственном участии авторов, и ознакомить специалистов по радиоэлектронной аппаратуре, а также студентов вузов соответствующих специальностей с возможностями использования этого вида ИВЭП в РЭА различного назначения и общими вопросами их проектирования.

Авторы считают своим долгом выразить глубокую признательность редактору книги канд. техн. наук Ю. К. За-

харову и рецензенту канд. техн. наук Б. Н. Иванчуку за ряд ценных советов, направленных на улучшение книги, а также старшим научным сотрудникам РРТИ В. Е. Болтневу, Н. И. Дуплину и А. С. Морозову, принимавшим активное участие в разработке и исследовании новых типов дискретных стабилизаторов и формирователей напряжения, и техникам Т. В. Федоренко и В. А. Будановой, оказавшим большую помощь в подготовке рукописи к печати.

Авторы с благодарностью примут критические замечания и предложения читателей по книге, которые просят направлять по адресу: 113114, Москва, М-114, Шлюзовая наб., 10, Энергоатомиздат.

Авторы

ДИСКРЕТНЫЕ СТАБИЛИЗАТОРЫ И РЕГУЛЯТОРЫ ПЕРЕМЕННОГО НАПРЯЖЕНИЯ

Глава первая

ДИСКРЕТНЫЕ ИСПОЛНИТЕЛЬНЫЕ ОРГАНЫ (ДИО)

1.1. ОСНОВНЫЕ ТРЕБОВАНИЯ И КЛАССИФИКАЦИЯ ДИСКРЕТНЫХ СПОСОБОВ РЕГУЛИРОВАНИЯ ПЕРЕМЕННОГО НАПРЯЖЕНИЯ

В большинстве случаев стационарная аппаратура таких потребителей электрической энергии, как средства радиосвязи, ЭВМ, информационно-измерительные комплексы, средства управления и автоматики, получает энергию от силовой сети переменного тока промышленной частоты, качество электрической энергии которой, определяемое ГОСТ 13109-67, не всегда удовлетворительно. Для получения повышенного качества (с заданной точностью, уровнем пульсаций, гармоническим составом и т. п.) применяют регуляторы и стабилизаторы напряжения, относящиеся к источникам вторичного электропитания (ИВЭП), которые включаются между сетью и потребителями.

Основной задачей регулятора напряжения является изменение напряжения во времени в заданном диапазоне по требуемому закону. Регуляторы переменного напряжения при высоких энергетических и удельных по массе и объему показателях должны обеспечивать заданную точность требуемого уровня напряжения, плавность его регулирования, минимальные искажения формы напряжения, неразрывность цепи протекания тока нагрузки, а также возможность ручного, дистанционного или автоматического управления уровнем напряжения.

Стабилизаторы напряжения призваны уменьшить нестабильность напряжения сети.

Наряду с обеспечением высоких энергетических, надежности и удельных по массе и объему показателей стабилизаторы должны как можно меньше искажать форму напряжения сети. Кроме того, стабилизаторы должны обеспечивать для проведения профилактического режима

работы РЭА подрегулировку стабилизированного напряжения в диапазоне $\pm 10\%$.

Качество электрической энергии на выходе регулятора или стабилизатора напряжения переменного тока оценивается коэффициентами, которые характеризуют форму кривой напряжения:

коэффициентом искажения $k_{\text{и}} = U_1/U$, где U — действующее значение напряжения; U_1 — действующее значение напряжения основной гармоники;

коэффициентом нелинейных искажений, оценивающим

гармонический состав напряжения, $k_{\text{н.и}} = \frac{\sqrt{\sum_{k>1} U_k^2}}{U_1}$, где

U_k — действующее значение напряжения k -й гармоники;

коэффициентом формы, отражающим изменение действующего значения напряжения при поддержании постоянным его среднего значения, $k_{\text{ф}} = U/U_{\text{ср}}$, где $U_{\text{ср}}$ — среднее значение напряжения (для напряжения синусоидальной формы $k_{\text{ф}} = 1,11$);

коэффициентом гармоник $k_{\text{г}} = \frac{\sqrt{U^2 - U_1^2}}{U_1}$ или $k_{\text{г}} = \frac{1}{k_{\text{и}}} \sqrt{1 - k_{\text{и}}^2}$;

коэффициентом сдвига основной гармоники тока относительно напряжения $\cos \varphi_1$;

коэффициентом мощности $k_{\text{м}} = k_{\text{и}} \cos \varphi_1$.

В большинстве случаев регуляторы и стабилизаторы переменного напряжения должны обеспечивать гальваническую развязку между сетью и нагрузкой.

Точностные, энергетические, надежностные, а также удельные по массе и объему показатели регуляторов и стабилизаторов определяются в основном способом регулирования напряжения и его схемной реализацией.

По способу регулирования напряжения регуляторы и стабилизаторы делятся на непрерывные и импульсные.

Непрерывные регуляторы и стабилизаторы переменного напряжения характеризуются высокими точностными и качественными показателями, но низкими энергетическими и удельными по массе и объему показателями.

Импульсные регуляторы и стабилизаторы переменного напряжения, в которых напряжение сети в каждом полупериоде полностью включается и отключается, а регулирование производится изменением момента этого переключения, обладают высокими точностными, энергетическими и удель-

ными по массе и объему показателями, но низкими качественными показателями, так как сильно искажают форму напряжения сети и приводят к повышению уровня высших гармонических составляющих тока, потребляемого устройством из сети.

Фактор искажения формы напряжения при импульсном способе регулирования и стабилизации с сохранением на высоком уровне технико-экономических показателей может быть значительно уменьшен за счет применения различных

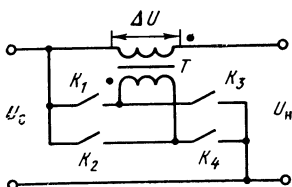


Рис. 1.1. Схема включения трансформатора для отбавки или добавки напряжения

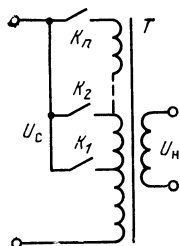


Рис. 1.2. Схема трансформатора с переменным коэффициентом трансформации

типов квантования регулируемого напряжения и увеличения числа коммутаций силового ключа в пределах полупериода питающего напряжения.

Различают квантование регулируемого напряжения по времени (широотно-импульсное регулирование напряжения за счет изменения соотношения времени включенного и выключенного состояния силового ключа), по уровню (амплитудное регулирование напряжения за счет ступенчатого изменения уровня дополнительного напряжения с учетом его знака) и комбинированное (по времени и уровню).

Одним из путей получения амплитудного регулирования является включение последовательно с нагрузкой трансформатора (рис. 1.1), который осуществляет добавку (или отбавку) напряжения, а также применение трансформатора (автотрансформатора) с переменным коэффициентом трансформации Δk_T (рис. 1.2) за счет коммутации выводов обмоток при возмущающих воздействиях по напряжению сети δ_c и нагрузки δ_n или при подаче сигнала для изменения, регулирования напряжения на нагрузке δ_p

$$\Delta k_T = f(\delta_c, \delta_n, \delta_p).$$

В первом случае трансформатор i может работать как на основной, так и на повышенной частоте (последнее приводит к значительному улучшению его удельных по массе и объему показателей), а во втором — только на основной частоте питающего напряжения. Схема (рис. 1.1) не обеспечивает требований гальванической развязки сети и нагрузки. Вопросы теории, схемотехники и применения устройств регулирования и стабилизации напряжения таких устройств наиболее полно нашли отражение в [1]. В данной же работе рассматриваются устройства регулирования и стабилизации переменного напряжения, выполненные по схеме рис. 1.2.

Назовем *дискретными* такие устройства, в которых квантование регулируемого напряжения по уровню и времени реализуется за счет дискретного (т. е. ступенчатого) изменения коэффициента трансформации трансформатора в пределах каждого полупериода питающего напряжения при коммутации силовых ключей в дискретные (в смысле «строго фиксированные») моменты времени, определяемые схемой управления.

Для дискретного регулятора, выполненного по схеме рис. 1.2, изменение напряжения на нагрузке ΔU_H при квантовании по уровню и по времени связано с напряжением сети U_c коэффициентом трансформации Δk_T , дискретно изменяемым в фиксированные моменты коммутации ключей

$$\Delta U_H = U_c \Delta k_T. \quad (1.1)$$

Для дискретного стабилизатора напряжение на нагрузке U_H состоит из нерегулируемой части напряжения, характеризуемой коэффициентом трансформации k_T трансформатора, и регулируемой части напряжения, характеризуемой коэффициентом трансформации Δk_T , дискретно изменяемым в фиксированные моменты коммутации ключей

$$U_H = U_c [k_T + \Delta k_T]. \quad (1.2)$$

При квантовании напряжения по уровню различают два вида квантования. *Двоичным* называют такой вид квантования, при котором напряжение добавки ΔU (рис. 1.1) может либо отсутствовать (при всех разомкнутых ключах), либо добавляться к напряжению U_c , т. е. складываться с ним (при замкнутых ключах K_1 и K_4). Под *троичным* понимают такой вид квантования, при котором напряжение ΔU может не только отсутствовать (при замкнутых ключах K_1 и K_2) или складываться с напряжением U_c , но и вычитаться из него («отбавляться») при замкнутых ключах K_2 и K_3 .

В случае секционирования таких устройств (схематические решения таких устройств рассмотрены в дальнейшем) напряжения ΔU добавок напряжения отдельных секций (рис. 1.2) зависят от весовых коэффициентов этих секций, которые определяются видом квантования. Например, для двоичного квантования весовые коэффициенты равны 2^{n-1} , а для троичного 3^{n-1} (т. е. составляют веса разрядов чисел, представленных соответственно в двоичной или троичной системе счисления), где n — порядковый номер секции (добавки напряжения). При этом первая (младшая) добавка определяет заданную точность стабилизации напряжения δ_n или дискретность его регулирования δ_r .

Таблица 1.1

n	№ секции	Весовой коэффициент секции	Возможные включения данной и предыдущих секций	Относительные изменения Δk_T
Для двоичного квантования	1	$2^{1-1}=1$	+1	+1
	2	$2^{2-1}=2$	+2 +2+1	+2 +3
	3	$2^{3-1}=4$	+4 +4+1 +4+2 +4+2+1	+4 +5 +6 +7
	4	$2^{4-2}=8$	+8 +8+1 +8+2 +8+2+1	+8 +9 +10 +11
Для троичного квантования	1	$3^{1-1}=1$	+1	± 1
	2	$3^{2-1}=3$	+3—1 +3 +3+1	± 2 ± 3 ± 4
	3	$3^{3-1}=9$	+9—3—1 +9—3 +9—3+1 +9—1 +9 +9+1 +9+3—1	± 5 ± 6 ± 7 ± 8 ± 9 ± 10 ± 11

Таблица 1.1, где знак «+» означает согласное, а знак «-» встречное включение секции или всего набора включенных секций (для троичного квантования), иллюстрирует эти положения. Из последнего столбца таблицы видно, что дискретность изменения коэффициента трансформации в (1.2) для обоих видов квантования равна коэффициенту трансформации первой (младшей) секции, принятому за единицу.

По числу дискретных изменений коэффициента трансформации в пределах каждого полупериода питающего напряжения различают дискретные устройства регулирования и стабилизации напряжения с одноктактной, двухтактной и многотактной коммутацией силовых ключей.

На рис. 1.3,а показана форма напряжения на нагрузке при одноктактной коммутации ключей в начале каждого полупериода t_1 и при регулировании напряжения в диапазоне $U_{H\min}$ — $U_{H\max}$.

На рис. 1.3,б и в показана форма напряжения на нагрузке при двухтактной коммутации ключей в начале полупериода t_1 и в момент времени t_2 с выбором поддиапазона (рис. 1.3,б) и без выбора поддиапазона (рис. 1.3,в). Схемные решения таких видов регулирова-

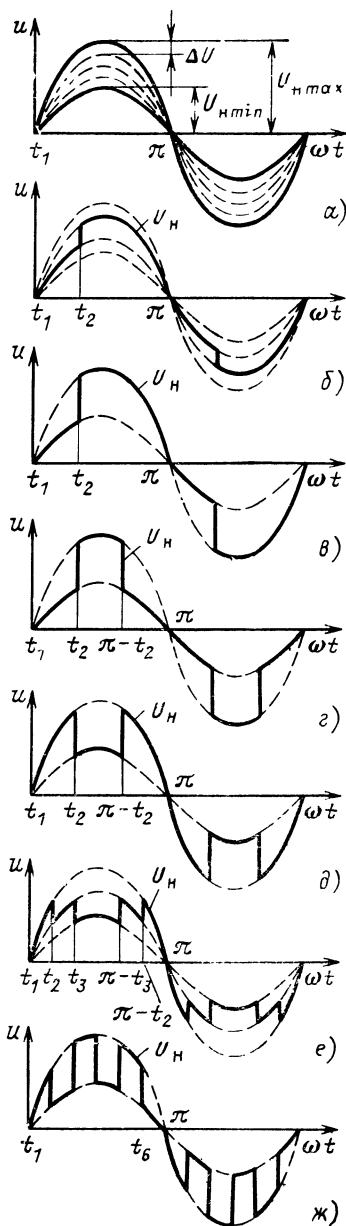


Рис. 1.3. Формы напряжений при дискретном регулировании

ния напряжения, выполненные на трансформаторе (автотрансформаторе), предложены в [2, 3].

Значительное улучшение качественных показателей по сравнению с двухтактной коммутацией (рис. 1.3,в) дает регулирование с трехтактной (рис. 1.3,г и д), а также с пяти-тактной (рис. 1.3,е) коммутацией силовых ключей, симметричной относительно середины полупериода питающего напряжения сети. На рис. 1.3,ж приведена форма напряже-

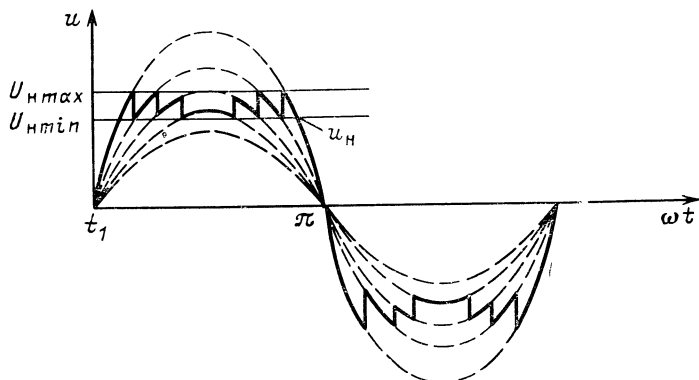


Рис. 1.4. Форма напряжения при цифровом способе многотактной коммутации ключей

ния при многотактной коммутации силового ключа с фиксированным на двух уровнях коэффициентом трансформации [4].

Как видно из приведенных рисунков, дискретные регуляторы и стабилизаторы с однократной коммутацией, производимой в начале полупериода напряжения сети (рис. 1.3,а), характеризуются наиболее высокими показателями качества электрической энергии. Остальные же виды дискретных регуляторов и стабилизаторов характеризуются значительным искажением формы напряжения сети, т. е. ухудшением качественных показателей электрической энергии.

В последнее время для регулирования напряжения по мгновенному значению предложен цифровой способ многотактной коммутации силовых ключей с дискретно изменяющимся коэффициентом трансформации трансформатора (рис. 1.4) при достижении напряжением u_n максимального ($U_{нmax}$) или минимального ($U_{нmin}$) значения [5].

В данной книге рассматриваются дискретные стабилизаторы и регуляторы переменного напряжения на транс-

форматоре (автотрансформаторе) с однотактной коммутацией в начале полупериода питающего напряжения, которые, как отмечалось выше, обеспечивают наиболее высокое качество электрической энергии. Функциональная схема такого ИВЭП приведена на рис. 1.5. Дискретный исполнительный орган ДИО такого источника обеспечивает квантование по уровню и состоит из нерегулируемой НРЧ и регулируемой РЧ частей трансформатора (автотрансфор-

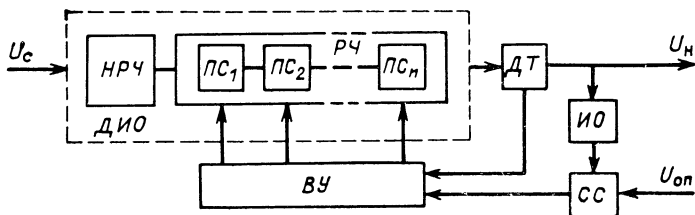


Рис. 1.5. Функциональная схема дискретного стабилизатора переменного напряжения

матора). Регулируемая часть состоит из переключающих секций *ПС*, осуществляющих добавку или отбавку напряжения. Схема управления включает: измерительный орган *ИО*, который определяет функцию регулирования напряжения — по амплитудному, действующему, мгновенному или среднему значению; схему сравнения *СС* для определения отклонения напряжения U_n от опорного $U_{оп}$ и вычислительное устройство *ВУ* для преобразования аналоговой величины отклонения напряжения U_n в дискретную в виде параллельного кода, в зависимости от которого формируются сигналы управления ключами секций *ПС* регулируемой части трансформатора в моменты прохождения тока нагрузки через нулевой уровень, определяемый датчиком тока *ДТ*.

1.2. ДИО РЕГУЛЯТОРОВ ПЕРЕМЕННОГО НАПЯЖЕНИЯ

Простейшим устройством, обеспечивающим дискретное регулирование напряжения в широком диапазоне, является трансформатор с секционированной первичной и вторичной обмотками или только одной из них. Энергетические показатели широкодиапазонных регуляторов получаются выше при секционировании вторичной обмотки трансформатора [6]. На рис. 1.6,а показана схема дискретного исполнительного органа (ДИО) с секционированной вторичной обмоткой трансформатора. Напряжение U_1 , снима-

емое с обмотки ω_1 младшей секции, имеющей минимальное число витков, при замыкании ключа K_1 в момент прохождения тока нагрузки через нулевой уровень, является минимальным значением дискретного изменения напряжения на нагрузке при условии, что числа витков обмоток секций (от младшей к старшей) составляют арифметическую прогрессию.

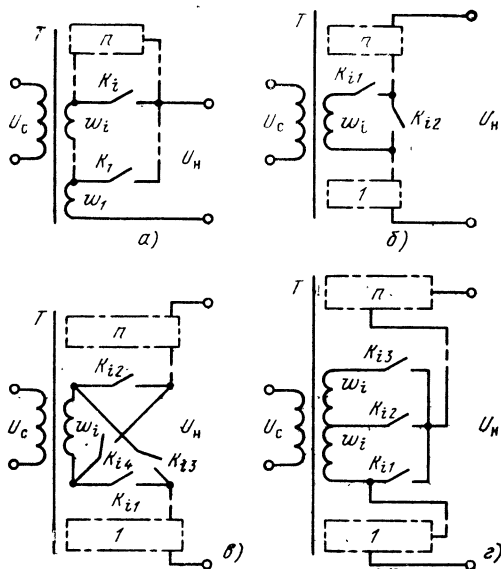


Рис. 1.6. Схемы ДИО регуляторов переменного напряжения: а — общая схема; б — с коммутацией ПС на вторичной стороне трансформатора; в — полностью управляемыми ПС; г — с коммутацией обмоток со средней точкой

Общее число секций n , состоящих из обмотки ω_i и реверсивного ключа K_i , определяется диапазоном регулирования напряжения

$$n = (U_{н\max} - U_{н\min}) / U_1,$$

где n округлено до ближайшего большего целого числа; $U_{н\max}$, $U_{н\min}$ — максимальное и минимальное значения напряжения на нагрузке.

Такой ДИО характеризуется большим числом обмоток, выводов и ключей.

Значительное сокращение числа коммутируемых секций при выполнении условия широкодиапазонного регулирования напряжения достигается, если выполнить секции так, что числа их витков образуют геометрическую прогрессию

со знаменателем два, т. е. выполнены по двоичной системе счисления. Для этого каждая секция должна иметь возможность с помощью коммутируемых ключей как включаться последовательно с другими секциями, так и исключаться из набора секций (шунтироваться).

На рис. 1.6,б показана схема ДИО для широкодиапазонного регулятора напряжения с возможностью согласного включения переключаемых секций (ПС) между собой (ключи K_{i1} включены, а ключи K_{i2} выключены) или исключения i -й секции из набора путем включения ее шунтирующего ключа K_{i2} и выключения ее последовательного ключа K_{i1} . Общее число ПС, обеспечивающих изменение напряжения на нагрузке от $U_{н\ min}$ до $U_{н\ max}$ ($U_{н\ min}$ является напряжением младшей секции), определяется формулой.

$$n = \log_2 \frac{U_{н\ max}}{U_{н\ min}}.$$

где n округлено до ближайшего большего целого числа.

При дискретности изменения выходного напряжения 1—2 В выигрыш на две секции по сравнению со схемой, изображенной на рис. 1.6,б, получается при использовании секций с числами витков, относящимися между собой как числа $3^0 : 3^1 : 3^2 : 3^3 : 3^4 = 1 : 3 : 9 : 27 : 81$ и т. д., т. е. составляющих геометрическую прогрессию со знаменателем три (рис. 1.6,в) [7]. Причем каждая из обмоток секций может быть включена согласно с остальными обмотками секций (ключи K_{i1} и K_{i2} включены, а ключи K_{i3} и K_{i4} выключены), исключена из набора обмоток секций (ключи K_{i1} и K_{i4} включены, а ключи K_{i2} и K_{i3} выключены) или включена встречно с обмотками других секций (ключи K_{i3} и K_{i4} включены, а ключи K_{i1} и K_{i2} выключены). Однако наряду с указанным уменьшением количества секций увеличивается в 1,5 раза число ключей и усложняется алгоритм управления ими.

Уменьшение как числа секций (на одну), так и числа ключей (в 2 раза) по сравнению со схемой рис. 1.6,в достигается выполнением секционированных обмоток со средними точками при сохранении соотношения витков обмоток секций, определяемого геометрической прогрессией с основанием три, и соединении секций согласно рис. 1.6,г [8], причем в каждой секции может быть включен только один ключ. Для получения напряжения $U_{н\ min}$, которое определяет дискретность изменения напряжения $U_{н}$, должен быть включен средний ключ K_{i2} младшей секции и

первые ключи ($K_{21}, K_{31}, \dots K_{n1}$) каждой секции. Напряжение $U_{H \max}$ получается при включении третьих ключей ($K_{13}, K_{23}, \dots K_{n3}$) каждой секции и равно

$$U_{H \max} = U_{H \min} (3^n - 1).$$

1.3. ДИО СТАБИЛИЗАТОРОВ ПЕРЕМЕННОГО НАПРЯЖЕНИЯ

Основным отличием ДИО стабилизаторов от регуляторов напряжения является наличие основной обмотки, с которой могут быть включены встречно или согласно обмотки секций.

На рис. 1.7,а приведена схема ДИО с секционированием первичной обмотки трансформатора для регулирования напряжения в заданном диапазоне ΔU_p с требуемой точностью его стабилизации ΔU_H при отклонении напряжения сети ΔU_c без искажения формы входного напряжения за счет возможности переключения ключей в момент перехода напряжения (тока) через нулевой уровень. Схема ДИО с секционированием вторичной обмотки трансформатора приведена на рис. 1.7,б. Напряжения секционированных

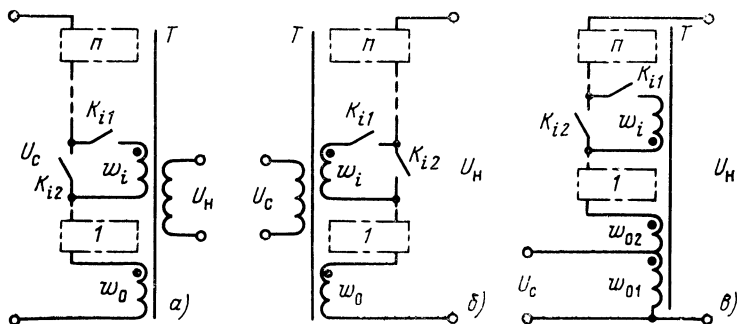


Рис. 1.7. Схемы ДИО стабилизаторов переменного напряжения: а — с коммутацией ПС на первичной стороне трансформатора; б — с коммутацией ПС на вторичной стороне трансформатора; в — на автотрансформаторе

обмоток w_1, w_i, \dots, w_n находятся в зависимости между собой согласно геометрической прогрессии с основанием 2. Причем напряжение ΔU_H младшей секции определяется точностью стабилизации напряжения.

На рис. 1.7,в приведена схема ДИО на автотрансформаторе с повышающей обмоткой w_{02} . ЭДС обмоток секций направлена навстречу суммарной ЭДС обмоток w_{01} и w_{02} при включении последовательных ключей секций K_{i1} и не влияет на ЭДС этих обмоток при включении шунтирую-

щих ключей секций K_{i2} . Например, при $U_{c\ min}$ все ключи K_{i2} замкнуты и напряжение на нагрузке

$$U_{н\ min} = U_{c\ min} + U_{2\ min} - \Delta U_{K_{i2}},$$

где $\Delta U_{K_{i2}}$ — падение напряжения на шунтирующих ключах секций.

Для получения номинального напряжения необходимо выполнение условия

$$U_{н,\ ном} = U_{c\ min} + U_{2\ min} - \Delta U_{K_{i2}},$$

откуда находится требуемое напряжение повышающей обмотки ω_{02}

$$U_{2\ min} = U_{н,\ ном} - U_{c\ min} + \Delta U_{K_{i2}}.$$

Тогда коэффициент трансформации автотрансформатора

$$k_1 = \frac{U_{c\ min} + U_{2\ min}}{U_{c\ min}}.$$

При $U_{c\ max}$ все ключи K_{i2} разомкнуты, а замкнуты ключи K_{i1} секций, и суммарное напряжение всех секций вычитается из выходного напряжения

$$U_{н\ max} = U_{c\ max} + U_{2\ max} - \Delta U_{K_{i1}} - \sum_{i=1}^n U_i,$$

где U_i — напряжение отдельной секции; n — число секций.

Напряжение на нагрузке $U_{н,\ ном}$ при $U_{c\ max}$ определяется согласно выражению

$$U_{н,\ ном} = U_{c\ max} + U_{2\ max} - \Delta U_{K_{i1}} - \sum_{i=1}^n U_i.$$

Из последнего выражения определяется суммарное напряжение всех секций

$$\sum_{i=1}^n U_i = U_{c\ max} + U_{2\ max} - U_{н,\ ном} - \Delta U_{K_{i1}}.$$

Общее число секций для схем ДИО, изображенных на рис. 1.7 и обеспечивающих регулирование напряжения в диапазоне $\delta_p = \Delta U_p / U_n$ с относительной точностью стабилизации $\delta_n = \Delta U_n / U_n$ при относительном отклонении вход-

ного напряжения $\delta_c = \Delta U_c / U_c$, определяется формулой

$$n = \log_2 \left[\left(\frac{1 + \delta_c + \delta_p}{1 + \delta_c - \delta_p} - 1 \right) / \delta_n + 1 \right] = \\ = \log_2 \left[\frac{2k}{(1-k)\delta_n} + 1 \right],$$

где $k = \delta_c + \delta_p$; общее число секций n округляется до ближайшего большего целого числа.

Число ключей

$$N = 4 \log_2 [2k / (1 - k) \delta_n + 1].$$

Так как ключевые элементы имеют проводимость в обоих направлениях, под действием переменного напряжения обмоток секций в них может возникать режим КЗ.

С целью устранения этих режимов и уменьшения числа ключей, проводящих ток в обоих направлениях, каждая секция может быть выполнена в виде двух подсекций w_{i1} и w_{i2} [9]. Последовательно соединенные подсекции образуют (рис. 1.8) две параллельные ветви, которые включены последовательно с обмоткой w_{01} через полупериодные ключи K_1 и K_2 (стрелки рядом с ключами показывают направление тока при их замыкании). В данной схеме все ключи проводят ток только в одном направлении. Диоды VD_{i1} и VD_{i2} предотвращают протекание тока КЗ секций во время замкнутого состояния ключей K_{i1} , K_{i2} , шунтирующих подсекции. Ключи K_1 и K_2 , исключают режим КЗ в двух параллельных ветвях ПС и могут использоваться как исполнительный элемент схемы защиты стабилизатора.

Из-за сложности изготовления трансформатора с большим числом выводов и с учетом требований унификации ДИО может быть выполнен из отдельных унифицированных трансформаторов с одинаковыми или различными (но неизменными) коэффициентами трансформации. В этом случае появляется возможность изменения числа включенных (выключенных) в работу трансформаторов, т. е. обеспечивать адаптацию ДИО в зависимости от изменения уровня входного напряжения, диапазона регулирования или отклонения от номинального значения выходного напряжения, а также от требований по надежности.

Коммутация обмоток трансформаторов может осуществляться как на первичной стороне трансформаторов, так и на вторичной, и возможны различные виды соединений между собой обмоток трансформаторов.

При последовательном соединении (ПОС) обмоток трансформаторов по первичной и вторичной сторонам (тип

соединения ПОС — ПОС) любой трансформатор выводится из процесса передачи энергии (при этом изменяется суммарный коэффициент трансформации) замыканием его первичной или вторичной обмотки одним ключом с двухсторонней проводимостью. В этом случае задаваемое число уровней d выходного напряжения обеспечивается при наименьшем числе ключей $N = \ln d / \ln 2$ и при предельно высокой надежности ДИО, так как отказ ключей или схе-

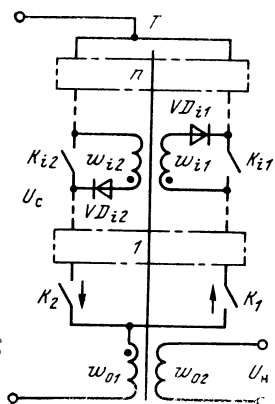


Рис. 1.8. Схема ДИО с двумя ветвями ПС

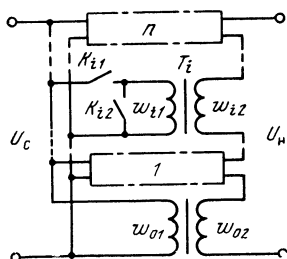


Рис. 1.9. Схема ДИО с соединением обмоток трансформатора типа ПР—ПОС

мы управления ими не приводит к отказу всего устройства, а вызывает лишь некоторое изменение выходного напряжения.

Соединение обмоток трансформаторов типа ПОС — ПОС с их коммутацией на первичной или вторичной стороне обеспечивает ДИО «мягкую» выходную характеристику, так как его внутреннее сопротивление мало зависит от числа трансформаторов и значений промежуточных коэффициентов k_T . Определяющим фактором является разность между крайними значениями k_T , т. е. диапазон регулирования [10]. Поэтому такой вид соединения обмоток трансформаторов целесообразно применять в ДИО, который работает на фиксированное сопротивление нагрузки.

При параллельном соединении (ПР) обмоток трансформаторов на первичной стороне и последовательном соединении вторичных обмоток (тип соединения ПР—ПОС) с коммутацией обмоток по первичной стороне (рис. 1.9) выходное напряжение ДИО определяется только значениями коэффициентов k_T работающих трансформаторов. Последовательное соединение обмоток трансформаторов обеспечивается включением ключей K_{i1} , а исключение из работы

трансформатора происходит при включении шунтирующей обмотки ключа K_{i2} , чем обеспечивается достаточно жесткая внешняя характеристика ДИО.

Необходимо отметить трудность реализации данного вида соединения обмоток при малых мощностях трансформаторов из-за влияния тока намагничивания каждого трансформатора на ЭДС их вторичных обмоток.

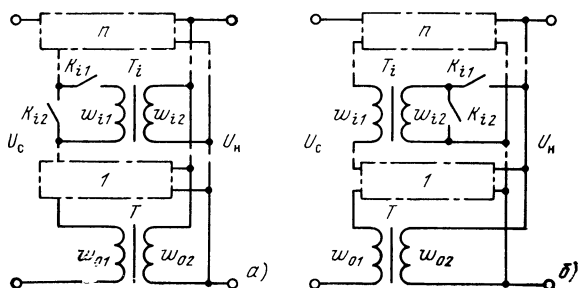


Рис. 1.10. Схема ДИО с коммутацией подсекций отдельных трансформаторов:

а — на первичной стороне; б — на вторичной стороне

Возможно последовательное соединение обмоток трансформаторов по первичной стороне и параллельное соединение их вторичных обмоток (тип соединения ПОС—ПР) с коммутацией обмоток по первичной стороне (рис. 1.10,а) или по вторичной стороне (рис. 1.10,б). В этом случае напряжения, снимаемые со вторичных обмоток всех трансформаторов, должны быть одинаковыми и равными напряжению на нагрузке. Замыкание ключей K_{i1} в ДИО по схеме рис. 1.10,а обеспечивает включение трансформаторов в работу, а замыкание ключей K_{i2} с размыканием ключей K_{i1} исключает их из режима отдачи энергии.

При включении ключа K_{i2} , шунтирующего обмотку, (рис. 1.10,б) и, естественно, разомкнутом ключе K_{i1} (для предотвращения закорачивания всей вторичной цепи) приведенное сопротивление первичной обмотки i -го трансформатора становится близким к нулю и, следовательно, этот трансформатор исключается из набора трансформаторов, передающих энергию во вторичную цепь. При этом ток, протекающий по его первичной обмотке, будет равен току первичных цепей тех трансформаторов, которые воспринимают напряжение обмотки ω_{o1} и отдают энергию в нагрузку.

Для сравнительной оценки по удельной массе ρ_m и по КПД η на рис. 1.11,а и б приведены зависимости ρ_m (сплошная линия) и η (штриховая линия) от выходной мощности P_n для различных схем ДИО при подаче на них напряжений¹ $U_c=110, 160, 310$ и 540 В (соответственно кривые 1—4) с диапазоном отклонения входного напряжения $\Delta U_c=\pm 20\%$ от высокочастотного (20 кГц) инвертора

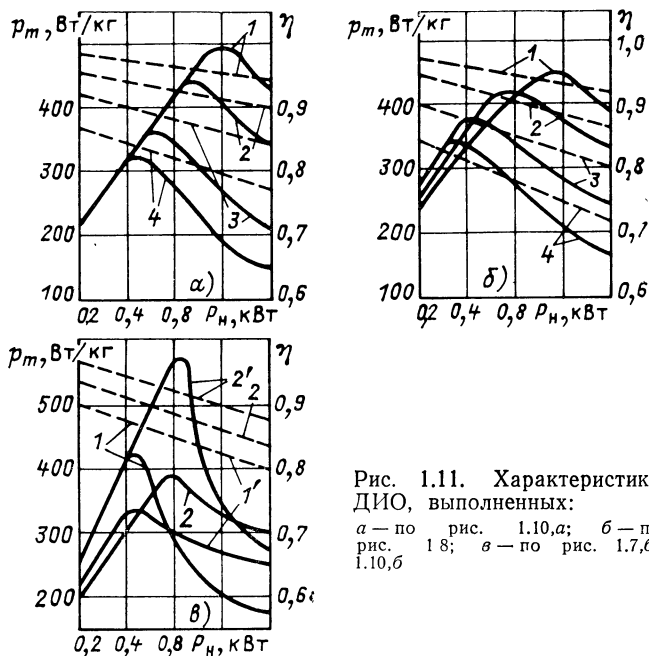


Рис. 1.11. Характеристики ДИО, выполненных: а — по рис. 1.10,а; б — по рис. 1.8; в — по рис. 1.7,б, 1.10,б

[11], а на рис. 1.11,в — аналогичные зависимости при напряжениях нагрузки $U_n=110$ В (кривые 1 и 1') соответственно для схем на рис. 1.7,б и 1.10,б и при $U_n=200$ В (кривые 2 и 2'). В качестве ключей ДИО при расчете использовалось встречно-последовательное включение двух пар транзисторов типа КТ812А и диодов типа КД213А.

Для ДИО с секционированием обмоток в первичной цепи при централизованном трансформаторе (рис. 1.7,а) и при его децентрализации (рис. 1.10,а) кривые η и ρ_m совпадают, а при секционировании обмоток во вторичной це-

¹ Напряжение 110 В — номинальное для судовых сетей, а напряжения 160, 310 и 540 В являются выпрямленными и сглаженными напряжениями соответственно 127, 220, 380 В сети переменного тока.

ли децентрализация трансформатора (рис. 1.10, б) ухудшает, как показали расчеты, показатель p_m по сравнению с централизованным трансформатором (рис. 1.7, б) на 20—30%. КПД ДИО, работающих на частоте 20 кГц, достигает значений $\eta = 0,75 \div 0,95$. Максимальное значение показателя p_m для ДИО с секционированием обмоток трансформатора по первичной стороне (рис. 1.10, а) имеют ДИО, выполненные для питания нагрузки мощностью $P_H = 0,4 \div$

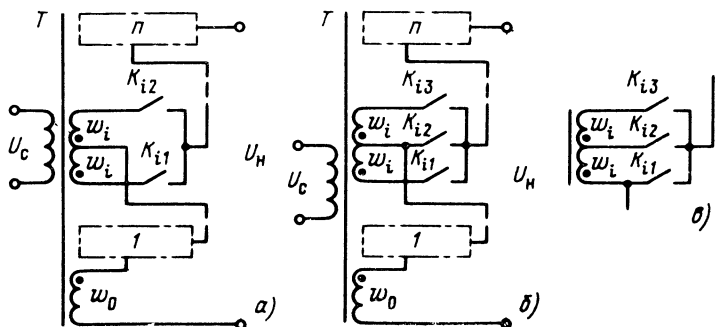


Рис. 1.12. Схемы ДИО с коммутацией:

а — обмоток со средней точкой; б и в — всех выводов обмоток секций

1,6 кВт, а с секционированием обмоток трансформатора на вторичной стороне (рис. 1.7, б, 1.10, б) — мощностью $P_H = 0,4 \div 0,8$ кВт.

При сохранении числа секций можно расширить диапазон регулирования напряжения U_H за счет выполнения обмоток секций со средней точкой (рис. 1.12, а) с сохранением чисел витков обмоток секций, изменяющихся по геометрической прогрессии с основанием два. При включении K_{i2} ЭДС верхней полуобмотки w_i данной секции вычитается из ЭДС, наводимой в обмотке w_0 , в результате чего U_H уменьшается. При включении K_{i1} ЭДС нижней полуобмотки w_i данной секции складывается с ЭДС, наводимой в обмотке w_0 , и U_H увеличивается.

Общее число секций для данной схемы

$$n = \log_3 \left(\frac{\delta_c + \delta_p}{\delta_H} + 1 \right)_{\text{н.ч.}} = \log_2 \left(\frac{k}{\delta_H} + 1 \right),$$

а число ключей

$$N = 4 \log_2 (k / \delta_H + 1).$$

Для получения широкого диапазона регулирования напряжения U_H со стабилизацией каждого уровня находят

применение ДИО, построенные по трюичному виду кодирования. На рис. 1.12,б и в приведены схемы, обмотки и секции которых выполнены со средней точкой и с ключом в каждом выводе обмоток. Схема на рис. 1.12,б [12] имеет возможность согласного с обмоткой ω_0 включения нижней обмотки ω_i секции (ключ K_{i1} замкнут), встречного с обмоткой ω_0 включения верхней обмотки ω_i секции (ключ K_{i3} замкнут) или исключения секции из набора вторичных обмоток, определяющих U_n (ключ K_{i2} замкнут).

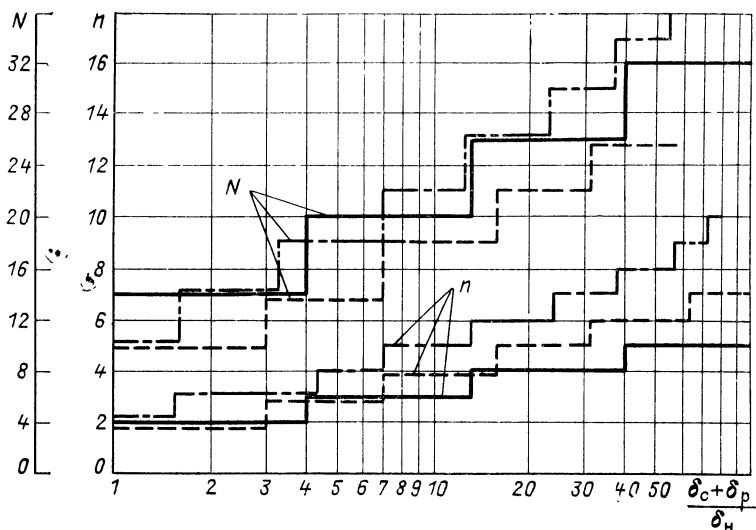


Рис. 1.13. Зависимость количества секций n и коммутирующих элементов N от относительных изменений напряжения в схеме рис. 1.12,б и в (—), в схеме рис. 1.8 (— · — · — · —), в схеме рис. 1.12,а (— · — · — · —)

На рис. 1.12,в приведена схема, у которой обмотки секций могут включаться встречно с основной обмоткой ω_0 при включении ключа K_{i2} или ключа K_{i3} или исключаться из набора при включении ключа K_{i1} .

Число секций n и ключей N для схем рис. 1.12,б и в определяется формулами

$$n = \lg_3 \left(2 \frac{\delta_n + \delta_p}{\delta_n} + 1 \right) = \lg_3 \left(\frac{2k}{\delta_n} + 1 \right),$$

$$N = 6 \log_3 (2k / \delta_n + 1).$$

Анализ зависимости числа секций n и числа ключей N от относительных изменений напряжения для различных

схем (рис. 1.13) показывает [13], что наименьшее число секций при $(\delta_c + \delta_p) / \delta_n > 15$ имеют ДИО, выполненные по схеме рис. 1.12,б, а по количеству ключей N при любом изменении отношения $(\delta_c + \delta_p) / \delta_n$ предпочтение следует отдавать ДИО, выполненному по схеме рис. 1.12,а. Причем, как показано в [6], при $(\delta_c + \delta_p) / \delta_n \geq 15 \div 18$ схемы с секционированием обмоток по троичному кодированию (рис. 1.12,б и в) на первичной и вторичной сторонах трансформатора отличаются наименьшим количеством ключей ($N \leq 7$) за счет рационального разделения обмоток на секции и осуществления оптимального алгоритма работы ключей секций. При $(\delta_c + \delta_p) / \delta_n \geq 18 \div 20$ эффективность использования ключей становится выше в схеме с секционированием на первичной стороне трансформатора.

1.4. ДИО ВЫПРЯМЛЕННОГО НАПРЯЖЕНИЯ

Все приведенные выше схемы ДИО переменного напряжения (рис. 1.6—1.10, 1.12) могут быть применены для питания нагрузки выпрямленным напряжением, если на выходе схемы включить выпрямитель. Однако при использовании ДИО для получения выпрямленного напряжения появляется возможность уменьшения (по сравнению с ранее рассмотренными схемами) числа ключей за счет применения схем выпрямления и выполнения ДИО на отдельных трансформаторах, а, следовательно, упрощения как силовых схем, так и схем управления ими.

На рис. 1.14,а показана схема ДИО для получения регулируемого уровня выпрямленного напряжения [14]. Устройство состоит из отдельных трансформаторов, первичные обмотки которых, включенные последовательно, выполнены с соотношением витков согласно двоичному кодированию, а вторичные обмотки, выполненные с одинаковым числом витков, включены через выпрямительные схемы параллельно. При разомкнутых ключах на первичных обмотках трансформаторов устанавливаются расчетные в соответствии с двоичным кодом напряжения, пропорциональные числам витков этих обмоток.

При указанных соотношениях между витками первичных и вторичных обмоток трансформаторов ЭДС их вторичных обмоток должны быть одинаковы, они и определяют напряжение на нагрузке. В случае, если какая-либо вторичная обмотка будет иметь ЭДС, меньшую, чем напряжение U_n , выпрямительные диоды этого трансформатора закроются, ток вторичной обмотки прекратится и, следова-

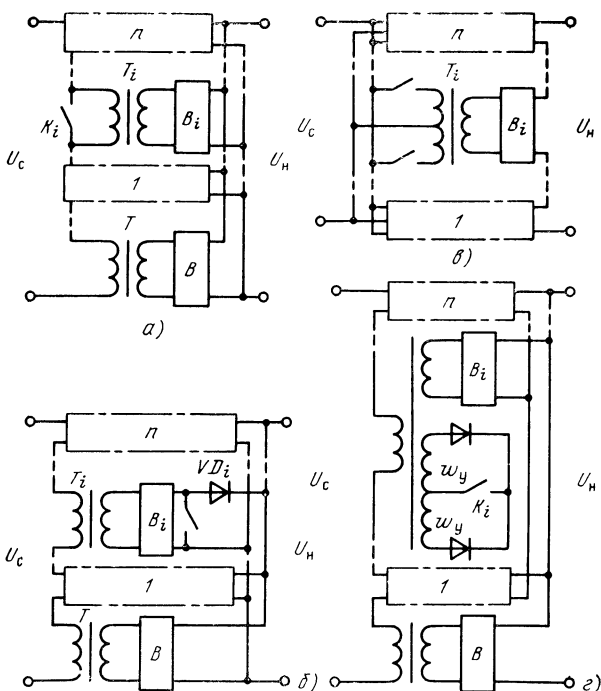


Рис. 1.14. Схема ДИО выпрямленного напряжения:

а — с коммутацией секций на первичной стороне трансформаторов; *б* — с коммутацией секций на вторичной стороне трансформаторов; *в* — с коммутацией обмоток со средней точкой; *г* — на магнитно-полупроводниковом ключе

тельно, возрастет приведенное сопротивление первичной обмотки. Это приведет к такому перераспределению напряжения сети между первичными обмотками, при котором ЭДС вторичной обмотки рассматриваемого трансформатора станет возрастать до тех пор, пока не откроются диоды его выпрямителя, не появится ток в его вторичной цепи и он не станет отдавать мощность в нагрузку. При этом напряжение U_H окажется немного меньше, чем было до начала рассматриваемого процесса.

Таким образом, происходит распределение общего тока нагрузки между включенными трансформаторами. При включении ключа K_i , шунтирующего первичную обмотку i -го трансформатора, напряжение его вторичной обмотки падает, происходит запираение диодов i -й выпрямительной схемы B_i напряжением U_H и тем самым трансформатор с шунтирующей первичной цепью выключается и не влияет

на работу других трансформаторов. Поскольку трансформаторы с включенными ключами исключаются из общего набора, происходит такое перераспределение напряжения U_c между оставшимися в наборе трансформаторами, при котором вторичные ЭДС и напряжение U_n повышаются. Количество управляемых ключей по сравнению со схемой рис. 1.10,а в данной схеме уменьшено в 2 раза.

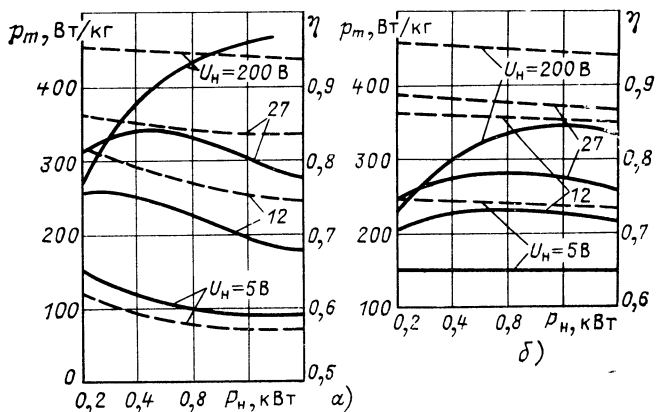


Рис. 1.15. Характеристики ДИО выпрямленного напряжения:
 а — на транзисторно-диодных ключах (рис. 1.14,б); б — на магнитно-транзисторных ключах (рис. 1.14,з)

При коммутации обмоток трансформаторов по вторичной стороне (рис. 1.14,б) для исключения режима короткого замыкания во вторичной обмотке основного трансформатора T при включении i -го шунтирующего ключа необходимо наличие диода VD_i , что несколько ухудшает КПД схемы и усложняет ее по сравнению с предыдущей.

Для расширения диапазона регулирования выпрямленного напряжения при том же числе n трансформаторов может быть предложена схема ДИО (рис. 1.14,в), использующая коммутацию их первичных обмоток со средней точкой, имеющих одинаковое число витков и включенных между собой параллельно, при вторичных обмотках, включенных последовательно между собой и нагрузкой.

Исключение i -го трансформатора из общего набора может достигаться за счет шунтирования его управляющих обмоток ω_y при замыкании ключа K_i в магнитно-полупроводниковом ключе (рис. 1.14,з),

Процессы в этой схеме протекают так же, как в схеме (рис. 1.14,б), но она имеет большее количество элементов (обмотки управления и диоды).

На рис. 1.15 показаны зависимости удельной массы (сплошная линия) p_m и КПД η (прерывистая линия) от выходной мощности для схем ДИО выпрямленного напряжения с мостовой схемой выпрямления для напряжений на нагрузке 27 и 200 В, выполненных по рис. 1.14,б, и схемой выпрямления со средней точкой для напряжений на

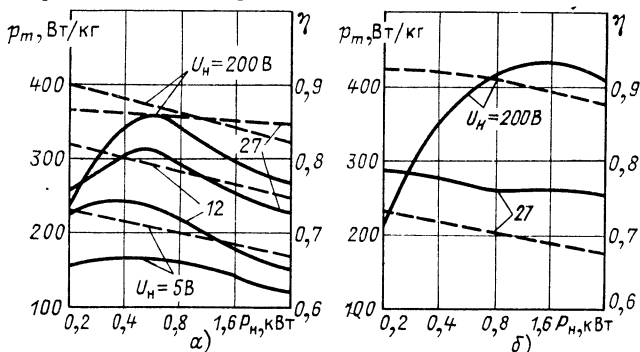


Рис. 1.16. Характеристики ДИО выпрямленного напряжения:

a — шунтирование обмотки секции (рис. 1.14,а); *б* — шунтирование обмотки со средней точкой (рис. 1.14,в)

нагрузке 5, 12 В, выполненных по схеме рис. 1.14,г [11]. Напряжение сети $U_c = 310 \text{ В} \pm 20\%$ поступает от инвертора, работающего на частоте 20 кГц. Расчет проводился при условии, что ДИО должен обеспечивать стабилизацию выпрямленного напряжения с относительной точностью $\delta_n = 0,01$.

Схемы были реализованы как с магнитно-транзисторными (на транзисторах типа КТ812А), так и с магнитно-диодными (на диодах типа КД213А) ключами. На рис. 1.15 видно, что показатели p_m и η выше у ДИО на магнитно-транзисторных ключах (см. § 2.1) для низких напряжений 5 и 12 В. Для более высоких напряжений (200 В) показатель p_m выше у схемы ДИО с транзисторно-диодными ключами (см. § 2.1), а значения η у них совпадают на уровне 0,95.

На рис. 1.16,а приведены зависимости показателей p_m и η для ДИО выпрямленного напряжения с шунтированием первичных обмоток секций (рис. 1.14,а), а на рис. 1.16,б для ДИО с коммутацией первичных обмоток со средней точкой (рис. 1.14,в).

Таким образом, для получения низких напряжений (5 и 12 В) наиболее целесообразно (по показателям ρ_m и η) применять схему ДИО на магнитно-транзисторных ключах (рис. 1.14,з), а для получения высоких напряжений (200 В) показатели ρ_m и η выше у ДИО с коммутацией обмоток со средней точкой (рис. 1.14,в) и у ДИО с коммутацией обмоток на вторичной стороне трансформаторов (рис. 1.14,б).

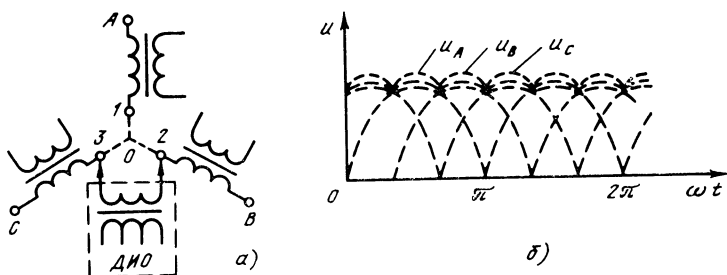


Рис. 1.17. Схема подключения ДИО к трехфазной сети (а) и осциллограммы выпрямленного напряжения (б)

Эффективно применение ДИО выпрямленного напряжения в многофазных цепях, что обеспечивает, как известно, меньший уровень его пульсаций. Регулирование или стабилизация выпрямленного напряжения может осуществляться ДИО, включенными в каждую фазу, что приводит к значительному усложнению схемы. Каждая фаза в m -фазном выпрямителе работает (пропускает ток) 2 раза за период в течение части периода $2\pi/m$. Для трехфазной сети целесообразно использование общего однофазного ДИО с подключением его в указанные части периода к соответствующим фазным напряжениям сети (точки 1—3), как показано на рис. 1.17,а; на рис. 1.17,б выделены части периода работы фаз выпрямителя u_A , u_B и u_C . Причем трансформатор ДИО должен быть рассчитан на частоту, увеличенную в m раз по сравнению с частотой сети, что увеличивает его массообъемный показатель.

На рис. 1.18 приведена схема, иллюстрирующая решение данного способа регулирования выпрямленного напряжения для трехфазной сети [15]. Схема регулятора содержит: силовой трансформатор T , первичные обмотки которого рассчитаны на половину минимального значения линейного напряжения сети $U_{л\min}$, а вторичные подключены

к выпрямителю B_1 и рассчитаны на напряжение нагрузки (этот трансформатор выполняет роль основного трансформатора T в схемах на рис. 1.14, а, б и г); реверсивный управляемый мост УМ, ключи которого включены в разрыв «нулевой» точки первичных обмоток трансформатора (ср. с рис. 1.17, а); ДИО, выполненный по любой из рассмотренных выше схем и включенный входом к выходной диагонали УМ, а выходом к выпрямителю B_2 . Блок управления БУ обеспечивает управление ключами УМ и ДИО в режиме регулятора или стабилизатора.

Управляемый мост путем переключения ключей преобразует входное трехфазное напряжение сети в однофазное утроенной частоты. В интервале проводимости каждой

фазы выпрямителя оказываются последовательно включенными две первичные обмотки трансформатора T , два ключа моста УМ и секционированная обмотка ДИО, к которым приложено линейное напряжение соответствующих фаз сети. Вторичные обмотки силового трансформатора T и трансформаторов ДИО через выпрямители B_1 и B_2 включены параллельно на нагрузку подобно схемам рис. 1.14, а, б и г. В режиме стабилизации напряжения при последовательно-параллельном соединении трансформаторов ДИО необходимо, чтобы напряжение на первичных обмотках T двух его проводящих фаз оставалось постоянным и равным $U_{л\ min}$, а разность ΔU между действительным и минимальным значениями линейного напряжения была приложена через ключи УМ к входу ДИО. Это требование обеспечивается соответствующим выбором коэффициентов трансформации секций ДИО, а также положением его ключей.

Выполнение первичных обмоток T на половину значения напряжения $U_{л\ min}$ и выполнение однофазного ДИО, работающего на утроенной частоте напряжения сети, на вторую половину $U_{л\ min}$ и разность ΔU позволяют упростить схему за счет сокращения числа коммутирующих

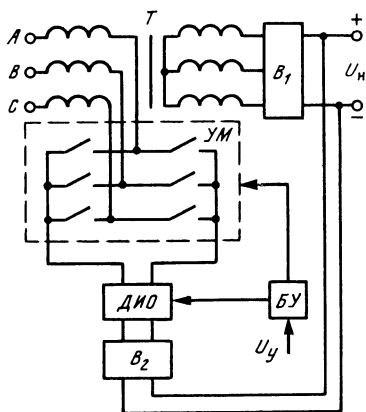


Рис. 1.18. Схема трехфазного регулятора напряжения с однофазным ДИО

ключей по сравнению со схемами, приведенными в [16, 17], и повысить эффективность их использования, так как ДИО не имеет пассивных интервалов работы. Все эти преимущества позволяют улучшить массообъемный показатель устройства в целом.

Глава вторая

СХЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ ДИСКРЕТНЫМ СТАБИЛИЗАТОРОМ НАПРЯЖЕНИЯ

2.1. КОММУТИРУЮЩИЕ КЛЮЧИ ДИО ПЕРЕМЕННОГО ТОКА

В качестве основного элемента ключа, коммутирующего выходы трансформаторов (автотрансформаторов) или переключающего секции ДИО переменного тока, могут использоваться тиристоры, симистор или транзистор.

Одним из основных показателей коммутационного ключа ДИО является число полупроводниковых элементов в нем и мощность, выделяемая в элементах ключа в статическом режиме при самых тяжелых условиях его работы. Ввиду осуществления коммутации ключей в момент перехода тока нагрузки через нулевой уровень динамически потерями в полупроводниковых элементах ключа можно пренебречь.

Потери мощности в ключе P_K в статическом режиме без учета относительного времени включения зависят от максимального действующего значения тока I_{max} и сопротивления ключа в замкнутом (насыщенном) состоянии R_K [33]:

$$P_K = I_{max}^2 R_K.$$

Тип схемы ДИО	$I_{нf}$
Коммутация секций на первичной стороне T (рис. 1.7, а, 1.8, 1.10, а)	$\frac{P_H}{U_{н, ном}} \frac{1}{k_{Ti} + k_{T, н}}$
Коммутация секций на вторичной стороне T (рис. 1.7, в)	$\frac{P_H}{U_{н, ном}} \frac{1}{k_{Ti}}$
На отдельных T с коммутацией вторичных обмоток (рис. 1.10, в)	$\frac{P_H}{U_{н, ном}} \frac{k_{Ti}}{k_{Ti} + k_{T, н}}$

Максимальное действующее значение тока ключа зависит от схемы ДИО и для ключа, включенного последовательно с обмоткой i -й секции, без учета потерь в трансформаторе равно

$$I_{pi} = \frac{P_{н}}{U_{н, ном}} \frac{1}{(k_{Ti} + k_{т, н})},$$

а для ключа, шунтирующего секцию,

$$I_{ши} = \frac{P_{н}}{U_{н, ном}} \frac{1}{k_{т, н}},$$

где $P_{н}$, $U_{н, ном}$ — выходная мощность и номинальное напряжение на нагрузке; $k_{Ti} = k_{п} \delta_{н} 2^{i-1}$ — коэффициент трансформаций коммутируемых секций с соотношением витков, составляющих геометрическую прогрессию с основанием два ($k_{п} = U_{с} / U_{н, ном}$ — номинальный коэффициент преобразования напряжения, $\delta_{н} = \Delta U_{н} / U_{н, ном}$); $k_{т, н} = U_{с min} / U_{н min}$ — коэффициент трансформации некоммутируемой секции.

В табл. 2.1 приведены максимальные значения токов I_{pi} , $I_{ши}$, протекающих через включенные ключи, и приложенных к ним максимальных напряжений U_{pi} и $U_{ши}$ (в выключенном состоянии ключей) для ряда схем ДИО, а в табл. 2.2 приведены максимальные значения тока и напряжения ключа для ДИО выпрямленного напряжения с учетом схемы выпрямления [18], которая характеризуется коэффициентом выпрямления $k_{в}$.

Потери мощности в ключе, выполненном на тиристорах (рис. 2.1,а) или симисторе (рис. 2.1,б), равны

$$P_{к} = I_{VS} (U_{пор} / k_{ф} + I_{VS} R_{диф}),$$

Таблица 2.1

$I_{ши}$	U_{pi}	$U_{ши}$
$\frac{P_{н}}{U_{н, ном}} \frac{1}{k_{т, н}}$	$k_{Ti} U_{н, ном}$	$k_{Ti} U_{н, ном}$
$\frac{P_{н}}{U_{н, ном}}$	$\frac{U_{с max}}{k_{Ti}}$	$\frac{U_{с max}}{k_{Ti}}$
$\frac{P_{н}}{U_{н, ном}} \frac{k_{Ti}}{k_{Ti} + k_{тн}}$	$U_{н, ном}$	$U_{н, ном}$

где I_{VS} — максимальное действующее значение тока через тиристор; $U_{пор}$ — пороговое напряжение прямой вольт-амперной характеристики открытого тиристора; $R_{диф}$ — дифференциальное сопротивление тиристора; k_{Φ} — коэффициент формы (для синусоидальной формы $k_{\Phi}=1,11$).

При угле включения тиристора, близком к нулю, максимальные потери мощности в тиристорном ключе для приближенной оценки могут быть определены по формуле:

$$P_h \approx \Delta U_{VSnp} I_{VS},$$

где ΔU_{VSnp} — падение напряжения на открытом тиристоре; I_{VS} — максимальное действующее значение тока через тиристор с учетом типа ключа (включение обмотки секции или ее шунтирование) и схемы ДИО.

Таблица 2.2

Тип схемы ДИО выпрямленного напряжения	I_{Ki}	U_{Ki}
Коммутация секций на первичной стороне T (рис. 1.14, а)	$\frac{P_H}{k_B U_{H, ном}} \frac{1}{k_{T, H}}$	$k_B k_{Ti} U_{H, ном}$
Коммутация секций на вторичной стороне T (рис. 1.14, б)	$\frac{P_H}{k_B U_{H, ном}} \frac{k_{Ti}}{k_{Ti} + k_{T, H}}$	$k_B U_{H, ном}$
Коммутация обмоток секций со средней точкой (рис. 1.14, в)	$\frac{P_H}{k_B U_{H, ном}} \frac{1}{k_{Ti}}$	$2U_{смах}$

Ключи, выполненные на тиристорах или на симисторах, предусматривают управление в виде отдельных импульсов или пачки импульсов, обеспечивающих включение тиристора с учетом нарастания протекающего через него тока от нулевого значения.

Для исключения режимов КЗ в ПС при переключении тиристорov и для оценки нелинейных искажений, вносимых стабилизатором, а также для выполнения схем синхронизации и управления необходимо учитывать характер нагрузки ДИО. При работе ДИО на активную нагрузку форма напряжения и форма тока совпадают и импульсы управления, сформированные в предыдущем полупериоде, подаются в момент прохождения напряжения через нулевой уровень. Искажение формы кривой напряжения обусловлено временем достижения мгновенным значением напряжения на ключе уровня падения напряжения на

тиристоре в прямом направлении (примерно 1 В) и практически может не учитываться. Работа ДИО на активно-индуктивную нагрузку будет рассмотрена ниже.

Основным достоинством транзисторных ключей переменного тока является предотвращение режима КЗ в моменты переключения выводов трансформатора или ПС при активно-индуктивной нагрузке, а также их высокое быстродействие

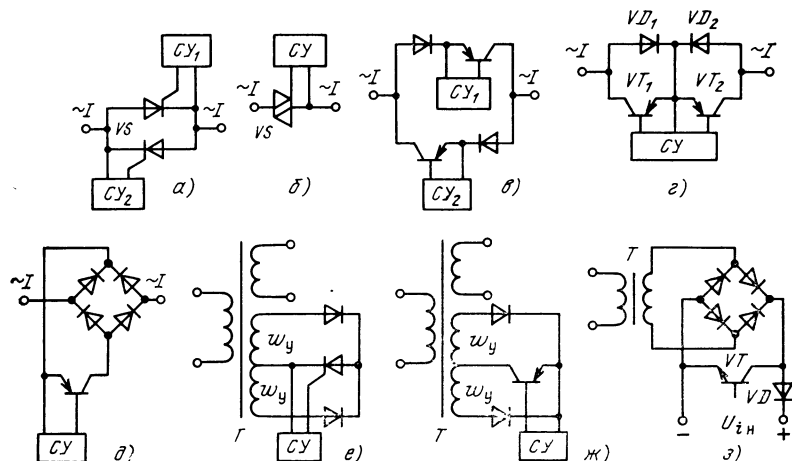


Рис. 2.1. Схемы ключа (а-ж — переменного тока, з — постоянного тока):

а — на встречно-параллельно включенных тиристорах; б — на симисторе, в — на встречно-параллельно включенных транзисторах и диодах; г — на встречно-последовательно включенных транзисторах и диодах; д — на транзисторах; е — магнитно-тиристорного; ж — магнитно-транзисторного; з — на транзисторах

Транзисторный ключ (рис. 2.1, в) выполнен на двух биполярных транзисторах и двух диодах, включенных встречно-параллельно. Ток нагрузки в течение половины периода протекает через один из насыщенных транзисторов и диод. В параллельной ветви в это время тока нет, так как ее диод и транзистор закрыты. Недостатком данного ключа является необходимость двух схем управления CY_1 и CY_2 с гальванически развязанными выходами.

Большее применение в ДИО находят транзисторные ключи, выполненные на двух параллельных ветвях последовательно и встречно включенных транзисторов VT_1, VT_2 и диодов VD_1, VD_2 (рис. 2.1, г). Схема управления получается проще, чем для предыдущего ключа, так как ее выходы имеют общий провод. Ток протекает в один

полупериод через диод VD_1 и транзистор VT_2 , в другой — через VD_2 и VT_1 . При перемене полярности обратное напряжение к транзисторам не прикладывается, так как в этот момент они шунтированы диодами.

Суммарная мощность, выделяемая на элементах ключа данного типа, равна

$$P_K = 0,5k_\phi(U_{VDпр} + I_K R_{нас})I_K,$$

где $U_{VDпр}$ — прямое падение напряжения на диоде и составляет 0,8—1,2 В; $R_{нас}$ — сопротивление насыщенного транзистора; I_K — максимальное действующее значение коллекторного тока транзистора с учетом типа ключа и схемы ДИО.

Транзисторный ключ, представленный на рис. 2.1,д, выполнен на основе мостовой схемы выпрямления, у которой в диагональ постоянного тока включен транзистор, работающий в режиме ключа. В диагональ переменного тока включаются коммутируемый вывод обмотки секции трансформатора.

В этом случае схема управления, вырабатывающая импульсы в начале каждого полупериода напряжения сети, упрощается.

Мощность потерь на элементах ключа

$$P_K = k_\phi(2U_{VDпр} + I_K R_{нас})I_K.$$

Схема транзисторного ключа (рис. 2.1,е) по сравнению с мостовой (рис. 2.1,д) позволяет увеличить выходную мощность ключа в 2 раза или улучшить его массогабаритный показатель за счет снижения рассеиваемой мощности на каждом транзисторе и диодах, количество которых уменьшено вдвое.

При стабилизации напряжения сети переменного тока повышенной частоты (400, 1000 Гц) или стабилизации напряжения высокочастотного инвертора становится эффективным применение в ДИО магнитно-полупроводниковых ключей переменного тока [18]. На рис. 2.1,е и ж показаны схемы ключа ДИО, каждая коммутируемая секция которого выполнена на отдельных трансформаторах T , и исключение их из набора осуществляется путем шунтирования в каждый полупериод одной из обмоток управления w_y тиристорным (рис. 2.1,е) или транзисторным (рис. 2.1,ж) ключом.

Быстродействие таких ключей ограничено в основном лишь реактивными параметрами трансформатора, они не подвержены самопроизвольному включению при высоких

скоростях изменения напряжения и тока, а потери на ключе и диодах могут быть значительно снижены за счет уменьшения протекающих по ним токов. Схема управления может не иметь гальванической развязки с выходным напряжением, так как роль развязки в данном ключе выполняют обмотки управления ω_y .

Максимальное действующее значение тока ключа для i -й коммутируемой (исключаемой из общего набора) секции при его включении

$$I_{Ki} = \frac{2P_n}{k_3 U_{обр\ max}} \frac{k_i}{k_{Ti} + k_{T,н}}$$

где $U_{обр\ max}$ — максимально допустимое постоянное обратное напряжение диода; k_3 — коэффициент запаса по нагрузке ключа.

Максимальное напряжение, приложенное к ключу, имеет значение

$$U_{K\ max} = \frac{1}{2} k_3 U_{обр\ max}$$

Мощность, выделяемая в магнитно-полупроводниковом ключе P_K , состоит из мощности потерь в тиристоре (или транзисторе) P_{VT} в статическом режиме, в диоде P_{VD} при наилучшем режиме и в магнитном элементе $P_{M,э}$:

$$\begin{aligned} P_K &= P_{VT} + P_{VD} + P_{M,э} \\ &= I_{Ki} (I_{Ki} R_{нас} + U_{VDпр}) + P_{M,э} \end{aligned}$$

Потери в магнитном элементе могут быть рассчитаны как для транзистора, работающего либо в режиме КЗ (ключ насыщен), либо в режиме ХХ (ключ в режиме отсечки) по методике, предложенной в [11] с учетом рекомендаций, приведенных в [18].

Для ДИО выпрямленного напряжения, секции которого выполнены на отдельных трансформаторах, может применяться транзисторный ключ VT , шунтирующий вторичную обмотку трансформатора (рис. 2.1,з). Диод VD исключает протекание тока от других секций при включении транзистора VT .

2.2. ВЛИЯНИЕ ИНДУКТИВНОСТИ НАГРУЗКИ НА РАБОТУ ДИО

Индуктивный характер нагрузки, приводящий к сдвигу фаз между током в ней и выходным напряжением стабилизатора, вызывает осложнения в работе трансформаторно-тиристорных ДИО и должен учитываться при их проектировании и оценке их работы.

Рассмотрим влияние индуктивности нагрузки на работу ДИО, выполненного по схеме рис. 2.2,а. Примем диоды и тиристоры за идеальные вентили и предположим, что напряжение сети максимально (последнее предположение не снижает общности последующего анализа и сделано лишь для определенности дальнейших рассуждений). При максимальном напряжении сети ключи всех переключающих секций ПС разомкнуты и напряжение на выходе, ам-

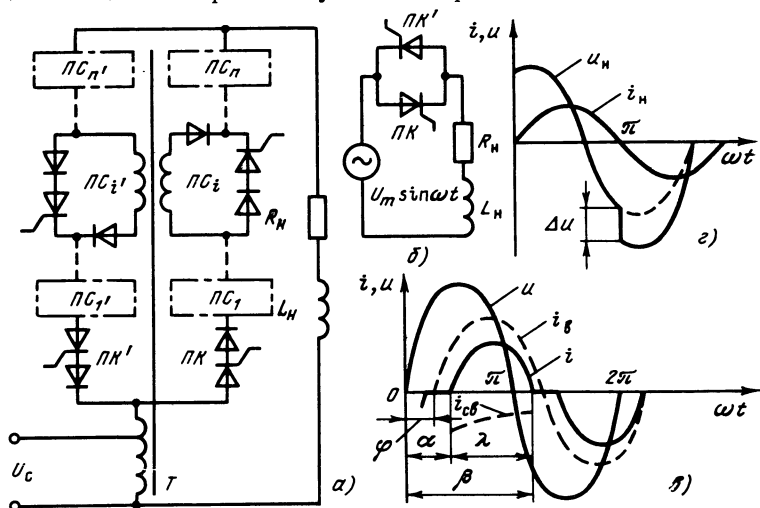


Рис. 2.2. ДИО, работающий на активно-индуктивную нагрузку (а); эквивалентная схема при максимальном напряжении сети (б); составляющие тока ДИО (в) и возникновение нелинейных искажений напряжения (г)

плитуду которого обозначим через U_m , равно разности напряжения автотрансформатора и суммарного напряжения всех ПС. Это напряжение подключается к нагрузке поочередно полупериодными ключами ПК и ПК', поэтому эквивалентная схема ДИО принимает вид, приведенный на рис. 2.2,б.

Для этой схемы ток через открытый тиристор (ключ) в пределах угла его проводимости $\alpha \leq \lambda \leq \beta$ (α и β — углы отпирания и запираания тиристора соответственно) определяется следующим выражением:

$$i = \frac{U_m}{R_H} \cos \varphi [\sin(\omega t - \varphi) - \sin(\alpha - \varphi) e^{-(\omega t - \alpha)/T_H}], \quad (2.1)$$

где $\varphi = \arctg T_H$, а $T_H = \omega L_H / R_H$ — постоянная времени нагрузки.

Согласно этому выражению ток состоит из двух составляющих (рис. 2.2,б): **вынужденной**

$$i_{в} = \frac{U_m}{R_{н}} \cos \varphi \sin(\omega t - \varphi) \quad (2.2)$$

и свободной

$$i_{св} = - \frac{U_m}{R_{н}} \cos \varphi \sin(\alpha - \varphi) e^{-(\omega t - \alpha)/T_{н}}. \quad (2.3)$$

Если импульсы, отпирающие тиристор, поступают на его управляющий электрод в момент $\alpha = \varphi$, то свободная составляющая тока не возникает и по нагрузке течет непрерывный синусоидальный ток, определяемый вынужденной составляющей. При этом окончание протекания тока через один из тиристорov совпадает с началом его протекания через другой тиристор. Этот угол отпирания называют критическим $\alpha_{кр}$, потому что при $\alpha > \alpha_{кр}$ ток носит прерывистый характер, как показано на рис. 2.2,б сплошной линией, а при $\alpha < \alpha_{кр}$ — непрерывный, совпадающий с $i_{в}$.

При проектировании схем управления тиристорными ключами желательно обеспечить протекание в нагрузке именно непрерывных токов. Однако если $\alpha < \alpha_{кр}$, то в контуре, образованном левой и правой ветвями секции (рис. 2.2,а) будет происходить КЗ через ключи $ПК'$ и $ПК$ в течение части полупериода, определяемой разностью $\varphi - \alpha$, вследствие того что после отпирания тиристора ключа $ПК'$ тиристор ключа $ПК$ остается открытым на время $\varphi - \alpha$. При этом в случае, когда суммарное напряжение ПС левой ветви превышает суммарное напряжение секций правой ветви (например, при всех разомкнутых ключах ПС левой ветви и замкнувшемся в момент α одном из ключей ПС правой ветви), в этом контуре появится ток КЗ, протекающий против часовой стрелки. Поэтому для предотвращения рассмотренного КЗ необходимо обеспечить момент начала формирования импульса управления, отпирающего тиристор в одной ветви, равным моменту перехода тока нагрузки через нуль, когда **начинается запирание тиристора в другой ветви за счет естественной коммутации**. Использование датчика нулевого значения тока нагрузки в качестве элемента, подающего сигнал для формирования импульсов управления тиристорами, позволяет «автоматически» поддерживать режим $\alpha = \alpha_{кр}$ при возможных изменениях индуктивности нагрузки.

При чисто активной нагрузке $\varphi = 0$ ток в ней и выходное напряжение совпадают по фазе, поэтому включение (отключение) тиристорov ПС (для стабилизации выход-

ного напряжения при изменениях напряжения сети), производимое в моменты перехода тока через нуль, совпадает с переходом через нуль напряжений секций, в результате чего выходное напряжение в течение полупериода имеет синусоидальную форму.

В случае индуктивного характера нагрузки $0 < \varphi < \pi/2$, поэтому указанные переключения тиристоров секций по

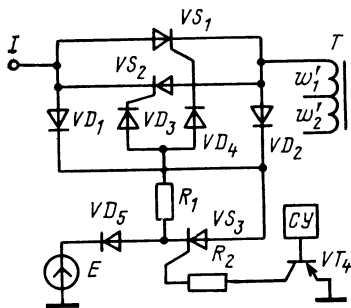


Рис. 2.3. Схема управления тиристорным ключом

сигналам от датчика тока будут приводить к скачкам выходного напряжения Δu при его переходе с одного дискретного уровня на другой (рис. 2.2,з) и тем самым вносить нелинейные искажения, которые достигают максимума при чисто индуктивной нагрузке.

Аналогичные процессы происходят в ДИО при емкостном характере нагрузки.

На рис. 2.3 приведена схема управления тиристорным ключом, которая позволяет исключить появление режимов КЗ в обмотках w'_1, w'_2 переключаемых секций и которая эффективна при работе как с высоковольтными трансформаторами, так и при больших токах нагрузки [19].

На тиристорах VS_1 и VS_2 собран ключ, который переключает вывод обмотки трансформатора и управляется от тиристора VS_3 . Выпрямительные диоды VD_1 и VD_2 обеспечивают напряжение управления для тиристорov VS_1, VS_2 , а диоды VD_3, VD_4 осуществляют развязку управляющих электродов тиристорov VS_1, VS_2 . Транзистор VT_4 усиливает сигнал схемы управления CY .

При подаче импульса от CY включается транзистор VT_4 , открывается тиристор VS_3 и в полупериод, когда на аноде тиристора потенциал положительный, по цепи анод $VS_1-VD_1-VS_3-R_1-VD_4$ — управляющий электрод VS_1 протекает ток. Тиристор VS_1 включается, и напряжение на нем падает до прямого падения напряжения (~ 1 В), что приводит к запираанию управляющего тиристора VS_3 и снятию управляющего напряжения с тиристора VS_1 . В следующий полупериод за счет тока, протекающего по цепи анод $VS_2-VD_2-VS_3-R_1-VD_3$ — управляющий электрод VS_2 , отпирается VS_2 . Запираются тиристоры VS_1 и VS_2 в моменты достижения нуля протекающим через них током.

2.3. СХЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ ДСН ПЕРЕМЕННОГО ТОКА

Дискретный стабилизатор напряжения представляет собой замкнутую систему автоматического регулирования, в которой отклонение выходного напряжения от заданного значения приводит к появлению сигнала рассогласования, воздействующего (после его преобразования в код) на ДИО. На рис. 2.4 приведена функциональная схема ДСН, содержащая ДИО, измерительный орган ИО, аналого-цифровой преобразователь АЦП, выходное устройство ВУ, схему синхронизации СС и чувствительный элемент тока нагрузки ЧЭ.

Изменением напряжения U_p можно регулировать уровень выходного напряжения U_n . С выхода ИО сигнал рассогласования в аналоговой форме поступает на АЦП, с помощью которого этот сигнал преобразуется в последовательный код. Выходное устройство преобразует последовательный код в параллельный и формирует сигналы управления ключами ИО. Этим кодом определяется соответствующая комбинация открытых и закрытых ключей ДИО в каждом полупериоде тока нагрузки. С ЧЭ снимается напряжение, синфазное с током нагрузки, при переходе через нуль которого схемой СС формируются импульсы синхронизации, обеспечивающие момент включения необходимой комбинации кодовых ключей ДИО.

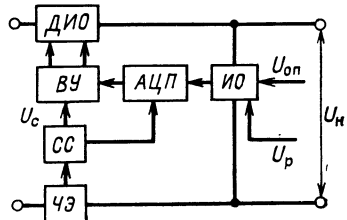


Рис. 2.4. Функциональная схема ДСН

В зависимости от типа ИО стабилизатор может поддерживать постоянным среднее, амплитудное или действующее значение выходного напряжения. В случае стабилизации среднего значения время отработки отклонения напряжения определяется в основном постоянной времени сглаживающего фильтра выпрямителя ИО и может составлять несколько десятков периодов напряжения.

Время отработки стабилизатором отклонения напряжения U_n можно сократить до одного полупериода за счет применения устройств измерения амплитудного значения этого напряжения. Известны преобразователи амплитудного значения напряжения (АЗН) в напряжение постоянного тока или в код [20]. В основе работы преобразователей АЗН в напряжение постоянного тока лежит принцип запоминания максимального значения переменного

напряжения на конденсаторе. Применение таких амплитудных детекторов позволяет измерить АЗН только в середине полупериода напряжения, после чего его можно сравнить с опорным напряжением, создавая сигнал рассогласования, который затем преобразуется в код с помощью АЦП и подается на ключи ДИО в момент прохождения током нагрузки нулевого уровня, т. е. в начале следующего полупериода. Избавиться от этой полупериодной задержки позволяют преобразователи АЗН, работающие по следующему принципу. В этих преобразователях фиксируются моменты времени, в промежутке Δt между которыми измеряемое переменное напряжение $u_H = U_m \sin \omega t$ получает приращение, равное опорному напряжению $U_{оп}$ (рис. 2.5,а). Интервал времени Δt определяет амплитуду U_m измеряемого напряжения u_H согласно соотношению

$$\Delta t = \frac{1}{\omega} \arcsin \frac{U_{оп}}{U_m}.$$

Нелинейностью кривой измеряемого напряжения U_H в интервале времени $\Delta t \approx 10^\circ$ можно пренебречь, что вполне

допустимо. Привязка же начала интервала времени к нулевому уровню кривой измеряемого напряжения u_H бывает затруднительна из-за специфики работы ключей ДИО. Например, применение тиристорных ключей в ДИО сопровождается наличием времени их включения и выключения, а также током удержания, что не позволяет точно фиксировать момент перехода напряжением u_H нулевого уровня. Поэтому целесообразно измерять интервал времени Δt между кривой измеряемого напряжения u_H и сдвинутой на угол φ кривой этого же напряжения в моменты их совпадения по уровню с опорными напряжениями $U_{оп1}$ и $U_{оп2}$ (рис. 2.5,б) в начале измеряемого или в конце предыдущего полупериода. В этом случае измеряемый интервал времени Δt связан с амплитудой напряжения соотношением

$$\Delta t = \varphi - \frac{1}{\omega} \arcsin \frac{U_{оп2} - U_{оп1}}{U_m}.$$

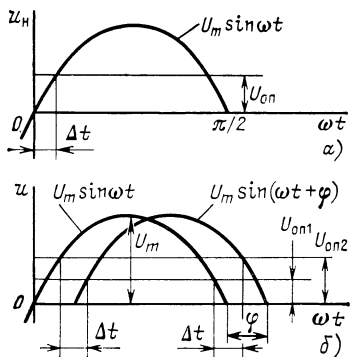


Рис. 2.5. Временные диаграммы измерения АЗН

да напряжения при двух его значениях. Со схемы совпадения D_6 в зависимости от амплитудного значения измеряемого напряжения на реверсивный счетчик поступает различное количество импульсов.

Рассмотренные схемы управления ДСН не допускают стабилизации мгновенных значений переменного напряжения. В [22] предложен способ регулирования мгновен-

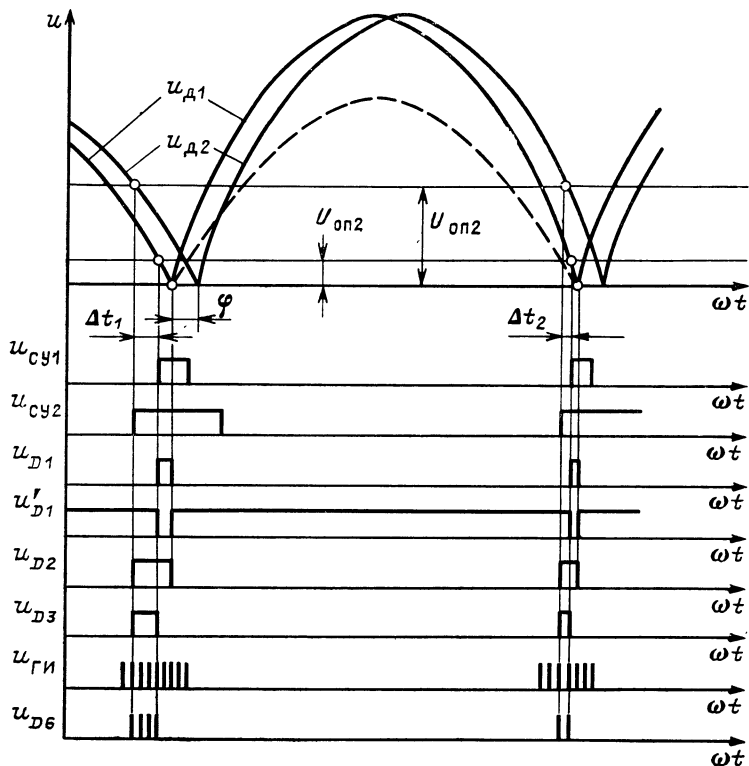


Рис. 2.7. Временные диаграммы выходных напряжений

ных значений переменного напряжения, основанный на сравнении текущего уровня выходного напряжения с текущими значениями двух специально формируемых уровней эталонного напряжения, сдвинутых между собой по уровню на значение, равное точности стабилизации, и использовании результата сравнения в качестве информации управления коэффициентом передачи ДИО. На рис. 2.8 тонкими пунктирными линиями показано поле возможных

дискретных уровней выходного напряжения, кривые 1 и 2 соответствуют форме эталонных напряжений и определяют границы зоны заданной точности стабилизации ΔU_n , кривая 3 соответствует форме выходного напряжения, а кривая 4 — форме возмущенного напряжения на нагрузке (предполагается, что в начале текущего полупериода произошло скачкообразное увеличение амплитуды напряже-

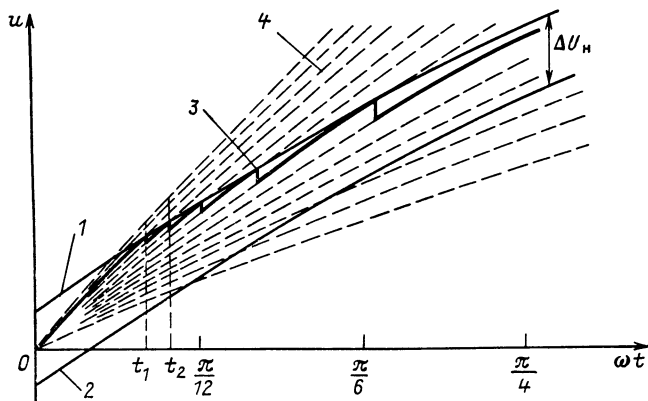


Рис. 2.8. Способ дискретного регулирования с улучшенными динамическими характеристиками и формой выходного напряжения

ния сети). В некоторый момент времени t_1 текущее значение выходного напряжения выходит за пределы зоны точности и на ДИО поступает информация об изменении коэффициента его передачи на значение напряжения квантования по уровню Δu_k . Уровень напряжения входит в зону точности, но в момент времени t_2 напряжение опять выходит за пределы зоны точности и на ДИО поступает сигнал об изменении его коэффициента передачи на напряжение квантования Δu_k . Напряжение на нагрузке опять входит в зону точности стабилизации. Процесс переключения коэффициента передачи ДИО будет продолжаться до момента перехода мгновенного значения напряжения в зону точности стабилизации.

Способ позволяет улучшить форму выходного напряжения переменного тока за счет придания соответствующей формы напряжения эталонных источников.

На рис. 2.9,а приведена функциональная схема дискретного стабилизатора мгновенных значений переменного напряжения [23]. Напряжение на нагрузке через линейный согласующий элемент СЭ (трансформатор, резистив-

ный делитель) и двухполупериодную схему выпрямителя B_1 поступает на вход пороговых элементов сравнения $ПЭС_1$ и $ПЭС_2$. Напряжение переменного тока эталонного источника $ИЭН$, синфазное с напряжением U_c , после двухполупериодной схемы выпрямления B_2 поступает на входы двух масштабных усилителей $МУ_1$ и $МУ_2$, на выходе которых формируются опорные напряжения с различным значением амплитуды, причем $U_{оп1} > U_{оп2}$. Эти напряжения сравни-

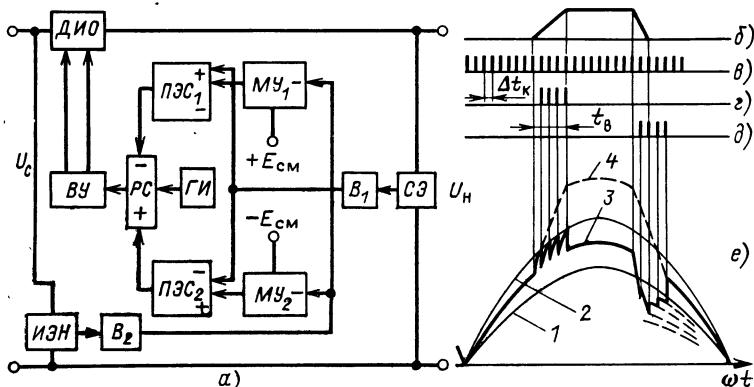


Рис. 2.9. Функциональная схема дискретного стабилизатора мгновенных значений переменного напряжения (а) и процессы отработки возмущающего воздействия (б—е)

ваются на пороговых элементах сравнения $ПЭС_1$ и $ПЭС_2$ с напряжением выпрямителя B_1 , пропорциональным напряжению U_n .

При уменьшении мгновенного значения напряжения U_n на величину ниже минимального допустимого уровня напряжение с выпрямителя B_1 становится меньше напряжения масштабного усилителя $МУ_2$, и пороговый элемент сравнения $ПЭС_2$, срабатывая, переводит реверсивный счетчик РС в режим сложения. Импульсы с выхода генератора ГИ, поступившие на шину сложения, увеличивают код, записанный в РС до тех пор, пока коэффициент передачи ДИО не достигнет такого значения, при котором напряжение на выходе выпрямителя B_2 не станет равным или большим напряжения на выходе $МУ_2$.

Если отклонение мгновенного значения напряжения U_n сверх допустимого уровня происходит в сторону увеличения, то происходит сравнение выходных напряжений выпрямителя B_1 и $МУ_1$ на $ПЭС_1$, который управляет шиной вычитания реверсивного счетчика. Происходит изменение

кода и, следовательно, коэффициента передачи ДИО до тех пор, пока не сравниваются уровни выходных напряжений B_1 и MU_2 . Если уровни текущих значений напряжения U_H находятся в зоне допустимых отклонений, то оба пороговых элемента сравнения закрыты и импульсы генератора Γ не поступают ни на одну из шин PC , его код остается неизменным и, следовательно, остается неизменным коэффициент передачи ДИО.

Значения выходных напряжений масштабных усилителей MU_1 , MU_2 выбираются равными минимальным и максимальным значениям напряжения на выходе B_1 .

Для устранения неустойчивого режима работы ДСН в зоне перехода напряжения через нулевой уровень необходимо сместить уровни опорных напряжений на величину (единицы милливольт), несколько превышающую ширину зоны гистерезиса пороговых элементов $PЭС_1$ и $PЭС_2$. Это достигается за счет подключения к неинвертирующим входам MU_1 и MU_2 напряжения смещения $E_{см}$ с противоположными знаками.

На рис. 2.9,б—е показан процесс обработки возмущающего воздействия с различной длительностью фронтов. На рис. 2.9,б представлен вид возмущающего воздействия, а на рис. 2.9,в—д соответственно показаны последовательности тактовых импульсов генератора $\Gamma И$ и импульсов, поступающих на шину вычитания и шину сложения PC .

На рис. 2.9,е кривые 1 и 2 соответствуют допустимым минимальному и максимальному отклонениям мгновенных значений напряжения на нагрузке; линия 3 — кривая изменения текущего значения выходного напряжения; линия 4 — формы выходного напряжения без стабилизации.

Из рис. 2.9,б—е следует, что время обработки возмущения t_B зависит, с одной стороны, от соотношения скорости изменения возмущения и интервалов квантования напряжения по времени Δt_K , определяемых частотой следования импульсов генератора $\Gamma И$, а с другой стороны, уровней Δu_K , которые обеспечиваются используемым ДИО.

Текущее относительное отклонение напряжения на нагрузке δU_H для дискретных моментов времени n при условии, что переходные процессы, определяемые в основном паразитными реактивными и электронными параметрами ДИО, заканчиваются в течение следования тактовых импульсов Δt_K , может быть представлено в виде [24]

$$\delta U_H(n) = \delta U_C(n) - (n-1)\delta_K,$$

где $\delta U_H = \Delta U_H / U_{H,ном}$, $\delta U_C = \Delta U_C / U_{C,ном}$ — относительные значения отклонений напряжения на нагрузке и сети при

условии $U_{c,ном} = U_{н,ном}$; $\delta_k = \Delta U_k / U_{н,ном}$ — относительный уровень квантования.

Максимум отклонения напряжения на нагрузке наступит при некотором целом числе значений $n_1 = [t' / \Delta t_k] + 1$:

$$\delta U_{нmax} = \delta U_c(n_1) - (n_1 - 1) \delta_k,$$

где значение времени t' определяется из условия

$$\frac{d^2}{dt^2} [\delta U_c(t)] = 0.$$

Время отработки возмущения

$$t_b = \Delta t_k [n_1 + 1 + (\delta U_{нmax} / \delta_k)],$$

или с учетом выражения для $\delta U_{нmax}$

$$t_b = \Delta t_k [(\delta U_c(n_1) / \delta_k) + 2].$$

При определенных соотношениях Δt_k и скорости изменения возмущающего воздействия возможен режим отработки возмущения без превышения допустимых пределов напряжения на нагрузке, т. е. отсутствуют динамические всплески напряжения U_n (на рис. 2.9,е участок роста возмущения).

Условием существования такого режима является неравенство

$$\frac{d}{dt} [\delta U_c(t)] \leq \frac{\delta_k}{\Delta t_k}.$$

На практике для выполнения этого условия на вход стабилизатора включают высокочастотный демпфирующий LC-фильтр.

2.4. ДИНАМИЧЕСКИЕ СВОЙСТВА ДСН ПЕРЕМЕННОГО ТОКА

Важным этапом при разработке ДСН является определение его динамических характеристик. Для этого необходимо, как для любой системы автоматического регулирования, определить передаточные функции отдельных ее узлов и построить на этой основе структурную схему, которая отражает характер отработки возмущений, действующих на входе (изменения напряжения сети) и выходе (изменение нагрузки).

На рис. 2.10 приведена функциональная схема ДСН по цепи прохождения сигнала обратной связи, где обозначено: ДИО — дискретный исполнительный орган; В — выпрямитель напряжения нагрузки; Φ_1 , Φ_2 — фильтры;

ИО — измерительный орган; *АЦП* — аналого-цифровой преобразователь.

Напряжение U_H после выпрямления и сглаживания фильтром поступает на вход *ИО*, ко второму входу которого подается опорное напряжение $U_{оп}$. Напряжение сигнала рассогласования U_e с выхода *ИО* через фильтр Φ_2 подается на *АЦП*, выходной сигнал которого δ дискретно увеличивает или уменьшает коэффициент трансформации

Рис. 2.10. Функциональная схема ДСН по цепи прохождения сигнала обратной связи

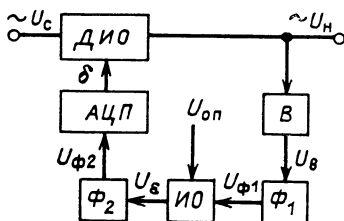
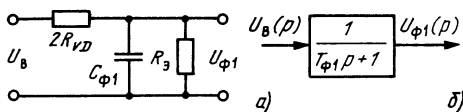


Рис. 2.11. Эквивалентная (а) и структурная (б) схемы фильтра



k_T *ДИО*, поддерживая тем самым уровень напряжения U_H постоянным с точностью, определяемой числом витков младшей переключающей секции. В цепи обратной связи ДСН содержатся следующие динамические звенья: нелинейный элемент-выпрямитель *В*, фильтры Φ_1 , Φ_2 и преобразователь *АЦП*.

На рис. 2.11,а приведена эквивалентная схема фильтра Φ_1 , где обозначено: $2R_{VD}$ — сопротивление двух диодов мостовой схемы в прямом направлении; R_3 — суммарное сопротивление *ИО*.

Постоянная времени фильтра Φ_1 может быть найдена по выражению

$$T_{\Phi 1} = \frac{2R_{VD}R_3}{2R_{VD} + R_3} C_{\Phi 1}.$$

а коэффициент его передачи по постоянному току

$$k_{\Phi 1} = \frac{R_3}{2R_{VD} + R_3}.$$

С учетом условия $R_3 \gg R_{VD}$ выражения для постоянной времени фильтра Φ_1 и его коэффициента передачи будут соответственно иметь вид

$$T_{\Phi 1} = 2R_{VD}C_{\Phi 1}, \quad k_{\Phi 1} \approx 1,$$

а передаточная функция для фильтра Φ_1

$$W_{\Phi 1}(p) = \frac{1}{T_{\Phi 1}p + 1}.$$

На рис. 2.11,б приведена структурная схема фильтра Φ_1 . Аналогично может быть определена и передаточная функция для фильтра Φ_2 :

$$W_{\Phi 2}(p) = \frac{1}{T_{\Phi 2}p + 1}.$$

Принципиальная схема ИО показана на рис. 2.12,а, выходное напряжение U_e которой для случая, когда $U_{\Phi 1} > U_{оп}$, равно

$$U_e = k_1 U_{\Phi 1} - k_2 U_{оп},$$

где $k_1 = \frac{R_1 R_4}{R_4 (R_1 + R_2) + R_1 R_2}$, $k_2 = \frac{R_1 + R_2}{R_4 (R_1 + R_2) + R_1 R_2}$ — соответственно коэффициенты передачи ИО.

Если $U_{\Phi 1} < U_{оп}$, то

$$U_e = U_{\Phi 1} \frac{R' R_4}{(R_3 + R_4) (R_1 + R')},$$

где

$$R' = \frac{R_2 (R_3 + R_4)}{R_2 + R_3 + R_4}.$$

Переход от режима $U_{\Phi 1} < U_{оп}$ к режиму $U_{\Phi 1} > U_{оп}$ осуществляется стабилитроном VD_1 практически скачкообразно, поэтому структурную схему ИО можно представить так, как показано на рис. 2.12,б. Из рис. 2.12,б видно, что

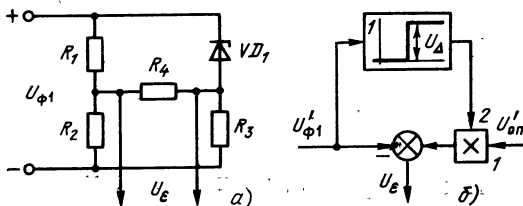


Рис. 2.12. Принципиальная (а) и структурная (б) схемы измерительного органа

при $U_{\phi 1} < U_{\Delta}$, $U_e = -U_{\phi 1}$, а если $U_{\phi 1} \geq U_{\Delta}$, сигнал рассогласования становится равным

$$U_e = k_2 U_{\text{оп}} - k_1 U_{\phi 1} = U'_{\text{оп}} - U'_{\phi 1}.$$

Схема умножения в структуре выполняет функции ключевого элемента, поскольку сигнал по входу 2 может принимать лишь два дискретных значения 0 или 1.

Отличительными особенностями АЦП для ДСН являются, во-первых, запаздывание его выходного сигнала относительно соответствующего входного на один период ча-

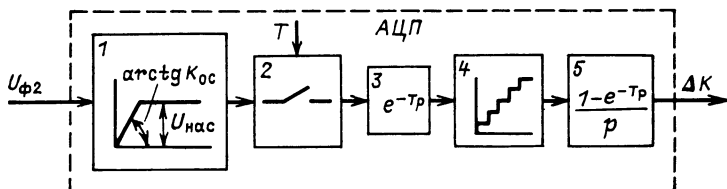


Рис. 2.13. Структурная схема АЦП

сты f_c напряжения сети, и, во-вторых, ограниченный диапазон преобразования, т. е. при подключении всех переключающих секций дальнейшее увеличение U_e в переходном режиме не обусловлено принципом построения ДИО. На рис. 2.13 приведена структурная схема АЦП, на которой:

1 — безынерционное усилительное устройство с нелинейной статической характеристикой типа отсечки и насыщения. Данное устройство отражает ограничение диапазона преобразования АЦП и имеет зону насыщения по уровню $U_{\text{нас}}$;

2 — импульсный элемент, представленный ключом с периодом квантования $T = 1/f_c$. На выходе этого элемента формируется последовательность узких импульсов, амплитудно-модулированных по закону входного воздействия;

3 — схема задержки импульсов на один период T напряжения сети, которая имеет передаточную функцию звена чистого запаздывания $W_{\text{зап}}(p) = e^{-Tp}$;

4 — устройство, осуществляющее квантование импульсов по уровню. Цена одной ступеньки кривой квантования соответствует младшему разряду кода, представляющего дискретное текущее значение амплитуды входного импульса и характеризующего основную погрешность АЦП;

5 — запоминающий элемент с передаточной функцией

$$W_{\text{зап}}(p) = \frac{1 - e^{-Tp}}{p}$$

который осуществляет фиксацию амплитуды входного сигнала на один период напряжения сети.

Таким образом, на выходе АЦП формируется ступенчатое напряжение δ (цифровой код), эквивалентное (в линейной зоне характеристики первого звена) сдвинутому на период T аналоговому входному сигналу $U_{\phi 2}$.

Следует заметить, что структурная схема АЦП не критична в отношении места включения схемы задержки 3. Характер выходного сигнала АЦП не изменится, если это звено включить, например, на выход первого звена и задержать на период T аналоговый сигнал $U_{\phi 2}$ или же подсоединить к выходу запоминающего элемента 5.

Физическая причина подобной инвариантности заложена в идеальности передаточной функции звена 3, описывающей его свойства и, с другой стороны, в специфичности всей структурной схемы АЦП как некоторого позиционного нелинейного блока, динамические свойства которого в полной мере определяются схемой 3. ДИО можно рассматривать как некоторый нелинейный преобразователь с двумя входами, реализующий зависимость $U_{\text{н}} = f(U_{\text{с}}, \delta)$, в качестве которого могут быть использованы множительные или делительные устройства. В этом случае схема ДСН будет представлять собой наиболее простой вариант схемы с параметрической обратной связью.

Параметрическое регулирование напряжения $U_{\text{н}}$ состоит в том, что по сигналу δ обратной связи дискретным образом изменяется коэффициент передачи ДИО путем включения дополнительных переключающих секций.

Для определения структурной схемы ДИО стабилизатора можно принять следующие исходные данные:

первоначальная настройка ДИО

$$U_{\text{е}} = 0, \text{ т. е. } U_{\phi 1} = U_{\text{оп}} \text{ при } U_{\text{с}} = U_{\text{сmax}};$$

точность стабилизации

$$U_{\text{е}} = \Delta U_{\text{н, доп}} \text{ при } U_{\text{с}} = U_{\text{сmin}},$$

где $\Delta U_{\text{н, доп}}$ — допустимое отклонение напряжения $U_{\text{н}}$ от номинального.

Минимальный и максимальный коэффициенты передачи ДИО

$$k_{\text{min}} = U_{\text{оп}} / U_{\text{сmax}} = U_{\phi 1} / U_{\text{сmax}};$$

$$k_{\text{max}} = U_{\phi 1} / U_{\text{сmin}}$$

и, следовательно, можно заключить, что для реализации передаточной функции ДИО может быть выбрано устройство деления (рис. 2.14,а) с пределами изменения коэф-

чивающего заданную точность стабилизации. Для статического режима с целью упрощения вычислений можно составить структурную схему ДСН, показанную на рис. 2.16. На схеме учтены только те элементы, которые непосредственно определяют точность стабилизации во всем диапазоне изменения входного напряжения U_c и не учитываются погрешности стабилизации второго порядка малости, обусловленные, например, дискретным квантованием сигнала рассогласования в АЦП.

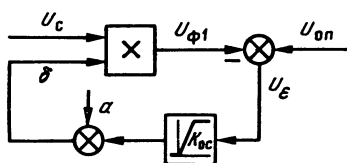


Рис. 2.16. Структурная схема ДСН для статического режима

Исходными данными для расчета ДСН в статическом режиме являются: диапазон изменения входного напряжения $U_c = U_{cmin} \div U_{cmax}$; диапазон регулирования выходного напряжения $U_{оп} = (1,0 \div 1,5) U_{φ1}$; точность стабилизации напряжения на нагрузке $\Delta U_{н, доп} = 0,01 U_{φ1}$.

Как было показано, параметрическая стабилизация выходного напряжения состоит в изменении коэффициента передачи ДИО по закону $\Delta k = \delta$, где δ в общем случае может быть выражено в следующем виде: $\delta = a + k_{o,c} U_\epsilon$.

Учитывая условия первоначальной настройки ДИО ($U_\epsilon = 0$ при $U_c = U_{cmax}$), можно записать, что $\delta = a$. Поскольку $U_{φ1} = U_{cmax} \delta$, можно найти

$$a = \frac{U_{φ1}}{U_{cmax}} = k_{min}$$

и, следовательно,

$$U_{φ1} = U_c (k_{min} + k_{o,c} U_\epsilon).$$

Согласно принципу параметрической стабилизации можно записать, что

$$U_\epsilon = \Delta U_{н, доп} \text{ при } U_c = U_{cmin} \text{ и } U_{оп} = 1,5 U_{φ1}.$$

Тогда получим соотношение

$$U_{φ1 max} = U_{c min} (k_{min} + k_{o,c} U_{\epsilon max})$$

или

$$1,5 U_{φ1} = U_{c min} (k_{min} + k_{o,c} 0,01 \cdot 1,5 U_{φ1}),$$

которое позволяет определить необходимое значение коэффициента обратной связи

$$k_{o,c} = \left(\frac{1,5 U_{φ1}}{U_{cmin}} - k_{min} \right) \frac{1}{0,01 \cdot 1,5 U_{φ1}}$$

и уровень насыщения нелинейной характеристики ограничения в цепи обратной связи.

На усилителях схемы, которые обозначены дифрами, и других элементах реализованы следующие устройства: $1'$, $3'$ — выпрямитель B ; $4'$, $7'$ и $8'$ — фильтр Φ_1 ; $12'$ и реле 5 — релейная характеристика измерительного органа, $2'$ — элемент сравнения; $6'$ — фильтр сигнала рассогласования Φ_2 ; $9'$ — ограничение усиления по амплитуде в цепи обратной связи; $10'$ — сумматор δ контура обратной связи; 1 , 2 , 5 , 6 — генератор входного сигнала синусоидальной формы (напряжение сети), амплитуда которого может изменяться дискретно (U_{cmax} , U_{cmin}) оператором путем возбуждения реле $P6$.

Наибольшие затруднения при моделировании ДСН вызывает элемент чистого запаздывания на один период напряжения сети. Наилучший результат получен с помощью переключательных схем для задержки сигналов вида ступенчатой функции. Схема запаздывания выполнена на двух блоках квантования (усилители 10 , $11'$) с релейной схемой управления моделью АЦП на усилителях 3 , 4 , 7 , 8 , 9 , 11 , 13 , 14 , 17 , $13'$, $14'$, $15'$ и $17'$, принцип работы которой заключается в следующем.

Из входного сигнала синусоидальной формы усилитель 13 формирует положительные однополярные импульсы, которые дифференцируются цепочкой элементов 3 , 4 , 7 . Остроконечные импульсы отрицательной полярности с дифференцирующей цепочки через диод $VD1$ поступают на схему, собранную на усилителях 8 , 9 , 11 , 14 , 17 , принцип действия которой состоит в том, что на выходе усилителя 8 формируются разнополярные импульсы за счет контакта 4 реле $P1$, подключающего однополярные импульсы на вход усилителя 8 либо непосредственно, либо через инвертор 9 . Выходные импульсы со схемы 8 , в свою очередь, фиксируют состояния реле $P1$ и $P4$, контактами которых коммутируются вход и выход двух схем квантования $11'$ и 10 . Одновременно положительные импульсы с выхода схемы 8 на короткое время включают реле $P3$, а отрицательные импульсы — реле $P2$. Контактными последними осуществляется запись входной информации на схемах $11'$ и 10 .

Предположим, например, что в начальный момент времени реле $P1$ обесточено, реле $P4$ — возбуждено. Это соответствует положению их контактов, изображенных на рис. 2.17. Тогда на выходе схемы 8 формируется отрицательный импульс и срабатывает реле $P2$, производя запись входной информации схемой $11'$. Считывание записанной к исходному моменту времени информации осуществляется со схемы 10 посредством замыкания контакта $1P1$. В сле-

дующий момент времени (через период T) реле $P1$ возбуждается, а реле $P4$ — обесточивается, реле $P3$ срабатывает, поэтому запись будет произведена схемой 10 , а считывание полученной в предыдущем периоде информации — со схемы $11'$. В этом и состоит механизм действия рассматриваемой схемы задержки.

Напряжением по входам усилителей $17'$ и $15'$ можно регулировать время замыкания реле $P2$ и $P3$, тем самым имитируя погрешность квантования АЦП.

На усилителях 11 и 14 собрана релейная характеристика с петлей гистерезиса.

Предварительным этапом определения машинных коэффициентов передач отдельных блоков является расчет максимальных значений реальных переменных и выбор масштабов по всем величинам. Нахождение максимальных значений физических переменных базируется на результатах статического расчета ДСН, который был проведен для моделирования ДСН, имеющего следующие параметры:

$U_c = 210 \div 230$ В; $f_c = 400$ Гц; $U_{оп} = 55$ В; $U_{н,ном} = 4$ В; $T_{\phi 1} = 37$ мс; $T_{\phi 2} = 16$ мс; $k_{о.с} = 0,19$; $U_{нас} = 0,16$ В; $k_{min} = 55/230$; $k_{max} = k_{min} + U_{нас} = 0,4$; $U_{\Delta} = 35,28$ В; $U_{cmax} = 230$ В — максимальное значение напряжения сети; $U_{опmax} = 1,5 U_{оп} = 82,5$ В — максимальное значение напряжения опорного источника; $U_{нmax} = U_{cmax} k_{max} = 230 \cdot 0,4 = 92$ В — максимальное значение напряжения на нагрузке; $U_{сmax} \leq U_{опmax}$ — максимальное значение сигнала рассогласования; $\delta_{max} = k_{min} + U_{нас} = 0,4$ — максимальное значение сигнала.

Расчет масштабов модели:

масштаб по входной величине $m_U = U_{сmax}/U_{машmax} = 230/100 = 2,3$, где $U_{машmax}$ — максимальное машинное напряжение;

масштаб по опорному напряжению $m_{U_{оп}} = 82,5/100 = 0,825$;

масштаб по сигналам $U_n, U_b, U_{\phi 1} m_{U_n} = 92/100 = 0,92$;

масштаб по сигналу рассогласования $m_{U_{с}} = 82,5/100 = 0,825$;

масштаб по сигналу δ $m_{\delta} = 0,4/100 = 4 \cdot 10^{-3}$;

масштаб во времени выбираем $m_t = 0,001$.

Расчет машинных коэффициентов передач:

для выпрямителя $k_b = m_{U_b}/m_{U_n} = 1$;

для фильтра Φ_1 $k_{\phi 1} = m_t/T_{\phi 1} = 10^{-3}/37 \cdot 10^{-3} = 0,027$;

для измерительного органа $k_{ио} = m_{U_{\phi 1}}/m_{U_{с}} = 0,92/0,825 = 1,1$;

для фильтра Φ_2 $k_{\phi 2} = m_t/T_{\phi 2} = 10^{-3}/16 \cdot 10^{-3} = 0,06$;

для нелинейного блока $k_{н,б} = k_{о,с} m_{U\phi 2} / m_{U\delta} = 0,04 \times 0,825 / 4 \cdot 10^3 = 8,25$.

Машинное значение опорного напряжения

$$U_{оп,м max} = U_{оп max} / m_{Uоп} = 82,5 / 0,825 = 100 \text{ В};$$

$$U_{оп,м ном} = U_{оп} / m_{Uоп} = 55 / 0,825 = 67 \text{ В}.$$

Таким образом, потенциометр δ должен позволять изменять напряжение $U_{оп,м}$ в пределах 67—100 В

$$U_{\Delta м} = U_{\Delta} / m_{U\phi 1} = 35,28 / 0,92 = 38 \text{ В}.$$

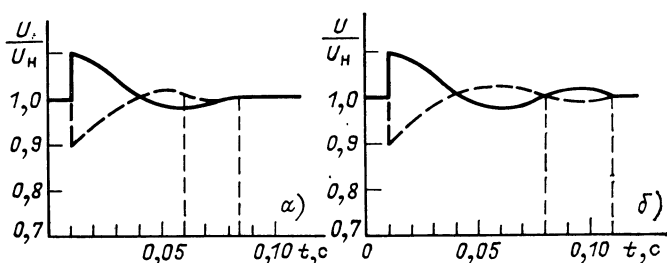


Рис. 2.18. Осциллограммы переходного процесса по огибающей выходного напряжения для модели ДСН (а) и для макета ДСН (б)

Уровень машинного напряжения, моделирующего k_{min} , равен

$$k_{min м} = k_{min} / m_{U\delta} = 0,24 / 4 \cdot 10^{-3} = 60 \text{ В}.$$

Были получены численные значения коэффициентов структурной схемы набора модели ДСН.

Коэффициент $\alpha_1 = \infty$ на рис. 2.17 отражает релейную характеристику соответствующего операционного усилителя с насыщением, а коэффициент передачи α_2 выбирается при настройке.

На рис. 2.18,а показаны осциллограммы переходного процесса (по огибающей), снятые с модели ДСН при скачкообразном изменении входного напряжения U_c . Для сравнения были сняты осциллограммы переходных процессов для макета ДСН, которые показаны на рис. 2.18,б. Сравнение показывает хорошую сходимость результатов моделирования и эксперимента.

СХЕМЫ ДИСКРЕТНЫХ СТАБИЛИЗАТОРОВ НАПРЯЖЕНИЯ

3.1. ДИСКРЕТНЫЙ СТАБИЛИЗАТОР ПЕРЕМЕННОГО НАПРЯЖЕНИЯ

На рис. 3.1 приведена принципиальная схема ДСН, выполненная по функциональной схеме рис. 2.4, а ДИО выполнен на автотрансформаторе по схеме рис. 2.2,а с разделением секций на две параллельные ветви [26, 27]. В качестве коммутирующих ключей секций используются тиристоры типа КУ202Н, чувствительный элемент (ЧЭ) тока нагрузки выполнен на встречно-параллельно включенных диодах VD_1 — VD_4 , что позволяет подавать на вход схемы синхронизации СС напряжение постоянной величины, равное падению напряжения на открытом в данный полупериод диоде и синфазное с током нагрузки при широком диапазоне изменения последнего. Формирование импульсов синхронизации в момент прохождения тока нагрузки через нулевой уровень осуществляет схема D_1 , на вход которой подается напряжение с ЧЭ. При этом получают импульсы, поступающие после дифференцирования на вход схемы D_2 , где формируется положительный импульс. После вторичного дифференцирования и последующего инвертирования на выходе D_2 получается отрицательный импульс, сдвинутый относительно импульса синхронизации на 50—60 мкс. Этим импульсом счетчик D_7 — D_{11} устанавливается в исходное состояние. Аналогичным образом схемой D_3 формируется импульс начала преобразования, который поступает на вход триггера управления, выполненного на D_4 . С противоположного триггера сигнал поступает на D_5 и запускает генератор пилообразного напряжения, который собран на одном из инверторов D_5 и конденсаторе C . Напряжение пилообразной формы и напряжение с измерительного органа ИО сравниваются на схеме D_6 , выполняющей роль триггера Шмитта.

В момент сравнения формируется импульс, который после дифференцирования и двукратного инвертирования на D_2 и D_3 поступает на второй вход триггера управления D_4 , заканчивая преобразование аналогового сигнала рассогласования с ИЭ.

На D_{13} собран мультивибратор, импульсы которого вместе с импульсами триггера управления поступают на двухходовый инвертор схемы D_5 и затем с выхода инвертора пачка импульсов поступает на двоичный счетчик, выполненный на схемах D_7 — D_{11} .

Информация о состоянии каждого триггера счетчика по окончании преобразования поступает на один из входов соответствующих элементов И D_{15} — D_{17} , на другой вход этих схем подается импульс синхронизации. Одновременно информация о состоянии триггеров поступает на многоходовый элемент И D_{18} , который выдает импульс на триггер управления при заполнении счетчика, что предотвращает сбой работы схемы преобразования.

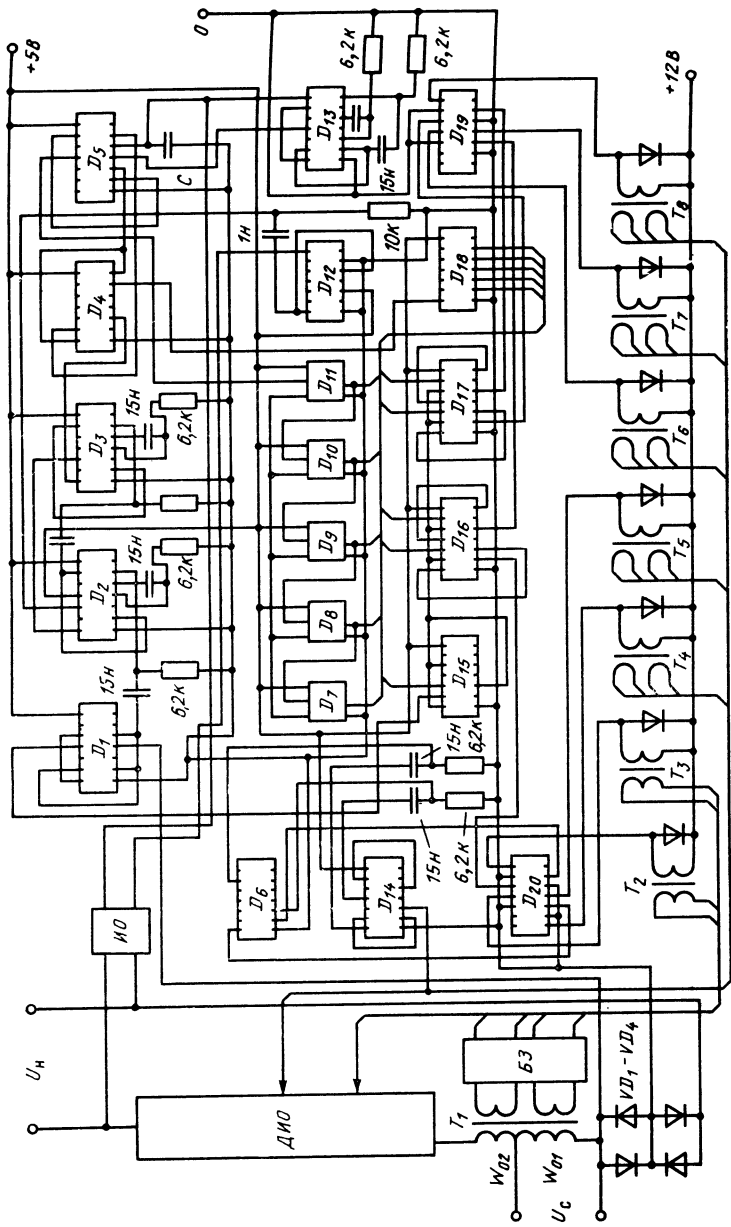


Рис. 3.1. Принципиальная схема ДСН переменного тока

На выходах схемы совпадения импульсы формируются или не формируются в зависимости от того, в каком состоянии находится соответствующий триггер счетчика. Сформированные импульсы поступают на соответствующие усилители D_{20} , D_{19} с трансформаторными выходами (T_4 — T_8), переводя тиристор соответствующей секции в открытое состояние.

Схема управления полупериодными ключами (ПК и ПК' на рис. 2.2,а) выполнена на двух логических схемах D_6 , D_{14} и двух транзисторах транзисторной матрицы D_{20} . Схема D_{14} формирует прямоугольные полупериодные импульсы, которые дифференцируются и усиливаются схемой D_6 . Полученные импульсы поступают через усилители схемы D_{20} с трансформаторными выходами (T_2 , T_3) на управляющие электроды соответствующих полупериодных ключей.

Каждый триггер счетчика состоит из двух логических трехходовых схем типа К1ЛБ554.

Трансформаторы T_2 — T_8 — импульсные, а шунтами являются диоды типа Д103А.

Питание схемы управления осуществляется от двух источников с напряжением 5 и 12 В, причем к источнику с напряжением 12 В требования по стабильности не регламентируются, а стабильность источника с напряжением 5 В определяется стабильностью генератора опорной частоты D_{13} и генератора пилообразного напряжения D_5 .

Таблица 3.1

№ ИС на рис. 3.1	Тип схемы	Состав схемы	Возможная замена	Примечание
D_1, D_2 D_3, D_5 D_{13}, D_{15} D_{16}, D_{17} D_{14}	1ЛБ553	Четыре двухходовых логических элемента И—НЕ	К1ЛБ333 К1ЛБ3311 1ЛБ5511 К1ЛБ313 К1ЛБ363 К1ЛБ303	D_{13} , кроме того, может быть заменена 2ГФ181, 2ГФ201
D_4, D_6	1ЛБ555	Два четырехходовых логических элемента И—НЕ	К1ЛБ331 К1ЛБ339 1ЛБ559 К1ЛБ311 К1ЛБ301	—
D_{18}	1ЛБ552	Восьмивходовый логический элемент И—НЕ	К1ЛБ332 К1ЛБ3310 1ЛБ5510 К1ЛБ312 К1ЛБ302	—
D_{12}	2ТК041	Триггер	К1ТШ181 К1ТШ191	—
D_{20}, D_{19}	1ЛБ554	Три трехходовых логических элемента И—НЕ	К1ЛБ5512 К1ЛБ334 К1ЛБ3312 К1ЛБ314	Или триггеры 2ТК041 К2ТК181

Емкость C в генераторе D_5 подбирается так, чтобы максимальная амплитуда пилы соответствовала максимальному напряжению рассогласования, поступающему с ИО.

Частота работы мультивибратора D_{13} выбирается таким образом, чтобы импульсы, поступающие на счетчик за полупериод питающего напряжения, могли заполнить его при максимальном напряжении рассогласования

$$f_r \geq \frac{2^n - 1}{1/2f_c - \Delta t},$$

где f_r — частота опорного генератора; f_c — частота напряжения сети; n — количество разрядов в счетнике (число секций); Δt — суммарная длительность импульсов синхронизации, установки нуля, начала преобразования и промежутков между ними.

Блок запуска (БЗ) служит для первоначального включения полупериодных ключей и в простейшем случае содержит две обмотки, подключаемые к управляющим переходам тиристоров ключей ПК и ПК' на время, необходимое для начала работы схемы управления полупериодными ключами.

В табл. 3.1 приведен перечень типов интегральных схем (ИС), использованных в стабилизаторе.

Основные параметры ДСН по рис. 3.1

Входное напряжение, В	$220 \pm 10 \%$
Выходное напряжение, В	$220 \pm 1 \%$
Пределы регулировки выходного напряжения, %	± 10
Мощность стабилизатора, кВт·А	2,2
Коэффициент полезного действия	0,96
Искажения, вносимые стабилизатором, %, не более	0,3
Число секций	5
Удельная мощность по массе, В·А/кг	155
Удельная мощность по объему, В·А/дм ³	210

3.2. КОМБИНИРОВАННЫЙ ДИСКРЕТНЫЙ СТАБИЛИЗАТОР НАПЯЖЕНИЯ

Источники вторичного электропитания ЭВМ должны обрабатывать как относительно медленные изменения напряжения питающей сети и обеспечивать регулировку выходного напряжения, так и мгновенные изменения выходного напряжения при коммутации тока нагрузки от нуля до $I_{\text{нmax}}$.

Обработку медленных изменений входного напряжения и его регулировку целесообразно осуществить централизованным ДСН, обладающим высокими энергетическими и удельными по массе и объему показателями практически без искажения формы напряжения сети. Такие ДСН также не создают коммутационных помех, что особенно важно для ЭВМ. Обработку быстрых изменений можно осуществить с по-

мощью устройства, совмещающего функции выпрямителя и линейного стабилизатора.

На рис. 3.2 приведена функциональная схема комбинированного стабилизатора [28], состоящего из централизованного ДСН, на выходе которого включены совмещенные выпрямители-стабилизаторы $СВС_1—СВС_3$ со сглаживающими фильтрами $\Phi_1—\Phi_3$, работающие от общего источника опорного напряжения $ИО_2$. Изменением уровня напряжения $ИО_2$ достигается как перестройка СВС, так и изменение напряжения опорного источника $ИО_1$ централизованного

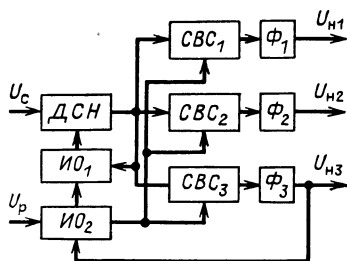


Рис. 3.2. Функциональная схема комбинированного ДСН

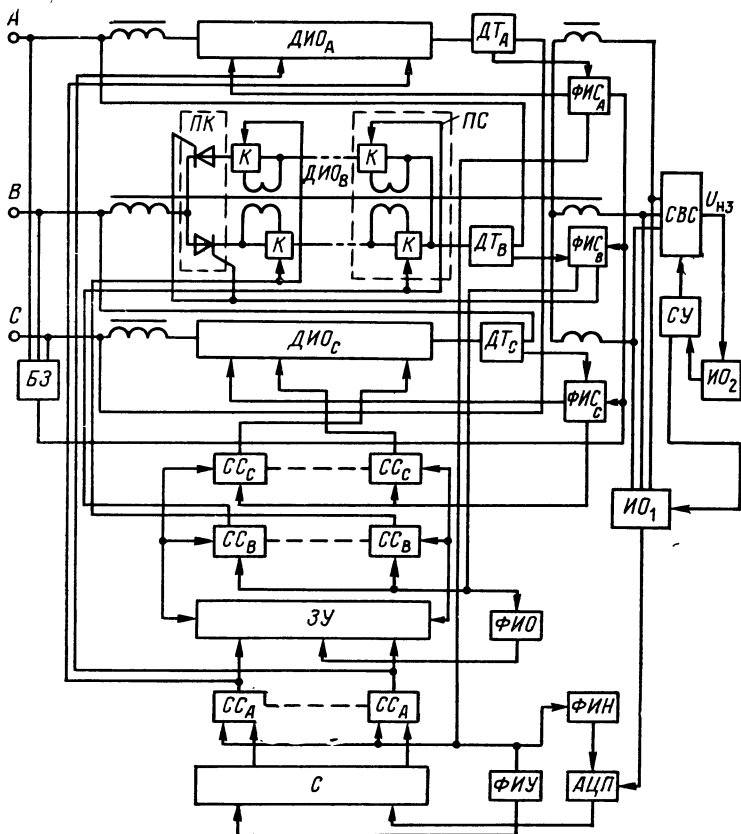


Рис. 3.3. Функциональная схема комбинированного трехфазного ДСН

ДСН. Этим достигается возможность передать регулировку выходного напряжения централизованному ДСН, освободив от этой функции СВС и сделав их менее мощными.

На рис. 3.3 приведена функциональная схема комбинированного трехфазного ДСН. ДИО представляет собой трехфазный трансформатор, электрическая цепь которого по каждой фазе имеет две параллельные ветви последовательно соединенных переключающих секций ПС, управляемых ключами К, и включенных согласно с основной обмоткой трансформатора через полупериодные ключи ПК.

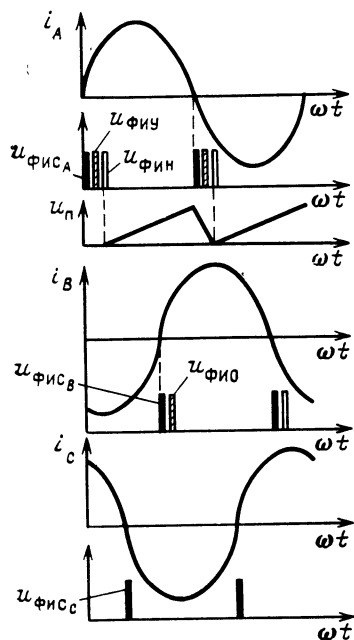


Рис. 3.4. Временные диаграммы выходных импульсов схем временного управления

ются. Сигнал рассогласования с $ИО_2$ подается через схему управления СУ на СВС и на $ИО_1$.

Напряжение рассогласования с выхода $ИО_1$ поступает на АЦП и далее на двоичный счетчик для преобразования в последовательный двоичный код. Этим кодом определяется комбинация открытых и закрытых тиристорных ключей ПС в каждом полупериоде тока каждой фазы. В результате напряжение основной обмотки трансформатора складывается с суммарным напряжением ПС, в которых тиристорные ключи закрыты, и тем самым выходное напряжение поддерживается на заданном уровне.

Схема управления включает: измерительные органы $ИО_1$ и $ИО_2$, аналого-цифровой преобразователь АЦП, счетчик С, схемы сравнения $СС_A—СС_C$, запоминающее устройство ЗУ и схемы временного управления, к которым относятся формирователь импульсов установки в нуль ФИУ счетчика, формирователь импульсов обнуления ФИО запоминающего устройства, формирователь импульсов синхронизации $ФИС_A—ФИС_C$ и формирователь импульсов начала преобразования ФИН.

При подаче на вход ДСН напряжения сети блок запуска БЗ обеспечивает протекание тока через датчики тока фаз $ДТ_A—ДТ_C$ и формирование схемами $ФИС_A—ФИС_C$ импульсов включения полупериодных ключей ПК в момент перехода тока фазы через нулевой уровень, после чего БЗ отключается.

На рис. 3.4 приведены временные диаграммы выходных импульсов схем временного управления, определяющие последовательность работы узлов стабилизатора во времени. Временное управление ДСН привязано к импульсам синхронизации $u_{ФИС_A}$ фазы A , которые формируются в момент перехода тока фазы A через нулевой уровень и управляют работой полупериодных ключей фазы A . Кроме того, в этот момент со счетчика C (рис. 3.3) подаются импульсы управления ключами секций и одновременно эта информация записывается в ЗУ через схемы сравнения $СС_A$.

Схема $ФИУ$ формирует импульсы, задержанные относительно импульсов синхронизации $u_{ФИС_A}$ фазы A , и устанавливает счетчик в исходное состояние.

В начале нарастания пилообразного напряжения (u_n) схема $ФИН$ формирует импульсы начала преобразования (ИНП), определяющие момент начала работы АЦП. Поскольку во время преобразования подавать информацию о рассогласовании на ключи секций фаз B и C невозможно, используется запоминающее устройство ЗУ, которое хранит информацию о рассогласовании, списываемую со счетчика. Импульсы синхронизации фаз B и C $u_{ФИС_B}$ и $u_{ФИС_C}$ обеспечивают списывание информации с ЗУ и подачу импульсов управления на соответствующие ключи своих секций. Следует иметь в виду, что импульс синхронизации только по фазе A списывает информацию со счетчика на ЗУ. Следовательно, к этому моменту времени ЗУ должно быть свободно от информации. В исходное состояние ЗУ устанавливает импульс обнулений $u_{ФИО}$, задержанный относительно импульса синхронизации $u_{ФИС_C}$ фазы C схемой обнуления $ФИО$. С появлением $u_{ФИС_A}$ фазы A процесс повторяется. Для улучшения энергетических и массогабаритных показателей СВС обмотки силового трехфазного трансформатора соединены по схеме «треугольник — звезда».

Комбинированный стабилизатор по функциональной схеме рис. 3.2 обеспечивает на выходе постоянное напряжение $5 \text{ В} \pm 1\%$ с плавной регулировкой напряжения в пределах $4\text{—}5,5 \text{ В}$ при изменении напряжения сети на $\pm 5\%$ и тока нагрузки от 0 до $I_{нmax} = 15 \text{ А}$ по одному каналу СВС.

Общий КПД стабилизатора $\eta = \eta_{ДСН} \eta_{СВС} = 0,96 \cdot 0,685 = 0,66$.

3.3. ДИСКРЕТНЫЙ СТАБИЛИЗАТОР ДЛЯ ЭЛЕКТРОПИТАНИЯ ЛЮМИНЕСЦЕНТНЫХ ПАНЕЛЕЙ

Срок службы люминесцентных ламп во многом зависит от стабильности напряжения их электропитания, а также от степени искажения его формы. Кроме стабилизации колебаний напряжения сети ($U_{с, ном} \pm 10\%$, ГОСТ 16325-76) устройство стабилизации должно обладать возможностью автоматической подрегулировки напряжения в диа-

пазоне $\pm 10\%$ от $U_{c,ном}$ для устранения повышения или понижения уровня напряжения в зависимости от времени суток. Для выполнения этих требований может быть применен стабилизатор [29], схема которого (рис. 3.5) включает: дискретный исполнительный орган ДИО, измерительный орган среднего значения напряжения ИО, пороговые элементы с заданными порогами отпущания Π_1 и срабатывания Π_2 , функциональный логический распределитель ФЛР, каскад задержки КЗ; управляемый генератор УГ; чувствительный элемент тока нагрузки ЧЭ.

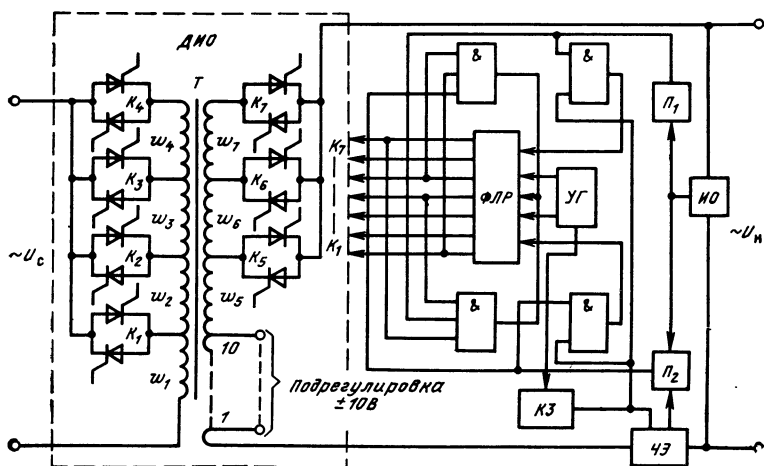


Рис. 3.5. Принципиальная схема ДСН для электропитания люминесцентных панелей

Срабатывание пороговых элементов Π_1 и Π_2 происходит от сигнала рассогласования ИО при $U_n \geq U_{нmax}$, их отпущание — при $U_n \leq U_{нmin}$. При $U_{нmin} \leq U_n \leq U_{нmax}$ срабатывает Π_1 и отпускает Π_2 . В крайних режимах на счетный вход распределителя ФЛР подаются импульсы, фронт которых синхронизирован с моментом перехода тока нагрузки через нулевой уровень. Частота поступления этих импульсов определяет быстродействие схемы. ФЛР представляет четырехразрядный реверсивный триггерный счетчик, имеющий 12 (по числу возможных состояний ДИО) устойчивых состояний. Прямой ход распределителя, что соответствует последовательному возрастанию коэффициента трансформации, обеспечивается при срабатывании Π_1 , а обратный — при отпущании Π_2 . При отсутствии сигнала с пороговых схем ФЛР находится в одном из устойчивых состояний.

Первые два каскада распределителя обеспечивают поступление импульсов отпирания от генератора УГ на тиристорные ключи K_5, K_6, K_7 , а два других каскада управляют ключами K_1, K_2, K_3, K_4 . Выбор

определенного каскада обеспечивается диодным дешифратором (на рис. 3.5 он не показан), подключенным к выходам триггеров распределителя.

Схема ДИО стабилизатора имеет три ПС на первичной стороне трансформатора и две — на вторичной. Соотношения витков, напряжений и токов обмоток сведены в табл. 3.2.

Таблица 3.2

Сторона трансформатора	Обозначение секции	Число витков	Ток в обмотке, А	Напряжение обмотки, В
Первичная	ω_1	178	11,0	45
	ω_2	20	9,9	28
	ω_3	22,5	8,8	28
	ω_4	25,5	8,2	46
Вторичная	ω_5	224	8,0	15
	ω_6	8	8,0	8
	ω_7	8,5	8,0	15

Ключи секций выполнены на тиристорах типа Т25. Ступенчатое регулирование в пределах ± 10 В осуществляется коммутацией десяти выводов на вторичной стороне трансформатора.

Интервал изменения напряжений сети U_c между моментами переключения, значения коэффициента трансформации k_T , номера включенных тиристорных ключей, включенных (1) и выключенных (0) секций приведены в табл. 3.3.

На каждом интервале изменения U_c напряжение на нагрузке изменяется в диапазоне $U_H = 216 \div 224$ В.

Таблица 3.3

Номер переключения	U_c , В		k_T	Состояние секций					Включенные ключи
	от	до		ω_2	ω_3	ω_4	ω_6	ω_7	
1	157	162	1,369	0	0	0	1	1	К1 и К7
2	162	168	1,319	0	0	0	1	0	К1 и К6
3	168	174	1,271	0	0	0	0	0	К1 и К5
4	174	181	1,226	1	0	0	1	1	К2 и К7
5	181	187	1,184	1	0	0	1	0	К2 и К6
6	187	195	1,141	1	0	0	0	0	К2 и К5
7	195	202	1,100	1	1	0	1	1	К3 и К7
8	202	209	1,060	1	1	0	1	0	К3 и К6
9	209	217	1,023	1	1	0	0	0	К3 и К5
10	217	225	0,985	1	1	1	1	1	К4 и К7
11	225	233	0,950	1	1	1	1	0	К4 и К6
12	233	242	0,916	1	1	1	0	0	К4 и К5

Основные параметры стабилизатора

Напряжение входное номинальное, В	220
	+15
	-30
Отклонение входного напряжения, %	220
Напряжение на нагрузке, В	±2
Точность стабилизации напряжения, %	2,0
Максимальная мощность нагрузки, кВ·А	98
Коэффициент полезного действия, %	0,5
Искажения, вносимые стабилизатором, %	150
Удельная мощность, по массе В·А/кг	145
Удельная мощность по объему, В·А/дм ³	

3.4. ДИСКРЕТНЫЙ СТАБИЛИЗАТОР ВЫПРЯМЛЕННОГО НАПРЯЖЕНИЯ

На рис. 3.6 приведена схема силовой части дискретного стабилизатора выпрямленного напряжения. К входному выпрямителю на диодах подключены два последовательно соединенных между собой инвертора I_1 , I_2 на транзисторах, собранных по мостовой схеме. В диагональ инвертора I_1 включена первичная обмотка ω_1 основного трансформатора T_1 , а к диагонали инвертора I_2 подключены последовательно соединенные первичные обмотки (ω_2 — ω_7) трансформаторов (T_2 — T_7), напряжения которых соответственно равны 3,1; 6,25; 12,5; 25; 50 и 100 В. Обмотка ω_1 основного трансформатора T_1 рассчитана на минимальное напряжение сети

$$U_{c \min} = \sqrt{3} \cdot \sqrt{2} U_{c, \text{НОМ}} (1 - \varepsilon_c') \delta_B = \sqrt{3} \cdot \sqrt{2} \cdot 220 \cdot 0,85 \cdot 0,9 = 396 \text{ В,}$$

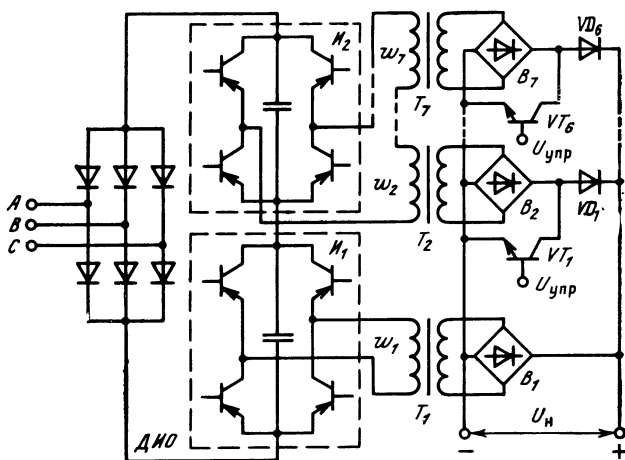


Рис. 3.6. Принципиальная схема силовой части ДСН выпрямленного напряжения

где $\delta'_c = \Delta U_c / U_{c, \text{ном}} = 0,15$ — допустимое относительное уменьшение напряжения сети; $\delta_b = 0,9$ — относительное значение амплитуды пульсаций напряжения входного выпрямителя.

Последовательно включенные первичные обмотки $\omega_2 - \omega_7$ шести трансформаторов рассчитаны на весь диапазон отклонения напряжения сети $\Delta U_c = U_{c, \text{max}} - U_{c, \text{min}} = 594 - 396 = 198$ В, где максимальное напряжение сети

$$U_{c, \text{max}} = \sqrt{3} \cdot \sqrt{2} U_{c, \text{ном}} (1 + \delta'_c) = \sqrt{3} \cdot \sqrt{2} \cdot 220 \cdot 1,1 = 594 \text{ В}$$

$$(\delta'_c = \Delta U'_c / U_{c, \text{ном}} = 0,1).$$

Изготовление регулировочной части на отдельных трансформаторах $T_2 - T_7$ выполняется проще и приводит к уменьшению в 2 раза числа шунтирующих секции ключей, собранных на транзисторах $VT_1 - VT_6$.

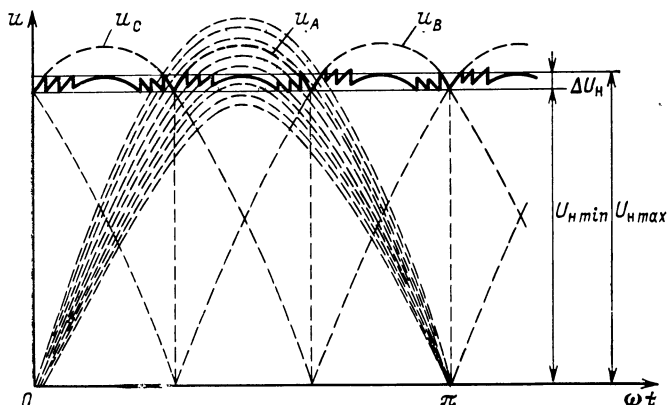


Рис. 3.7. Форма выпрямленного напряжения на нагрузке

При напряжении $U_{c, \text{min}}$ все транзисторы $VT_1 - VT_6$ включены и входное напряжение приложено только к первичной обмотке ω_1 основного трансформатора T_1 . Напряжение U_n снимается через выпрямитель B_1 со вторичной обмотки T_1 . При напряжении $U_{c, \text{max}}$ все транзисторы $VT_1 - VT_6$ выключены и входное напряжение приложено ко всем последовательно включенным первичным обмоткам трансформаторов $T_1 - T_7$. Напряжение нагрузки U_n снимается через выпрямители $B_1 - B_7$ со всех вторичных обмоток трансформаторов. При напряжении $U_{c, \text{max}} > U_{c, \text{min}}$ система управления обеспечивает соответствующую комбинацию последовательно включенных первичных обмоток трансформаторов $T_2 - T_7$.

Система управления обеспечивает стабилизацию выпрямленного напряжения по мгновенному значению и выполнена по схеме рис. 3.6.

Форма выпрямленного напряжения на нагрузке U_n приведена на рис. 3.7. Ключи секций $VT_1—VT_6$ и ключи инверторов $I_1—I_2$ выполнены на транзисторах типа КТ812А, а в качестве диодов $VD_1—VD_6$ и диодов мостовых схем выпрямления $B_1—B_7$ использованы диоды типа КД213А. Каждый ключ инвертора выполнен на параллельно соединенных трех транзисторах в расчете на протекание через него максимального тока $I_{max}=10$ А. С целью улучшения массообъемных показателей трансформаторов инверторы работают на частоте 25 кГц.

Основные параметры ДСН

Напряжение трехфазной сети, В	380/220 +10
Диапазоны отклонения напряжения сети, %	—15
Напряжение на нагрузке, В	200
Отклонение напряжения на нагрузке, %	1
Диапазон регулирования напряжения на нагрузке, %	5
Выходная мощность, кВт	3,2
Удельный показатель по массе, Вт/кг	190
Удельный показатель по объему, Вт/дм ³	200

Часть вторая

ДИСКРЕТНЫЕ АДАПТИВНЫЕ РЕГУЛЯТОРЫ И СТАБИЛИЗАТОРЫ ПОСТОЯННОГО НАПРЯЖЕНИЯ

Глава четвертая

ДИСКРЕТНОЕ РЕГУЛИРОВАНИЕ ПОСТОЯННОГО НАПРЯЖЕНИЯ

4.1. ПРИНЦИПЫ ДИСКРЕТНОГО РЕГУЛИРОВАНИЯ ПОСТОЯННОГО НАПРЯЖЕНИЯ

В системах электроснабжения подвижных объектов в качестве первичных источников ограниченной мощности широко применяются термоэлектрические генераторы (ТЭГ), термоэмиссионные преобразователи (ТЭП), солнечные батареи (СБ) и топливные элементы (ТЭ).

Характерные мощности энергетических установок с ТЭГ составляют от 0,1 до 10 кВт при напряжениях от 5 до 30 В, а для установок с ТЭП — от единиц до сотен киловатт с напряжением от 10 до 60 В. СБ характеризуются мощностью от 1 до 10 кВт при напряжениях от 20 до 50 В, а характерные мощности ТЭ составляют от 5 до 50 кВт при напряжениях от 20 до 50 В. Выходные напряжения химических источников тока (ХИТ) составляют от 20 до 40 В. Все эти типы первичных источников характеризуются большим диапазоном изменения выходных параметров (напряжения и тока) в зависимости, например, от изменения получаемого тепла или освещенности [30]. В связи с этим источники вторичного электропитания (ИВЭП) постоянного тока, которые применяются для получения электрической энергии требуемого качества и вида (по роду тока), должны быть по входному напряжению широкодиапазонными помимо того, что, как и всякие бортовые источники, они должны характеризоваться высокими энергетическими, удельными и надежностными показателями.

Часто для гарантированного электроснабжения при перерывах в работе первичного источника (например, солнечной батареи в спутниках Земли) или при резких, но не

продолжительных набросах нагрузки бортовая система электроснабжения наряду с первичным источником электрической энергии содержит и буферный накопитель (например, аккумуляторную батарею), которые соединяются между собой и нагрузкой через обратимый реверсивный регулятор.

В ряде случаев ИВЭП должны создавать уровень напряжения на нагрузке больше уровня выходного напряжения первичного источника, а также должны обеспечивать гальваническую развязку между первичным источником электрической энергии и нагрузкой.

От вторичных источников питания современной физической, технологической и лабораторной аппаратуры часто требуют регулирования выходных параметров (напряжения или тока) в широких пределах при высокой точности, причем нередко возникает необходимость глубокого регулирования при постоянстве отдаваемой в нагрузку мощности. Например, для аппаратуры оптоэлектронной спектроскопии выходное напряжение ИВЭП постоянного тока должно плавно изменяться в диапазоне от 10 до 10^4 В,

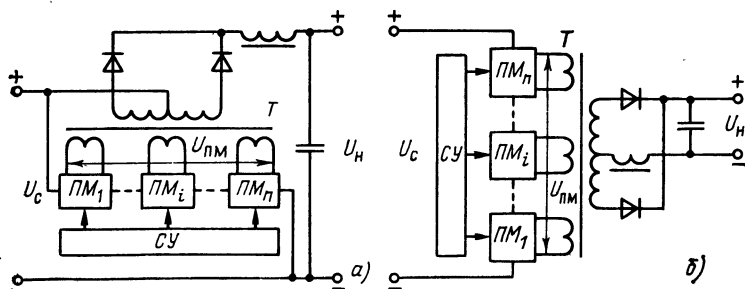


Рис. 4.1. Схема ДИО на трансформаторе, обеспечивающем добавку напряжения:

а — без гальванической развязки; б — с гальванической развязкой сети с нагрузкой

причем каждый фиксированный уровень напряжения должен обладать суммарной нестабильностью, не превышающей 10^{-6} [31]. Управление ИВЭП такого класса осуществляется от ЭВМ.

Требование широкодиапазонности регулирования напряжения в значительной степени может быть удовлетворено использованием дискретного принципа регулирования постоянного напряжения за счет ступенчатого изменения коэффициента трансформации k_T (рис. 4.1) трансформа-

тора, первичные обмотки которого являются обмотками одинаковых преобразовательных модулей (ПМ), преобразующих напряжение постоянного тока первичного источника в переменное. Одна из возможных схем такого модуля приведена на рис. 4.2. При включенном ПМ от схемы управления попарно на базы транзисторов $VT_1—VT_2$ и $VT_3—VT_4$ подается напряжение, отпирающее эти транзисторные ключи, с частотой преобразования, в результате чего к обмотке трансформатора T , включенной в диагональ моста, образованного указанными транзисторами, поступает переменное напряжение прямоугольной формы (меандр) с амплитудой, равной $U_{вх}$ за вычетом падения напряжения на двух включенных в данный полупериод транзисторах. Для выключения ПМ на базу транзистора VT_5 , который шунтирует мостовую транзисторную схему, от схемы управления подается отпирающее напряжение постоянного тока. Изменяя с помощью $U_{упр}$ число l последовательно включенных ПМ, дискретно изменяют коэффициент трансформации T , что позволяет ступенчато изменять напряжение на нагрузке U_n .

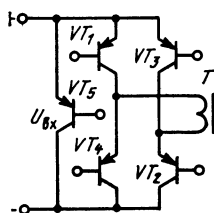


Рис. 4.2. Двухтактный мостовой ПМ

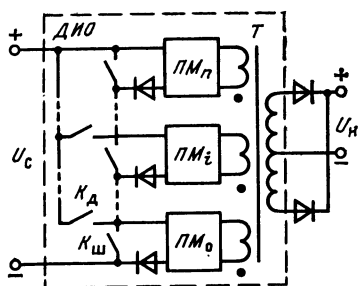


Рис. 4.3. Схема широкодиапазонного ДМО постоянного напряжения

Для плавной регулировки напряжения U_n на силовые транзисторные ключи работающих ПМ подается ШИМ-сигнал, который характеризуется коэффициентом заполнения импульсов $q = t_{нас}/T$, где $t_{нас}$ — время замкнутого (насыщенного) состояния силовых ключей ПМ, а T — период ШИМ-импульсов.

Напряжение U_n для схемы рис. 4.1, а без учета потерь на силовых элементах состоит из напряжения сети U_c и суммарного напряжения, передаваемого во вторичную цепь

через последовательно включенные модули $U_n = U_c + k_T(l) U_{ПМ}(q)$, а для схемы рис. 4.1, б напряжение U_n определяется только числом последовательно включенных модулей и коэффициентом q , т. е. $U_n = k_T(l) U_{ПМ}(q)$.

С целью расширения диапазона регулирования напряжения числа витков обмоток ПМ могут быть выполнены (см. § 1.1) по двоичной системе счисления [32]. В этом случае входные клеммы ПМ шунтируются ключом $K_{ш}$ (рис. 4.3), а их однополярные входы соединяются дополнительными ключами K_d с одним из входов источника питания. Введение в схему ключей $K_{ш}$ и K_d позволяет получить любое сочетание последовательно соединенных ПМ, т. е. получить необходимый коэффициент трансформации трансформатора T . Дискретность изменения напряжения U_n определяется ЭДС, наводимой во вторичной обмотке T младшего ПМ. При необходимости исключения ПМ, расположенных выше последнего из работающих ПМ, замыкается дополнительный ключ K_d этого модуля, исключая тем самым прохождение тока первичной цепи по ключам $K_{ш}$ отключенных ПМ, что снижает статические потери и уменьшает расчетную мощность этих ключей.

При необходимости стабилизации напряжения основной ПМ должен быть рассчитан на нижний предел входного напряжения $U_{сmin}$, а напряжения последующих ПМ, начиная с младшего $ПМ_1 \dots ПМ_n$, на напряжения, составляющие геометрическую прогрессию $(U_1, 2U_1, \dots, 2^{n-1}U_1)$. Максимальный ток, протекающий через $ПМ_i$, получается в том случае, когда только этот модуль соединен последовательно с основным:

$$I_{ПМimax} = \frac{P_n}{\eta_T \eta_B (U_{сmin} + U_i)},$$

где P_n — мощность нагрузки; η_T, η_B — КПД трансформатора и выпрямителя; U_i — напряжение i -го модуля.

Потери мощности в силовом транзисторе без учета потерь в базовой цепи основного модуля $P_{VT,о}$, выполненного, например, как на рис. 4.2, по двухтактной схеме, определяются суммой статических и динамических потерь [33]:

$$P_{VT,о} = P_{ст,о} + P_{дин,о} = \frac{I_{ПМ,о max} U_{VT}}{2} + \frac{1}{6} I_{ПМ,о max} U_i f_{п} (t_{вкл} + t_{выкл}) = \frac{P_n}{2\eta_T \eta_B} \left[\frac{U_{VT}}{U_о} + \frac{f_{п} (t_{вкл} + t_{выкл})}{3} \right],$$

где $U_о$ — падение напряжения на основном модуле; U_{VT} — падение напряжения на насыщенном транзисторе; $t_{вкл}, t_{выкл}$ —

$t_{\text{вкл}}$ — время включения и выключения транзистора;
 $f_{\text{п}}$ — частота преобразования (переключения транзистора).

Потери в каждом силовом транзисторе i -го модуля определяются согласно выражению

$$\Delta P_{VTi} = \frac{P_{\text{н}} U_i}{2\eta_{\text{т}}\eta_{\text{в}} (U_{\text{см}i\text{н}} + U_i)} \left[\frac{U_{VT}}{U_i} + \frac{f_{\text{п}} (t_{\text{вкл}} + t_{\text{выкл}})}{3} \right].$$

Потери в транзисторе, шунтирующем i -й модуль (ключ $K_{\text{ш}}$), в дополнительном транзисторе (ключ $K_{\text{д}}$), определяются только статическими потерями и соответственно равны

$$P_{VT\text{ш}} = I_{\text{ПМ}(i+1)} U_{VT} = \frac{P_{\text{н}} U_{VT}}{2\eta_{\text{т}}\eta_{\text{в}} (U_0 + U_{i+1})};$$

$$P_{VT\text{д}} = I_{\text{ПМ}i} U_{VT} = \frac{P_{\text{н}} U_{VT}}{2\eta_{\text{т}}\eta_{\text{в}} (U_0 + U_i)}.$$

Габаритная мощность трансформатора

$$P_{\text{т}} = \frac{P_{\text{н}}}{2\eta_{\text{т}}\eta_{\text{в}}} \left[\sqrt{a} \left(1 - \sum_{i=1}^n \frac{U_i}{U_0 + U_i} \right) + 1 \right],$$

где $a=2$ — число полуобмоток для двухтактной схемы модуля.

При одинаковых качественных показателях схема с последовательным включением ПМ (см. рис. 4.1,б) позволяет уменьшить объем элементов сглаживающего фильтра LC , по сравнению со стабилизатором по схеме, приведенной на рис. 4.3 за счет того, что последняя схема осуществляет квантование напряжения только по уровню, в то время как первая — выполняет квантование напряжения как по уровню, так и во времени изменением коэффициента заполнения импульса q .

Возможность получения набора ПМ без использования ключей $K_{\text{ш}}$ и $K_{\text{д}}$ может быть получена путем разбиения трансформатора на отдельные трансформаторы $T_1 — T_n$ и соединением ПМ по входу параллельно, а по выходу последовательно (рис. 4.4).

Исключение i -го ПМ из набора достигается просто прекращением подачи к нему от схемы управления импульсов, отпирающих его транзисторы. В случае необходимости получения плавного регулирования напряжения в широком диапазоне импульсы управления могут быть широтно-модулированными. Причем при любом наборе ПМ только один из работающих модулей будет находиться в

режиме широтно-импульсной модуляции, поэтому сглаживающий фильтр LC может иметь достаточно малые массу и объем.

При изменениях тока, потребляемого нагрузкой, в широком диапазоне от I_{\min} до I_{\max} в стабилизаторах напряжения целесообразно в качестве исполнительных силовых органов применять дискретные регуляторы тока, состоящие из n одинаковых ПМ, которые по входным цепям соединены между собой параллельно, а по выходным цепям могут быть соединены параллельно, последовательно или последовательно-параллельно, причем максимальный ток каждого модуля I_{\max} равен минимальному потребляемому нагрузкой току I_{\min} , а общее число

$$n = I_{\max} / I_{\min}.$$

Схема управления такого регулятора формирует напряжение управления, подаваемое на ПМ, как функцию двух аргументов: тока I_n , определяющего количество включенных ПМ, и отклонения напряжения, определяющего коэффициент заполнения q управляющих импульсов, необходимый для стабилизации этого напряжения.

Силовая часть такого дискретного регулятора тока может быть выполнена на общем трансформаторе (рис.

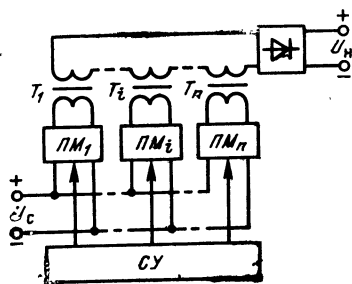
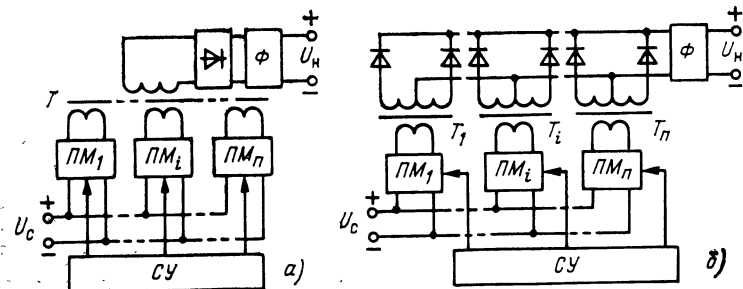


Рис. 4.4. Схема ДИО на отдельных трансформаторах

Рис. 4.5. Схема регулятора выходной мощности на общем трансформаторе (а) и на отдельных трансформаторах (б)



4.5,а) или на отдельных трансформаторах $T_1 — T_n$ (рис. 4.5,б). Подача сигнала управления $U_y(I_n)$ на i -м ПМ соответствует увеличению выходной мощности регулятора P_p на мощность одного ПМ $P_{pi} = U_n I_{nmax} / n$.

При токе нагрузки I_n число k включенных параллельно ПМ, на которые поступает ШИМ-сигнал для стабилизации напряжения U_n , определяется соотношением

$$k = \left\{ I_n \frac{n}{I_{nmax}} \right\},$$

округленным до ближайшего большего числа.

При достаточно большом n независимо от изменения тока, потребляемого нагрузкой, ток каждого из k включенных ПМ остается практически постоянным, что обуславливает постоянство напряжения на нагрузке. Поэтому формирование ШИМ-сигнала управления может быть выполнено не по отклонению U_n , а только по отклонению входного напряжения U_c (т. е. по возмущению), что улучшает динамику схемы и позволяет почти в n раз уменьшить индуктивность L фильтра Φ , которая выбирается исходя из условия непрерывности тока дросселя при I_{nmin} [33]:

$$L_{min} \geq U_n (1 - q) / 2 I_{nmin} f_n.$$

Плавное регулирование тока I_n на выходе дискретного регулятора тока достигается введением в один или несколько ПМ линейного непрерывного регулятора тока. Параллельное по входу соединение ПМ с добавлением линейного регулятора применяется в основном в ИВЭП со специальной формой вольт-амперной характеристики, например в имитаторе солнечных батарей [34].

4.2. МОДУЛЬНОЕ ПОСТРОЕНИЕ АДАПТИВНЫХ ДИО

В ИВЭП при кратности изменения входного напряжения $\epsilon = U_{cmax} / U_{cmin} < 2$, как правило, исполнительный орган выполняют по централизованному способу, при котором его структура не изменяется при любых значениях входного напряжения и тока нагрузки. Расчетная мощность такого исполнительного органа P_p и качественные показатели ИВЭП в целом определяются коэффициентом кратности ϵ и током I_{nmax} .

Для повышения надежности путем, например, двойного или тройного резервирования в таком ИВЭП с неизменной структурой исполнительного органа приходится устанавливать соответственно два или три исполнительных органа,

расчетная мощность каждого из которых равна P_p , т. е. идти на удвоение или утроение массы и габаритных размеров.

В то же время при $I_H < I_{Hmax}$ и U_{cmax} исполнительный орган обладает избыточной расчетной мощностью

$$\Delta P_p = k_I (I_{Hmax} - I_H) + k_U (U_{cmax} - U_c),$$

где k_I , k_U — коэффициенты пропорциональности.

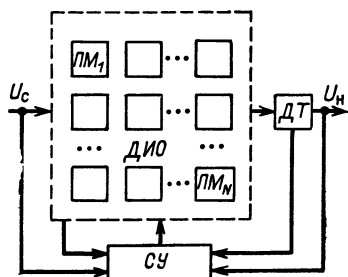


Рис. 4.6. Структурная схема ДИО матричного типа

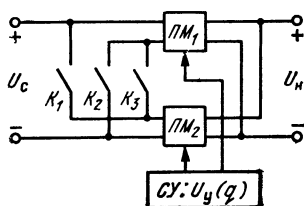


Рис. 4.7. Схема ДИО на двух ПМ

Максимум этой избыточной мощности будет иметь место при минимальных напряжении на входе U_{cmin} и токе нагрузки I_{Hmin} . Этот избыток мощности целесообразно использовать, например, для повышения надежности ИВЭП без указанного значительного увеличения массы и габаритных размеров. Для этого исполнительный орган мощностью P_p должен быть разбит на N однотипных ПМ мощностью $P_{pi} = k_c P_{Hmax} / N$, которые по сигналам от схемы управления могут быть соединены между собой по входным и выходным цепям параллельно, последовательно или параллельно-последовательно (указанные соединения определяют значение k_c). Такой дискретный исполнительный орган [35] был назван «матричным». Структура (рис. 4.6) этого ДИО зависит от значения входного напряжения и тока нагрузки, а также от работоспособности отдельных ПМ, т. е. имеет возможность изменяться согласно изменению возмущающих факторов или требованию надежности.

В теории автоматического управления системы с перестраиваемой структурой называются адаптивными, поэтому рассматриваемые ДИО могут быть названы адаптивными или с перестраиваемой структурой.

На рис. 4.7 приведена схема простейшего адаптивного ДИО из двух ПМ, которые по выходу соединены парал-

лельно, а по входу последовательно (ключ K_3 замкнут, ключи K_1, K_2 разомкнуты) или параллельно (ключи K_1 и K_2 замкнуты, ключ K_3 разомкнут).

Если каждый модуль рассчитан на входное напряжение $U_c = 2U_{cmin}$, то при $U_c \leq U_{cmin}$ по входу модули должны быть соединены параллельно, и все возмущения (изменения входного напряжения или тока нагрузки) отрабатываются ими за счет ШИМ-регулирования напряжением $U_y(q)$. При этом ток нагрузки распределяется поровну между $ПМ_1$ и $ПМ_2$. При $2U_{cmin} < U_c < 4U_{cmin}$ модули соединяются последовательно (K_3 замкнут) и входное напряжение сети делится поровну между двумя модулями, напряжение на входе которых не превышает $2U_{cmin}$. В случае централизованного исполнительного органа его расчетная мощность равна $P_{p,ц} = k_c \varepsilon P_{nmax}$, а мощность адаптивного ДИО на двух модулях P_{p2} состоит из мощности двух ПМ и ключей K_1-K_3 , выполненных на транзисторах:

$$\begin{aligned} P_{p2} &= 2P_1 + (P_{K1} + P_{K2}) + P_{K3} = 2k_c P_{nmax} + 2I_{K1max} U_{K1max} + \\ &+ I_{K3max} U_{K3max} = 2k_c P_{nmax} + 2 \frac{P_{nmax}}{2U_{cmin}} \frac{U_{cmax}}{2} + \frac{P_{nmax}}{2U_{cmin}} 2U_{cmin} = \\ &= P_{nmax} \left(2k_c + \frac{\varepsilon}{2} + 1 \right). \end{aligned}$$

Условие предпочтительности γ применения ДИО по схеме рис. 4.7 можно представить как

$$\gamma = \frac{(2k_c + \varepsilon/2 + 1)}{k_c \varepsilon} < 1.$$

Мощность коммутирующих ключей, как правило, составляет 10—20% мощности ДИО и уже при $\varepsilon > 2$ исполнение ДИО на ПМ с соответствующей их коммутацией получается гораздо выгоднее, чем централизованное.

При кратности изменения входного напряжения $2 \leq \varepsilon \leq 4$ и изменении тока нагрузки от I_{nmin} до I_{nmax} ($\varepsilon_I = I_{nmax}/I_{nmin} \leq 2$) для сети бесконечно большой мощности целесообразно ДИО матричного типа построить на двух рядах однотипных модулей $ПМ_{1N}, ПМ_{2N}$, включенных между собой параллельно по входным и выходным цепям (рис. 4.8). При кратности $\varepsilon \leq 2$ ряды ПМ соединяются по входным цепям сигналом $U_{упр2}(U_c)$ от порогового устройства ПУ параллельно (ключи K_1 и K_2 замкнуты), и ШИМ-

сигнал $U_{упр1}(I_H, q)$ поступает только на силовые ключи модулей, число которых определяется током нагрузки I_H .

В случае $2 < \varepsilon < 4$ ряды включаются схемой ПУ между собой последовательно (ключи K_1 и K_2 разомкнуты), и ШИМ-сигнал $U_{упр1}(I_H, q)$ также поступает на число модулей, определяемое током I_H .

Факт отсутствия ШИМ-сигнала на неработающих ПМ повышает КПД ДИО модульного типа по сравнению с централизованным, у которого потребляемая мощность по цепям управления постоянна и не зависит от изменения напряжения U_c и тока I_H .

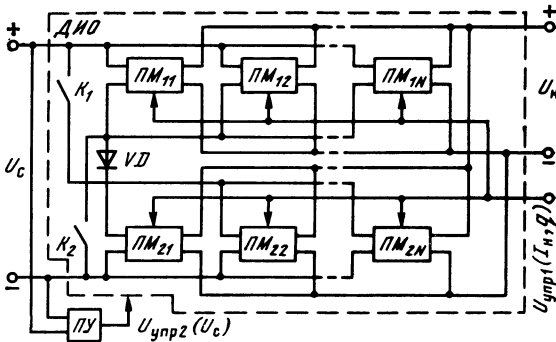


Рис. 4.8. Схема ДИО на двух рядах параллельно включенных ПМ

В случае исполнения регулируемых ПМ с использованием трансформатора по схеме двухтактного прямого конвертора и ключей K_1, K_2 на транзисторах общая расчетная мощность силовых транзисторов, входящих в ПМ, и ключей K_1, K_2 равна [36]

$$\begin{aligned}
 P_{\Sigma P} &= 2N \cdot 2P_{VT \text{ ПМ}} + P_{K1, K2} = 2N \cdot 2I_{K \max} U_{KЭ \max} + \\
 &+ 2I_{K \max} U_{KЭ \max} = 2N2 \frac{I_{H \max} k_T}{N} 2U_{c \min} + \\
 &+ 2 \frac{I_{H \max} k_T}{2} 2U_{c \min} = 10I_{H \max} U_{c \min} k_T,
 \end{aligned}$$

где $I_{K \max}, U_{KЭ \max}$ — максимальные значения токов коллектора и напряжений коллектор — эмиттер силового транзистора ПМ и ключа; k_T — коэффициент трансформации трансформатора ПМ.

Расчетная мощность диодов выпрямительной схемы со средней точкой ПМ и диода VD равна

$$P_{\Sigma VD} = 2N \cdot 2P_{VD \text{ ПМ}} + P_{VD} = 2N \cdot 2I_{VD \text{ max}} U_{VD \text{ max}} + \\ + I_{VD \text{ max}} U_{VD \text{ max}} \frac{1}{N} = 2N \cdot 2 \frac{I_{\text{н max}} k_T}{N} 2U_{\text{с min}} + \\ + \frac{I_{\text{н max}} k_T}{2} 2U_{\text{с min}} = 9I_{\text{н max}} U_{\text{с min}} k_T,$$

где $I_{VD \text{ max}}$, $U_{VD \text{ max}}$ — максимальные значения токов и обратных напряжений выпрямительных диодов ПМ и диода VD .

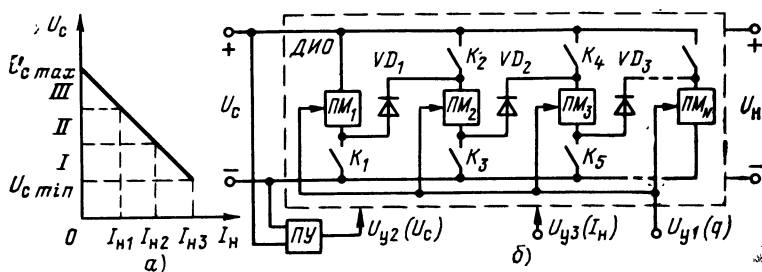


Рис. 4.9. Схема ДИО матричного типа для источника ограниченной мощности

Для стабилизации напряжения первичного источника электрической энергии ограниченной мощности с резко падающей нагрузочной характеристикой (рис. 4.9,а) эффективно применять структуру ДИО модульного типа [37], схема которого приведена на рис. 4.9,б. ДИО содержит ряд однотипных регулируемых за счет подачи ШИМ-сигнала $U_{y1}(q)$ преобразовательных модулей $ПМ_1$ — $ПМ_N$, коммутирующих ключей K_1 — K_{2N-1} и диодов VD_1 — VD_{N-1} . По выходным цепям модули соединены между собой параллельно (на рис. 4.9 не показано), а по входным цепям могут включаться сигналом управления $U_{y2}(U_c)$ от порогового устройства ПУ последовательно в зависимости от уровня входного напряжения U_c (все ключи K разомкнуты), параллельно (сигналом управления $U_{y3}(I_n)$ в зависимости от тока нагрузки I_n) или последовательно-параллельно, например парами $ПМ_1$ и $ПМ_2$, $ПМ_4$ и $ПМ_5$ (ключи K_3, K_4 замкнуты, а ключи K_1, K_2, K_5 разомкнуты).

При $U_c \leq 2U_{\text{с min}}$ (поддиапазон I на рис. 4.9,а) и при $I_n = I_{\text{н max}}$ параллельно включается n ПМ. Если $U_c \leq 2/3 U_{\text{с min}}$ (II поддиапазон) и ток нагрузки $I_{\text{н max}}$, то потребуется

включить параллельно $(n-1)$ пар модулей, а общее их число $N_{II} = 2(n-1)$.

В общем случае на k -м поддиапазоне при $I_{нmax}$ требуется число ПМ $N_k = (n-k+1)k$, где k изменяется от 1 до n , а максимальное их количество

$$N_{k,max} = \left\{ n+1 - E \left[\frac{n+1}{2} \right]_{ц, ч} \right\} E \left[\frac{n+1}{2} \right]_{ц, ч},$$

где значение $E \left[\frac{n+1}{2} \right]_{ц, ч}$, при котором число N_k может быть максимальным и только положительным, должно быть округлено до ближайшего целого числа.

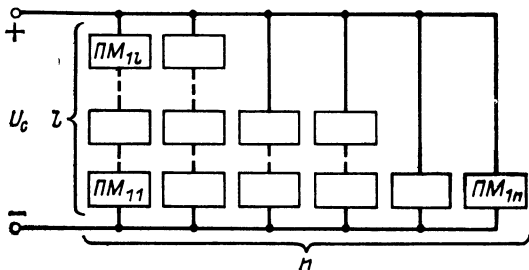


Рис. 4.10. Структура ДИО модульного типа с учетом нагрузочной характеристики первичного источника

Уменьшение расчетной мощности ДИО, подключенного к первичному источнику с резко падающей нагрузочной характеристикой (рис. 4.9,а), может быть получено за счет исключения из схемы коммутирующих ключей. На рис. 4.10 приведена структура ДИО модульного типа с параллельным соединением по выходным цепям (на рисунке не показано) n столбцов, последовательно соединенных по входным цепям модулей. Причем число l модулей в столбце определяется входным напряжением на j -м уровне тока нагрузки $I_{нj}$. Включение столбцов модулей в набор соответствует подаче ШИМ-сигнала управления на преобразовательные модули. Количество модулей в ДИО модульного типа

$$N = \sum_{j=1}^n n_j l_j = \frac{I_{нmax} + \sum_{j=1}^n I_{нj}}{I_{ПМ}},$$

где $I_{ПМ}$ — ток модуля.

Для физико-технических устройств ИВЭП должен обеспечивать регулирование в широком диапазоне выходного

напряжения $U_{\text{нmin}} < U_{\text{н}} < U_{\text{нmax}}$ и тока $I_{\text{нmin}} < I_{\text{н}} < I_{\text{нmax}}$ при постоянстве его выходной мощности $P = I_{\text{н}} U_{\text{н}}$ (кривая 1 на рис. 4.11). В этом случае расчетная мощность централизованного регулирующего органа ИВЭП определяется крайними режимами (прямая 2) $P_{\text{р,д}} = I_{\text{нmax}} U_{\text{нmax}} = P_{\text{ЭР}}$, т. е. кратностью регулирования

$$\epsilon_{\text{р}} = \frac{U_{\text{нmax}}}{U_{\text{нmin}}} = \frac{I_{\text{нmax}}}{I_{\text{нmin}}} = \frac{P}{I_{\text{нmin}} \cdot U_{\text{нmin}}}$$

Получается избыточность по расчетной мощности регулирующего органа $\gamma = P_{\text{р,д}}/P = \epsilon_{\text{р}}$, которая определяется кратностью регулирования выходных параметров ИВЭП.

Рис. 4.11. Область регулирования напряжения и тока нагрузки ИВЭП

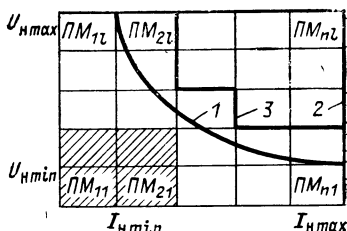
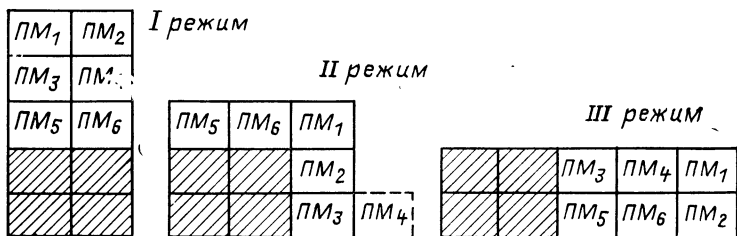


Рис. 4.12. Соединение ПМ при различных режимах работы нагрузки



С целью уменьшения избыточности по расчетной мощности целесообразно исполнительный орган ИВЭП выполнить на ПМ с выходными параметрами $U_{\text{ПМ}} = U_{\text{нmax}}/l$, $I_{\text{ПМ}} = I_{\text{нmax}}/n$, $P_{\text{ПМ}} = P_{\text{ЭР}}/ln$ и соединить их по входным цепям параллельно, по выходным — последовательно, образуя столбец из l модулей ($\text{ПМ}_1 - \text{ПМ}_l$), а n столбцов соединяются между собой параллельно [38]. Для перекрытия заданной области регулирования (кривая 1 на рис. 4.11) необходимое количество модулей (кривая 3)

$$N_i = \sum_{j=1}^n a_j$$

где a_j — число последовательно включенных ПМ в столбце, соответствующем j -му значению тока нагрузки $I_{nj} = jI_{\text{ПМ}}$.

Очевидно, что

$$a_j = \begin{cases} l, & \text{если } I_{nj} \leq I_{\text{нmin}}; \\ \left[\frac{ln}{j\varepsilon_P} \right]_{\text{ц.ч}}, & \text{если } I_{nj} > I_{\text{нmin}}. \end{cases}$$

Расчетная мощность при модульном построении ДИО определяется числом включенных модулей N_1 (зависимость β на рис. 4.11), что приводит к уменьшению избыточности по мощности в сравнении с централизованным исполнительным органом, особенно при глубоком регулировании выходных параметров $\gamma_1 = k_{\varepsilon_P} ln$.

Большой выигрыш в расчетной мощности может быть получен при соединении выходных цепей ПМ в зависимости от режима работы нагрузки. Например, на рис. 4.12 показаны три режима работы нагрузки, которые удовлетворяются одним и тем же количеством модулей ПМ₁—ПМ₆, но при различных комбинациях их соединений по выходным цепям. Заштрихованная часть ПМ не коммутируется и обеспечивает минимальную мощность.

В общем случае количество ПМ N_j в каждой j -й комбинации составит

$$N_j = \begin{cases} (j+1)l, & \text{если } I_{nj} \leq I_{\text{нmin}}; \\ [(j+1)ln/\varepsilon_P]_{\text{ц.ч}}, & \text{если } I_{nj} > I_{\text{нmin}}. \end{cases}$$

Общее количество ПМ

$$N_2 = \max_{j=0, n-1} \{N_j\},$$

а избыточность по расчетной мощности

$$\gamma_2 = N_2 \varepsilon_P / ln.$$

Часть модулей для всех режимов работы нагрузки может не коммутироваться (заштрихованные модули на рис. 4.12), и их число для случая $l=n$ определяется соотношением

$$k_{\text{нк}} = \left[\frac{l^2}{(l-1)\varepsilon_P} \right]^2.$$

Для коммутации модулей по выходу ДИО модульного типа должен иметь ключи, что несколько увеличивает его расчетную мощность.

На рис. 4.13 изображен один из вариантов организации схемы коммутации ПМ с помощью ключей $K_1—K_4$ и диодов $VD_1—VD_8$ при кратности регулирования по мощности $\epsilon_P=5$ и $l=n=5$ [38], а состояние ключей для трех режимов сведено в табл. 4.1, где проводящее состояние ключа и диода обозначено 1. В режиме II ПМ₄ может использоваться как резервный.

Таблица 4.1

Режим	K_1	K_2	K_3	K_4	VD_1	VD_2	VD_3	VD_4	VD_5	VD_6	VD_7	VD_8
I	0	1	1	1	1	1	0	0	0	0	0	0
II	1	1	0	1	0	0	1	1	0	0	0	0
III	1	0	1	0	0	0	0	0	1	1	1	1

ДИО, выполненный по схеме рис. 4.13, с выходными параметрами $U_{\text{вmax}}=1500$ В; $I_{\text{вmax}}=1,5$ А; $P_{\text{н}}=400$ Вт содержит 10 ПМ с параметрами $U_{\text{ПМ}}=200$ В; $I_{\text{ПМ}}=400$ мА. В качестве коммутирующих ключей использовались тиристоры КУ202Н и диоды КД202Р.

4.3. НАДЕЖНОСТЬ ДИО АДАПТИВНОЙ СТРУКТУРЫ

Целесообразность применения ДИО модульного типа для регулирования и стабилизации постоянного напряжения определяется кратностями изменения напряжения первичного источника, регулирования напряжения на нагрузке, изменения тока нагрузки, зависимостью напряжения первичного источника от тока нагрузки и заданной надежности.

Для бортовых систем и ИВЭП основным требованием является обеспечение высокой надежности получения электрической энергии требуемого качества при высоких энергетических и удельных по массе и объему показателях. Повышение надежности любого радиоэлектронного устройства с неизменной структурой достигается уменьшением коэффициента загрузки элементов или введением избыточности (резервирование), что ведет к увеличению массы и объема устройства.

Метод элементарного резервирования для ИВЭП не всегда применим из-за сложности резервирования отдельных элементов, например трансформаторов и дросселей.

Повышение надежности ИВЭП при введении малой избыточности может быть достигнуто методом «глубокого секционирования» на уровне преобразовательного модуля [39].

Для получения заданной надежности ДИО модульного типа к основным однотипным модулям, число N которых определяется исходя из мощности нагрузки P_H и мощности ПМ P_{PM} ($N = nl = P_H/P_{PM}$), добавляется $M = ml$ резервных модулей (рис. 4.14, случай *a*), где l — число последовательно включенных ПМ в столбце, определяемое кратностью изменения напряжения; n — число параллельно включенных основных столбцов, определяемое кратностью изменения тока нагрузки; m — число резервных столбцов модулей. Неисправный модуль исключается из набора и не оказывает влияния на работу остальных.

Резерв может быть горячим, когда все ПМ столбцами включены в работу и создают ток $I_{рез} = I_H m / (n + m)$, или холодным, когда часть ПМ в данный момент находится в нерабочем состоянии и включается при выходе из строя отдельного ПМ или столбца.

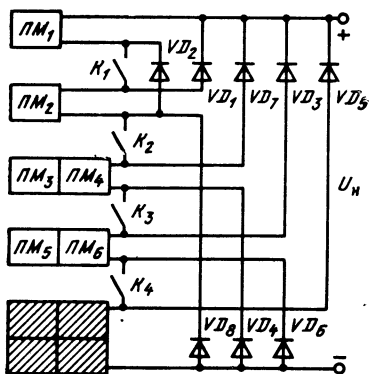


Рис. 4.13. Схема ДИО с коммутацией ПМ по выходным цепям

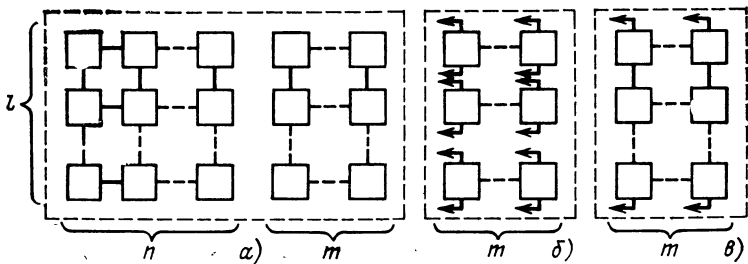


Рис. 4.14. Структура ДИО матричного типа с горячим помодульным (*a*), холодным помодульным (*б*) и холодным постолбцовым (*в*) резервированием

В случае горячего помодульного резервирования число M резервных ПМ находится исходя из условия достижения заданной безотказной работы устройства $p_{\text{зад}}(t)$ за время t [40]:

$$p_{\text{ДИО}}(t) = \sum_{i=N}^{N+M} C_{N+M}^i [p_{\text{ПМ}}(t)]^i [1 - p_{\text{ПМ}}(t)]^{N+M-i} \geq \\ \geq p_{\text{зад}}(t), \quad M = 1, 2, \dots, N,$$

где $p_{\text{ПМ}}(t) = e^{-\lambda_{\text{ПМ}} t}$ — вероятность безотказной работы за время t одного ПМ; $\lambda_{\text{ПМ}}$ — интенсивность отказов ПМ;

$C_{N+M}^i = \frac{(N+M)!}{(N+M-i)! i!}$ — биномиальный коэффициент, или при резервировании на уровне столбца ПМ:

$$p_{\text{ДИО}}(t) = \sum_{i=N}^{\frac{N+M}{l}} C_{\frac{N+M}{l}}^i [p_{\text{ПМ}}(t)]^i [1 - p_{\text{ПМ}}(t)]^{\frac{N+M}{l} - i} \geq \\ \geq p_{\text{зад}}(t), \quad M = 1, 2, \dots, N.$$

С увеличением числа N основных ПМ уменьшается избыточность по резервным модулям $\gamma(N) = M/N$, необходимая для достижения заданной надежности. Расчеты показали [41], что при числе модулей $N = 50 \div 100$ с $p_{\text{ПМ}}(3000) = 0,8 \div 0,9$ для достижения, например, $p_{\text{ДИО}}(3000) = 0,999$ избыточность не превышает $\gamma(N) = 20 \div 25\%$, в то время как для централизованного варианта ($N=1$) при тех же условиях избыточность всегда больше 100%.

Но увеличение числа N основных модулей приводит к усложнению практической реализации ДИО модульного типа, а уменьшение мощности модуля $P_{\text{ПМ}}$ ведет к резкому возрастанию его удельных показателей по массе $g_{\text{ПМ}}(P_{\text{ПМ}}) = G_{\text{ПМ}}/P_{\text{ПМ}}$ и объему $V_{\text{ПМ}}(P_{\text{ПМ}}) = V_{\text{ПМ}}/P_{\text{ПМ}}$, где $G_{\text{ПМ}}$ и $V_{\text{ПМ}}$ — масса и объем ПМ соответственно. Уменьшение мощности модуля $P_{\text{ПМ}}$ ниже 30 — 50 Вт может быть оправдано в случаях получения высоких значений $p_{\text{ПМ, зад}}(t)$. Для нахождения оптимального числа $N_{\text{опт}}$ основных и $M_{\text{опт}}$ резервных модулей необходимо иметь зависимости удельных показателей по массе $g_{\text{ПМ}}$ и по объему $V_{\text{ПМ}}$ и вероятности безотказной работы $p_{\text{ПМ}}(t)$ модуля от его мощности (см. рис. 5.4).

Задачу оптимизации числа $M_{\text{опт}}$ резервных модулей исходя из требуемой (заданной) надежности $p_{\text{зад}}(t)$ и достижения минимальной, например, массы G для всего ДИО модульного типа можно записать [36] так:

$$G_{\text{ДИО}}(N) = (N + M) [g_{\text{ПМ}}(P_{\text{ПМ}})] P_{\text{ПМ}} \rightarrow \min$$

при

$$P_{\text{ДИО}}(t) = \sum_{i=N}^{N+M} C_{N+M}^i [p_{\text{ПМ}}(t)]^i [1 - p_{\text{ПМ}}(t)]^{N+M-i} \geq p_{\text{зад}}(t).$$

Решение этой задачи путем прямого перебора значений N или методами нелинейного программирования достаточно трудоемко из-за сложности ограничивающей функции.

Для решения поставленной задачи оптимизации можно воспользоваться методом «золотого сечения» при условии, что среди всех значений N^* , обращающих $\partial G(N)/\partial N$ в нуль, имеется только одно, принадлежащее исследуемой области N . При этих условиях алгоритм поиска минимума $G(N)$ сводится к следующему [41].

1. Для граничных значений N_1 и N_2 из ограничивающей функции определяют $M(N_1)$ и $M(N_2)$, а из целевой функции — $G(N_1)$ и $G(N_2)$.

2. Находят значения функции в точках $N' = N_1 + [0,618(N_2 - N_1)]$ и $N'' = N_2 - [0,618(N_2 - N_1)]$, где $[\]$ — условие целочисленности. Если $G(N') > G(N'')$, то принимают $N'_2 = N'$; $N'_1 = N_1$, в противном случае принимают $N'_2 = N''$; $N'_2 = N_2$.

3. Исследуемый диапазон сокращается до значения, определяемого границами N'_1 и N'_2 , а процесс поиска за- цикливается.

4. Критерием достижения оптимума при заданной точности служит выполнение на k -м шаге условия $|N^{k_1} - N^{k_2}| \leq \Delta N$.

Такую же процедуру целесообразно проводить на каждом шаге и для отыскания необходимых значений M из ограничивающей функции.

На рис. 4.15 показана зависимость массы ДИО модульного типа $G_{\text{ДИО}}$ на ПМ, выполненных по схеме прямого двухтактного конвертора, от числа основных секций N при следующих данных: $P_{\text{н}} = 1$ кВт; $p_{\text{зад}}(3000) = 0,99$; $p_{\text{ПМ}}(3000) = 0,8$.

Видно, что масса централизованного исполнительного органа ($N=1$) в 2 раза больше, чем при $N=12$. Это говорит о необходимости решения задачи оптимизации при модульном построении ДИО.

Уменьшение мощности нагрузки P_H увеличивает число резервных ПМ, и эту зависимость можно представить как

$$M(P_H) = M + N(1 - P_H/P_{Hmax}),$$

а при уменьшении входного напряжения увеличивается вероятность безотказной работы столбца $p_{ст}(t) = [p_{ПМ}(t)]^l$. Поэтому работа ДИО модульного типа в промежуточных режимах ($U_c < U_{cmax}$, $P_H < P_{Hmax}$) сопровождается повышением его надежности.

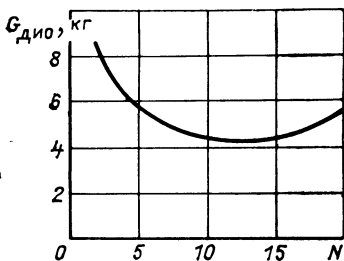


Рис. 4.15. Зависимость массы регулирующего органа от числа ПМ

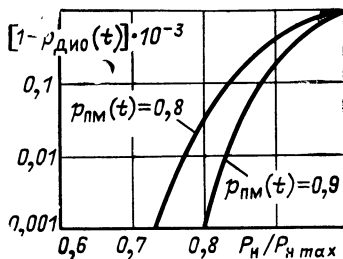


Рис. 4.16. Зависимость вероятности отказа ДИО от мощности нагрузки

На рис. 4.16 приведена зависимость вероятности отказа ДИО модульного типа $[1 - p_{ДИО}(t)]$ от относительной мощности нагрузки P_H/P_{Hmax} при следующих требованиях: $p_{ПМ}(3000) = 0,8 \div 0,9$; $p_{зад}(3000) = 0,999$; $l = 2$; $N = 50$ и $M = 19$ [42].

Видно, что при $P_H/P_{Hmax} \leq 0,75 \div 0,8$ вероятность отказа ДИО модульного типа на два порядка ниже значения, заданного для P_{Hmax} .

При горячем резервировании на уровне столбцов ПМ, когда все основные и резервные столбцы включены в работу, число включенных последовательно ПМ в столбце может изменяться в зависимости от уровня входного напряжения. При неисправности какого-либо ПМ из работы исключается весь столбец.

Число резервных столбцов модулей m определяется из условия получения заданной надежности

$$p_{ДИО}(t) = \sum_{i=n}^{n+m} C_{n+m}^i [p_{ст}(t)]^i [1 - p_{ст}(t)]^{n+m-i} \geq p_{зад}(t),$$

где $p_{ст}(t) = [p_{ПМ}(t)]^l$ — вероятность безотказной работы столбца.

Расчет с применением ЭВМ [43] показывает, что, например, для получения вероятности безотказной работы $p(t)_{\text{зад}}=0,999$ ДИО модульного типа в течение $t=3000$ ч при $n=80$, $l=3$ и $\lambda_{\text{ПМ}}=2 \cdot 10^{-5}$ необходимо иметь число резервных столбцов модулей $m=19$ при избыточности $\gamma=n/m=0,24$.

При холодном модульном резервировании (рис. 4.14, случай б) неисправный ПМ заменяется резервным только из данного столбца. При таком резервировании число резервных столбцов находится исходя из условия [40]

$$p_{\text{ДИО}}(t) = \left[e^{-(n\lambda_{\text{ПМ}}t)} \sum_{i=0}^m \frac{(n\lambda_{\text{ПМ}}t)^i}{i!} \right] \geq p_{\text{зад}}(t), \quad m = 1, 2, \dots, n.$$

Расчеты показывают, что при тех же условиях и требованиях по надежности число резервных столбцов модулей уменьшается по сравнению с горячим резервом на уровне столбца до $m=13$ при избыточности $\gamma=n/m=0,16$.

В случае холодного резервирования на уровне столбца (рис. 4.14, в) вероятность безотказной работы ДИО модульного типа определяется согласно выражению

$$p_{\text{ДИО}}(t) = e^{-(n\lambda_{\text{ПМ}}t)} \sum_{i=0}^m \frac{n\lambda_{\text{ПМ}}t}{i!},$$

$$m = 1, 2, \dots, n.$$

При тех же условиях для данного типа резервирования число резервных столбцов уже увеличивается до $m=18$ при избыточности $\gamma=n/m \approx 0,225$.

Глава пятая

ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬНЫЕ МОДУЛИ И СХЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ ИМИ

5.1. ТИПЫ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬНЫХ МОДУЛЕЙ ДЛЯ ДИО

Одним из основных элементов ДИО постоянного напряжения является ПМ с выходом на постоянном токе, который должен иметь возможность параллельного, последовательного или параллельно-последовательного его включения по входным или выходным цепям с другими однотипными модулями. Функциональная схема такого ПМ состоит

из преобразователя напряжения, выпрямителя и сглаживающего фильтра, т. е. выполнена по схеме конвертора.

Как правило, нагрузка должна быть гальванически развязана с первичным источником электрической энергии и требует напряжения намного большего, чем напряжение первичного источника. Эти требования удовлетворяются применением в модулях высокочастотного повышающего трансформатора. С целью снижения массы и габаритных размеров трансформатора и сглаживающего фильтра частота переключения силового ключа ПМ достигает нескольких десятков килогерц, поэтому ключи целесообразно выполнять на транзисторах.

Чтобы обеспечить работоспособность и высокую надежность ДИО в целом при выходе из строя отдельных модулей, каждый неисправный модуль должен исключаться из общего набора за счет перегорания его предохранителя.

Качественные, энергетические, надежностные и массо-объемные показатели модулей во многом определяют показатели дискретных регуляторов и стабилизаторов постоянного напряжения в целом. В связи с этим выбор типа ПМ и его расчет являются важной задачей при проектировании ДИО постоянного напряжения.

ПМ может быть выполнен на базе нерегулируемого или регулируемого транзисторного преобразователя постоянного напряжения одноконтурного (рис. 5.1) или двухконтурного (рис. 5.2) типа. В регулируемых преобразователях на базу силового транзистора подается со схемы управления ШИМ-сигнал с соответствующим коэффициентом заполнения q .

В одноконтурных схемах передача энергии от первичного источника с напряжением U_c в нагрузку с напряжением $U_{пм}$ осуществляется в интервале открытого (насыщенного) состояния транзистора, а в интервале его закрытого состояния (отсечки) в нагрузку поступает энергия, накопленная в LC -фильтре.

За время открытого состояния транзистора магнитопровод трансформатора намагничивается из исходного состояния под действием проходящего по обмотке через транзистор тока, поступающего от источника напряжения U_c . Все одноконтурные преобразователи должны иметь замкнутую цепь для протекания тока размагничивания трансформатора под действием ЭДС самоиндукции, находящейся в обмотке во время запертого состояния транзистора. При отсутствии такой цепи ЭДС может оказаться недопустимо

большой и, будучи приложенной к запертому транзистору, пробить его.

В схеме рис. 5.1,а для этой цели введена RC -цепочка, через которую замыкается ток размагничивания, а в схеме по рис. 5.1,б — дополнительная обмотка возврата ω_B с числом витков, равным числу витков основной обмотки ω_0 , замкнутая через диод VD и источник напряжения [33].

Для снижения обратного напряжения транзистора ПМ может быть выполнен на двух последовательно включен-

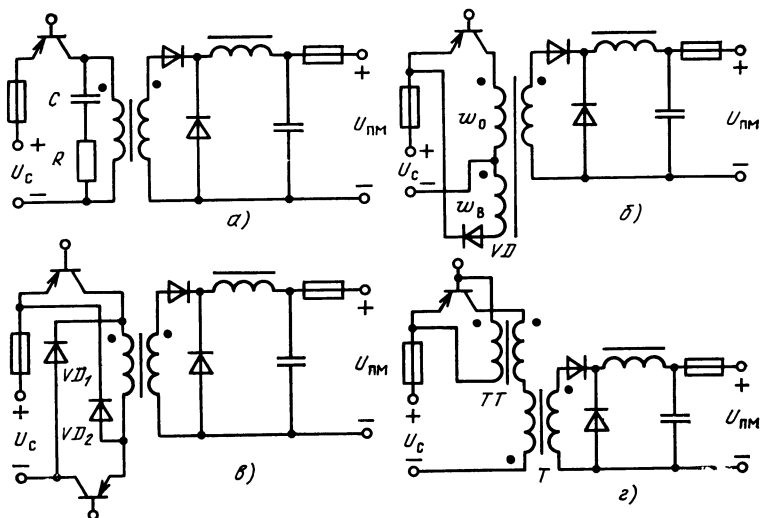


Рис. 5.1. Схемы ПМ на основе одноконтного преобразователя с блокировочной RC -цепочкой (а), с обмоткой возврата (б), по полумостовой схеме (в) и с трансформатором тока TT (г)

ных транзисторах, как показано на рис. 5.1,в, где указанный ток размагничивания замыкается через диод VD_2 , источник U_c и диод VD_1 .

С целью уменьшения мощности управляющего сигнала, необходимой для насыщения транзистора, может применяться обратная связь по току, осуществляемая трансформатором тока TT (рис. 5.1,г), напряжение вторичной обмотки которого обеспечивает необходимый ток базы транзистора.

Модули на основе одноконтного преобразователя отличаются простотой исполнения силовой части и схемы управления, а также отсутствием цепей симметрирования, но из-за указанных выше усложнений, связанных с ограниче-

нием напряжения на транзисторах, применение их оправдано лишь при мощностях до нескольких десятков ватт.

Двухтактный нерегулируемый ПМ с использованием высокочастотного трансформатора может быть построен по схеме преобразователя напряжения с нулевым выводом (рис. 5.2, а, б), по мостовой (рис. 5.2, в) или полумостовой (рис. 5.2, г) схеме. В схеме с нулевым выводом сигналы управления поочередно переключают транзисторы VT_1 и VT_2 . Напряжение источника U_c прикладывается попере-

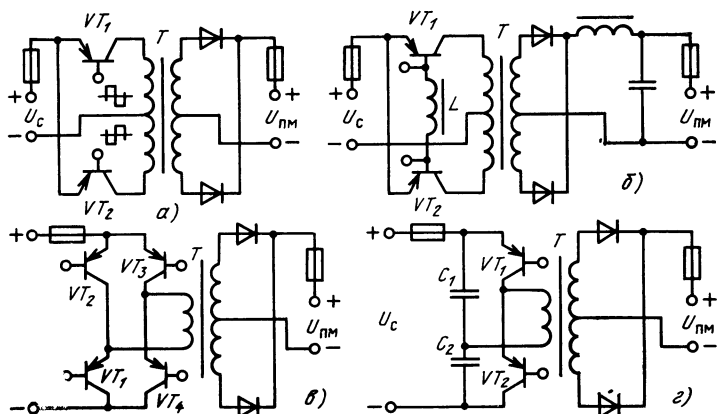


Рис. 5.2. Преобразовательные модули на основе нерегулируемого двухтактного преобразователя с нулевым выводом (а), с параметрической стабилизацией напряжения (б), по мостовой схеме (в) и полумостовой схеме (г)

менно к половине первичной обмотки трансформатора T , создавая в его магнитопроводе магнитный поток, который наводит во вторичной обмотке переменное напряжение прямоугольной формы, выпрямляемое двухполупериодной схемой.

В ДИО с амплитудной модуляцией может использоваться модуль с параметрической стабилизацией выходного напряжения $U_{ПМ}$ по напряжению питания (или току нагрузки) за счет использования в цепи управления транзистора насыщающегося дросселя L , соединяющего, как показано на рис. 5.2, б [44], базы транзисторов VT_1 и VT_2 . При подаче сигнала управления с коэффициентом заполнения $q=1$ переключение транзисторов происходит только при насыщении дросселя, а момент насыщения зависит от параметров и уровня напряжения питания. На выходе ПМ напряжение будет иметь паузу, которая определяется вре-

менем насыщения дросселя L . Стабильность выходного напряжения при постоянной нагрузке для ПМ такого типа может достигать $\pm 2\%$ [33]. Подобным же образом, но с использованием трансформатора тока может осуществляться стабилизация напряжения и по току нагрузки.

В мостовой схеме каждые полпериода транзисторы VT_1 и VT_3 открываются, а транзисторы VT_2 и VT_4 закрываются и наоборот, что обеспечивает смену полярности напряжения на первичной обмотке трансформатора. Потери на транзисторах в мостовой схеме в 2 раза больше, чем в схеме со средней точкой, но обратное напряжение, приложенное к закрытому транзистору, уменьшается в 2 раза. В связи с этим преимущества мостовой схемы более ощутимы при значительных напряжениях первичного источника.

Этим же достоинством, но при меньшем в 2 раза, числе транзисторов обладает полумостовая схема (рис. 5.2, з). Когда транзистор VT_1 достигает состояния насыщения, а VT_2 — состояния отсечки, первичная обмотка трансформатора подключается к заряженному конденсатору C_1 достаточно большой емкости. Одновременно с током разряда конденсатора C_1 по обмотке протекает от источника питания и ток подзаряда конденсатора C_2 . Во второй полупериод конденсаторы меняются ролями. При этом конденсаторы подзаряжаются до половины напряжения источника питания. Поскольку напряжение на первичной обмотке T оказывается равным лишь половине напряжения питания, то ток, коммутируемый транзистором в данной схеме, должен быть вдвое больше тока, протекающего через транзисторы мостовой схемы преобразователя при той же мощности нагрузки.

Емкость конденсаторов можно найти согласно соотношению

$$C = P_{\text{ПМ}} / 4f_{\text{п}} \delta U_{\text{ср}}^2. \quad (5.1)$$

где $P_{\text{ПМ}}$ — выходная мощность модуля; $f_{\text{п}}$ — частота переключения транзисторов; $U_{\text{ср}}$ — среднее значение напряжения на конденсаторе; $\delta = \Delta U_C / U_{\text{ср}}$ — изменение напряжения на конденсаторе за полупериод.

Мостовая и полумостовая схемы используются в тех случаях, когда напряжение питания превышает допустимое обратное напряжение транзисторов.

Модули на основе двухтактных регулируемых преобразователей напряжения, выполненные по схемам рис. 5.3, предусматривают, кроме подачи ШИМ-сигнала, наличие LC -фильтра, параметры которого определяются требуемым

коэффициентом сглаживания и коэффициентом заполнения q , причем дроссель L может включаться как со стороны нагрузки (рис. 5.3,а), так и со стороны источника питания (рис. 5.3,б), что оказывает влияние на энергетические показатели ПМ.

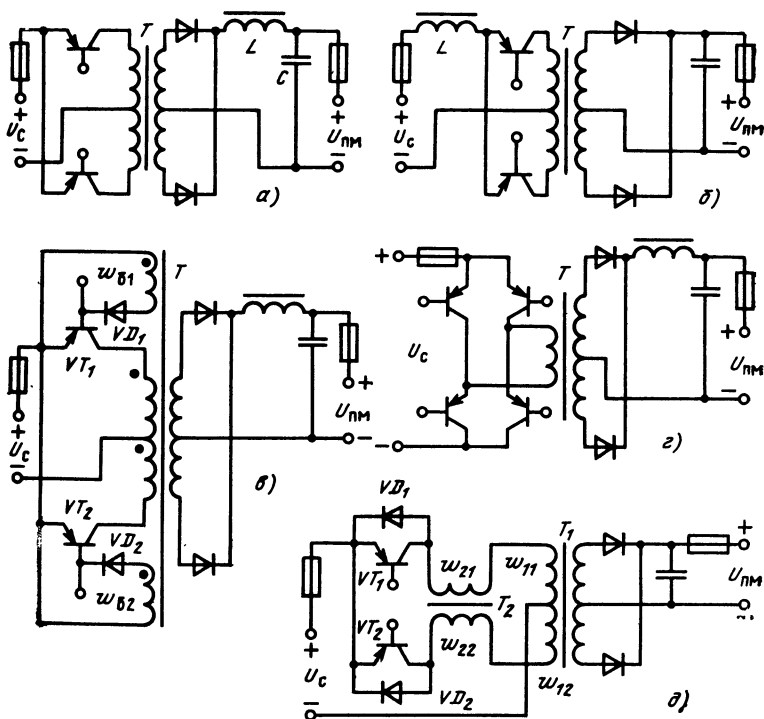


Рис. 5.3. Преобразовательные модули на основе двухтактного регулируемого преобразователя с включением дросселя на выходе (а) или на входе (б), с дополнительными базовыми обмотками (в), по мостовой схеме (г) и с магнитным реактором переменного тока (д)

Наличие высокочастотного трансформатора в двухтактных преобразователях приводит не только к дополнительным потерям мощности, но и к ухудшению режима работы силового транзистора из-за возможного несимметричного режима перемагничивания трансформатора.

Приходится также учитывать инерционность выключения транзисторов, т. е. наличие времени «рассасывания», в результате чего может возникнуть режим «сквозных» токов в преобразователе, для исключения которого вводят

дополнительные обмотки и диоды, как показано на рис. 5.3,в [33]. В этом случае открывание очередного транзистора не может произойти раньше, чем окончится процесс рассасывания избыточных носителей в области базы закрываемого транзистора. Например, транзистор VT_1 открыт (в режиме насыщения), а закрыт транзистор VT_2 и напряжение U_{E2} запирающей полярности обмотки ω_{B2} приложено через диод VD_2 к базе транзистора VT_2 . При смене полярности сигнала управления транзистор VT_2 не откроется до тех пор, пока транзистор VT_1 не выйдет из режима насыщения и напряжение на базовой обмотке ω_{B2} не уменьшится до такого значения, при котором произойдет закрытие диода VD_2 . Только после этого начнет открываться транзистор VT_2 .

В случае скачкообразного изменения тока потребления целесообразно применять модули, выполненные по схеме двухтактного регулируемого преобразователя с магнитным реактором, в качестве которого может использоваться трансформатор-дроссель T_2 , намотанный на магнитопроводе с линейной магнитной характеристикой (рис. 5.3,д) [45]. При отпирании транзистора VT_1 (за счет подачи сигнала управления в его базу) от источника U_c через транзистор VT_1 , обмотки ω_{21} и ω_{11} начинает протекать линейно нарастающий ток I_1 . Во вторичной обмотке трансформатора T_1 наводится ЭДС прямоугольной формы, которая выпрямляется и прикладывается к конденсатору и нагрузке ПМ. Скорость нарастания тока I_1 , а следовательно, и тока нагрузки $I_{ПМ}$ определяется индуктивностью L обмотки линейного трансформатора T_2 :

$$dI_1/dt = (U_c - U_{ПМ}/k_T)/L,$$

где k_T — коэффициент трансформации T_1 .

При запираании транзистора VT_1 линейный трансформатор T_2 отдает накопленную в магнитопроводе энергию магнитного поля частично в источник питания, а частично в нагрузку. После запираания VT_1 в обмотке ω_{22} наводится ЭДС, отпирающая диод VD_2 , и по обмотке ω_{12} начинает протекать ток, который создает в магнитопроводе T_1 магнитный поток прежнего направления, поэтому полярность напряжения и направление тока нагрузки во вторичной обмотке остается прежним, а скорость спадания этого тока равна $dI_1/dt = (U_c + U_{ПМ}/k_T)/L$. По окончании спада тока I_1 включается сигналом управления транзистор VT_2 , и процессы повторяются. Такой режим характеризуется непре-

рывностью процесса передачи мощности в нагрузку, а регулирование ее достигается изменением частоты переключения транзисторов $f_{п}$, так как при этом изменяется индуктивность L обмоток T_2 .

Связь между частотой переключения $f_{п}$ и индуктивностью может быть выражена формулой

$$f_{п} = \frac{U_c^2 - U_1^2}{4L_c I_{1max}}, \quad (5.2)$$

где $U_1 = U_{пм} / k_T$ — напряжение первичной обмотки T_1 ; I_{1max} — максимальная амплитуда тока в первичной обмотке.

Схема управления должна обеспечивать запираание транзистора, когда его коллекторный ток достигает некоторого порогового значения, и отпирание транзистора противоположного плеча в момент снижения тока запираемого транзистора до нуля. Поэтому модуль не чувствителен к режиму КЗ, так как в этом режиме происходит фиксация выходного тока на заданном уровне.

Сравнительный анализ преобразовательных модулей может быть проведен по следующим показателям: расчетная мощность элементов схемы, максимальное напряжение на элементах, коэффициенты передачи схемы по напряжению и току, КПД схемы, ее надежность, масса и объем.

Сравнительный анализ по расчетной мощности удобно проводить по коэффициентам расчетной мощности элементов, входящих в схему модуля. Например, для ПМ по схеме рис. 5.3,а коэффициент расчетной мощности многообмоточного трансформатора $k_{т,р}$ характеризуется произведением коэффициентов его нагрузки по току $k_{т,рI}$ и по напряжению $k_{т,рU}$ [33]:

$$k_{т.р} = k_{т,рU} k_{т,рI} = \frac{U_{2ср} \sum_1^k I_k \omega_k}{U_{пм} 2\omega_2 I_{пм}}, \quad (5.3)$$

где I_k — действующее значение тока k -й первичной обмотки трансформатора; ω_k — число витков k -й обмотки; ω_2 — число витков вторичной обмотки; $U_{2ср}$ — среднее значение напряжения на вторичной обмотке.

В [46] показано, что коэффициент $k_{т,р}$ для данной схемы мало зависит от изменения коэффициента заполнения q и может быть принят равным $k_{т,р} = 1,4$.

Коэффициент расчетной мощности для транзистора k_{VT} определяется максимальными значениями коллекторного

тока I_{Kmax} и напряжения эмиттер — коллектор $U_{ЭКmax}$ транзистора и зависит от q :

$$k_{VT} = \frac{P_{VT}}{P_{ПМ}} = \frac{I_{Kmax} U_{ЭКmax}}{I_{ПМ} U_{ПМ}} = \frac{1}{q}. \quad (5.4)$$

Расчетная мощность дросселя фильтра, работающего в режиме непрерывных токов, определяется его индуктивностью, частотой переключения транзистора $f_{П}$ и током дросселя I_L

$$P_L = 2\pi f_{П} L I_L^2,$$

а коэффициент расчетной мощности дросселя рассматриваемой схемы равен

$$k_L = P_L / P_{ПМ} = 2\pi f_{П} L I_L^2 / P_{ПМ} = \pi \beta (I_L / I_{ПМ})^2 \approx 2,1 (1 - q). \quad (5.5)$$

где $\beta = 2L / R_{ПМ}$ — коэффициент нагрузки ПМ.

Коэффициент расчетной мощности выходного конденсатора k_C для режима непрерывных токов определяется отношением действующего значения тока конденсатора I_C к току нагрузки $I_{ПМ}$:

$$k_C = \frac{I_C}{I_{ПМ}} = \sqrt{1 + \frac{1}{3\beta^2(1-q)}}. \quad (5.6)$$

Коэффициент расчетной мощности диода выпрямителя определяется отношением среднего значения тока диода I_{VDcp} к току нагрузки $I_{ПМ}$:

$$k_{VD} = I_{VDcp} / I_{ПМ} = (1 + q) / 2. \quad (5.7)$$

В табл. 5.1 приведены значения коэффициентов расчетной мощности элементов, составляющих одноктактные и двухтактные нерегулируемые и регулируемые модули [33]. Заметим, что значения коэффициентов расчетной мощности элементов для модулей мостовой и полумостовой схем совпадают, при этом для трансформатора они имеют наименьшую величину ($k_{т,р} = 1,11$) и, следовательно, обеспечивают наименьшую массу этих модулей по сравнению с другими, рассчитанными на такую же мощность.

Расчетная мощность транзисторов и диодов во всех схемах регулируемых модулей определяется коэффициентом заполнения импульсов q , а расчетная мощность фильтра у двухтактных схем в 2 раза меньше, чем у одноктактных.

Таблица 5.1

Параметр	Типы модулей					
	Однотактный, регулируемый		Двухтактный, нерегулируемый		Двухтактный регулируемый	
	Рис.5.1,а	Рис.5.2,а	Рис.5.2,в и г	Рис.5.3,а	Рис.5.3,б	Рис.5.3,в
Коэффициенты расчетной мощности:						
трансформатора k_T, p	2,3	1,2	1,11	1,4	1,4	1,11
транзистора k_{VT}	$1/q$	4	4	$1/q$	$1/q$	$1/q$
дросселя k_L	$4,2 (1-q)$	—	—	—	$2,1 (1-q)$	—
конденсатора k_C	$\frac{1}{\sqrt{3} \beta}$	—	—	—	$\sqrt{\frac{1}{1+3\beta^2(1-q)}}$	—
диола k_{VD}	$1-q$	1	1	$\frac{1+q}{2}$	1	$\frac{1+q}{2}$
Коэффициент передачи ПМ по напряжению $k_U = U_{ПМ}/U_C$	$k_T q$	k_T	k_T	$k_T q$	k_T/q	$k_T q$
Коэффициент максимального напряжения на транзисторе $k_{ЭК} = U_{ЭК}/U_C$	1	2	1	2	$2/q$	1

Проведенный в [47] сравнительный анализ схем регулируемых однотактного (рис. 5.1,а) и двухтактного (рис. 5.2,а) преобразователей при одинаковом диапазоне выходных мощностей (от 3 до 25 Вт) показал, что существенной разницы в электрических параметрах элементов и конструктивных данных реактивных элементов фильтра для этих схем нет.

Общий КПД преобразовательного модуля $\eta_{\text{ПМ}}$ определяется потерями мощности в трансформаторе ΔP_{T} , транзисторах ΔP_{VT} , в статическом $\Delta P_{\text{ст}}$ и динамическом $\Delta P_{\text{дин}}$ режимах, диодах ΔP_{VD} в режиме насыщения, дросселе фильтра ΔP_{L} и зависит от коэффициента трансформации силового трансформатора $k_{\text{T}}=U_2/U_1$, а также от кратности изменения входного напряжения ε или коэффициента заполнения $q \approx 1/\varepsilon$:

$$\eta_{\text{ПМ}} = \frac{P_{\text{ПМ}}}{P_{\text{ПМ}} + \Delta P_{\text{T}} + k\Delta P_{\text{VT}} + m\Delta P_{\text{VD}} + \Delta P_{\text{L}}}, \quad (5.8)$$

где k и m — число транзисторов и диодов в схеме соответственно; U_1 и U_2 — напряжения на первичной и вторичной обмотках трансформатора.

Потери в трансформаторе ΔP_{T} учитываются его КПД, который можно принять одинаковым для всех схем модулей и равным $\eta_{\text{T}}=0,95-0,97$.

Коэффициент трансформации k_{T} с учетом потерь на элементах схемы модуля в режиме насыщения может быть выражен как

$$k_{\text{T}} = \frac{U_2}{U_1} = \frac{U_{\text{ПМ}} + mI_{\text{ПМ}}R_{\text{VD}} + I_{\text{ПМ}}R_{\text{L}} + U_{\text{отс}}}{U_{\text{сmin}} - kk_{\text{T}}I_{\text{ПМ}}R_{\text{VT}}}, \quad (5.9)$$

где R_{VD} , R_{VT} , R_{L} — сопротивления диода, транзистора и дросселя соответственно; $U_{\text{отс}}=0,6$ В — напряжение отсечки диода.

Коэффициент трансформации с использованием относительных величин для двухтактного регулируемого модуля по схеме со средней точкой (рис. 5.3,а) и полумостовой схеме (рис. 5.2,б) совпадает и равен [48]

$$k_{\text{T}} = k_{\text{T0}} \left[1 + \frac{k_{\text{T0}}^2 R'_{\text{VT}} + R'_{\text{L}} + R'_{\text{VD}} + U'_{\text{отс}}}{1 - 2k_{\text{T0}}^2 R'_{\text{VT}}} \right], \quad (5.10)$$

где $k_{\text{T0}}=U_{\text{ПМ}}/U_{\text{сmin}}$ — базовый коэффициент для схемы со средней точкой; для полумостовой схемы $k_{\text{T0}}=2U_{\text{ПМ}}/U_{\text{сmin}}$; $R'=R/R_{\text{ПМ}}$ — приведенное сопротивление элемента.

Для мостовой схемы коэффициент трансформации

$$k_T = k_{T0} \left[1 + \frac{2k_{T0}^2 R'_{VT} + R'_L + R'_{VD} + U'_{отс}}{1 - 4k_{T0}^2 R'_{VT}} \right], \quad (5.11)$$

где $k_{T0} = U_{ПМ}/U_{сmin}$.

С учетом коэффициента заполнения q и трансформации k_T КПД регулируемого ПМ по схеме со средней точкой и полумостовой можно определить из соотношения

$$\eta_{ПМ} = \left\{ k_T^2 R'_{VT} q + 2f_n \varepsilon \frac{k_T}{k_{T0}} t_{вкл} + \right. \\ \left. + \left[1 + R'_L + \frac{R'_{VD}}{2} (1 + q) + U'_{отс} \right] / \eta_T \right\}^{-1}, \quad (5.12)$$

а для ПМ по мостовой схеме

$$\eta_{ПМ} = \left\{ 2k_T^2 R'_{VT} q + 2f_n \varepsilon \frac{k_T}{k_{T0}} t_{вкл} + \right. \\ \left. + \left[1 + R'_L + \frac{R'_{VD}}{2} (1 + q) + U'_{отс} \right] / \eta_T \right\}^{-1}. \quad (5.13)$$

Проведенные в [48] расчеты показали, что для низковольтного входного U_c и выходного $U_{ПМ}$ напряжений, например 27 В, и для средних токов нагрузки ($I_{ПМ} = 5$ А) при частоте $f_n = 10$ кГц трансформатора $\eta_T = 0,95$ КПД двухтактного регулируемого модуля $\eta_{ПМ}$ по схеме со средней точкой при кратности изменения входного напряжения $\varepsilon = 1 \div 1,5$ равен 0,85—0,87. В случае высоковольтного входного напряжения ($U_{сmin} = 200$ В), низковольтного выходного напряжения ($U_{ПМ} = 5$ В) и тока нагрузки $I_{ПМ} = 10$ А КПД модуля по полумостовой схеме, $\eta_{ПМ} = 0,76$. Таким образом, регулируемые двухтактные модули по КПД примерно равноценны.

Относительная масса ПМ $g_{ПМ}$ определяется суммой относительных масс комплектующих ее элементов:

$$g_{ПМ} = g_T + g_{VT} + g_{VD} + g_L + g_C, \quad (5.14)$$

где g_T , g_{VD} , g_L , g_C — относительная масса, Г/(В·А), трансформатора, диодов, дросселя и конденсатора соответственно; g_{VT} — относительная масса транзисторов вместе с радиаторами.

Относительная масса i -го элемента модуля

$$g_i = k_{ip} g_{i0}, \quad (5.15)$$

где k_{ip} — коэффициент расчетной мощности элемента схемы ПМ согласно табл. 5.1; g_{i0} — базовое значение относительной массы элемента схемы: для трансформатора на кольцевом магнитопроводе при $f_{п}=5$ кГц $g_{т0}=1+2$ г/(В·А), для дросселя $g_{L0}=0,2+0,3$ г/(В·А), для диода $g_{VD0}=0,2$ г/(В·А) и для конденсатора $g_{C0}=0,5$ г/(В·А).

Относительная масса транзистора g_{VT} вместе с радиатором определяется как

$$g_{VT} = \frac{N_{VT}G_{VT} + G_p}{P_{ПМ}}, \quad (5.16)$$

где $N_{VT}=k \left(\frac{\Delta P_{VT}/k}{P_{доп}} \right)$ — необходимое целое число параллельно включенных транзисторов на заданную мощность; G_{VT} , G_p — масса транзистора и радиатора; $k=2$ — число транзисторов в двухтактной и полумостовой схемах и $k=4$ в мостовой схеме; $P_{доп}$ — допустимая мощность, рассеиваемая одним транзистором; ΔP_{VT} — мощность потерь в транзисторе.

Масса радиатора может быть определена по формуле [33]

$$G_p = g_p \Delta P_{VT} / \Delta \Theta_{доп}, \quad (5.17)$$

где g_p — относительный показатель массы радиатора, который зависит от его конструкции и материала, например, для штырькового типа радиатора $g_p=250$ г·°С/(В·А); $\Delta \Theta_{доп}$ — допустимый перепад температуры между корпусом транзистора и окружающей средой.

На рис. 5.4 показана зависимость относительной массы $g_{ПМ}$ модуля по схеме со средней точкой (кривая 1) и по мостовой схеме (кривая 2) от его мощности $P_{ПМ}$ при $f_{п}=5$ кГц, $U_{ПМ}=27 \pm 0,3$ В и кратности изменения входного напряжения $\varepsilon \leq 2$ [36]. Видно, что масса ПМ существенно зависит от его выходной мощности в диапазоне $P_{ПМ}=20+80$ В·А и мало изменяется при $P_{ПМ} > 100$ В·А.

Массообъемный показатель модуля существенно зависит от его рабочей частоты $f_{п}$. Так, например, для модулей с выходной мощностью $P_{ПМ}=25$ Вт при увеличении частоты $f_{п}$ от 1 до 100 кГц масса трансформатора уменьшается примерно в 10 раз, а масса сглаживающего LC-фильтра в 3—4 раза. Однако по мере повышения частоты $f_{п}$ возрастают динамические потери мощности в силовых транзисторах преобразователя и диодах выпрямителя, увеличиваются удельные потери мощности в ферромагнитных материалах магнитопровода трансформатора и

дросселя, режимы работы силовых транзисторов и трансформатора становятся более чувствительными к неидентичности параметров элементов схемы и резко уменьшается фактическая емкость электролитических конденсаторов сглаживающего LC -фильтра. Учитывая достижения современной элементной базы по их частотным свойствам и накопленный к настоящему времени практический опыт, в современных преобразователях удается обеспечить максимальную частоту f_{Π} в пределах 50—100 кГц.

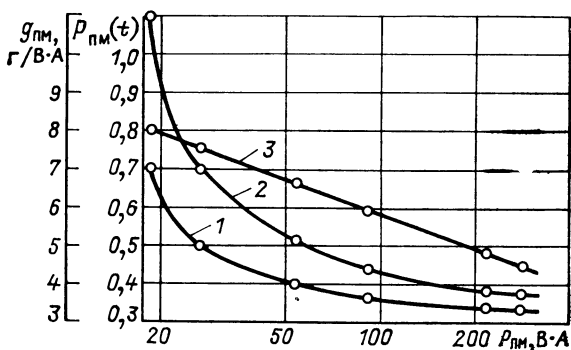


Рис. 5.4. Зависимость относительной массы ПМ для схемы со средней точкой (кривая 1) и мостовой схемы (кривая 2), а также надежности модуля (кривая 3) от его выходной мощности

Вероятность безотказной работы ПМ за время t определяется согласно выражению

$$P_{\text{ПМ}}(t) = e^{-\lambda_{\text{ПМ}} t} \quad (5.18)$$

и характеризуется интенсивностью отказов λ_i элементов схемы, которая зависит от среднестатистической интенсивности отказов λ_{i0} (обычно приводится в справочниках по надежности) и коэффициентов теплового k_{θ} и нагрузочного k_n режимов, а также коэффициента, учитывающего условия эксплуатации k_a :

$$\lambda_i = \lambda_{i0} k_{\theta} k_n k_a. \quad (5.19)$$

На рис. 5.4 приведена зависимость (кривая 3) показателя надежности $P_{\text{ПМ}}$ (3000) для модуля, выполненного по схеме со средней точкой, от его выходной мощности.

5.2. ВИДЫ СОЕДИНЕНИЙ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬНЫХ МОДУЛЕЙ

Для регулирования напряжения или тока, а также повышения надежности в ДИО постоянного напряжения должны быть предусмотрены различные соединения ПМ по входным и выходным цепям. Возможные виды соединений ПМ с целью удовлетворения поставленным требованиям приведены в табл. 5.2, где обозначено: 1 — соот-

Таблица 5.2

Вид соединения ПМ		Изменение входного параметра ДИО		Цель соединения ПМ		
по входу	по выходу			Регулирование выходного параметра ДИО		Повышение надежности
		Напряжения	Тока	Напряжения	Тока	
ПР	ПР	0	1	0	1	1
ПР	ПОС	0	1	1	1	0
ПОС	ПР	1	0	0	1	0
ПОС	ПОС	1	0	1	0	0
ПРС	ПР	1	1	0	1	1
ПР	ПРС	0	1	1	1	1

ветствует, а 0 — не соответствует удовлетворению цели; ПР — параллельное соединение ПМ; ПОС — последовательное соединение ПМ; ПРС — параллельное соединение ПМ в линейки и последовательное их соединение между собой, как показано, например, на рис. 4.8, или последовательное соединение ПМ в столбцы и параллельное их соединение между собой (см. рис. 4.10). Из таблицы видно, что повышения надежности ДИО можно достичь только соединением ПМ вида ПР—ПР, ПРС—ПР и ПР—ПРС. Соединение модулей вида ПОС и ПРС по входным цепям используется в ДИО при широкодиапазонном изменении напряжения первичного источника, а соединение модулей вида ПОС по выходным цепям — при необходимости регулирования в широком диапазоне выходного напряжения ДИО. Соединение ПМ вида ПРС по выходным цепям позволяет регулировать выходную мощность ДИО за счет увеличения тока при параллельном соединении ПМ и напряжения при последовательном их соединении.

Тот или иной вид соединения осуществляют с помощью коммутирующих ключей (транзисторов или тиристоров), входящих в состав ПМ. Так, для отключения ПМ, выполненного по любой из схем рис. 5.2 при параллельном со-

единении ПМ, прекращают подачу сигнала управления на базы транзисторов этого ПМ, запирая тем самым его транзисторные ключи, а для отключения (точнее, шунтирования) ПМ при последовательном их соединении сигналы управления подают одновременно на базы транзисторов обоих плеч этого модуля. В последнем случае ток либо течет одновременно по обеим первичным обмоткам (рис. 5.2, а и б), создавая встречные ампер-витки, либо минувшая первичную обмотку (рис. 5.2, в и г); в обоих вариантах ЭДС во вторичных обмотках не наводится.

Рис. 5.5. Выходные характеристики ПМ

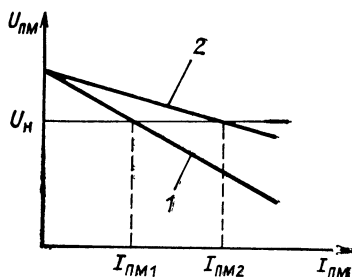
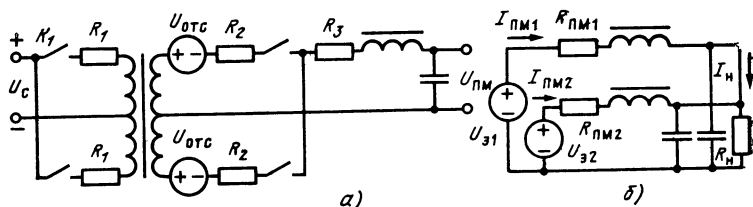


Рис. 5.6. Эквивалентная схема двухтактного регулируемого преобразователя (а) и схема параллельного соединения таких двух преобразователей (б)



Основным условием нормального функционирования ДИО модульного типа является равномерная нагрузка ПМ по току при параллельном и по напряжению при последовательном их соединении. Неравномерность распределения тока нагрузки I_H между параллельно включенными модулями при синхронном и синфазном поступлении на них сигнала управления прежде всего объясняется различием их внешних характеристик. На рис. 5.5 показаны внешние характеристики 1 и 2 двух ПМ и неравномерность распределения токов ($I_{ПМ2} > I_{ПМ1}$) между ними при параллельном их соединении по выходным цепям.

В общем виде внешняя характеристика ПМ может быть представлена как

$$U_{ПМ} = f_U(I_{ПМ}, U_c, q, R_{Г.М}) \text{ или } I_{ПМ} = f_I(U_{ПМ}, U_c, q, R_{ПМ}),$$

где U_c , $U_{\text{ПМ}}$, $I_{\text{ПМ}}$ — входное, выходное напряжение и ток ПМ соответственно; q — коэффициент заполнения импульсов управления; $R_{\text{ПМ}}$ — внутреннее сопротивление модуля.

Для определения внешней характеристики двухтактного регулируемого ПМ (ДРПМ) на рис. 5.6,а приведена его эквивалентная схема, на которой обозначено: $R_1 = R_{\text{п}} + R_{\text{T1}} + R_{\text{VT}}$ — суммарное активное сопротивление предохранителя $R_{\text{п}}$, первичной полуобмотки трансформатора R_{T1} и транзистора R_{VT} ; $R_2 = R_{\text{T2}} + R_{\text{VD}}$ — суммарное активное сопротивление вторичной полуобмотки трансформатора R_{T2} и диода R_{VD} в открытом состоянии; $R_3 = R_{\text{L}} + R_{\text{п}}$ — суммарное сопротивление дросселя R_{L} и выходного предохранителя $R_{\text{п}}$; $U_{\text{отс}}$ — напряжение отсечки диода.

Когда ключ K_1 замкнут (транзистор находится в режиме насыщения), среднее значение напряжения на нагрузке $U_{\text{ПМ1}}$ ПМ может быть выражено как [49]

$$U_{\text{ПМ1}} = q [(U_c - I'_{\text{ПМ}} R_1) k_{\text{T}} - U_{\text{отс}} - I_{\text{ПМ}} (R_2 + R_3)], \quad (5.20)$$

где $I'_{\text{ПМ}}$ — приведенный к первичной обмотке ток нагрузки ПМ.

В течение времени $(1-q)$, когда разомкнут ключ K_1 , среднее значение напряжения на нагрузке $U_{\text{ПМ2}}$ определяется запасенной энергией в LC -фильтре и равно

$$U_{\text{ПМ2}} = (1-q) [-U_{\text{отс}} - I_{\text{ПМ}} (R_3 + R_2/2)]. \quad (5.21)$$

Среднее значение напряжения ПМ равно полусумме напряжений (5.20) и (5.21):

$$U_{\text{ПМ}} = (U_{\text{ПМ1}} + U_{\text{ПМ2}})/2 = \{U_c k_{\text{T}} q - U_{\text{отс}} - I_{\text{ПМ}} [R_1 k_{\text{T}}^2 q + 0,5R_2(1-q) + R_3]\}/2 = U_{\text{э}} - I_{\text{ПМ}} R_{\text{ПМ}}, \quad (5.22)$$

где

$$U_{\text{э}} = (U_c k_{\text{T}} q - U_{\text{отс}})/2 \text{ и } R_{\text{ПМ}} = [R_1 k_{\text{T}}^2 q + 0,5R_2(1+q) + R_3]/2.$$

Таким образом, эквивалентная схема ПМ представляет собой источник ЭДС $U_{\text{э}}$, имеющий внутреннее сопротивление $R_{\text{ПМ}}$.

На рис. 5.6,б показана эквивалентная схема двух ПМ, включенных параллельно по входным и выходным цепям, для которой справедливы выражения

$$I_{\text{н}} = I_{\text{ПМ1}} + I_{\text{ПМ2}}; \quad \frac{U_{\text{н}}}{R_{\text{н}}} = \frac{U_{\text{э1}} - U_{\text{н}}}{R_{\text{ПМ1}}} + \frac{U_{\text{э2}} - U_{\text{н}}}{R_{\text{ПМ2}}}; \quad (5.23)$$

$$\frac{U_{\text{э1}}}{R_{\text{ПМ1}}} + \frac{U_{\text{э2}}}{R_{\text{ПМ2}}} = U_{\text{н}} \left(\frac{1}{R_{\text{н}}} + \frac{1}{R_{\text{ПМ1}}} + \frac{1}{R_{\text{ПМ2}}} \right).$$

При $R_H = \text{const}$ из (5.23) получаем

$$U_{\varepsilon 1} R_{\text{ПМ}2} + U_{\varepsilon 2} R_{\text{ПМ}1} = \text{const}.$$

Это равенство справедливо при бесконечном количестве значений напряжений $U_{\varepsilon 1}$ и $U_{\varepsilon 2}$, т. е. возможно произвольное распределение тока нагрузки между параллельно включенным ПМ, на которые сигнал управления с коэффициентом заполнения q подается одновременно с целью поддержать неизменным общее напряжение на нагрузке.

Неравномерность распределения нагрузки между ПМ (небаланс токов) характеризуется «поперечным» током I_{Π} , который, например, при $U_{\varepsilon 1} > U_{\varepsilon 2}$ и равенстве сопротивлений $R_{\text{ПМ}1} = R_{\text{ПМ}2}$ определяется значением

$$I_{\Pi} = (U_{\varepsilon 1} - U_{\varepsilon 2}) / (R_{\text{ПМ}1} + R_{\text{ПМ}2}).$$

Если схема управления ДИО построена по децентрализованному принципу, т. е. каждый модуль стремится поддерживать напряжение на выходах неизменным, то можно записать

$$U_{\varepsilon 1} = U_H + I_{\text{ПМ}1} R_{\text{ПМ}1}; \quad U_{\varepsilon 2} = U_H + I_{\text{ПМ}2} R_{\text{ПМ}2}. \quad (5.24)$$

Из (5.24) с учетом (5.23) легко найти коэффициент неравномерности загрузки ПМ:

$$\delta = \frac{I_{\text{ПМ}1}}{I_{\text{ПМ}2}} = \frac{(U_{\varepsilon 1} - U_{\varepsilon 2}) + I_H R_{\text{ПМ}2}}{(U_{\varepsilon 2} - U_{\varepsilon 1}) + I_H R_{\text{ПМ}1}}. \quad (5.25)$$

Таким образом, для равномерного распределения тока нагрузки между параллельно включенными модулями при всех значениях тока I_H необходимо выполнение условия $U_{\varepsilon 1} = U_{\varepsilon 2}$ и $R_{\text{ПМ}1} = R_{\text{ПМ}2}$. При этом увеличение тока I_H может происходить только до момента выхода одного из транзисторов из зоны насыщения в результате чрезмерной нагрузки отдельного ПМ, а уменьшение — только до момента возникновения прерывистых токов через дроссель ПМ, т. е. до значения [33]

$$I_{\text{ПМ}min} = U_H (1 - q) T / 2L, \quad (5.26)$$

где T — период коммутации транзисторов ПМ.

Если допустить, что коэффициенты трансформации k_T унифицированных трансформаторов, которыми комплектуются модули, одинаковы, а разброс напряжений $U_{отс}$ диодов незначителен, то из (5.22) следует, что при одинаковых коэффициентах заполнения q эквивалентные напряжения параллельно работающих ПМ близки друг к

другу. Тогда неравномерность распределения тока между i - и j -модулем определяется по выражению (5.25), которое примет вид

$$\delta = \frac{I_{\text{ПМ}i}}{I_{\text{ПМ}j}} \approx \frac{R_{\text{ПМ}j}}{R_{\text{ПМ}i}} = \frac{R_{1j}k_{\tau}^2q + 0,5R_{2j}(1+q) + R_{3j}}{R_{1i}k_{\tau}^2q + 0,5R_{2i}(1+q) + R_{3i}}. \quad (5.27)$$

Отклонения сопротивлений R_1 — R_3 эквивалентной схемы ПМ в основном определяются разбросом активных сопротивлений транзисторов R_{VT} и диодов R_{VD} , поэтому (5.27) можно записать так:

$$\delta = \frac{I_{\text{ПМ}i}}{I_{\text{ПМ}j}} = \frac{k_{\tau}^2q(R_{\text{П}j} + R_{\text{Т}1j} + R_{\text{VT}j} + \Delta R_{\text{VT}j}) + 0,5(1+q)(R_{\text{Т}2j} + R_{\text{VD}j} + \Delta R_{\text{VD}j}) + R_{3j}}{k_{\tau}^2q(R_{\text{П}i} + R_{\text{Т}1i} + R_{\text{VT}i} + \Delta R_{\text{VT}i}) + 0,5(1+q)(R_{\text{Т}2i} + R_{\text{VD}i} + \Delta R_{\text{VD}i}) + R_{3i}}, \quad (5.28)$$

где ΔR_{VT} , ΔR_{VD} — отклонения активных сопротивлений транзистора и диода от номинальных значений R_{VT} и R_{VD} соответственно.

Используя (5.28), можно для транзисторов и диодов, применяемых в схеме ДИО, определить допустимые отклонения активных сопротивлений, при которых неравномерность загрузки модулей не будет превышать максимально допустимую $(I_i/I_j)_{\text{max}}$. Как правило, эта неравномерность не превышает 10—15% [49]. Если при параллельной работе N модулей обеспечивается режим безрывных токов дросселя, а также с достаточной точностью выполнено равенство сопротивлений $R_{\text{ПМ}1} = R_{\text{ПМ}2} = \dots = R_{\text{ПМ}N}$, то напряжение на нагрузке $U_{\text{н}}$ без учета напряжения $U_{\text{отс}}$ можно найти так:

$$U_{\text{н}} = R_{\text{н}} \sum_{i=1}^N I_{\text{ПМ}i}, \quad \text{где } I_{\text{ПМ}i} = \frac{1}{R_{\text{ПМ}i}} (U_{\text{с}} k_{\tau} q_i - U_{\text{н}}), \quad (5.29)$$

где q_i — коэффициент заполнения импульсов управления i -го ПМ.

Условием разрывности тока дросселя ПМ независимо от его индуктивности является неравенство

$$U_{\text{с}} k_{\tau} q_i \geq U_{\text{н}}. \quad (5.30)$$

С учетом этого можно записать

$$U_{\text{н}} = R_{\text{н}} \sum_{i=1}^N \frac{(U_{\text{с}} k_{\tau} q_i - U_{\text{н}})}{R_{\text{ПМ}i}} = \frac{R_{\text{н}} U_{\text{с}} \sum_{i=1}^N q_i}{NR_{\text{н}} + R_{\text{ПМ}i}}. \quad (5.31)$$

Если пренебречь сопротивлением $R_{ПМi}$, то (5.30) с учетом (5.31) примет вид

$$U_c k_T q_i \geq \frac{U_c}{N} \sum_{i=1}^N q_i,$$

и будет выполняться для любого значения q_i только при выполнении равенств $q_1 = q_2 = \dots = q_N$.

Таким образом, несинхронность в подаче сигналов управления на параллельно работающие ПМ приводит к появлению режима разрывных токов дросселей ПМ, причем чем выше КПД ПМ, т. е. чем меньше отношение $R_{ПМ} / R_H$ и чем больше число N ПМ, тем выше должна быть симметрия подачи сигналов управления на модули. Поэтому схема управления для ДИО модульного типа выполняется, как правило, централизованной.

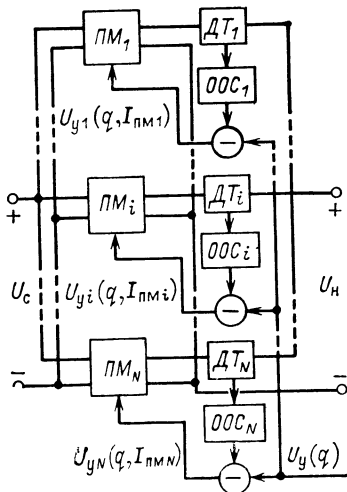


Рис. 5.7. Параллельное соединение ПМ с обратными связями по току

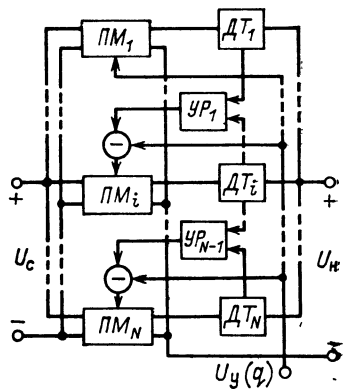


Рис. 5.8. Параллельное соединение ПМ с уравнивающими цепями

В случае повышенных требований на равномерность загрузки параллельно включенных ПМ сигнал управления $U_y(q)$, вырабатываемый централизованной схемой управления, должен корректироваться для каждого ПМ в зависимости от его тока. Для этой цели в каждый модуль вводится датчик тока $ДТ_1 - ДТ_N$ (рис. 5.7), сигнал которого, осуществляя отрицательную обратную связь (ООС), вычитается из общего сигнала схемы управления, работающей по отклонению напряжения U_H [50].

Равномерность распределения токов между ПМ в ДИО с датчиками тока может быть достигнута также путем введения уравнивательных цепей, как показано на рис. 5.8. При равномерном распределении токов между ПМ сигналы с датчиков тока получаются одинаковыми и на входах усилителей рассогласования УР сигналы отсутствуют. Если, например, между ПМ₁ и ПМ₂ токи распределены неравномерно, то появляется сигнал рассогласования, который усиливается

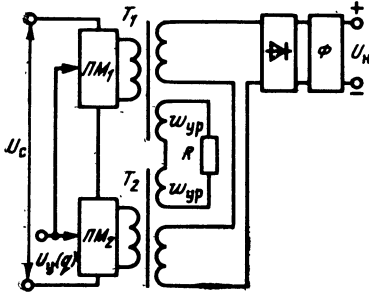


Рис. 5.9. Соединение ПМ по входным и выходным цепям типа ПОС—ПОС

схемой УР₁ и поступает на вход ПМ₂. При этом выходное напряжение ПМ₂ изменяется так, чтобы токи нагрузки между ПМ распределялись равномерно. При этом модуль ПМ₂ является ведущим, а остальные — ведомыми (ПМ₂ — ведущий для ПМ₃, который, в свою очередь является ведущим для ПМ₄ и т. д.).

Соединение ПМ вида по входу с использованием общего трансформатора (см. рис. 4.3) может применяться в случае широкодиапазонного изменения входного напряжения или при необходимости широкодиапазонного регулирования выходного напряжения ДИО. В обоих случаях нагрузка ПМ по напряжению определяется их коэффициентами трансформации.

При соединении ПМ, выполненных на отдельных трансформаторах по входным и выходным цепям вида ПОС—ПОС, входное напряжение делится между ПМ, и для выравнивания этих напряжений на каждом трансформаторе расположены уравнивательные обмотки $\omega_{ур}$, включенные встречно через низкоомный резистор R (рис. 5.9) [33].

Ток, протекающий по обмоткам $\omega_{ур}$ (в случае неравенства напряжений на первичных обмотках трансформаторов), согласно правилу Ленца увеличивает МДС трансформатора с меньшим и уменьшает МДС трансформатора с большим напряжением, выравнивая тем самым магнитные потоки трансформаторов и, следовательно, распределение напряжений между ними. Сигнал со схемы управления определяет число последовательно включенных ПМ l и коэффициент заполнения q последних. При соединении

ПМ вида ПОС—ПР с использованием отдельных трансформаторов равномерность распределения входного напряжения и выходного тока между модулями прежде всего определяется совпадением их коэффициентов трансформации k_T , что видно, например, из следующих соотношений для двух модулей:

$$\left. \begin{aligned} U_c &= U_1 + U_2; \quad U_1 = \frac{U_H + U_{отс} + I_{ПМ1} R_{ПМ1}}{k_{T1} q}; \\ U_2 &= \frac{U_H + U_{отс} + I_{ПМ2} R_{ПМ2}}{k_{T2} q}; \\ I_H &= I_{ПМ1} + I_{ПМ2}; \\ I_{ПМ1} &= I_1 / k_{T1}; \quad I_{ПМ2} = I_1 / k_{T2}, \end{aligned} \right\} (5.32)$$

где U_1, U_2 — напряжения на входах модулей; I_1 — ток первичной цепи модулей.

При условии $R_{ПМ1} = R_{ПМ2}$ и одинаковом для обоих ПМ значении напряжения $U_{отс}$ отношения напряжений и токов ПМ, выраженных в (5.32), примут вид

$$\frac{U_1}{U_2} = \frac{(U_H + U_{отс} + I_{ПМ1} R_{ПМ1}) k_{T2}}{(U_H + U_{отс} + I_{ПМ2} R_{ПМ2}) k_{T1}} \approx \frac{k_{T2}}{k_{T1}} \text{ и } \frac{I_{ПМ1}}{I_{ПМ2}} = \frac{k_{T2}}{k_{T1}}. \quad (5.33)$$

Если при $k_{T1} = k_{T2} = k_T$ сопротивления вторичной цепи не совпадают и, в частности, имеется разброс значений индуктивности L дросселей, то можно записать следующие выражения для мгновенных значений выходных токов ПМ, считая эти токи линейно изменяющимися:

$$i_{ПМ1} \approx \frac{U_1 k_T - U_H t}{L_1}; \quad i_{ПМ2} = \frac{U_2 k_T - U_H t}{L_2}. \quad (5.34)$$

При условии $i_{ПМ1} = i_{ПМ2} = i_1 / k_T$ выражения для напряжений на входах $ПМ_1$ и $ПМ_2$ соответственно имеют вид

$$\begin{aligned} U_1 &= \frac{U_c L_1}{L_2 + L_1} + \frac{U_H (L_2 - L_1)}{k_T (L_2 + L_1)}; \\ U_2 &= \frac{U_c L_2}{L_2 + L_1} + \frac{U_H (L_1 - L_2)}{k_T (L_2 + L_1)}. \end{aligned} \quad (5.35)$$

Из (5.35) следует, что равномерность распределения входного напряжения U_c между ПМ зависит от разброса индуктивности дросселей ПМ или от числа исправных ПМ в каждом ряду (см. рис. 4.8), так как их неравенство приводит к разбросу эквивалентных индуктивностей каждого ряда. На рис. 5.10 показана неравномерность распределе-

ния напряжения между рядами ПМ при различиях в их индуктивностях для соединения ПМ типа ПОС—ПР с коэффициентом $k_T=1,3$ и $U_H=27$ В.

Казалось бы, что неравномерность распределения напряжений значительно меньше, чем различие в индуктивностях: например, для $U_C=50$ В при $L_1/L_2=0,5$ отношение напряжений значительно ближе к единице ($U_1/U_2=0,9$) и с этим можно мириться. Однако в этом случае наблюдаются всплески напряжения на входе ПМ с меньшей индуктивностью. Поясним это явление.

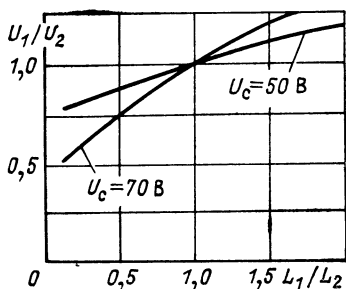


Рис. 5.10. Зависимость неравномерности распределения напряжения сети между ПМ от отношения индуктивности их дросселей

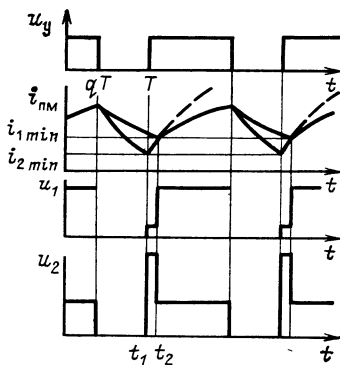


Рис. 5.11. Диаграммы токов и напряжений для ПМ при неравенстве индуктивности их дросселей

На рис. 5.11 приведены диаграммы токов и напряжений для ПМ с различной индуктивностью дросселей. К моменту t_1 открытия транзисторов модулей из-за разброса индуктивности появляется различие в токах ПМ:

$$\Delta i = i_{2min} - i_{1min} = U_H(1-q)T(L_2 - L_1)/L_1L_2.$$

В момент открытия транзисторов ток первичной цепи будет определяться меньшим значением тока одного из ПМ, т. е.

$$i_1(q) = \min \{i_{ПМ1}, i_{ПМ2}\} k_T,$$

поэтому практически все входное напряжение будет приложено к менее нагруженному модулю до момента времени t_2 :

$$t_2 = \frac{U_H(1-q)(L_1 - L_2)T}{U_H(L_2 - L_1) + U_C k_T}.$$

На входе ПМ с большим током напряжение будет почти отсутствовать. Ток менее загруженного модуля начнет быстро увеличиваться, а ток более загруженного модуля будет продолжать уменьшаться с прежней скоростью. В момент времени t_2 токи модулей выравняются и напряжение первичного источника распределится между ПМ с учетом индуктивностей дросселей согласно приведенным выражениям для напряжений u_1 и u_2 .

Для устранения этих режимов на входе каждого модуля необходимо включать конденсатор [33]. В этом случае недостающий ток Δi в течение времени $t_1 - t_2$ потребляется от этого конденсатора, что исключает броски напряжения. При этом неравномерность загрузки по напряжению последовательно включенных ПМ может быть снижена до 1—2%.

Ключи, коммутирующие ПМ, во многом определяют массообъемные показатели и КПД стабилизаторов модульного типа, а их надежность должна быть значительно выше надежности ПМ.

При выполнении ДИО на двух ПМ, например по рис. 4.7 и в случае $U_{cmin} < U_c \leq 2U_{cmin}$, ключ K_3 разомкнут, а ключи K_1 и K_2 замкнуты и по каждому из них протекает ток I_K с учетом неравномерности загрузки ПМ $\delta = I_{ПМ1} / I_{ПМ2} > 1$:

$$I_K = \frac{P_{вmax}}{U_{cmin}} \frac{\delta}{1 + \delta}.$$

Если ДИО выполнен на двух рядах ПМ, как показано на рис. 4.8, и каждый ряд содержит N основных и M резервных ПМ, то ток должен рассчитываться с учетом δ по формуле

$$I_K = \frac{P_{вmax}}{U_{cmin}} \frac{\frac{\delta(N+M)}{N}}{1 + \frac{\delta(N+M)}{N}} = \frac{P_{вmax}}{U_{cmin}} \frac{\delta(N+M)}{[N + \delta(N+M)]},$$

Когда ключи K_1 и K_2 замыкаются, напряжения на входах ПМ первого и второго ряда будут увеличиваться с постоянной времени

$$T_{зам} = CR_{вн}R'_н / (R_{вн} + R'_н),$$

где C — емкость входного конденсатора ПМ; $R_{вн}$ — внутреннее сопротивление первичного источника; $R'_н$ — приведенное сопротивление нагрузки, которое соответствует моменту переключения.

Диод VD выбирается исходя из максимального тока $I_{VD\ max} = P_{н\ max} / 2U_{c\ min}$.

При размыкании ключей K_1 и K_2 уменьшение напряжения на входе ПМ будет происходить с большей постоянной времени $T_{раз} = CR'_н$, поскольку диод VD в этом случае развязывает схему ДИО от первичного источника на время, равное примерно $3T_{раз}$. Максимальные напряжения на разомкнутых ключах K_1 и K_2 при равномерной нагрузке ПМ по напряжению равны значениям напряжения на входах модулей. Поскольку ключи K_1 и K_2 (со-

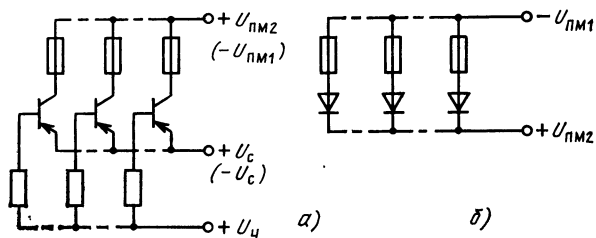


Рис. 5.12. Схема высоконадежного транзисторного ключа (а) и диода (б)

ответственно и диод VD) находятся либо в замкнутом состоянии, либо в разомкнутом, то к их частотным свойствам не предъявляются повышенные требования, но они должны иметь как можно меньшие потери в насыщенном режиме.

С целью получения высоконадежного транзитного ключа и диода целесообразно их выполнить по методу глубокого секционирования [39], как показано на рис. 5.12, а, б. Вероятность безотказной работы $p_K(t)$ секционированного транзисторного ключа или диода рассчитывается по формуле

$$p_K(t) = \left[\sum_{i=0}^m C_{n+m}^i p^{n+m-i} (1-p)^i \right]^2,$$

где $C_{n+m}^i = (n+m)! / (n+m-i)! i!$ — биномиальный коэффициент; n — число основных транзисторов в одном ключе или диодах; m — число резервных транзисторов в одном ключе или диодах; p — вероятность безотказной работы за время t цепочки из транзистора, предохранителя, базового резистора или цепочки из диода и предохранителя.

Такое выполнение транзисторного ключа не оказывает влияния на работоспособность схемы ДИО в случае отказа (короткого замыкания) одного из транзисторов при замкнутом их состоянии ($U_{c\min} < U_c < 2U_{c\min}$), так как перегорает предохранитель отказавшего транзистора, но оно крайне опасно при работе ДИО на верхнем поддиапазоне входного напряжения ($U_c > 2U_{c\min}$). В последнем случае напряжение на входах модуля будет возрастать от $U_c/2$ к U_c с постоянной времени

$$T'_{\text{зам}} = \frac{C(R_{\text{вн}} + R'_{\text{VT}})R'_n}{R'_n + R_{\text{вн}} + R'_{\text{VT}}},$$

где R'_{VT} — сопротивление короткозамкнутого транзистора.

Так как напряжение на входе ПМ не должно быть больше максимально допустимого для него значения $U_{\text{ПМ доп}}$, то плавкий предохранитель короткозамкнутой цепи должен выгореть быстрее, чем входное напряжение ПМ достигнет максимального значения. Для этого при известных R_{VT} , R'_n , $R_{\text{вн}}$, U_c и $U_{\text{ПМ доп}}$ емкость входного конденсатора C должна быть не менее значения, определяемого по формуле

$$C \geq \frac{t_{\text{пр}}(R'_n + R_{\text{вн}} + R'_{\text{VT}})}{R'_n(R_{\text{вн}} + R'_{\text{VT}}) \ln \frac{U_c R'_n - U_{\text{ПМ доп}}(R'_n + R_{\text{вн}} + R'_{\text{VT}})}{U_c(R'_n - R_{\text{вн}} - R'_{\text{VT}})}},$$

где $t_{\text{пр}}$ — время перегорания предохранителя под действием тока $I = (U_c - U_{\text{ПМ}}) / (R_{\text{вн}} + R'_{\text{VT}})$.

5.3. СХЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ ДИО ПОСТОЯННОГО НАПРЯЖЕНИЯ

В зависимости от задачи, выполняемой ДИО, схема управления должна обеспечивать его адаптацию, т. е. изменять вид соединения преобразовательных модулей либо в зависимости от входного напряжения, изменяющегося в широком диапазоне ($\epsilon > 2$), либо обеспечивая регулирование в широком диапазоне выходного напряжения или тока, либо компенсируя действие возмущающих факторов. При этом адаптация ДИО должна производиться с учетом работоспособного состояния модулей, т. е. при условии обеспечения заданной надежности.

Схема управления в зависимости от вида адаптации ДИО может иметь следующие каналы, которые могут работать как раздельно, так и совместно:

адаптации ДИО по кратности изменения напряжения
в широком диапазоне;
адаптации ДИО по кратности изменения тока;
регулирования напряжения в узком диапазоне;
адаптации ДИО по надежности.

Принцип построения канала адаптации ДИО по кратности изменения напряжения прежде всего определяется видом квантования (модуляции) напряжения. При квантовании напряжения только по уровню — амплитудно-импульсная модуляция (АИМ) — схема управления должна обеспечить последовательное соединение определенного числа l модулей путем замыкания соответствующих ключей узла коммутации (УК).

На рис. 5.13,а приведена функциональная схема управления ДИО, обеспечивающего АИМ напряжения и выполненного, например, по схеме рис. 4.3. Схема может работать как в режиме стабилизации напряжения на нагрузке при изменениях напряжения сети U_c в широком диапазоне (если подать на измерительный орган ИО неизменное опорное напряжение), так и в режиме регулирования напряжения на нагрузке в широком диапазоне (при неизменном U_c , если на ИО подавать напряжение U_{per}) со стабилизацией каждого установленного уровня. Точность стабилизации и дискретность регулирования напряжения определяется выходным напряжением младшего преобразовательного модуля ДИО.

Сигнал рассогласования ΔU , получаемый с выхода ИО, преобразуется аналого-цифровым преобразователем АЦП в последовательный код с частотой повторения, определяемой частотой генератора импульсов управления ГИУ. Выходное устройство ВУ преобразует последовательный код в параллельный, а также формирует и подает сигналы управления на соответствующие коммутирующие ключи.

При квантовании напряжения по уровню (АИМ) и во времени — широтно-импульсная модуляция (ШИМ) — схема управления включает канал адаптации ДИО по кратности изменения напряжения в широком диапазоне и канал регулирования напряжения в узком диапазоне. Объединение сигналов от данных двух каналов происходит на коммутаторе, т. е. ШИМ-сигнал проходит на соответствующее число l последовательно включенных однотипных модулей, которое определяется каналом адаптации ДИО по напряжению, а на базы транзисторов других модулей поступает сигнал в виде прямоугольных импульсов с коэффициентом заполнения $q=1$.

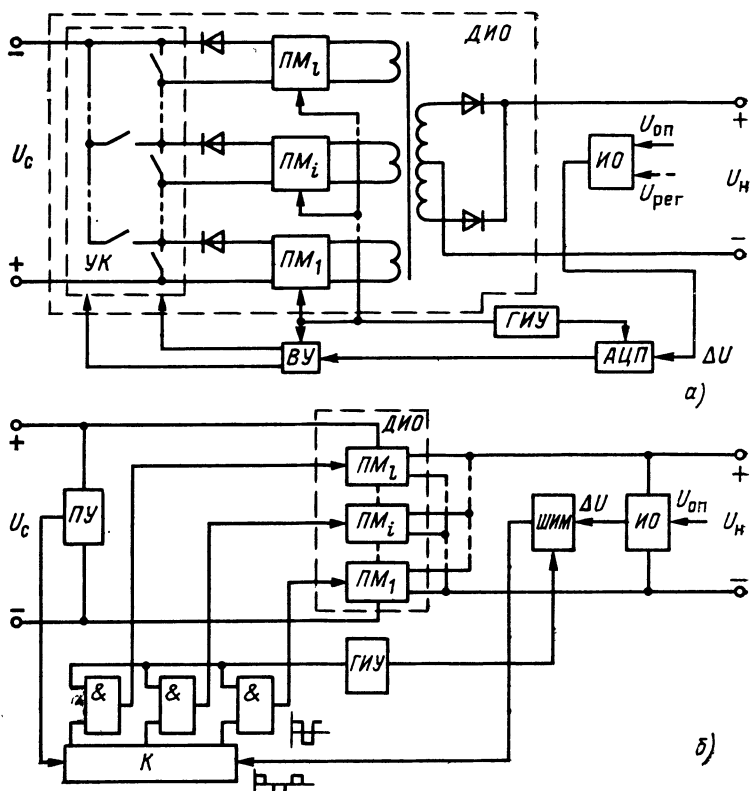


Рис. 5.13. Функциональная схема управления ДИО с каналами адаптации по напряжению (а) и по входному напряжению и по отклонению выходного напряжения (б)

На рис. 5.13,б приведена функциональная схема управления ДИО при квантовании напряжения по уровню (АИМ) и во времени (ШИМ) в режиме стабилизации входного напряжения, изменяющегося в широком диапазоне. Для этой цели необходимо соединение модулей ДИО по типу ПОС—ПР.

В зависимости от уровня входного напряжения пороговое устройство ПУ вырабатывает сигнал, определяющий необходимое число l модулей, на которые должен подаваться ШИМ-сигнал через коммутатор К.

При стабилизации напряжения на нагрузке с широким диапазоном его регулирования схема управления ДИО должна обеспечивать соединение модулей типа ПР—ПОС,

и ее функциональная схема будет иметь вид, показанный на рис. 5.14. В зависимости от уровня заданного сигналом $U_{рег}$ источника опорного напряжения ИОН аналого-цифровой преобразователь АЦП определяет необходимое число l модулей, на которые должен поступить ШИМ-сигнал через коммутатор K . Этот сигнал обеспечивает плавное регулирование напряжения на нагрузке в диапазоне выходного напряжения одного модуля, а также обеспечивает стабилизацию напряжения на нагрузке по его отклонению ΔU .

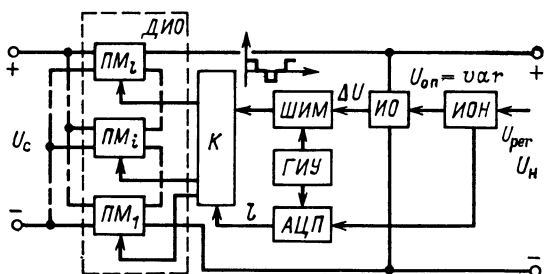


Рис. 5.14. Функциональная схема управления ДИО со стабилизацией и регулированием напряжения в широком диапазоне

Для того чтобы повысить качество выходных параметров схемы при глубоком регулировании напряжения ($\epsilon = U_{н max} / U_{н min} = 10 + 10^3$) и получить возможность управления от ЭВМ, ИОН выполняют программируемым с использованием элементов цифровой вычислительной техники. Причем ИОН может быть выполнен как с аналоговым узлом сравнения, так и с цифровым узлом сравнения интервалов или кодов.

На рис. 5.15 приведена функциональная схема управления ДИО с последовательным включением (отключением) ПМ в зависимости от желаемого уровня напряжения на нагрузке и состояния модулей. Выходное напряжение модуля ПМ плавно регулируется за счет подачи ШИМ-сигнала, а все остальные однотипные модули имеют фиксированное выходное напряжение.

Адаптация ДИО по напряжению осуществляется при помощи триггеров. Компараторы $D_1^0, D_2^0, \dots, D_l^0$ фиксируют достижение выходным напряжением значения 90% его номинального уровня, а компараторы $D_1^1, D_2^1, \dots, D_l^1$ фиксируют момент фактического выключения модуля, т. е. снижение его выходного напряжения до 10% номинального уровня.

При подключении напряжения сети U_c на все ПМ, кроме первого, импульсы управления от ГИУ не будут подаваться, так как на выходе компараторов $D_1^0, D_2^0, \dots, D_l^0$ будут сигналы логической 1 вследствие равенства нулю выходных напряжений модулей $ПМ_2—ПМ_l$ в первый момент времени и, следовательно, триггеры D_2, D_3, \dots, D_l , на входы R которых поступают 1, будут находиться в состоянии логического 0, а схемы совпадения $D'_2—D'_l$ закрыты. Когда напряжение на выходе ПМ достигнет своего

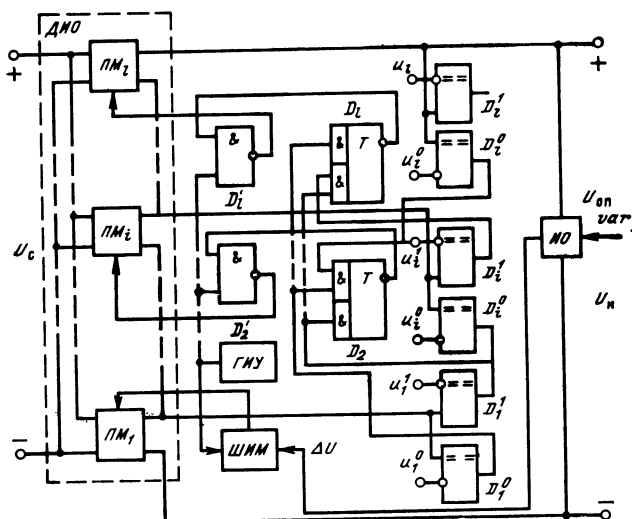


Рис. 5.15. Функциональная схема управления ДИО с последовательным подключением ПМ

номинального значения, компаратор D_1^1 перейдет в состояние 1, сигнал поступит на вход S триггера D_2 и переведет его в состояние 1, а, следовательно, на вход модуля $ПМ_2$ начнут поступать от ГИУ импульсы управления. Напряжение на нагрузке определяется напряжением двух последовательно включенных модулей $ПМ_1$ и $ПМ_2$; если оно больше заданного, то уменьшается коэффициент заполнения q сигнала управления $ПМ_1$ до значения, при котором суммарное напряжение модулей $ПМ_1$ и $ПМ_2$ сравняется с заданным уровнем напряжения на нагрузке. Если суммарное напряжение модулей $ПМ_1$ и $ПМ_2$ не достигло заданного уровня, то подключается $ПМ_3$ и т. д.

Канал адаптации ДИО по кратности изменения тока нагрузки может быть построен на основании измерения отклонения выходного напряжения или тока нагрузки.

В первом случае (рис. 5.16,а) адаптация структуры ДИО осуществляется в зависимости от отклонения выходного напряжения с помощью компараторов D_1, D_i, \dots, D_n , имеющих различные пороги срабатывания U_i , где $i=1, 2, \dots, n$ — число модулей [51]. При этом должно вы-

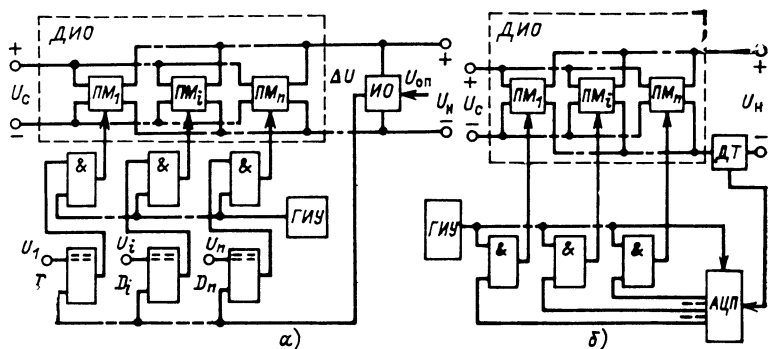


Рис. 5.16. Функциональная схема управления ДИО с каналом его адаптации:

а — по току нагрузки на компараторах; б — по измеряемому току нагрузки

полняться условие $U_1 < U_i < \dots < U_n$. В установившемся режиме в зависимости от уровня сигнала ΔU измерительного органа ИО от ГИУ поступают импульсы управления на определенное число модулей ПМ, которые обеспечивают номинальный ток нагрузки, а оставшаяся часть модулей периодически подключается в зависимости от «наброса» или «сброса» тока нагрузки, что фиксируется изменением уровня сигнала ΔU .

Во втором случае (рис. 5.16,б) для измерения тока нагрузки вводится датчик тока ДТ, сигнал которого преобразуется с помощью АЦП в число импульсов, разрешающих прохождение через элемент И импульсов управления силовыми транзисторами модулей от ГИУ.

При большом числе модулей ПМ ($n > 50$) для упрощения схемы управления целесообразно их объединить по сигналу управления в блоки, как показано на рис. 5.17,а. Например, общее число ПМ объединено по цепям управления в три блока B_1, B_2, B_3 . В блоке B_1 объединена $1/4$ ПМ, каждый из которых имеет индивидуальное управление, а в блоках B_2 и B_3 объединены соответственно $1/4$

и $1/2$ модулей и они управляются поблочно, т. е. может произойти либо включение блока в целом, либо его отключение.

Если ток нагрузки $I_H < 1/4 I_{Hmax}$, сигнал управления от ГИУ поступает на число ПМ $k = I_H / I_{PM}$ блока B_1 , а блоки B_2 и B_3 отключены. При $1/4 I_{Hmax} < I_H < 1/2 I_{Hmax}$ сигнал управления от ГИУ поступает на все модули блока B_2 и на часть ПМ блока B_1 , а блок B_3 отключен. Если

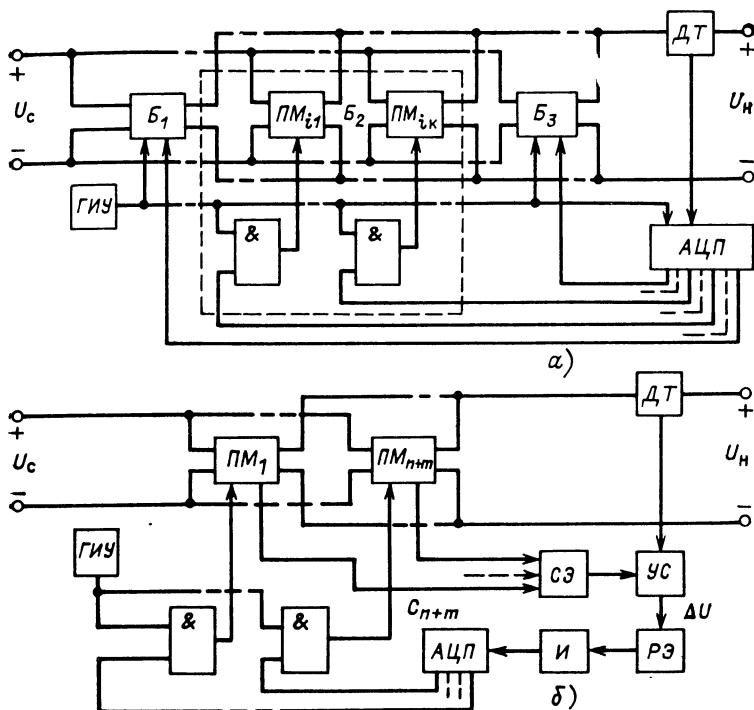


Рис. 5.17. Функциональная схема блочного управления ДИО с каналом его адаптации:

а — по току нагрузки, *б* — по состоянию ПМ и току нагрузки

$1/2 I_{Hmax} < I_H < 3/4 I_{Hmax}$, то сигнал управления одновременно поступает на ПМ блоков B_2 , B_3 и на часть ПМ блока B_1 .

Канал адаптации ДИО по надежности обеспечивает подачу сигнала от ГИУ на резервные ПМ при появлении неисправных. Для этой цели каждый ПМ должен иметь информационную точку, наличие сигнала с которой соответствует исправному состоянию, а отсутствие с нее

сигнала — неисправному. Причем сигнал канала адаптации ДИО по надежности должен сравниваться с сигналом канала адаптации ДИО по току нагрузки, с тем чтобы число работающих ПМ было бы достаточным для обеспечения этого тока без перегрузки модулей.

На рис. 5.17,б показана схема управления ДИО с каналом его адаптации по состоянию ПМ и току нагрузки [52]. ДИО постоянного напряжения содержит n основных и m резервных ПМ. Сигналы, характеризующие состояние ПМ, подаются на суммирующий элемент СЭ. Общий сигнал с выхода СЭ определяет количество включенных исправных модулей. Суммарный сигнал сравнивается в устройстве сравнения УС с сигналом ДТ, который пропорционален току нагрузки, и если он меньше этого сигнала, то появляется разностный сигнал ΔU , свидетельствующий о недостаточном числе включенных исправных ПМ. Разностный сигнал обеспечивает срабатывание релейного элемента РЭ, и на его выходе появляется положительное напряжение, которое приводит к увеличению напряжения на выходе интегратора И, и АЦП вырабатывает разрешающий сигнал на дополнительное включение ПМ. Включение любого исправного ПМ сопровождается дискретным увеличением выходного напряжения СЭ и, следовательно, уменьшением сигнала ΔU . Если разностный сигнал ΔU становится меньше порога срабатывания РЭ, то напряжение на выходе интегратора остается постоянным, что обеспечивает постоянное количество включенных исправных ПМ.

При уменьшении тока нагрузки сигнал ΔU становится отрицательным, РЭ срабатывает в другую сторону, что приводит к уменьшению напряжения на выходе логической схемы И и соответственно уменьшению числа включенных ПМ. Релейный элемент необходим для обеспечения устойчивой работы канала адаптации по току нагрузки. Постоянная времени заряда интегратора может быть выбрана небольшой (несколько микросекунд), поэтому подключение ПМ при бросках тока нагрузки происходит практически мгновенно, что исключает перегрузку ранее включенных ПМ.

В данной схеме невключенные основные исправные ПМ находятся в «холодном» резерве и не потребляют мощности по цепи управления, что значительно повышает надежность схемы и ее КПД.

Канал регулирования напряжения в узком диапазоне необходим для компенсации дестабилизирующих факторов

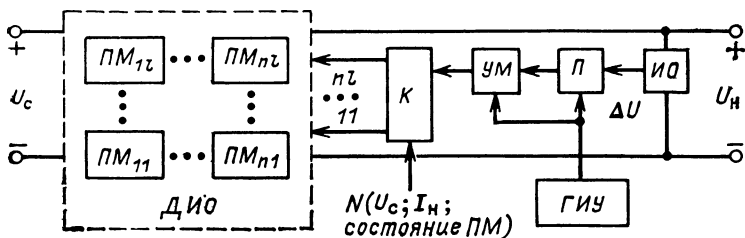


Рис. 5.18. Функциональная схема канала регулирования напряжения в узком диапазоне

в случае стабилизации напряжения или для получения плавного регулирования напряжения на нагрузке. Канал включает в себя (рис. 5.18) измерительный орган *ИО* отклонения напряжения ΔU , преобразователь *П* отклонения напряжения ΔU из аналоговой формы в дискретную с соответствующим коэффициентом q заполнения импульсов, усилитель мощности ШИМ-сигнала *УМ* и коммутатор *К*. Коммутатор *К* пропускает ШИМ-сигнал на определенное число N ПМ, которое определяется другими каналами в зависимости от уровня входного напряжения, тока нагрузки или состояния ПМ $N=f(U_c, I_n, \text{состояние ПМ})$. Для ряда схем управления ДИО с амплитудной модуляцией напряжения (рис. 5.13) коммутатор должен обеспечивать прохождение импульсов управления как по каналу широтно-импульсного модулятора на определенное число ПМ, так и от ГИУ с коэффициентом заполнения импульсов $q=1$ на остальные ПМ.

5.4. ОСНОВНЫЕ ФУНКЦИОНАЛЬНЫЕ УЗЛЫ СХЕМ УПРАВЛЕНИЯ ДИО

Схемы управления ДИО постоянного напряжения содержат типовые функциональные узлы импульсной и цифровой техники [аналого-цифровые преобразователи (АЦП), триггеры, элементы И, коммутаторы (ключи) (К), генераторы импульсов управления (ГИУ)], а также измерительной техники [измерительные органы отклонения напряжения (ИО), датчики тока (ДТ), устройства контроля состояния модуля, источники регулируемых опорных напряжений (ИОН), суммирующие элементы (СЭ), интеграторы, пороговые устройства и формирователи ШИМ-сигнала].

Наиболее характерными для дискретных стабилизаторов и регуляторов постоянного напряжения являются

следующие функциональные узлы: датчик тока (ДТ); устройство контроля состояния ПМ; пороговые устройства и формирователь ШИМ-сигнала.

Общим требованием, которое в большинстве случаев предопределяет тип функциональных узлов измерительной техники, является требование гальванической развязки между силовой и измерительной цепями.

Датчик тока (ДТ) служит для получения сигнала, пропорционального току нагрузки, протекающему через ДИО. Прежде всего, ДТ должен обладать минимальными потерями мощности, которые в реальных устройствах могут достигать 1% общей мощности ДИО. Во-вторых, время измерения тока τ_n и время коммутации необходимого числа модулей τ_k при скачкообразном изменении тока нагрузки должны обеспечивать провал напряжения на нагрузке не больше допустимого. Так, при провале напряжения $\Delta U_n \leq 0,1 U_n$ быстродействие ДТ должно быть не хуже $\tau_n = 100 \div 150$ мкс, а быстродействие устройств коммутации $\tau_k = 200 \div 250$ мкс.

Этим требованиям в большей степени удовлетворяют ДТ, выполненные на основе магнитного усилителя, у которого обмоткой управления является токнесущая шина ω_1 ДИО, пропущенная через магнитопроводы, как показано на рис. 5.19 [53]. Такие устройства обеспечивают точность измерения тока в пределах 0,2—0,5% при значительных колебаниях напряжения питания U_n прямоугольной формы с частотой, равной рабочей частоте коммутации силовых транзисторов ПМ. При броске тока нагрузки запаздывание выходного сигнала $U_{дт}$ не превышает половины периода коммутации; при сбросе же тока нагрузки запаздывание ДТ целесообразно увеличивать до нескольких периодов конденсатором C , что улучшает работу схемы при динамических нагрузках. В [54] описан ДТ на измеряемый ток до 10 А, выполненный на кольцевых магнитопроводах 18/23—5 мм из пермаллоя 79Н5М с расчетной индукцией $B_m = 0,32$ Тл; числом витков обмотки $\omega_2 = 170$, намотанной проводом с диаметром 0,16 мм; током вторичной обмотки $I_2 = 0,06$ А; сопротивлением нагрузки ДТ $R_n = 330$ Ом; напряжением питания схемы $U_n = 27$ В, частотой 5 кГц; емкостью конденсатора $C = 0,1$ мкФ. Там же для измерения тока до 50 А описан ДТ на магнитопроводах размером 18/23—2,5 мм с $B_m = 0,24$ Тл и числом витков обмотки $\omega_2 = 680$.

Устройство контроля состояния ПМ должно выдавать напряжение сигнала $U_{исп}$ при неисправном его состоянии,

а в случае отказа модуля этот сигнал должен отсутствовать.

Под отказом ПМ следует понимать перегорание входного или выходного предохранителя из-за неисправностей типа обрыв или КЗ в элементах схемы ПМ. В качестве информационной точки, с которой снимается сигнал, выступает выходной дроссель фильтра ПМ. Наличие падения напряжения U_L на дросселе L (рис. 5.20,а) или напряже-

Рис. 5.19. Принципиальная схема датчика тока

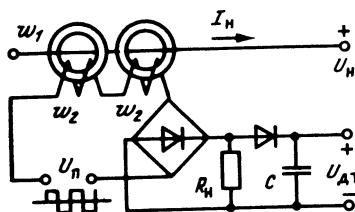
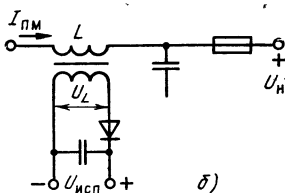
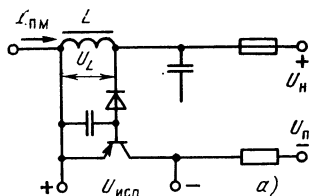


Рис. 5.20. Схемы контроля состояния модуля по падению напряжения на дросселе (а) или по напряжению дополнительной обмотки дросселя (б)



ния U_L на дополнительной обмотке дросселя L (рис. 5.20,б) характеризует исправное состояние ПМ, а отсутствие этих напряжений свидетельствует об его отказе.

Напряжение U_L , снимаемое с дросселя или дополнительной обмотки (в случае необходимости гальванической развязки), выпрямляется диодом, сглаживается конденсатором и может усиливаться транзистором (рис. 5.20,а).

Пороговое устройство ПУ измеряет напряжение первичного источника и в зависимости от его уровня либо определяет число модулей, на которые должен поступать через коммутатор ШИМ-сигнал (см. рис. 5.13,б), либо обеспечивает последовательное соединение двух рядов модулей за счет подачи сигнала на коммутирующие транзисторы (см. рис. 4.8).

На рис. 5.21 приведена одна из возможных схем ПУ на входное напряжение в несколько десятков вольт с использованием триггера Шмитта D , собранного на транзисторах VT_1 и VT_2 , для управления транзисторными ключами K_1 и K_2 . На входе схемы включен пиковый детектор (VD_1, C) для исключения срабатывания ПУ от импульс-

ных выбросов входного напряжения. Напряжение порога срабатывания $U_{п,с}$ триггера определяется отношением сопротивлений делителя R_1/R_2 и выбирается из условия $U_{п,с} = U_{с max}/2$, а с целью уменьшения гистерезиса триггера до 1—2 В в цепь входного делителя включаются стабилитроны $VD_2—VD_4$. Если напряжение сети меньше напряжения срабатывания триггера ($U_c < U_{с max}/2$), то к усилителю мощности на транзисторах VT_4 и VT_5 подается через транзистор VT_3 напряжение питания $U_{п}$. Напряжение вторичных обмоток трансформатора T после выпрям-

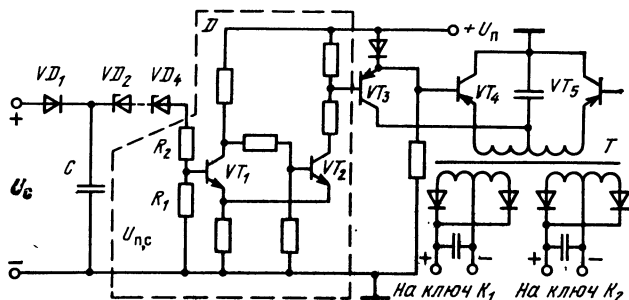


Рис. 5.21. Принципиальная схема порогового устройства срабатывания по уровню напряжения первичной сети

ления подается на базы транзисторных ключей K_1 и K_2 , и два ряда ПМ оказываются включенными по входным цепям параллельно между собой. При выполнении условия $U_c \geq U_{с max}/2$ срабатывает триггер и подача напряжения $U_{п}$ на усилитель мощности прекращается, в результате чего транзисторные ключи переходят в режим отсечки и ряды модулей соединяются между собой последовательно через диод.

Пороговые устройства по току нагрузки в зависимости от уровня напряжения, снимаемого с ДТ (единицы вольт), обеспечивают прохождение ШИМ-сигнала на базы силовых транзисторов ПМ (см. рис. 5.16,б) или блоков ПМ (см. рис. 5.17,а) и отличаются только напряжением порога срабатывания $U_{п,с}$. На рис. 5.22 приведена схема ПУ, выполненного на интегральных схемах типа К1УТ401Б и подключенного к выходу ДТ. При достижении напряжением ДТ уровня напряжения порога срабатывания ($U_{дт} = U_{п,с}$) схема опрокидывается и транзистор VT_1 замыкает цепь подачи напряжения питания для усилителя мощности (VT_2, VT_3). Напряжение вторичных обмоток T после выпрямления подается на транзистор VT_4 , который срабаты-

вает и обеспечивает подачу ШИМ-сигнала управления на базы силовых транзисторов (VT_5, VT_6) модуля ПМ. Применение усилителя мощности (VT_2, VT_3, T) прежде всего обусловлено необходимостью гальванической развязки цепи управления транзистора (VT_4).

Формирователь ШИМ-сигнала, включающий в себя измерительный орган ИО, преобразователь сигнала рассогласования П, усилитель мощности УМ и генератор импульсов ГИ, должен вырабатывать импульсы управления

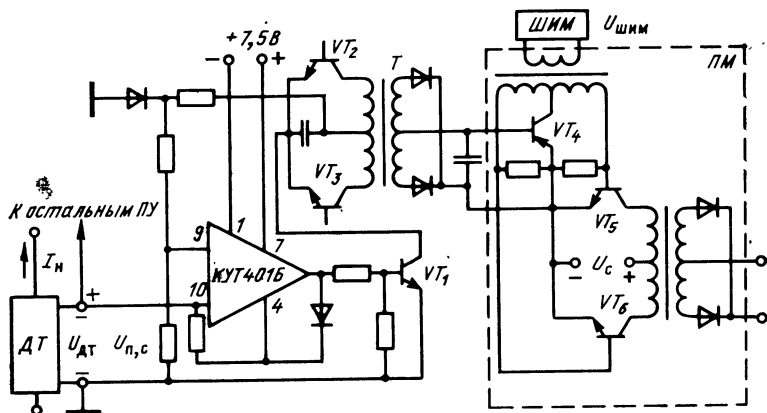


Рис. 5.22. Принципиальная схема порогового устройства срабатывания по току нагрузки

силовыми транзисторами ПМ с переменным коэффициентом заполнения q и с малой длительностью фронтов (рис. 5.23,а). При этом формирователь должен быть максимально простым и надежным. Этим требованиям в большой степени удовлетворяет широтно-импульсный модулятор, построенный по так называемому вертикальному принципу сравнения выходного напряжения U_n с опорным $U_{оп}$ с включением в цепь источника питания УМ дополнительного транзистора VT , как показано на рис. 5.23,а. На рис. 5.23,б приведены временные диаграммы напряжений для данной схемы. В каждом полупериоде напряжения ГИ на резисторе R формируется напряжение пилообразной формы $U_{пл}$ с наклоном, который определяется постоянной RC . До момента времени t_1 выполняется условие $u_{пл} > \Delta U = U_n - U_{оп}$ и на выходе преобразователя П имеется напряжение U_n , которое обеспечивает замкнутое состояние ключа на транзисторе VT , и, следовательно, подключение источника питания $U_{пит}$ к УМ.

На выходе УМ снимается напряжение $U_{\text{ШИМ}}$, которое через коммутатор прикладывается к базам силовых транзисторов ПМ. В момент времени t_1 ($u_{\text{пл}} = \Delta U$) происходит опрокидывание П, в результате чего транзистор VT переходит в режим отсечки, обрывается цепь питания УМ и на выходе его напряжение будет отсутствовать до следующего полупериода напряжения $U_{\text{ГИ}}$. Таким образом, длительность импульса $qT/2$ определяется временем подачи напряжения питания на УМ, которое, в свою очередь, зави-

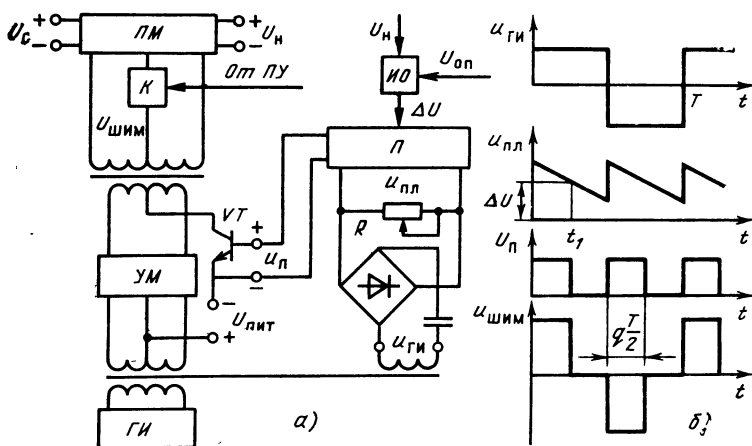


Рис. 5.23. Схема широтно-импульсного модулятора (а) и временные диаграммы его напряжений (б)

сит от величины сигнала рассогласования ΔU . Схема мало чувствительна к собственным помехам, так как до момента t_1 ($u_{\text{пл}} = \Delta U$) никаких коммутаций в схеме ШИМ не происходит. Недостатком схемы является применение дополнительного транзистора VT, рассчитанного на мощность вдвое большую, чем рассеиваемая мощность транзисторов УМ.

Полная принципиальная схема формирователя ШИМ-сигнала приведена на рис. 5.24. Генератор импульсов (транзисторы VT_8, VT_9) выполнен по схеме Ройера и получает напряжение питания с выходных клемм ДИО через схему конвертора (транзисторы VT_6, VT_7 , трансформатор T_3 , диоды VD_5, VD_6 , фильтр на дросселе L_2 и конденсаторах C_1, C_2). Измерительный орган выполнен на интегральной схеме типа К1УТ402, на неинвертирующий вход 10 которой подается пилообразное напряжение с генератора,

собранныго на конденсаторе C_3 и резисторе R_2 , а на инвертирующий вход 9 через делитель, образованный стабилитроном VD_4 и резистором R_1 , подается выходное напряжение ДИО. К выходу ИО подключен составной транзистор (VT_4, VT_5), который обеспечивает необходимый ток управления транзистора VT_3 . Диоды $VD_1 - VD_3$ предназначены для возможности рекуперации реактивной энергии трансформатора T_2 в источник питания и защиты транзисторов от инверсных токов. Для уменьшения длительности

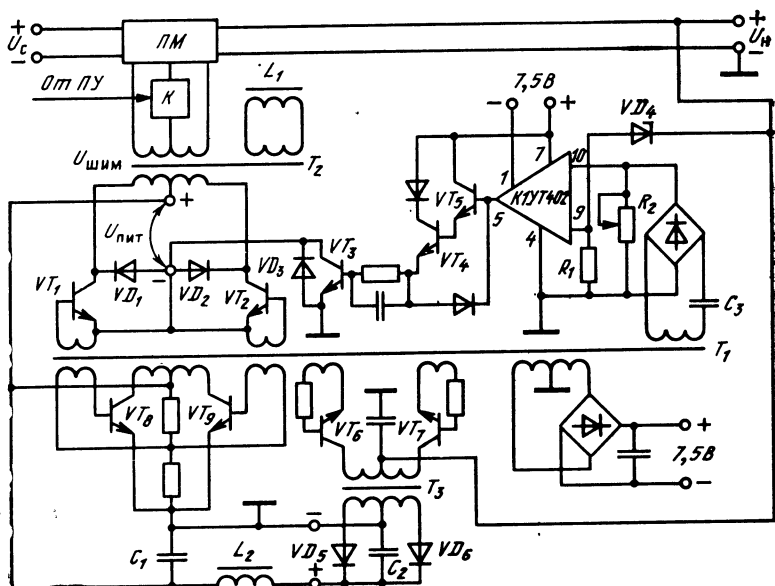


Рис. 5.24. Принципиальная схема формирователя ШИМ-сигнала

спада ШИМ-сигнала в цепь дополнительной обмотки T_2 включен линейный дроссель L_1 , в задачу которого входит увеличение приведенного тока нагрузки транзисторов VT_1, VT_2, VT_3 и, следовательно, амплитуд ЭДС самоиндукции обмоток T_2 . Так как полярность возникающих ЭДС противоположна полярности напряжений на обмотках T_2 в рабочий промежуток времени, крутизна спада увеличивается по мере возрастания амплитуды ЭДС самоиндукции.

Применение данной схемы формирователя ШИМ-сигнала целесообразно лишь на частотах переключения f_n силовых транзисторов преобразовательных модулей в диапазоне 1—5 кГц. Повышение частоты переключения f_n с целью улучшения массообъемных показателей реактивных

элементов модулей (трансформаторов, дросселей и конденсаторов) ограничивается относительно большим временем рассасывания $t_{рас}$ избыточного заряда у современных широко применяемых транзисторов типа КТ808, КТ809, КТ908, которое при пассивном запираии достигает 3—5 мкс и зависит от статического коэффициента усиления. Следствием относительно большого разброса $t_{рас}$ является асимметрия режима перемагничивания трансформатора модуля. Это приводит к тому, что уже на частоте $f_n = 20$ кГц длительность полупериодов двухтактного регулируемого ПМ может отличаться на 10%, что снижает его КПД и надежность, а высоковольтные (по входу) ПМ становятся практически неработоспособными. Кроме того, указанные транзисторы имеют относительно большое время спада, что обуславливает значительные потери мощности при их переходе в режим отсечки.

Повысить частоту f_n силовых транзисторов ПМ без введения специальных симметрирующих устройств и уменьшить динамические потери в транзисторах можно за счет уменьшения времени $t_{рас}$ избыточного заряда до 0,5—1 мкс путем форсированного запираии силовых транзисторов.

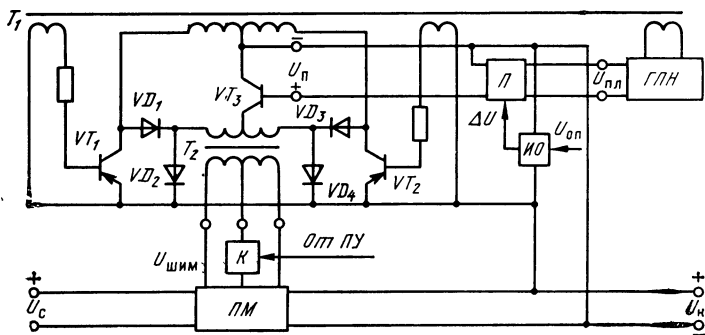


Рис. 5.25. Схема формирователя ШИМ-сигнала с трансформаторной связью

Схемное решение этой задачи может быть получено путем использования трансформаторной связи широтно-импульсного модулятора со входами силовых транзисторов усилителя мощности, как показано на рис. 5.25 [55]. Такие схемы управления силовыми транзисторами обеспечивают максимальный КПД при эффективном запираии транзисторов независимо от ширины управляющих импульсов и могут быть рекомендованы при работе модулей на частоте $f_n = 5 \div 10$ кГц.

К схеме магнитно-транзисторного генератора (T_1 , VT_1 , VT_2) добавляется трансформатор T_2 , диоды $VD_1—VD_4$ и транзистор VT_3 , который управляется ШИМ-сигналом (U_n) от преобразователя Π и обеспечивает подачу напряжения питания генератора. Предположим, что транзисторы VT_1 и VT_3 находятся в режиме насыщения (транзистор VT_1 — за счет напряжения базовой обмотки, а транзистор VT_3 — за счет ШИМ-сигнала U_n). На время открытого состояния транзистора VT_3 к первичной обмотке T_2 приложено напряжение питания

$$U_{\text{пит}} = U_n - U_{VT_1} - U_{VD_1} - U_{VT_3},$$

где U_{VT_1} , U_{VD_1} , U_{VT_3} — падение напряжения на диоде и транзисторах в насыщенном состоянии соответственно.

Во вторичной обмотке T_2 наводится напряжение $U_{\text{шим}}$. С момента опрокидывания схемы Π прекращается подача сигнала управления U_n на транзистор VT_3 и он переходит в режим отсечки, тем самым разрывая цепь питания схемы генератора. Нулевой уровень во время паузы в выходном напряжении $U_{\text{шим}}$ обеспечивается короткозамкнутым контуром, состоящим из насыщенного транзистора VT_1 и диодов VD_1 и VD_4 . Следовательно, выброс обратного напряжения на вторичной обмотке трансформатора T_2 , возникающий под действием энергии, накопленной в индуктивности трансформатора, отсутствует. Основным недостатком схемы является невозможность управления ПМ, имеющим число силовых транзисторов больше двух, например ПМ по мостовой схеме. В этом случае одновременно в открытом состоянии должны находиться два силовых транзистора, входы которых оказываются подключенными к трансформатору T_2 параллельно, поэтому возникает задача равномерного распределения базовых токов. Введение в базовые цепи выравнивающих резисторов приводит к значительному увеличению времени запираания.

Избавиться от данного недостатка можно введением дополнительного запирающего трансформатора (T_3 на рис. 5.26), подключенного ко вторичной обмотке трансформатора T_1 генератора импульсов через диоды VD_5 , VD_6 и транзистор VT_2 [56]. Напряжение вторичной обмотки T_1 прикладывается через диоды VD_3 , VD_4 и транзистор VT_1 к первичной обмотке T_2 в интервале времени, когда транзистор VT_1 находится в режиме насыщения от сигнала U_n . Транзистор VT_4 модуля открыт током базы, протекающим от вторичной обмотки T_2 , а транзистор VT_3 закрыт. Во время паузы в управляющем напряжении U_n транзистор

VT_1 закрывается и разрывает цепь подачи напряжения на первичные обмотки T_2 , а транзистор VT_2 открывается. Следовательно, на вторичных обмотках T_2 напряжение пропадает и появляется напряжение на вторичных обмотках T_3 , которое обеспечивает форсированное запирающее силовых транзисторов VT_4 . Для исключения возможности приоткрывания ранее запертых силовых транзисторов ПМ во время паузы трансформатор T_2 имеет дополнительную обмотку, подключенную через выпрямитель (VD_1, VD_2) к

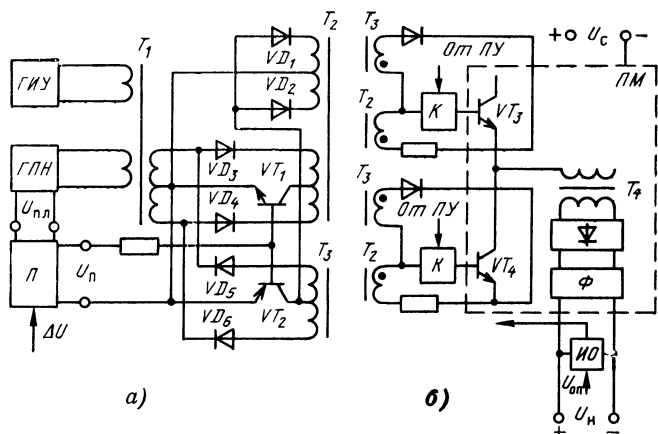


Рис. 5.26. Формирователь ШИМ-сигнала для управления мостовой (а) и полумостовой (б) схемами ПМ

транзистору VT_2 . Время запирающего транзисторов в данной схеме снижается до 0,5—1 мкс, что позволяет повысить частоту преобразования до 30—60 кГц без введения специальных симметрирующих устройств. Кроме того, схема успешно работает как при регулировании ширины импульса управления силовыми транзисторами по фронту или спаду, так и при двухсторонней широтно-импульсной модуляции, т. е. силовые транзисторы могут быть открыты на любом интервале в рамках половины периода напряжения ГЛУ. Причем число транзисторов, на которые подается управляющий сигнал, может быть любым. Например, в [57] показано управление тремя последовательно соединенными ПМ, выполненными по мостовой схеме.

Управление однократным регулируемым ПМ с помощью ШИМ-сигнала прежде всего связано с обеспечением эффективного запирающего силового транзистора, поскольку последнее осуществляется за счет энергии, накопленной

в индуктивности трансформатора за управляющий интервал времени.

Для управления одноктактным ПМ может быть рекомендована схема (рис. 5.27,а), обеспечивающая эффективное запирающее силового транзистора за счет подключения дополнительной обмотки к источнику питания во время паузы сигнала управления [58]. Во время положительного напряжения на выходе П (интервал $0-t_1$ на рис. 5.27,б) транзистор VT_1 открыт, напряжение пи-

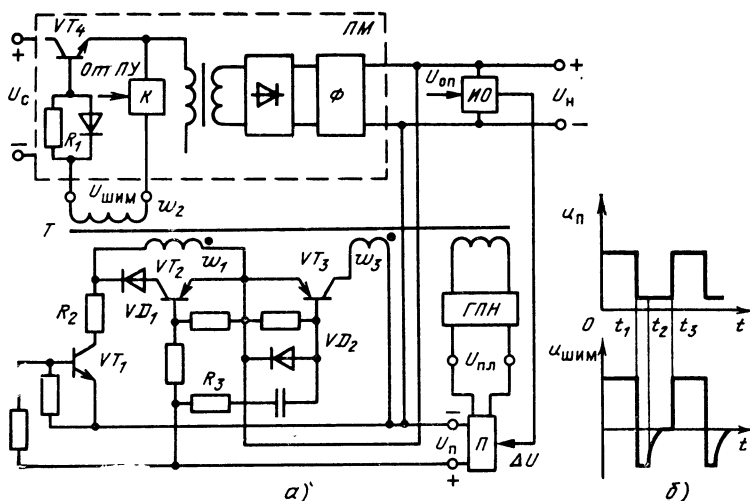


Рис. 5.27. Формирователь ШИМ-сигнала для управления одноктактным ПМ (а) и временные диаграммы напряжений (б)

тания (U_n) приложено к обмотке w_1 трансформатора T и во вторичной обмотке w_2 наводится ЭДС, образующая базовый ток силового транзистора VT_4 , который определяется резистором R_1 . В момент времени t_1 уровень напряжения U_n становится близким к нулю, транзистор VT_1 закрывается, а транзисторы VT_2 и VT_3 открываются. Поскольку транзистор VT_1 обладает собственной инерционностью, на время рассасывания избыточного заряда в его базе все три транзистора находятся в открытом состоянии и ток на этом интервале времени ограничивается резистором R_2 . С момента t_1 полярность напряжения на обмотках T изменяется на противоположную (за счет подключения обмотки w_3 к источнику питания через транзистор VT_3) и запирающий базовый ток транзистора VT_4 определяется коллекторным током транзистора VT_3 , а его величина

ограничивается резистором R_3 . После окончания процесса рассасывания избыточного заряда энергия, накопленная в индуктивности T , возвращается в источник питания через коллекторный переход транзистора VT_3 и диод VD_2 . Отрицательное напряжение на базе транзистора VT_4 определяется отношением чисел витков обмоток ω_2 и ω_3 . К моменту времени t_2 напряжение на обмотке ω_3 становится меньше, чем напряжение источника U_n , трансформатор T оказывается ненагруженным (за исключением обратных токов диодов и транзисторов) и начинается колебательный процесс, обусловленный наличием межвитковых емкостей и индуктивностей рассеяния обмоток.

Для исключения положительного напряжения на обмотке ω_2 трансформатора T во время паузы управляющего сигнала U_n служит шунтирующая обмотка ω_1 цепочка — открытый транзистор VT_2 и диод VD_1 .

С момента времени t_3 транзисторы VT_2 и VT_3 закрываются, а транзистор VT_1 открывается сигналом управления U_n и процесс повторяется.

Максимальный коэффициент заполнения импульсов q_{max} управления силовым транзистором ПМ определяется отношением чисел витков обмоток ω_3 и ω_1 и может быть доведен до $q=0,7\div 0,8$ [59]. В качестве материала магнитопровода трансформатора T могут быть использованы ферритовые магнитопроводы, имеющие высокую магнитную проницаемость (например, М2000НМ).

5.5. ПОВЫШЕНИЕ НАДЕЖНОСТИ СХЕМ УПРАВЛЕНИЯ ДИО

Надежность ДСН модульного типа определяется как вероятностью безотказной работы ДИО ($p_{дио}(t)$), которая может повышаться путем введения к N основным M резервных ПМ (см. § 4.3), так и повышением вероятности безотказной работы схемы управления $p_{св}(t)$. В случае централизованного выполнения схемы управления вероятность безотказной работы ДСН [40]

$$p_{ДСН}(t) = p_{св}(t) p_{дио}(t) = p_{св}(t) \sum_{i=N}^{N+M} C_{M+N}^i [p_{ПМ}(t)]^i \times \\ \times [1 - p_{ПМ}(t)]^{N+M-1}. \quad (5.36)$$

Для получения высокой общей надежности ДСН модульного типа необходимо обеспечить выполнение условия $p_{св}(t) \geq p_{дио}(t)$. Повышение надежности схемы управле-

ния путем поэлементного резервирования неэффективно из-за сложности резервирования трансформаторов. Поэтому наиболее целесообразно применять поузловое резервирование схемы управления.

На рис. 5.28 показана наиболее общая функциональная схема ДСН матричного типа, на примере которой целесообразно рассмотреть поузловое резервирование схемы управления, состоящей из усилителя мощности УМ ШИМ-сигнала, преобразователя П сигнала рассогласования ΔU в последовательность импульсов управления, генератора импульсов управления ГИУ и измерительного органа ИО.

Система, выполненная по рис. 5.29,а, предусматривает централизованное исполнение УМ (например, по схеме рис. 5.24 на транзисторах VT_1 — VT_3) с поэлементным ре-

зервированием по схеме «четверка», как показано на рис. 5.30. Пробой или КЗ перехода эмиттер — коллектор любого из четырех транзисторов плеча не приводит к потере работоспособности схемы. Пробой перехода коллектор — база сопровождается протеканием через базовый резистор R_B тока $I_{KB} = 2U_c/R_B$, который может быть ограничен резистором R_B . Для исключения влияния пробоя перехода коллектор — база транзистора VT_3 на работу схемы преобразователя в цепь баз включены развязывающие диоды. В данной схеме нерезервированными остаются трансфор-

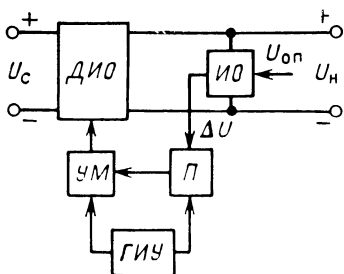


Рис. 5.28. Функциональная схема ДСН

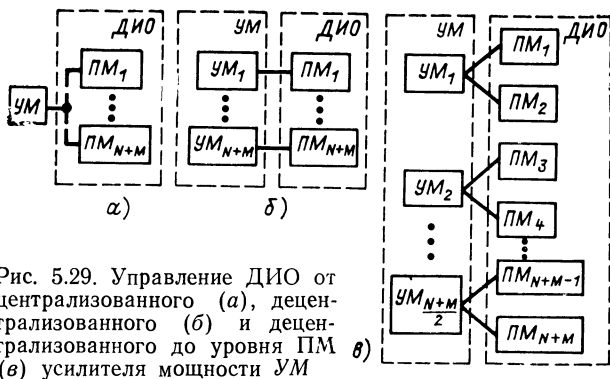


Рис. 5.29. Управление ДЮ от централизованного (а), децентрализованного (б) и децентрализованного до уровня ПМ (в) усилителя мощности УМ

маторы T_1 , T_2 и, кроме того, в случае отказа входной цепи одного ПМ ДИО перегрузке может быть подвержена как схема УМ, так и исправные ПМ из-за искажения ШИМ-сигнала.

Схема (рис. 5.29,б) предусматривает децентрализацию УМ до уровня числа $N+M$ ПМ ДИО. В этом случае УМ имеет $N+M$ гальванически и магнитно не связанных выходов, каждый из которых соединен со входом своего ПМ, а отказ любого устройства приводит к отказу только пары

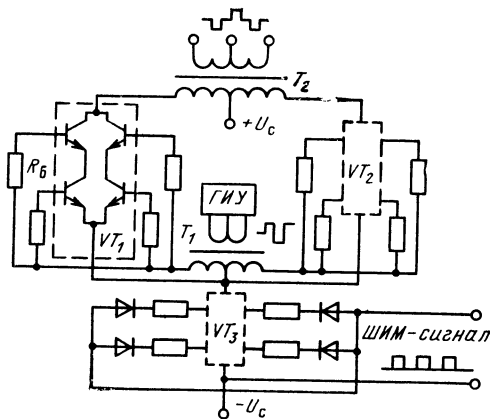


Рис. 5.30. Принципиальная схема резервированного «четверкой» усилителя мощности

УМ — ПМ. Поэтому вероятность безотказной работы такой структуры может быть высокой и определяется согласно выражению

$$p(t) = \sum_{i=N}^{N+M} C_{N+M}^i [p_{\text{ПМ}}(t) p_{\text{УМ}}(t)]^i [1 - p_{\text{ПМ}}(t) p_{\text{УМ}}(t)]^{N+M-i}, \quad (5.37)$$

где $p_{\text{ПМ}}(t)$, $p_{\text{УМ}}(t)$ — вероятность безотказной работы ПМ и УМ соответственно.

Однако такая децентрализация приводит к значительной громоздкости схемы управления, и сложность ее реализации тем выше, чем больше количество ПМ в ДИО и чем меньше мощность сигнала, требуемая от УМ.

Упрощения реализации УМ можно достигнуть путем уменьшения глубины его секционирования до уровня столбца ПМ, который может содержать 2, 3, ..., l ПМ. На рис. 5.29,в показана система с децентрализацией УМ до двух ПМ. Как и в ДИО, в УМ имеется $N/2$ основных и $M/2$ резервных ПМ.

При всех исправных усилителях мощности система сохраняет свою работоспособность, пока общее число отказавших ПМ не превысит M . Тогда составляющая вероятности безотказной работы системы

$$p_1(t) = [p_{\text{СУ}}(t)]^{\frac{N+M}{2}} \sum_{i=N}^{N+M} C_{N+M}^i [p_{\text{ПМ}}(t)]^i [1 - p_{\text{ПМ}}(t)]^{N+M-i}. \quad (5.38)$$

При выходе из строя одного из УМ число резервных ПМ уменьшается на два, и составляющая вероятности безотказной работы для этого случая равна

$$p_2(t) = \frac{N+M}{2} \left[p_{\text{СУ}}(t)^{\frac{N+M}{2}-1} \right] \times \\ \times [1 - p_{\text{СУ}}(t)] \sum_{i=N}^{N+M-2} C_{N+M-2}^i [p_{\text{ПМ}}(t)]^i [1 - p_{\text{ПМ}}(t)]^{N+M-2-i}. \quad (5.39)$$

Для последней составляющей вероятности безотказной работы, когда отказывает ровно $M/2$ усилителей мощности, можно записать

$$p_{M/2}(t) = C_{\frac{N+M}{2}}^{M/2} p_{\text{СУ}}(t) [1 - p_{\text{СУ}}(t)]^{M/2} [p_{\text{ПМ}}(t)]^N. \quad (5.40)$$

При таком соотношении числа отказавших и исправных УМ отказ любого ПМ приводит к потере работоспособности всей системы.

Путем суммирования (5.38) — (5.40) можно определить вероятность безотказной работы всей системы:

$$p_{\Sigma}(t) = \sum_{j=N}^{M/2} \left\{ C_{\frac{N+M}{2}}^j [p_{\text{СУ}}(t)]^j [1 - p_{\text{СУ}}(t)]^{\frac{N+M}{2}-j} \times \right. \\ \left. \times \sum_{i=N}^{M-2j} C_{N+M-2j}^i [p_{\text{ПМ}}(t)]^i [1 - p_{\text{ПМ}}(t)]^{(N+M-2j-i)} \right\}. \quad (5.41)$$

Если предположить, что любой отказ в звене, состоящем из УМ и двух ПМ, приводит к его неработоспособ-

ности, то (5.41) несколько упрощается:

$$p_{\Sigma}(t) = \sum_{i=N}^{M/2} C_{N+M}^i \frac{1}{2} \{p_{\text{СВ}}(t) [p_{\text{ПМ}}(t)]^2\}^i \times \\ \times \{1 - p_{\text{СВ}}(t) [p_{\text{ПМ}}(t)]^2\}^{\frac{N+M}{2} - i}. \quad (5.42)$$

На рис. 5.31 показана принципиальная схема резервированного УМ по структуре, изображенной на рис. 5.29, в, причем ПМ₁ и ПМ₂ расположены в разных рядах ДИО (см. рис. 4.8). Для данной схемы существует опасность ис-

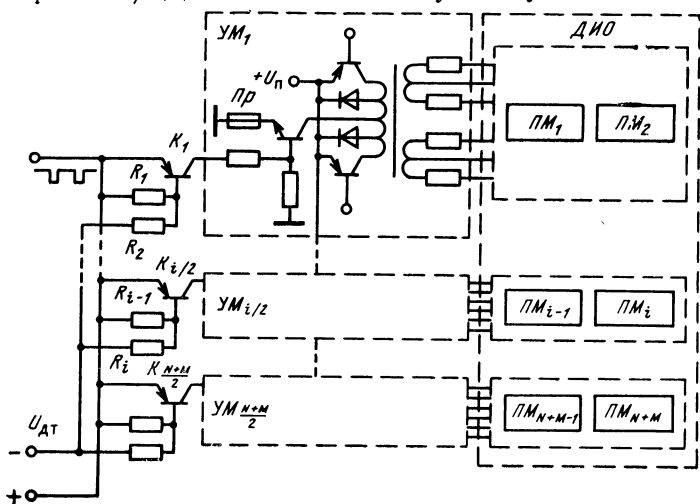


Рис. 5.31. Схема резервированного звена УМ

кажения выходного сигнала при возникновении в первичной обмотке трансформатора короткозамкнутых витков. Любой другой вид отказа одного из элементов УМ, например из-за КЗ в цепях транзисторов, диодов или обмоток трансформатора, приводит к выжиганию плавкого предохранителя включенного в цепь источника питания.

На каждый УМ поступает ШИМ-сигнал через свой коммутирующий ключ K , который управляется сигналом со схемы датчика тока. Базовые резисторы R_1 и R_2 в каждом ключе выбраны таким образом, что при малом токе нагрузки, а следовательно, и малом сигнале датчика тока открыта небольшая часть ключей. С увеличением тока I_n количество открытых ключей возрастает, что увеличивает

число включенных в работу ПМ. При этом зависимость между током I_n и числом включенных ПМ выбирается линейной, возрастающей от M (ток нагрузки равен нулю) до $N+M$ (при $I_n=I_{nmax}$). Поскольку подключение ПМ при броске тока нагрузки происходит практически мгновенно, то перегрузок ключей в данной схеме не наблюдается. Расчеты показали, что оптимальная мощность звена, состоящего из УМ и двух ПМ, лежит в пределах 100—200 Вт, в то время как оптимальная мощность ПМ без УМ лежит в пределах 50—100 Вт для заданной степени надежности.

Преобразователь Π сигнала рассогласования ΔU в последовательность импульсов с переменным коэффициентом заполнения может быть выполнен на основе компаратора с использованием интегральных схем типа 1УТ401А,Б или 1УТ402А,Б, как показано на рис. 5.24.

На рис. 5.32 показано несколько схем резервированных компараторов. Схема по рис. 5.32, а состоит из трех компараторов $K_1—K_3$, на входы каждого из которых через резистор R_1 поступает сигнал с измерительного органа U , а через резистор R_2 пилообразное напряжение $U_{п,н}$, и выходы компараторов через резисторы R_3 включены на общую нагрузку [60]. Балластные резисторы R_3 исключают шунтирование выхода исправных схем при выходе одной из них. Резисторы R_1 и R_2 выбираются из условия, чтобы их сопротивления были много меньше внутренних сопротивлений источников опорного и пилообразного напряжений и много меньше входных сопротивлений компараторов. Это позволяет исключить влияние отказавшего компаратора на сигналы U и $U_{п,н}$. Отказ любого компаратора приводит лишь к изменению амплитуды ШИМ-сигнала, а коэффициент заполнения остается неизменным. Схема работоспособна в том случае, если количество исправных компараторов не менее двух. Можно строить схемы с «голосованием по большинству», например из 4 по 3 или из 5 по 3. В любом случае схема сохраняет работоспособность при числе исправных компараторов большем числа неисправных.

Практически трудно обеспечить резервирование схемы измерительного органа и усилителя сигнала рассогласования, поэтому целесообразно на каждый компаратор подать сигнал со своего измерительного органа, а выходы компараторов соединить с транзисторной «четверкой» плеча усилителя мощности, как показано на рис. 5.32, б [61]. Данная схема обеспечивает резервирование «четверкой» одновременно измерительного органа, преобразователя и одного плеча усилителя мощности. Отказ любого элемента в од-

ном из каналов управления не выводит из строя всю схему. Кроме того, имеется большое количество благоприятных гипотез, когда отказ двух и трех каналов является допустимым для резервированной схемы в целом.

Число каналов управления можно уменьшить до трех, применяя схему связи компараторов и транзисторного плеча УМ по схеме рис. 5.32, в, в которой каждый из трех компараторов управляет двумя транзисторами плеча.

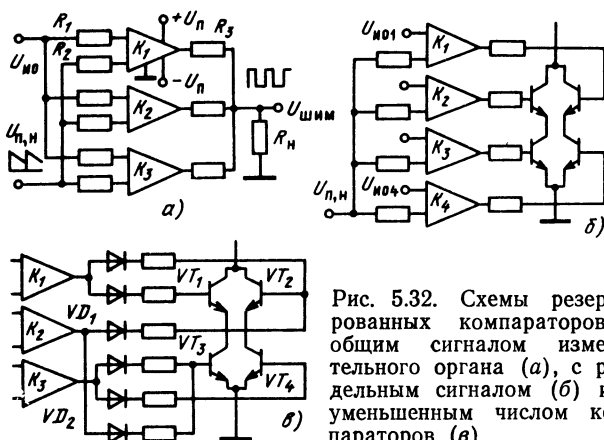


Рис. 5.32. Схемы резервированных компараторов с общим сигналом измерительного органа (а), с раздельным сигналом (б) и с уменьшенным числом компараторов (в)

При отказе компаратора и его цепей управления он выдает «плюс» и открываются два соответствующих транзистора, а два остальных компаратора выдают «минус», поэтому два других транзистора плеча будут закрыты. Так как каждый ложно открытый транзистор включен последовательно с истинно закрытым транзистором, все плечо находится в закрытом состоянии. При отказе одного из компараторов на «минус» и наличии «плюса» на выходах других компараторов закрывается только один транзистор, а три остальных будут открыты и, следовательно, работоспособность схемы сохраняется. Например, при отказе K_1 закрывается только VT_1 , а VT_2 открывается сигналом с компаратора K_2 , а при отказе K_2 его «минус» не проходит через VD_1 , VD_2 и транзисторы VT_3 и VT_4 отпираются сигналами компараторов K_1 и K_3 .

В случае, когда точность стабилизации напряжения может быть невысокой, возможно поэлементное резервирование источника опорного напряжения измерительного органа, как показано на рис. 5.33, а, где все стабилитроны и диоды выбираются однотипными. При обрыве одного из

стабилитронов напряжение на обоих плечах схемы практически не меняется, и остается неизменным напряжение на нагрузке. В случае возникновения КЗ в одном из стабилитронов положительным потенциалом напряжения на нагрузке закрывается диод неисправного плеча и напряжение на нагрузке не изменяется. Пробой любого диода ведет к увеличению выходного напряжения на величину падения напряжения на открытом диоде.

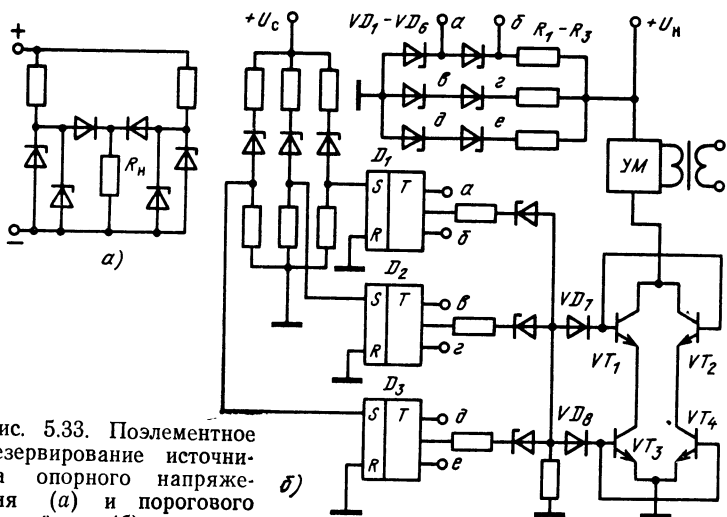


Рис. 5.33. Поэлементное резервирование источника опорного напряжения (а) и порогового устройства (б)

Пороговое устройство ПУ, схема которого приведена на рис. 5.21, включает в себя триггер Шмитта D , транзисторный ключ VT_3 и усилитель мощности (VT_4 , VT_5). Отказ ПУ может привести к потере работоспособности всего стабилизатора.

Одна из возможных схем резервирования ПУ приведена на рис. 5.33, б. В ней имеется три триггера D_1 — D_3 со своими входными цепями, которые определяют их порог срабатывания и петлю гистерезиса. Все три триггера объединены по выходу через балластные резисторы и пороговые стабилитроны. Напряжение питания каждого триггера подается с отдельных питающих цепочек, состоящих из резисторов R_1 — R_3 и стабилитронов VD_1 — VD_6 . На общем выходе трех триггеров напряжение может быть либо положительно, либо нулевого значения, при этом любой отказ одного из них не приводит к потере работоспособности

всей схемы. Транзисторный ключ $VT_1—VT_4$ представляет собой соединение транзисторов по схеме «четверка», а диоды VD_7, VD_8 развязывающие. С выходом из строя любого элемента в цепях обслуживания триггера отказывает весь канал триггера, состоящий из питающей цепочки, порогового стабилитрона и балластного резистора.

В качестве генератора импульсов управления широкое применение находит магнитный мультивибратор (схема Ройера), надежность которого определяется безотказной работой транзисторов и трансформатора. Повышение надежности транзисторов может быть достигнуто путем применения метода «глубокого секционирования» или соединения транзисторов по схеме «четверка». Повышение надежности трансформатора путем дублирования обмоток гарантируется лишь для случая обрыва одной из них, но схема становится неработоспособной при КЗ нагрузки и межвитковых замыканиях.

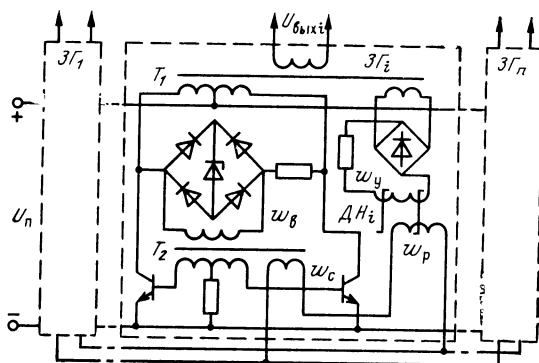
Повышение надежности ГИУ целесообразно проводить путем поузлового резервирования на уровне функционально законченного самовозбуждающегося задающего генератора (ЗГ). В этом случае, исходя из требований равномерной загрузки параллельно работающих преобразовательных модулей, необходимо обеспечить синхронную работу ЗГ при возникновении КЗ в цепях нагрузки и межвитковых замыканиях в любом трансформаторе ЗГ, а также при отказе любого элемента схемы ЗГ.

Из всех схемотехнических решений синхронизации мультивибраторов с магнитными связями наиболее простым и эффективным является применение принудительного подмагничивания магнитного времязадающего элемента [62].

На рис. 5.34 приведена схема синхронизированных ЗГ, обеспечивающая высокую надежность. Она выполнена на однотипных $ЗГ_1—ЗГ_n$ с использованием дополнительных коммутирующих трансформаторов T_2 , на магнитопроводах которых расположены идентичные обмотки синхронизации ω_c , соединенные между собой параллельно. Стабилизацию частоты можно осуществить, например, параметрической стабилизацией переменного напряжения, подводимого к времязадающей обмотке ω_v трансформатора T_2 . Для предотвращения срыва генерации всех ЗГ при КЗ в обмотках одного из коммутирующих трансформаторов в цепь обмотки ω_c каждого $ЗГ_i$ включены рабочие обмотки ω_p насыщенного дросселя $ДН_i$. При КЗ в обмотках T_2 $ЗГ_i$ его генерация срывается, обмотка управления ω_y $ДН_i$ обесточивается.

вается, он выходит из насыщения и отключает неисправный $ЗГ_i$ от общей цепи синхронизации. Выполнение обмоток ω_y на двух магнитопроводах позволяет избежать потерь, возникающих вследствие трансформации напряжения из цепи рабочей обмотки. Выходные трансформаторы T_1 генераторов работают в линейном режиме, а коммутирующие T_2 выполнены на магнитопроводах с прямоугольной петлей гистерезиса и рассчитаны на работу с заходом в область насыщения. При насыщении магнитопровода T_2

Рис. 5.34. Схема синхронизированных ЗГ



генератора с наивысшей собственной частотой индуктивное сопротивление его обмоток резко падает, что приводит к режиму, близкому к КЗ в цепи обмоток ω_c остальных ЗГ. Скорость перемагничивания магнитопровода T_2 при этом резко замедляется, вызывая в размещенных на них обмотках эффект, эквивалентный насыщению магнитопровода. Это вызывает одновременную коммутацию транзисторов всех ЗГ, несмотря на то что магнитопроводы T_2 остальных ЗГ еще не достигли насыщения. Таким образом момент переключения транзисторов всех ЗГ оказывается синхронизированным с моментом переключения транзисторов ЗГ с наивысшей собственной частотой.

Частота коммутации синхронизированных ЗГ остается практически неизменной в случае отказа любого ЗГ, за исключением отказа ЗГ с наивысшей собственной частотой. Однако и в этом случае синхронная работа остальных ЗГ не нарушается, а лишь происходит снижение синхронной частоты до значения собственной частоты ЗГ, наиболее близкой к ее прежнему значению.

Повышение КПД схемы достигается снижением динамических потерь на переключение транзисторов за счет переноса времязадающего элемента из выходной цепи (тран-

сформатор T_1) в цепь обратной связи (трансформатор T_2) и обеспечения линейного режима работы выходного трансформатора T_1 .

Анализ мощности потерь от протекания уравнивающих токов по цепи синхронизации показывает, что эта мощность в основном определяется технологическим разбросом напряжений стабилизации используемых стабилитронов и в меньшей степени — разбросом токов намагничивания времязадающих трансформаторов; разбросом же приведенных базовых токов вообще можно пренебречь [63].

Таким образом, данный способ синхронизации ЗГ является весьма эффективным при синхронизации практически любого количества ЗГ и не налагает каких-либо ограничений на использование схемотехнических решений, призванных улучшить характеристики ЗГ (повышение стабильности частоты и выходного напряжения или снижения динамических потерь).

Разработанный по схеме рис. 5.34 блок синхронизированных ЗГ содержит 16 ЗГ общей выходной мощностью 48 Вт при частоте коммутации 18 ± 1 кГц и сохраняет работоспособность при выходе из строя практически любого количества входящих в него ЗГ.

5.6. ДИНАМИЧЕСКИЕ СВОЙСТВА СТАБИЛИЗАТОРОВ С ДИО АДАПТИРУЕМОЙ СТРУКТУРЫ

Дискретный стабилизатор постоянного напряжения с ДИО адаптируемой структуры как система автоматического регулирования представляет собой импульсную систему с переменными параметрами, поскольку имеется ШИМ-регулирование выходного напряжения и происходит изменение (адаптация) структуры ДИО при изменении напряжения первичной сети и тока нагрузки.

В [64] показано, что система с ШИМ-регулированием, имеющая в качестве непрерывной части фильтр нижних частот, при расчете на устойчивость приблизительно может заменяться непрерывной системой. Для этого необходимо, чтобы выполнялось условие

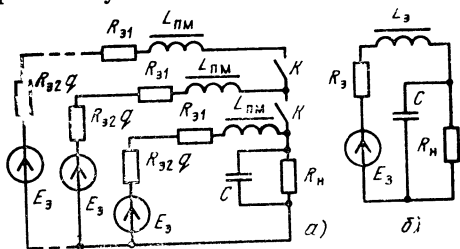
$$f_{\text{ср}} \leq f - 6F,$$

где $f_{\text{ср}}$ — частота среза фильтра; f — несущая частота модулятора; F — верхняя частота модуляции входного сигнала.

В этом случае анализ устойчивости стабилизатора можно проводить методами, применяемыми для непрерывных

систем, и исследование переходных процессов целесообразно проводить во временной области, так как применение частотных методов не позволяет установить простыми приемами связь между передаточной функцией и разностным уравнением системы с переменными параметрами, а также не удастся установить связь передаточных функций таких систем в замкнутом и разомкнутом состояниях.

Рис. 5.35. Эквивалентная схема ДИО (а) и столбца ПМ (б) при последовательном их подключении



С увеличением напряжения на входе ДИО U_0 процесс подключения ПМ при их соединении по входным и выходным цепям типа ПОС—ПР можно проиллюстрировать с помощью эквивалентной схемы ДИО, изображенной на рис. 5.35, а, где обозначено: $L_{пм}$ — индуктивность дросселя ПМ; $R_{31} = R_L + R_{VD} + R_2$ — суммарное сопротивление дросселя R_L , диода R_{VD} и вторичной обмотки трансформатора R_2 (см. рис. 5.6); $R_{32q} = (R_{вн} + R_T + R_1) k_T q$ — суммарное сопротивление первичного источника $R_{вн}$, транзистора R_{VT} и первичной обмотки R_1 , которые приведены ко вторичной обмотке трансформатора; q — коэффициент заполнения управляющих импульсов; k_T — коэффициент трансформации; $E_3 = E_0 q k_T / l$ — эквивалентная ЭДС, действующая на вторичной обмотке трансформатора; E_0 — ЭДС первичного источника питания; $l = U_0 / U_{доп}$ — число последовательно соединенных ПМ; U_0 — напряжение первичного источника питания (на входе ДИО); $U_{доп}$ — максимально допустимое напряжение на входе ПМ.

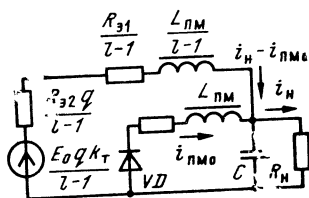


Рис. 5.36. Эквивалентная схема ДИО при последовательном отключении ПМ

Последовательное подключение ПМ путем замыкания ключа K означает изменение параметров цепи $L_3 = L_{пм} / l$, $R_3 = (R_{31} + R_{32q}) / l$ и $E_3 = E_0 q k_T / l$ эквивалентной схемы столбца ПМ (рис. 5.35, б). Для процесса отключения ПМ при уменьшении напряжения U_0 можно составить эквивалентную схему, приведенную на рис. 5.36.

В эквивалентной цепи оставшихся включенными ПМ изменяются параметры в связи с уменьшением на единицу числа l . Кроме того, параллельно с ней оказывается включенной цепочка, по которой отдает энергию индуктивность отключенного ПМ (ток $i_{\text{ПМ}0}$).

Для оценки процессов, происходящих в данной схеме, следует считать, что напряжение U_c на конденсаторе за время τ_0 (время уменьшения тока дросселя отключенного ПМ до нуля) и за время τ_b (время возрастания оставшегося тока в работающих ПМ до тока i_H) остается неизменным. Это будет справедливо, если τ_0 и τ_b не превосходят нескольких периодов коммутации силовых транзисторов ПМ.

Тогда для тока дросселя отключенного ПМ можно записать

$$i_{\text{ПМ}0}(t) = i_{\text{ПМ} \text{ ном}} - \frac{U_H}{R_{\Sigma 1}} (1 - e^{-R_{\Sigma 1} t / L_{\text{ПМ}}}), \quad (5.43)$$

где $i_{\text{ПМ} \text{ ном}}$ — номинальное значение тока ПМ.

Если принять $R_{\Sigma 1} \approx 0$, то

$$\tau_0 = i_{\text{ПМ} \text{ ном}} L_{\text{ПМ}} / U_c. \quad (5.44)$$

Значение индуктивности $L_{\text{ПМ}}$ выбирается из условия непрерывности тока дросселя ПМ:

$$L_{\text{ПМ}} \geq \frac{U_H T}{2 i_{\text{ПМ} \text{ ном}}} \frac{1 - q_{\text{min}}}{q_{\text{min}}}, \quad (5.45)$$

тогда

$$\tau_0 \geq \frac{T}{2} \frac{1 - q_{\text{min}}}{q_{\text{min}}} \approx \frac{T}{2}. \quad (5.46)$$

При тех же опущениях ток $i_{\text{ПМ}p}$ в работающих ПМ

$$\begin{aligned} i_{\text{ПМ}p}(t) &= i_H - i_{\text{ПМ} \text{ ном}} + \frac{E_0 q}{l R_{\Sigma 2}} \left(1 - e^{-\frac{R_{\Sigma 2}}{L_{\text{ПМ}}} t} \right) \approx \\ &\approx i_H - i_{\text{ПМ} \text{ ном}} + \frac{E_0 q}{L_{\text{ПМ}} l} t. \end{aligned} \quad (5.47)$$

Время τ_b определяется согласно выражению

$$\tau_b = i_{\text{ПМ} \text{ ном}} L_{\text{ПМ}} l / E_0 q. \quad (5.48)$$

Поскольку в первый момент времени после отключения ПМ коэффициент заполнения q не успевает измениться ($U_H = \text{const}$), а старое значение определялось как

$$q \approx U_H l / E_0, \quad (5.49)$$

можно записать, что

$$\tau_B \approx i_{\text{ПМ}} L_{\text{ПМ}} / U_c \approx \tau_0. \quad (5.50)$$

Таким образом, за один-два периода коммутации происходит перераспределение тока между работающими и отключенными ПМ. В это же время суммарный ток ПМ

$$i_{\text{ПМ}} = i_{\text{ПМ}0}(t) + i_{\text{ПМ}p}(t) \approx i_{\text{ПМ ном}} - \frac{U_c}{L_{\text{ПМ}}} t + i_n - i_{\text{ПМн}} + \frac{E_0 q}{L_{\text{ПМ}l}} t = i_n \quad (5.51)$$

остается постоянным, а следовательно, неизменны U_n и q .

Дальнейшее увеличение тока ПМ, приводящее к увеличению U_c и уменьшению q , происходит уже при одной цепочке работающих ПМ. Таким образом, при отключении ПМ в столбце, как и в случае их подключения, изменяются только параметры L_3 , R_3 , E_3 эквивалентной схемы, приведенной на рис. 5.35,б.

При подключении или отключении столбцов ПМ, имеющих соединение типа ПОС — ПР, из-за изменения тока нагрузки I_n также изменяются параметры L_3 и R_3 согласно выражениям

$$L_3 = \frac{L_{\text{ПМ}}}{ln}; \quad R_3 = \frac{R_{\Sigma 1} + R_{\Sigma 2} \gamma}{ln}, \quad (5.52)$$

где n — число параллельно соединенных модулей.

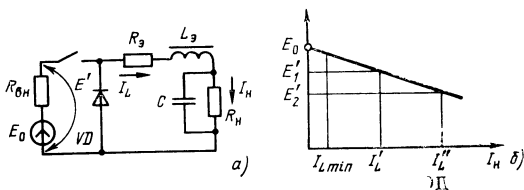


Рис. 5.37. Эквивалентная схема ДСН при коммутации столбцов ПМ (а) и внешняя характеристика первичного источника (б)

В общем виде эквивалентная схема ДСН модульного типа имеет вид, изображенный на рис. 5.37,а. Предполагалось, что первичный источник ограниченной мощности имеет падающую внешнюю характеристику $E' = E_0 - I_n R_{\text{вн}}$ (рис. 5.37,б).

Для данной эквивалентной схемы справедливы следующие соотношения [65]:

$$I_L = C \frac{dU_n}{dt} + \frac{U_n}{R_n}; \quad (5.53)$$

$$A \frac{d^2 U_n}{dt^2} + B \frac{dU_n}{dt} + U_n = kEq, \quad (5.54)$$

где

$$k = \frac{R_H}{R_H + R_3}; \quad A = \frac{CL_3 R_H}{R_H + R_3};$$

$$B = \frac{L_3 + CR_H R_3}{R_H + R_3}; \quad R_3 = [R_L + R_{VD} + R_2 + k_T q (R_{VT} + R_1)] / \ln.$$

На рис. 5.38 показана структурная схема ДСН, где обозначено: ΔU — сигнал рассогласования;

$$W_1(p) = \frac{U_H(p)}{\gamma E(p)} = \frac{k_1}{Ap^2 + Bp + 1}; \quad (5.55)$$

$$W_2(p) = \frac{I_L(p)}{U_H(p)} = k_2(Tp + 1). \quad (5.56)$$

В (5.55) и (5.56) и на рис. 5.38 принято: $k_1 = k$; $T = CR_H$; $k_2 = 1/R_H$; $k_3 = R_{BH}$; $k_4 = E/E' = k_T/l$.

При токе $I_{L \min}$ входное напряжение $E' \approx E_0$ включено параллельно n_{\min} столбцов, а в каждом столбце включено l модулей. После броска тока нагрузки до $I_{H \max}$ число столбцов увеличивается до n_{\max} . По мере увеличения тока I_L напряжение на входе стабилизатора E' уменьшается и в момент времени t_1 становится равным E_1' . При этом схема управления ДИО обеспечивает отключение в каж-

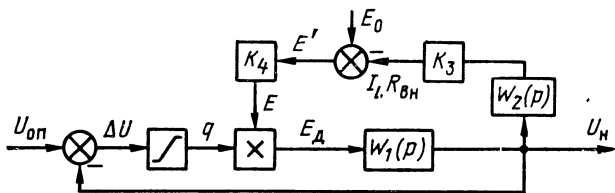


Рис. 5.38. Структурная схема ДСН

дом столбце по одному ПМ, что приводит к увеличению L_3 и R_3 и изменению напряжения на входе каждого ПМ до $U_{ПМ} = E_1' k_T / (l-1)$. В момент времени t_2 , когда E' уменьшается до E_2' , отключается еще по одному ПМ в каждом столбце, т. е. L_3 и R_3 опять увеличиваются, а $U_{ПМ} = E_2' k_T / (l-2)$.

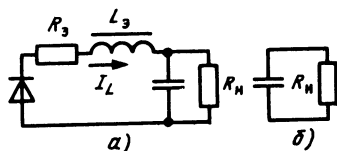
Следовательно, в переходном режиме из-за изменения параметров L_3 , R_3 и числа l изменяются передаточные функции $W_1(p)$, $W_2(p)$ и коэффициент передачи k_4 .

При сбросе тока нагрузки с $I_{н\ max}$ до $I_{н\ min}$ происходит дискретное изменение параметров $L_э$, $R_э$ и числа l в обратном порядке (весь переходный процесс протекает при числе столбцов n_{min}). Но в этом случае в начальный момент переходного процесса сигнал рассогласования $\Delta U = U_{он} - U_c < 0$ (коэффициент заполнения $q=0$) и ток I_L уменьшается от $I_L(+0) = I_{L\ max}$ до $I_L=0$, а эквивалентная схема стабилизатора примет вид, показанный на рис. 5.39,а. С момента $I_L=0$ начинается свободный разряд конденсатора C на сопротивление нагрузки R_n и уменьшение напряжения U_n , т. е. эквивалентная схема примет вид, показанный на рис. 5.39,б. В момент достижения $U_n < U_{он}$ появляется сигнал $\Delta U > 0$ и стабилизатор начинает работать в режиме схемы рис. 5.37,а.

В большинстве случаев определение и решение как разностного, так и дифференциального линейных уравнений, описывающих поведение системы с переменными параметрами, представляет большую сложность. Поэтому самым действенным средством исследования переходных процессов в дискретных системах с переменными параметрами является использование метода моделирования на АВМ.

Математическая модель ДСН для случая броска тока нагрузки, как было показано выше, должна иметь возможность автоматического переключения передаточных функций $W_1(p)$, $W_2(p)$ и коэффициента передачи k_4 , а при сбросе тока нагрузки кроме этих переключений еще необ-

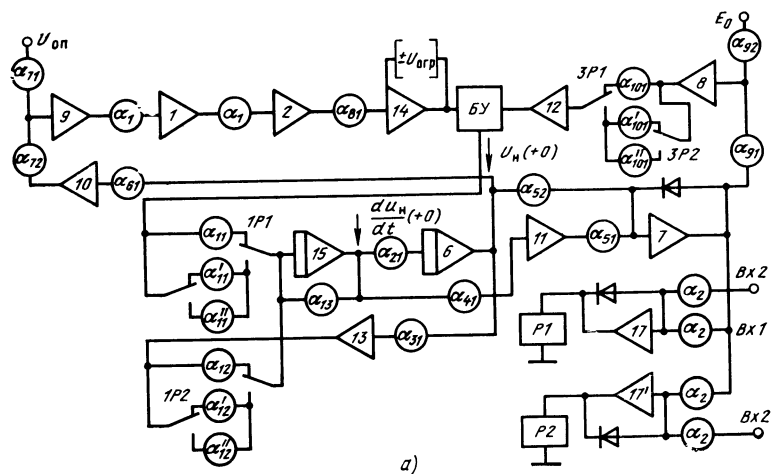
Рис. 5.39. Эквивалентная схема стабилизатора при $I_{L\ max}$ (а) и при токе $I_L=0$ (б)



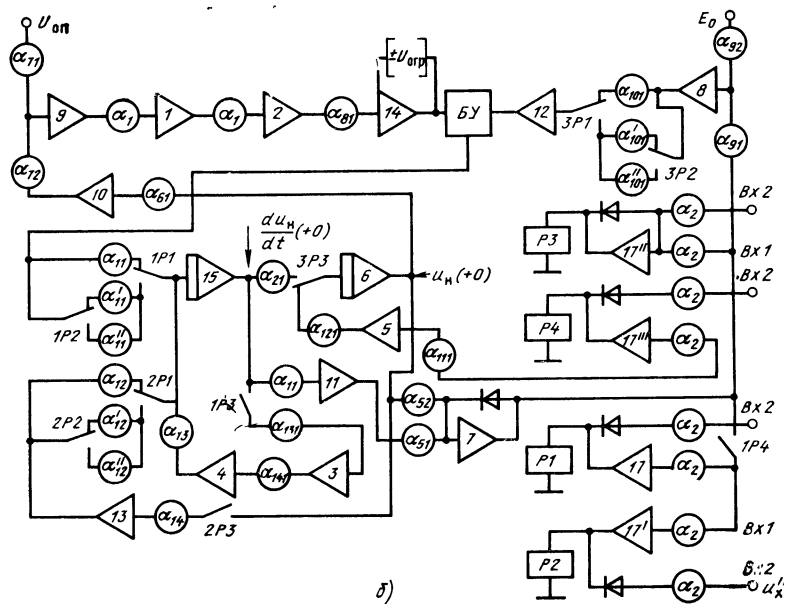
ходимо иметь возможность автоматического переключения структуры модели в соответствии с происходящими изменениями эквивалентной схемы стабилизатора (на периоды времени, когда $U_n > U_{он}$).

На рис. 5.40,а приведена схема модели ДСН модульного типа для случая броска тока нагрузки, которая составлена на основе структурной схемы (см. рис. 5.38) по дифференциальным уравнениям (5.53) и (5.54). Моделирование осуществлялось на АВМ типа МН-7.

Операция для напряжения U_c выполняется на интеграторах 6, 15 и усилителе 13, а для тока I_L — на усилителях



a)



b)

Рис. 5.40. Схема модели ДСН модульного типа для броска тока на грузки (а) и сброса тока нагрузки (б)

7 и 11. Причем усилитель 6 обеспечивает инвертирование знака в цепи обратной связи.

Выявление уровня сигнала рассогласования ΔU осуществляется на усилителе 9. Усилители 1 и 2 служат для изменения общего коэффициента усиления системы при исследованиях статического и динамического режимов. Усилитель 14 с ограничением воспроизводит зависимость $q=f(\Delta U)$, а усилители 8 и 12 — зависимость $U_{\text{пм}}=k_4(E_0-I_L R_{\text{вн}})$. Блок умножения БУ типа НБН-1М используется для получения произведения Eq .

Для обеспечения автоматического переключения передаточных функций и коэффициента k_4 применяются два компаратора 17, 17' и реле P1, P2. На входы Bx2 компараторов подаются напряжения, пропорциональные I_L' , I_L'' (рис. 5.37,б), а на входы Bx1 — напряжение, пропорциональное текущему значению I_L . При достижении током значения I_L' включается реле P1 и переключает контактами 1P1, 2P1, 3P1 коэффициенты α_{11} , α_{12} и α_{101} на новые значения α_{11}' , α_{12}' , α_{101}' (α_{13} обеспечивается постоянным при любом I_L), а при достижении током I_L значения I_L'' включается реле P2 и коэффициенты принимают соответствующие значения α_{11}'' , α_{12}'' , α_{101}'' . Коэффициент передачи α_1 выбирается при настройке схемы, а коэффициент передачи $\alpha_2=1$. Схема модели без устройств переключения (17, 17', P1, P2) представляет собой схему модели импульсного стабилизатора с широтно-импульсным регулированием.

На рис. 5.40,б показана схема модели ДСН для случая сброса тока нагрузки. Компараторы 17, 17' и реле P3, P4 служат для перекоммутации структуры модели. В течение времени, когда $U_c > U_{\text{оп}}$, реле P4 своими контактами 1P4 размыкает цепь протекания тока обмоток реле P1 и P2, обеспечивая протекание процесса при коэффициентах α_{11} , α_{12} , α_{101} .

Реле P3 при достижении тока $I_L=0$ отключается, обеспечивая работу стабилизатора по схеме рис. 5.39,а до тех пор, пока вновь не появится ток I_L .

Для расчета коэффициентов передач отдельных блоков модели ДСН целесообразно для сокращения записей ввести следующие обозначения; z — выходное напряжение U_n ; x — ток I_L ; y — произведение $E \cdot q$; τ — машинное время; $m_t=t/\tau$ — масштаб модели во времени; $m_z=U_n/U_z$ — масштаб модели по выходному напряжению; $m_x=I_L/U_x$ — масштаб модели по току I_L ; $m_y=E/U_y$ — масштаб модели по произведению Eq .

Тогда коэффициенты передач могут быть получены по расчетным формулам:

$$\begin{aligned} \alpha_{13} &= \frac{B}{A} m_t; \quad \alpha_{11} \alpha_{21} = \frac{k_2}{A} \frac{m_t^2 m_y}{m_z}; \\ \alpha_{31} \alpha_{12} \alpha_{21} &= m_t^2 / A; \quad \alpha_{41} \alpha_{51} = \\ &= C m_z / m_t m_x; \quad \alpha_{52} = m_z / m_x R_H; \\ \alpha_{61} &= 1; \quad \alpha_{71} \alpha_{81} = \alpha_{72} \alpha_{82} = U_{\text{орп}} / \Delta U_{\text{max}}; \\ \alpha_{91} &= m_x R_{\text{вн}} k_T / m_y; \quad \alpha_{91} = 1; \\ \alpha_{101} &= 1/l; \quad \alpha_{111} \alpha_{121} = m_t / C R_H. \end{aligned}$$

Коэффициенты α_{131} и α_{141} вводятся в случае, если $\alpha_{13} < 0,1$. При этом $\alpha_{131} \alpha_{141} = \frac{B}{A} m_t$, а α_{13} принимают равным единице. Ориентировочная оценка масштаба m_t может быть сделана по формуле $m_t = \sqrt{A}$. Начальные условия можно определить из соотношений

$$U_H(+0) = U_{\text{оп}} - \Delta U \text{ при сбросе тока нагрузки;}$$

$$U_H(+0) = U_{\text{оп}} \text{ при броске тока нагрузки;}$$

$$\frac{dU_H}{d\tau} (+0) = \frac{m_t}{C} \left[I_L(+0) - \frac{U_H(+0)}{R_H} \right], \quad (5.57)$$

а пороги срабатывания компараторов при сбросе тока нагрузки можно определить по формулам

$$U_x' = (E - E_1') / m_x R_{\text{вн}}; \quad U_x'' = (E - E_2') / m_x R_{\text{вн}}. \quad (5.58)$$

Исследование статических и динамических характеристик проводилось на модели ДСН матричного типа со следующими параметрами: число столбцов модулей $n_{\text{max}} = 20$, $n_{\text{min}} = 2$; число модулей в столбце $l = 3$; общее число модулей в стабилизаторе $n_{\text{max}} l = 60$; индуктивность дросселя модуля $L = 0,05$ Гн; емкость конденсатора фильтра $C = 5 \cdot 10^3$ мкФ; $I_{H \text{ min}} = 4$ А; $I_{H \text{ max}} = 44$ А; $R_{H \text{ max}} = 6,8$ Ом; $R_{H \text{ min}} = 0,61$ Ом; $E_0 = 110$ В; $U_{\text{оп}} = 27$ В; $\Delta U_{\text{max}} = 0,3$ В; $k_T = 1,1$; $R_{VT} = 0,05$ Ом; $R_{VD} = 0,06$ Ом; $R_L = 0,01$ Ом; $m_t = 0,001$; $m_z = 1$; $m_y = 2$; $m_x = 0,5$; начальные условия $U_H(+0) = +27$ В; $du_H/d\tau(+0) = \pm 8$ В (знак «+» соответствует сбросу тока нагрузки, а знак «-» соответствует броску тока нагрузки); $U_{\text{орп}} = 100$ В; $U_x' = 10,5$ В; $U_x'' = 63$ В.

Расчетные значения машинных коэффициентов передач приведены ниже:

Коэффициент		При броске тока	При сбросе тока	Коэффициент	При броске тока	При сбросе тока
$\alpha_{11}, \alpha'_{101}$		0,5	0,5	$\alpha_{92}, \alpha''_{101}, \alpha_{31}$	1,0	1,0
α'_{11}		0,32	32	α_{41}, α_{61}		
$\alpha''_{11}, \alpha'_{12}$		0,16	0,16	α_{101}	0,33	0,333
α'_{12}		0,25	0,25	$\alpha_{111}, \alpha_{131}$	—	0,1
α_{12}		0,08	0,08	α_{121}	—	0,3
α_{13}		0,33	1,0	α_{51}	10	10
α_{21}		1,0	0,1	α_{52}	3,28	0,3
α_{91}		0,52	0,52	α_{71}, α_{72}	6,66	6,66
				α_{81}	50	50

Результаты исследования зависимости статической погрешности стабилизатора $\Delta U = [U_n(+0) - U_{н,уст}]$ от коэффициента усиления цепи обратной связи $k_{о,с} = N k_n$ приведены ниже; N — кратность изменения значения коэффициента усиления по отношению к номинальному значению k_n ; $U_{н,уст}$ — напряжение на нагрузке в установившемся режиме):

N	$\Delta U, В$	N	$\Delta U, В$
50	-0,01	1	-0,17
25	-0,02	0,5	-0,3
10	-0,03	0,25	-0,5
5	-0,05	0,1	-2,2

Из расчетов видно, что стабилизатор удовлетворяет заданной точности $\Delta U_{max} = 0,3 В$ в статическом режиме, начиная с $k_{о,с} = 0,5 k_n$ и выше. Из приведенных значений статической погрешности ΔU от изменения ЭДС первичного источника при $I_n = I_{n max}$ и $k_{о,с} = k_n$ видно, что снижение ЭДС E_0 приводит к возрастанию погрешности:

$E_0, В$	$\Delta U, В$	$E_0, В$	$\Delta U, В$
35	-0,17	85	-0,08
45	-0,15	105	-0,08
65	-0,1		

Исследования на модели переходных характеристик ДСН модульного типа показали, что при броске тока нагрузки перерегулирование при $k_{о,с} = k_n$ и выше не выходит за предел 15%, а время установления составляет около 4—5 мс. Увеличение коэффициента усиления даже на два порядка не приводит к возникновению автоколебаний. Уменьшение же его на порядок приводит к увеличению перерегулирования до 35% и резкому увеличению стати-

ческой погрешности. В случае сброса тока нагрузки пере-регулирование при $k_{o,c} \geq k_n$ не превышает 10%, а время установления находится в пределах 5—6 мс. Необходимо отметить, что при увеличении коэффициента усиления на два порядка при сбросе тока нагрузки возникают автоколебания.

Глава шестая

ПРИМЕНЕНИЕ АДАПТИРУЕМЫХ ДИО В РЕГУЛЯТОРАХ И СТАБИЛИЗАТОРАХ НАПРЯЖЕНИЯ И ТОКА

6.1. ШИРОКОДИАПАЗОННЫЙ ИСТОЧНИК ПРЕЦИЗИОННОГО НАПРЯЖЕНИЯ

Для электропитания аппаратуры электронной оптики необходимо иметь напряжение, которое изменяется в широком диапазоне (100—50 000 В) с возможно минимальной дискретностью. Причем накладываются жесткие требования на нестабильность напряжения (10^{-4} — 10^{-5}) при изменении напряжения первичной сети тока нагрузки, температуры и во времени, а также требование гальванической развязки между первичной сетью и нагрузкой.

Источник электропитания, удовлетворяющий этим требованиям, должен включать в себя регулируемый прецизионный источник опорного напряжения [66] и усилительное устройство, обеспечивающее усиление этого напряжения с наименьшей погрешностью. В этом случае наименьшая длительность импульсов выходного напряжения, соответствующая низшему его уровню в каждом из поддиапазонов, возрастает, т. е. отношение длительности импульсов к циклу их повторения становится ближе к единице, а диапазон изменения длительности этих импульсов, необходимый для регулирования выходного напряжения в каждом из поддиапазонов, сужается, что позволяет значительно улучшить качественные показатели выходного напряжения (за счет облегчения фильтрации уменьшенных высших гармоник в кривой выходного напряжения).

Для получения высоких точностных показателей выходного напряжения при воздействии дестабилизирующих факторов необходимо ввести канал точного регулирования за счет исполнительного органа, работающего в линейном режиме и включенного в цепь низкого напряжения.

На рис. 6.1 показана функциональная схема широкодиапазонного источника, использующего схему управления, приведенную на рис. 5.14. Напряжение с трансформаторно-выпрямительного блока *ТВВ* поступает

на дискретный исполнительный орган ДИО, который имеет по входным цепям параллельное соединение N ПМ и последовательное соединение по их выходным цепям. Выходное напряжение ДИО после многократного умножения схемой умножения СУ и сглаживания фильтром $\Phi_1(U_1)$ складывается с напряжением U_2 точного канала регулирования, которое снимается с ПМ₀, выпрямляется выпрямителем В и сглаживается фильтром Φ_2 . Напряжение питания к модулю ПМ₀ подается с ТВБ через линейный регулирующий орган ЛРО, который управляется

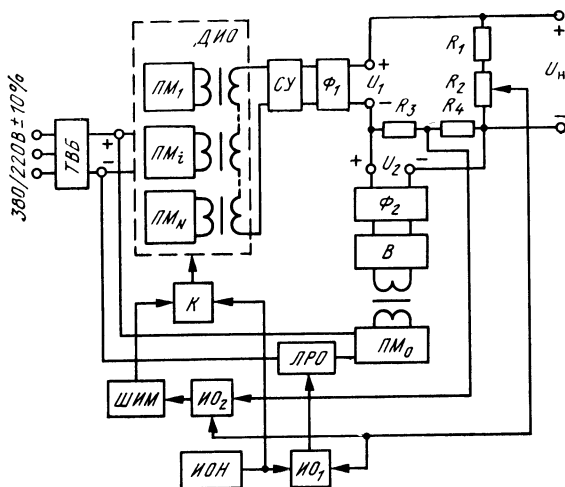


Рис. 6.1. Функциональная схема широкодиапазонного источника прецизионного напряжения

сигналом рассогласования ΔU_1 между напряжением выходного делителя (R_1, R_2) и напряжением источника опорного напряжения ИОН. ШИМ-сигнал формируется по сигналу рассогласования ΔU_2 между напряжением выходного делителя (R_1, R_2) и напряжением делителя точного канала (R_3, R_4), а число ПМ ДИО, на которые поступает ШИМ-сигнал через коммутатор K , определяется уровнем напряжения ИОН.

На рис. 6.2 приведена принципиальная электрическая схема широкодиапазонного источника прецизионного постоянного напряжения, выполненная на основе двух модулей ПМ₁, ПМ₂, которая включает в себя источник высокого напряжения (ИВН) и источник низкого напряжения (ИНН), построенный по принципу астатической системы регулирования.

Принципиальная электрическая схема ИВН включает: генератор импульсов ГИ, преобразователь сигнала рассогласования в последовательность импульсов (VT_1, A_1); усилитель сигнала рассогласования $\Delta U_2(A_2)$; коммутатор ПМ A_3 ; схемы управления ПМ D_1, D_3, D_4 ; уси-

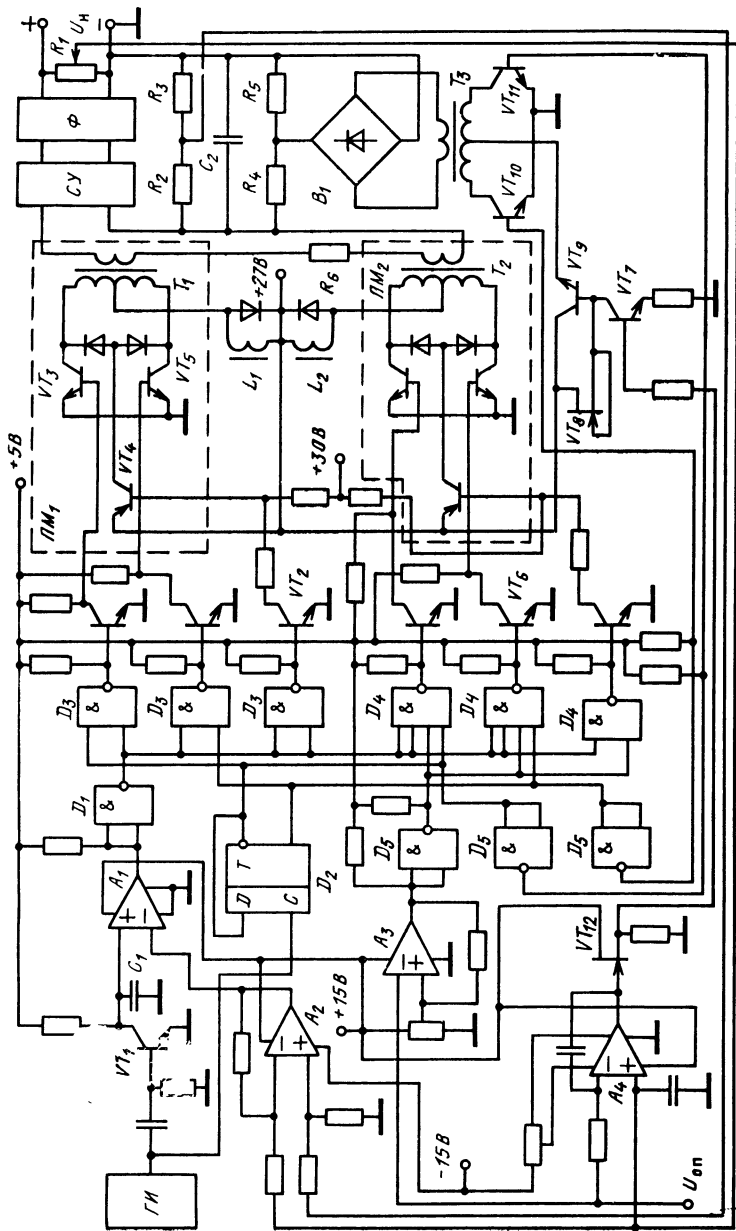


Рис. 6.2. Принципиальная схема высокочастотного широкодиапазонного источника прецизионного постоянного напряжения

лители мощности сигналов управления VT_2 , VT_6 ; модули PM_1 , PM_2 ; схему умножения напряжения CY ; фильтр Φ ; делитель высокого напряжения R_1 .

Принципиальная электрическая схема ИНН включает: аналоговый интегратор A_4 сигнала рассогласования ΔU_1 ; согласующий узел VT_{12} ; усилитель постоянного тока (VT_7 , VT_8 ; линейный регулирующий орган VT_9 ; ПМ) VT_{10} , VT_{11} , T_3 ; выпрямитель B_1 ; фильтр R_4 , C_2 ; делитель низкого напряжения R_2 , R_3 .

Генератор $ГИ$ вырабатывает импульсы прямоугольной формы частотой 40 кГц, из которых формируется на элементах VT_1 (КТ312Б), C_1 напряжение пилообразной формы. Триггер D_2 (К155ТМ2) понижает частоту $ГИ$ в два раза до частоты работы ПМ. На один вход компаратора A_1 (К554СА3А) подается пилообразное напряжение, а на второй вход поступает сигнал с выхода усилителя A_2 (К140УД8А), на входы которого поступают сигналы с делителей высокого (R_1) и низкого (R_2 , R_3) напряжений.

ШИМ-сигнал со схемы A_1 поступает через схемы управления и усиления на базы силовых транзисторов PM_1 и PM_2 . С выхода элемента D_3 (К155ЛА8) ШИМ-сигнал с частотой 40 кГц через усилитель мощности на VT_2 (К1НТ251) подается на базу транзистора VT_4 (КТ816Г), который шунтирует полуобмотку трансформатора T_1 во время паузы ШИМ-сигнала. Сигналы управления сформированы таким образом, что транзистор VT_4 открыт в моменты, когда силовые транзисторы VT_3 и VT_5 (286ЕП1) закрыты, и закрыты в моменты, когда один из силовых транзисторов открыт. Дроссель L_1 (L_2) служит для ограничения сквозных токов в моменты переключения транзисторов вследствие их инерционности.

При подаче входного напряжения $+27$ В со схемы ТВБ включается в работу PM_1 , а PM_2 включается в работу сигналом с коммутатора модулей A_3 (К554СА3А), который выполнен по схеме компаратора с гистерезисом. При повышении опорным напряжением некоторого фиксированного уровня поступает разрешающий потенциал на элемент D_4 (К155ЛА7), и в дальнейшем работа PM_2 аналогична работе PM_1 , т. е. осуществляется синхронное переключение транзисторов ПМ.

При снижении опорного напряжения ниже порогового уровня PM_2 отключается.

Последовательно с напряжением ИВН включается напряжение с ИНН, которое может изменяться в диапазоне 0—200 В.

Силовые транзисторы VT_{10} и VT_{11} (КТ608А) управляются сигналом частотой 20 кГц с триггера через согласующие каскады на инверторах D_5 (К155ЛА8). Напряжение питания на преобразовательный модуль поступает с ТВБ через линейный регулятор на транзисторе VT_9 (КТ630А). На входы аналогового интегратора A_4 (К140УД8А) поступает сигнал с выходного делителя R_1 и с ИОН. Через истоковый повторитель VT_{12} (КП302Б), исключаяющий влияние нагрузки на работу

интегратора, сигнал поступает на усилитель постоянного тока VT_7 (КТ312Б). Генератор тока на полевом транзисторе VT_8 (КП302Б) стабилизирует режим усилителя.

Резистор R_5 применен в качестве балластного, чтобы ввести ток коллектора транзисторов VT_{10} , VT_{11} в управляемую область, а резистор R_6 ограничивает коллекторный ток силовых транзисторов модулей $ПМ_1$ и $ПМ_2$, всплески которого возникают при перезаряде конденсаторов схемы умножения.

Напряжение, снимаемое со вторичной обмотки трансформатора модуля, может изменяться за счет ШИМ-регулирования в диапазоне 2,5—1000 В. Трансформаторы T_1 и T_2 выполнены на магнитопроводах типа Б36 из материала М2000НМ1; их первичная обмотка имеет 8 витков провода диаметром 0,31 мм, а вторичная — 520 витков провода диаметром 0,12 мм. Трансформатор T_3 выполнен на магнитопроводе типа Б18 из материала М1500НМ3 с числами витков первичной обмотки 20, вторичной 200 (диаметр провода 0,12 мм).

Реализованная схема при изменении напряжения источника опорного напряжения в диапазоне 0,02—10 В обеспечила изменение выходного напряжения в диапазоне 20—10 000 В с суммарной нестабильностью $8 \cdot 10^{-5}$.

6.2. РЕВЕРСИВНЫЙ ШИРОКОДИАПАЗОННЫЙ ИСТОЧНИК ПРЕЦИЗИОННОГО НАПЯЖЕНИЯ

Ряд исполнительных устройств, электротехнологических установок и приборов электронной оптики требуют напряжения питания, плавно регулируемого в широком диапазоне от заданного уровня положительной до заданного уровня отрицательной полярности с переходом его через нуль. При этом необходимо усиливать напряжение опорного источника с наименьшей погрешностью и стабилизировать каждый заданный уровень напряжения при действии возмущающих факторов.

Для выполнения этих требований целесообразно применить ДИО, обеспечивающий дискретное изменение напряжения за счет только амплитудной модуляции и выполненный, например, по рис. 4.4 [67]. Плавность регулирования и точность стабилизации напряжения могут достигаться за счет применения линейного исполнительного органа (ЛИО) с автоматической системой управления.

На рис. 6.3 приведена функциональная схема реверсивного широкодиапазонного источника прецизионного напряжения ($-250 \div +250$ В) на ток нагрузки $I_n = 0,1$ А, которая включает в себя реверсивный дискретный исполнительный орган РДИО, схему управления (СУ) им и канал точного регулирования (КТР).

РДИО состоит из шести ($k=6$) однотипных ПМ, выполненных по схеме нерегулируемого двухтактного конвертора (см. рис. 5.2,а) с добавлением обмотки и выпрямителя для получения выходного напряжения противоположного знака.

Модули по входным цепям соединены между собой параллельно, а по выходным цепям — последовательно. Коэффициенты трансформации $k_{Ti} = \omega_{i1} / \omega_{i2} = k_{T1} \cdot 2^{i-1}$ трансформаторов модулей распределены между собой в соответствии с геометрической прогрессией с основанием два, где k_{T1} — коэффициент трансформации младшего модуля, который определяет наименьшую степень дискретного регулирования ($\Delta U_{\text{вых}} = 4 \text{ В}$). При напряжении питания ПМ 18 В коэффициенты k_T для трансформаторов модулей соответственно равны: $k_{T1} = 1/3,6$; $k_{T2} = 1/18$; $k_{T3} = 1/0,9$; $k_{T4} = 1/0,49$; $k_{T5} = 1/0,225$ и $k_{T6} = 1/0,1125$.

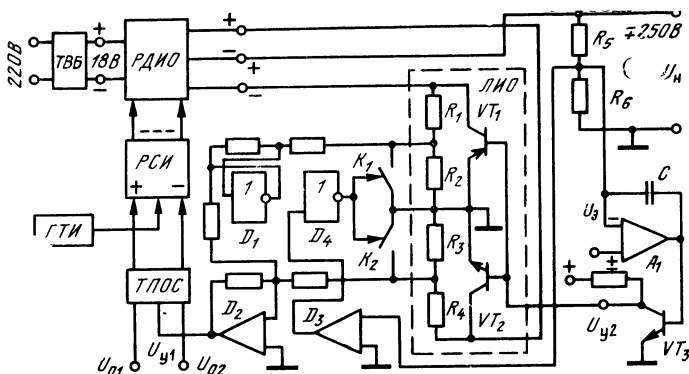


Рис. 6.3. Функциональная схема реверсивного широкодиапазонного источника прецизионного постоянного напряжения

Выбранный вариант построения РДИО удобен с точки зрения регулирования как малых уровней напряжений, так и в области противоположного знака выходного напряжения с плавным переходом через нулевой уровень, причем диапазоны регулирования выходного напряжения обоих знаков могут быть реализованы одинаковыми.

Схема управления РДИО включает реверсивный счетчик импульсов РСИ, генератор тактовых импульсов ГТИ, трехпозиционный орган сравнения ТПОС, который осуществляет релейное сравнение текущего значения сигнала управления канала дискретного регулирования с двумя уровнями опорного напряжения U_{01} и U_{02} . В случае превышения большего из них, например U_{01} , с выхода ТПОС поступает единичный сигнал, разрешающий прохождение импульсов ГТИ на шину вычитания РСИ, что вызывает последовательное уменьшение записанного в нем кода и соответствующее изменение комбинации включенных в работу модулей, направленное в сторону увеличения напряжения на выходе РДИО, уменьшая тем самым рассогласование. Аналогично система работает и в случае отклонения выходного напряжения РДИО ниже второго уровня U_{02} , только в этом случае разрешающий сигнал

поступает на шину вычитания *РСИ* и кодовая комбинация модулей изменяется в сторону увеличения выходного напряжения.

Сигналом управления U_{y1} канала дискретного регулирования является не выходное напряжение *РДИО*, а падение напряжения на линейном исполнительном органе *ЛИО* (транзистор VT_1 и VT_2), снимаемое с резистивных делителей R_1, R_2 и R_3, R_4 . В этом случае канал дискретного регулирования по отношению к каналу точного регулирования оказывается ведомым и выполняет функции не регулятора выходного напряжения, а устройства, создающего условия для благоприятного

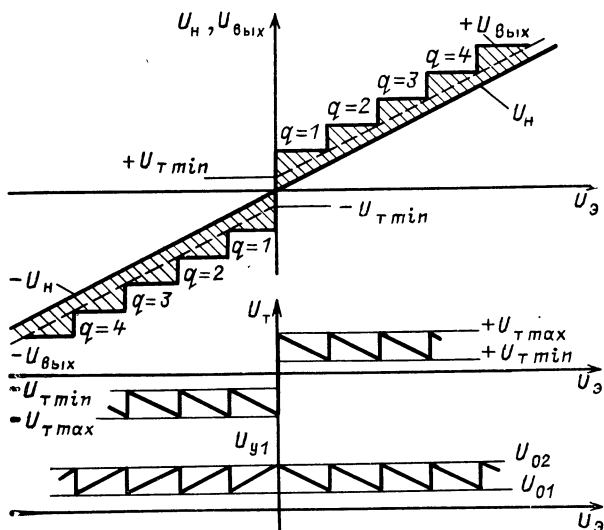


Рис. 6.4. Зависимости напряжений на нагрузке U_n , на выходе РДИО $U_{вых}$ и на входе ТПОС U_{y1} от заданного уровня эталонного напряжения U_3

режима работы канала точного регулирования, который выполняет роль устройства, регулирующего напряжение на нагрузке.

Ввиду того что падения напряжения на плечах *ЛИО* разнополярны, с целью их объединения в схему введены аналоговый инвертор $D1$, включенный в выходную цепь делителя R_1, R_2 , и сумматор D_2 , объединяющий информацию о режиме плеч *ЛИО*. Для исключения ложной информации, которая может поступать с неработающего плеча *ЛИО*, в схему введены ключевые элементы K_1 и K_2 , шунтирующие плечи делителей R_2, R_3 . Управление ключами K_1 и K_2 осуществляется с помощью компаратора нулевого уровня D_3 напряжения нагрузки, сигнал на вход которого поступает с делителя R_5, R_6 и элемента НЕ D_4 .

Опорные уровни U_{01} и U_{02} устанавливаются в зависимости от выбора минимального (U_{Tmin}) и максимального (U_{Tmax}) уровней падения напряжения на открытом транзисторе ЛИО, определяющих дискретность изменения выходного напряжения ($\Delta U_{вых}$) РДИО. При этом изменению напряжения на нагрузке от некоторого значения до значения $U_n + \Delta U_{вых}$ должно соответствовать изменение падения напряжения на ЛИО от U_{Tmin} до U_{Tmax} , а напряжение U_{y1} на управляющем входе ТПОС должно соответственно измениться от U_{01} до U_{02} .

Сказанное иллюстрируется графически на рис. 6.4, интерпретирующем взаимосвязь напряжений на нагрузке U_n , на выходе РДИО ($U_{вых}$), на ЛИО U_T и управляющего напряжения U_{y1} на входе ТПОС в зависимости от задающего уровня эталонного напряжения U_s , где $q=1 \dots 2^k-1$ — номера кодового состояния коммутирующих ключей РДИО. Из рис. 6.4 видно, что напряжение U_{Tmin} (которое практически не может быть меньше падения напряжения на насыщенном транзисторе) на выходе РДИО должно быть скомпенсировано соответствующей двухполярной добавкой напряжения, а значение $q=0$ (что равносильно отключению РДИО от питающей сети) не должно иметь места.

Сигнал управления U_{y2} поступает на ЛИО с канала точного регулирования, который построен по астатическому принципу на аналоговом интеграторе A_1 . На один его вход подается напряжение с выходного делителя R_5 , R_6 , на второй вход — напряжение эталонного источника U_s , изменяющегося в диапазоне $-10 \div 0 \div +10$ В.

На рис. 6.5 приведена принципиальная электрическая схема реверсивного широкодиапазонного источника прецизионного постоянного напряжения, выполненного на основе дискретного и линейного принципов регулирования.

На вход каждого из шести ПМ поступают прямоугольные импульсы с генератора ГТИ через триггер D_1 (133ТМ2) и через два логических элемента типа И — НЕ, которые обеспечивают одновременно как передачу противофазных управляющих импульсов, так и их запрет с помощью сигнала с соответствующих выходов РСИ.

РСИ реализован на интегральных элементах 133ИЕ7, которые выполняют функции логического ограничения кода при обнулении или заполнении РСИ, причем отсутствие элемента И — НЕ в цепи одного из выходов схемы D_2 обеспечивает исключение кодовой комбинации при $q=0$.

Трехпозиционный орган сравнения (ТПОС) выполнен на операционных усилителях A_1 , A_2 (К140УД5А) и триггерах Шмитта D_3 и D_4 (1199ТЛ1), которые служат для устранения ложных сигналов на выходе операционных усилителей, работающих в режиме компараторов в области малых разностей напряжений на их входах. Информация управления ТПОС снимается с делителей напряжения R_1 , R_2 и R_3 , R_4 .

подключенных к составным транзисторам VT_1 — VT_4 ЛИО и через аналоговый инвертор A_4 (К140УД5А) и суммирующий усилитель A_5 (140УД5А) подается на входы усилителей A_1 и A_2 . На другие входы данных усилителей поступают опорные напряжения U_{01} и U_{02} , которые определяют пороги срабатывания триггеров D_3 и D_4 .

Компаратор нулевого уровня выполнен на D_5 (521СА2) и управляется с выходного делителя R_5, R_6 . Выходной сигнал компаратора D_5

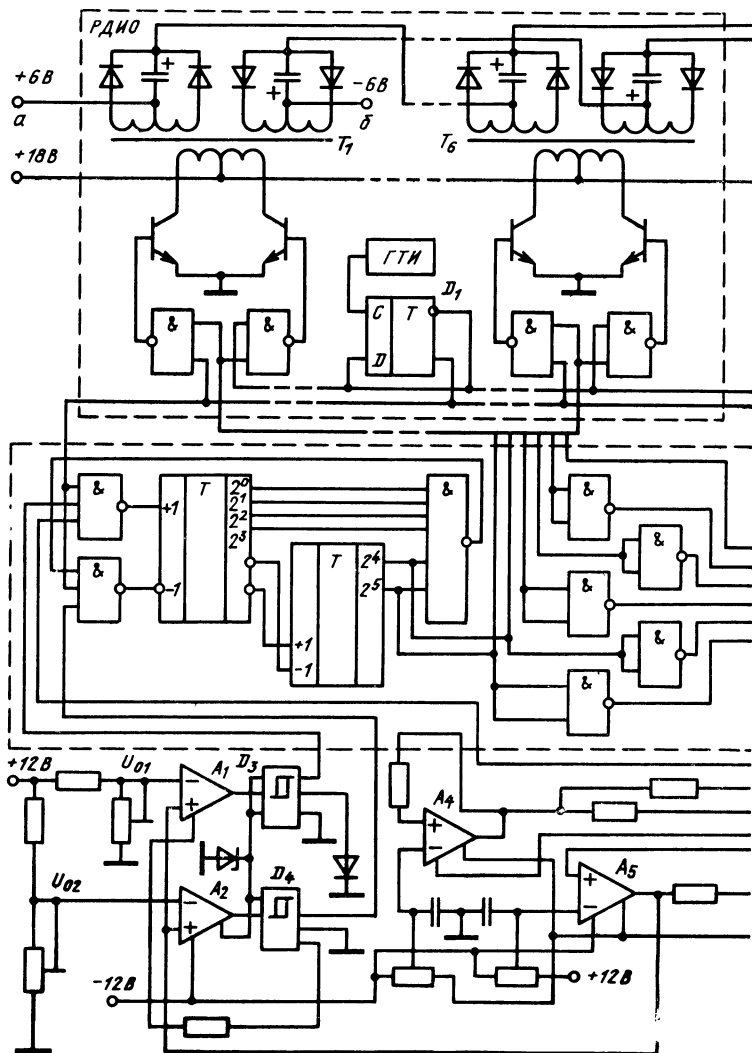
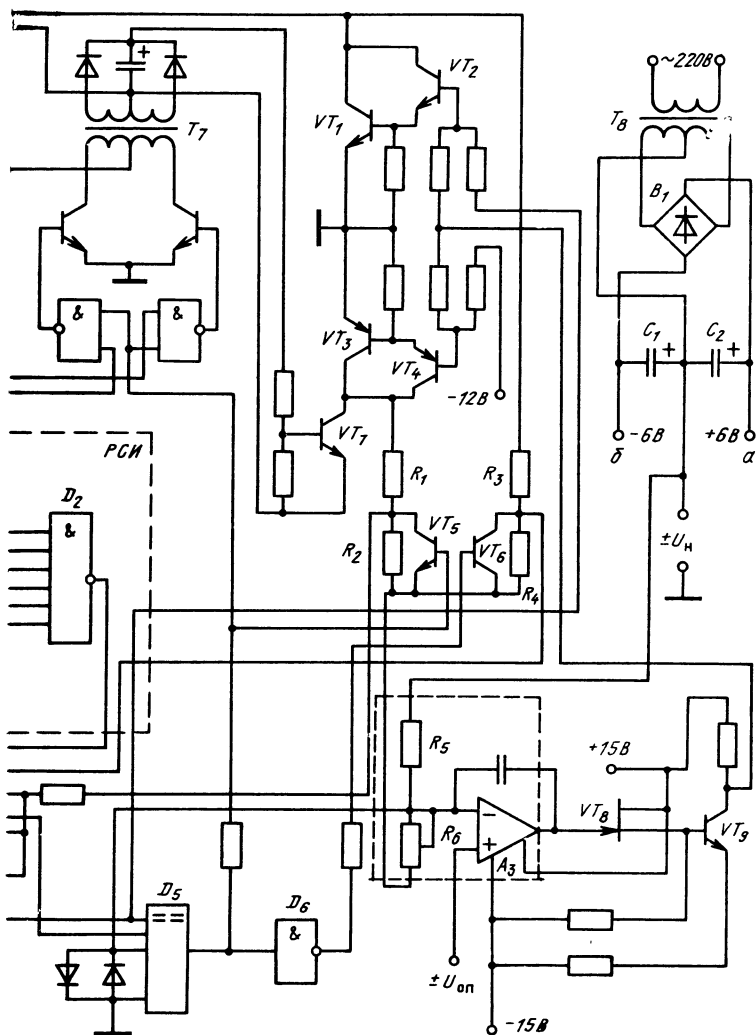


Рис. 6.5. Принципиальная схема реверсивного широкодиапазонного
160

после инвертирования на элементе D_6 управляет ключами K_1 и K_2 (см. рис. 6.3), которые выполнены на транзисторах VT_5 и VT_6 . Кроме того, выходной сигнал данного компаратора является разрешающим сигналом для поступления импульсов от ГТИ на ПМ (транзисторы VT_{7-1} , VT_{7-2} , T_7), который обеспечивает подачу сигнала управления на транзисторный ключ VT_7 . Данный ключ включен в цепь плеча ЛИО, выполненного на транзисторах $p-n-p$ типа (VT_3 , VT_4), и служит для



источника прецизионного постоянного напряжения

запирания данного плеча на время работы противоположного плеча ЛИО, что объясняется отсутствием серийно выпускаемых транзисторов $p-n-p$ типа средней мощности с допустимым напряжением $U_{ЭК}$ более 250 В.

Схема управления астатического канала точного регулирования выполнена на базе прецизионного операционного усилителя A_3 (К140УД14А), расположенного вместе с выходным делителем (R_5, R_6) в термостате. Транзисторы VT_8 и VT_9 выполняют функции согласующих элементов для усилителя и ЛИО.

Напряжение двухполярной компенсирующей добавки, включенной последовательно с выходным напряжением модулей, реализовано на входном трансформаторе T_8 , выпрямителе B_1 , фильтре C_1, C_2 и выбирается равным $U_{тmin} = U_{т,нас} + \Delta U_{вых} \approx 6$ В, где $U_{т,нас}$ — напряжение $U_{кЭ}$ насыщенного транзистора плеча ЛИО.

Напряжение питания преобразовательных модулей и схемы управления осуществляется от блока питания.

Суммарная нестабильность напряжения на нагрузке составляет 10^{-5} при его изменении в диапазоне $-250 \div 0 \div +250$ В за счет изменения напряжения эталонного источника в диапазоне $-10 \div 0 \div +10$ В.

6.3. ВЫСОКОНАДЕЖНЫЙ СТАБИЛИЗАТОР ПОСТОЯННОГО НАПРЯЖЕНИЯ

При условии отсутствия требования гальванической развязки между первичным источником и нагрузкой находят применение стабилизаторы напряжения, выполненные по схеме рис. 4.1,а. Если требуется обеспечить высокую надежность стабилизатора, целесообразно трансформатор выполнить на отдельных трансформаторах с одинаковыми коэффициентами трансформации, а их вторичные обмотки соединить между собой последовательно. В этом случае стабилизация напряжения будет осуществляться только за счет амплитудного регулирования. Это позволяет значительно уменьшить объем входных и выходных сглаживающих фильтров, что не только улучшает массогабаритные показатели стабилизатора, но и увеличивает его быстродействие.

На рис. 6.6 приведена принципиальная схема стабилизатора напряжения повышенной надежности, в котором используется амплитудное регулирование напряжения [68]. Схема включает в себя ДИО, который состоит из 20 однотипных ПМ ($PM_1—PM_{20}$), соединенных по входу параллельно, а по выходу последовательно путем охвата магнитопроводов двумя общими полуобмотками. Средний вывод обмоток соединен со входом, а их крайние выводы через диоды VD_1, VD_2 подключены к выходу. Каждый ПМ выполнен по схеме нерегулируемого двухтактного преобразователя напряжения с нулевым выводом, а их параллельное соединение между собой по входным цепям осуществляется за счет включения транзистора VT_{13} , который обеспечивает замы-

кание цепи питания ПМ. Транзистор VT_{i3} управляется от триггерного элемента $TЭ$, выполненного на операционном усилителе A_{i1} с положительной обратной связью, за счет включения резистора R_{i2} и цепочки временной задержки на элементах R_{i1} , C_i . Включенные встречно-параллельно диоды VD_{i3} и VD_{i4} ограничивают уровень напряжения на конденсаторе C_i и существенно повышают линейность изменения напряжения на конденсаторе. Импульсы управления прямоугольной формы поступают на базы силовых транзисторов VT_{i1} , VT_{i2} модуля через трансформатор T_{i2} от генератора импульсов управления.

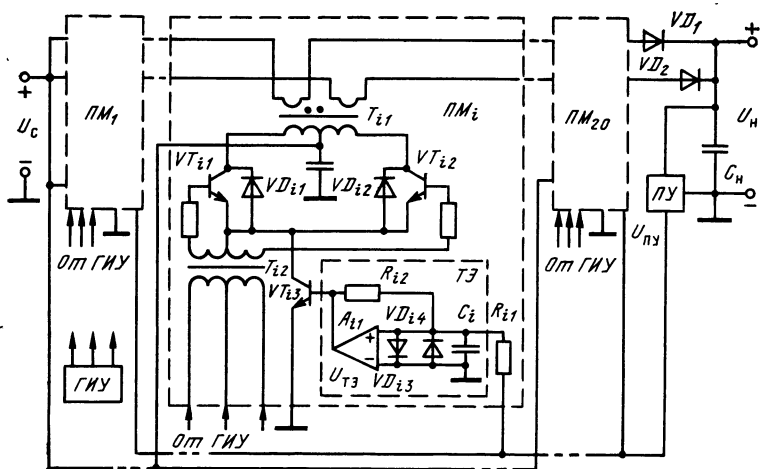


Рис. 6.6. Принципиальная схема высоконадежного стабилизатора постоянного напряжения

Схема управления подключением ПМ выполнена на основе порогового устройства ПУ, имеющего в зависимости от выходного напряжения U_n три устойчивых состояния.

При значениях напряжения на нагрузке, лежащих внутри допустимой зоны его изменения 26,5—27,5 В, напряжение на выходе ПУ равно нулю, что определяет неизменное состояние ТЭ всех ПМ. Остается постоянным соотношение между включенными и отключенными ПМ. Выходное напряжение стабилизатора складывается из входного (U_c) и выпрямленных диодами VD_1 , VD_2 выходных напряжений ($U_{ПМ} = 0,5$ В) прямоугольной формы включенных ПМ:

$$U_n = U_c + nU_{ПМ},$$

где n — число включенных ПМ.

При уменьшении выходного напряжения ниже уровня 26,5 В ПУ переходит в состояние, при котором его выходной сигнал становится больше нуля. Начинается перезарядка конденсатора C_i тех триггер-

ных элементов, у которых выходное напряжение отрицательно. Увеличение напряжения на конденсаторе описывается выражением, справедливым при $U_{VD} \ll U_{ПУ}$ и $U_{VD} \ll U_{ТЭ}$ [69]:

$$U_{Ci}(t) \approx \frac{U_{ПУ}R_{i2} - U_{ТЭ}R_{i1}}{C_i R_{i1} R_{i2}} t - U_{VD},$$

где $U_{ПУ}$, $U_{ТЭ}$ и U_{VD} — напряжения на выходе ПУ, на выходе ТЭ и открытом диоде соответственно.

Время, через которое переключится i -й триггерный элемент, можно определить из выражения

$$t_i = \frac{U_{VD} C_{i1} R_{i1} R_{i2}}{U_{ПУ} R_{i2} - U_{ТЭ} R_{i1}}.$$

Параметры элементов времязадающей цепочки выбраны таким образом, что значения t_i равны: $t_1 = 10$ мкс, $t_2 = 20 \div 200$ мкс.

В таких условиях при наличии положительного напряжения $U_{ПУ}$ происходит последовательное во времени переключение ТЭ отключенных ПМ в состояние, при котором напряжение $U_{ТЭ}$ положительно. Тем самым включаются в работу дополнительные ПМ до момента, пока напряжение U_n не войдет в допустимую зону и напряжение $U_{ПУ}$ не станет равным нулю.

Если $U_n > 27,5$ В, схема управления отключает лишние модули и тем самым суммарное напряжение добавки уменьшается так, чтобы выполнялось условие $U_n < 27,5$ В.

Диоды VD_{i1} , VD_{i2} обеспечивают замыкание первичной обмотки трансформатора T_{i1} при размыкании цепи питания ПМ (VT_{i3} — в режиме отсечки), чем исключается падение напряжения на вторичной обмотке отключенного ПМ. Ток КЗ протекает через открытый транзистор одного плеча и обратный диод второго плеча.

Суммарная расчетная мощность P_{Σ} ДИО определяется максимальным значением тока нагрузки I_{nmax} , минимальным значением входного напряжения U_{cmin} , необходимым количеством M резервных ПМ и не зависит от числа основных ПМ:

$$P_{\Sigma} = I_{nmax} \frac{(U_{н.ном} - U_{cmin})(N + M)}{N}.$$

КПД ДИО максимальный при условии $U_c = U_{cmax}$ (когда все ПМ отключены) и минимальный при $U_c = U_{cmin}$ (когда все ПМ включены) может быть определен согласно выражению

$$\eta_{min} \approx \frac{U_{н.ном} \gamma_{ПМ}}{U_{н.ном} + \Delta U_{VD1} - U_c (1 - \gamma_{ПМ})},$$

где $\eta_{ПМ}$ — КПД отдельного ПМ; ΔU_{VD1} — напряжение на открытом диоде VD_1 .

Выпрямители VD_1 и VD_2 , выполненные на диодах типа КД213А по 40 штук в каждом плече и включенные через плавкие предохранители, допускают отказ до половины диодов в плече. Увеличение числа диодов позволяет не только получить высокую надежность выпрямителя, но и уменьшить потери мощности, его массу и объем.

При амплитудном регулировании напряжения нельзя полностью исключить выходной сглаживающий фильтр (C_H) из-за наличия пульсаций выпрямленного напряжения, что обусловлено инерционностью выпрямительных диодов и индуктивностями рассеяния обмоток трансформаторов ПМ. Особенно велико влияние этих параметров при большом числе ПМ и большом токе нагрузки. Наличие индуктивности рассеяния трансформатора приводит к тому, что в двухтактных схемах нерегулируемых преобразователей амплитуда провала выходного напряжения составляет не менее 72 % максимального значения выпрямленного напряжения. Уменьшение пульсаций напряжения может быть достигнуто уменьшением индуктивности рассеяния трансформаторов и подводных проводников путем максимально возможного сближения магнитопроводов трансформаторов и объединения их общей выходной обмоткой, выполненной в виде параллельно соединенных проводников.

При отказе одного из работающих ПМ напряжение на нагрузке понизится, ПУ выдаст сигнал на подключение еще одного ПМ из числа неработающих и, следовательно, напряжение на выходе станет равным номинальному. Таким образом, функции стабилизации напряжения и замены неисправных ПМ совмещены здесь в одном устройстве. Для отключения неисправных ПМ от цепи питания они включены через плавкие предохранители. Стабилизатор полностью сохраняет работоспособность при выходе из строя M резервных ПМ. При последующих отказах ПМ сужается допустимый диапазон изменения входного напряжения или при прежнем диапазоне уменьшается точность стабилизации напряжения. При отказе всех ПМ нагрузка окажется включенной на входное напряжение U_c , т. е. не останется без энергии, что очень важно для подвижных объектов.

Однотипность ПМ, их автоматическая взаимозаменяемость позволяют достигнуть высокой надежности ДИО (при относительно невысокой надежности отдельного ПМ) и уменьшить массу и объем выпрямительного узла, а также потери мощности в нем.

Основные параметры стабилизатора, выполненного по схеме рис. 6.6

Напряжение питания, В	18—27,5
Напряжение на нагрузке, В	$27 \pm 0,5$
Ток нагрузки, А	0—75
Ток нагрузки импульсный ($t \leq 5$ мкс), А	120
Амплитуда пульсаций напряжения на нагрузке, В	$\pm 0,2$
Коэффициент полезного действия	0,9—0,94
Число основных ПМ	14
Число резервных ПМ	6

Вероятность безотказной работы ($t=3000$ ч)	0,999
Масса, кг	8
Габаритные размеры, мм	$330 \times 200 \times 110$

Если необходима высокая точность стабилизации напряжения, можно увеличить число ПМ с выходным напряжением, равным уровню напряжения отклонения, однако это приведет к усложнению изготовления выходных трансформаторов ПМ. Целесообразнее, не увеличивая числа ПМ, ввести в схему канал точного широтно-импульсного или частотно-фазового регулирования, который обеспечивает фазовый сдвиг между работающими ПМ в зависимости от отклонения выходного на-

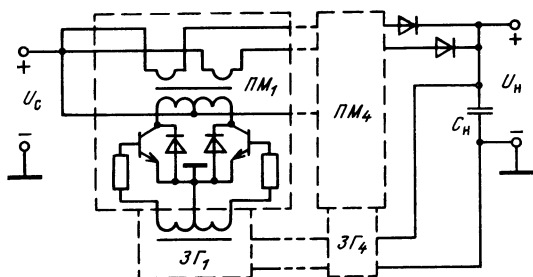


Рис. 6.7. Принципиальная схема высоконадежного стабилизатора напряжения с амплитудно-частотно-фазовым регулированием

пряжения стабилизатора. На рис. 6.7 приведена схема высоконадежного стабилизатора с ДИО, обеспечивающим амплитудно-частотно-фазовое регулирование напряжения [70].

Исполнительный орган стабилизатора состоит, например, из четырех однотипных нерегулируемых ПМ ($ПМ_1—ПМ_4$), на силовые транзисторы которых поступают импульсы управления от задающих генераторов ($ЗГ_1—ЗГ_4$). Генераторы связаны между собой цепями синхронизации, обеспечивающими взаимную синхронизацию генерируемых напряжений как в фазе, так и в противофазе, причем частота $ЗГ_1$ постоянна, частота $ЗГ_4$ пропорциональна напряжению на нагрузке (U_n) (так как питание его осуществляется с выхода стабилизатора), а частоты генераторов $ЗГ_2$ и $ЗГ_3$ ниже, чем частота генераторов $ЗГ_1$ и $ЗГ_4$.

При напряжении $U_c < U_{cmin}$ цепи синхронизации обеспечивают синфазную работу всех генераторов, и напряжение на нагрузке определяется суммой выходных напряжений всех синфазно работающих модулей и напряжением U_{cmin} . Если напряжение $U_c > U_{cmax}$, то цепи синхронизации обеспечивают работу пар ПМ в противофазе и напряжение на нагрузке определяется только уровнем входного напряжения, а суммарное выходное напряжение ПМ равно нулю.

При изменении напряжения в диапазоне $U_{cmin} < U_c < U_{cmax}$ цепи синхронизации, образующие замкнутую систему автоматического регу-

лирования, обеспечивают такой фазовый сдвиг φ между работающими генераторами, в результате которого появляются комбинации сложения и вычитания выходных напряжений модулей. Фазовый сдвиг φ определяется разностью частот f_1 опорного генератора $ЗГ_1$ и генератора $ЗГ_4$, частота f_4 которого зависит от уровня напряжения

$$\varphi = \int (f_1 - f_4) dt.$$

Таким образом, данная система регулирования характеризуется наличием в цепи обратной связи интегрирующего звена, что делает ее астатической.

В стабилизаторе функции стабилизации напряжения и замены неисправных ПМ совмещены в одном устройстве, поэтому отказ модуля компенсируется соответствующим фазовым перестроением в системе управления.

6.4. ЗАРЯДНЫЕ УСТРОЙСТВА С АДАПТИРУЕМОЙ СТРУКТУРОЙ

В ряде случаев в качестве первичных источников электропитания применяются нерегулируемые генераторы электрической энергии ограниченной мощности (солнечные батареи, термоэлектрические генераторы, термоэмиссионные преобразователи и т. п.), которые работают, как правило, параллельно с буферным накопителем — аккумуляторной батареей. Ввиду того что напряжение первичного источника может изменяться в широком диапазоне в зависимости от освещенности или температуры теплоносителя, между ним и аккумулятором необходимо применять зарядное устройство, которое должно обеспечивать номинальный режим заряда аккумулятора.

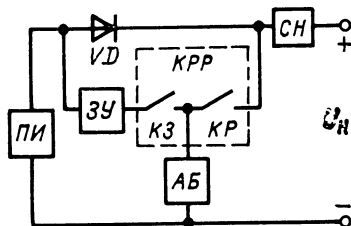


Рис. 6.8. Функциональная схема автономной системы электропитания

На рис. 6.8 представлен один из возможных вариантов построения автономной системы электропитания, содержащей нерегулируемый первичный источник $ПИ$, аккумуляторную батарею $АБ$, зарядное устройство $ЗУ$, стабилизатор напряжения $СН$, коммутатор режима работы $КРР$ аккумуляторной батареи, $КЗ$ — ключ заряда $АБ$, $КР$ — ключ разряда $АБ$.

Энергия от $ПИ$ поступает через разделительный диод VD и $СН$ на нагрузку, а также подзаряжает $АБ$ постоянным током через $ЗУ$ и замкнутый ключ $КЗ$. При отсутствии напряжения $ПИ$ или при больших

тока нагрузки энергия к потребителям поступает от АБ через замкнутый ключ КР и СН.

Зарядное устройство, обеспечивая номинальный режим заряда АБ при изменениях напряжения ПИ в широком диапазоне должно быть высоконадежным, в связи с чем его целесообразно выполнять с ДИО адаптируемой структуры (как и для широкодиапазонного высоконадежного стабилизатора), например по схеме на двух рядах ПМ (ср. рис. 4.8). В этом случае появляется возможность совместить в одном

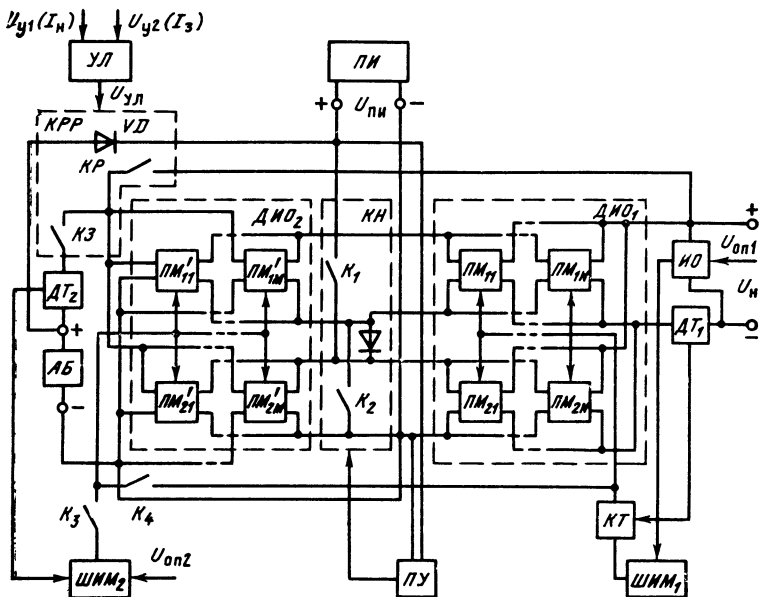


Рис. 6.9. Функциональная схема автономной системы электропитания с совмещенным адаптируемым стабилизатором напряжения и зарядным устройством

устройстве дискретный стабилизатор напряжения и зарядное устройство, как показано на рис. 6.9 [71]. Функциональная схема включает ДИО₁ стабилизатора напряжения и ДИО₂ зарядного устройства, каждый из которых выполнен на двух рядах однотипных ПМ, соединенных по входным и выходным цепям параллельно. Эти ряды по входу могут соединяться параллельно (ключи К₁ и К₂ коммутатора напряжения КН, реагирующего на напряжение первичного источника, замкнуты) или последовательно (ключи К₁ и К₂ разомкнуты). Состояние ключей коммутатора КН определяется сигналом порогового устройства ПУ. Число включенных модулей ДИО₁ (т. е. модулей, на входы которых поступает ШИМ-сигнал через коммутатор КТ, реагирующий на ток нагрузки) определяется сигналом датчика тока ДТ₁, а число включен-

ных модулей $ДИО_2$ постоянно и определяется максимальным током заряда и показателем его надежности. Сигнал управления модулями $ДИО_2$ формируется схемой ШИМ₂ в зависимости от величины сигнала, поступающего от датчика тока заряда $ДТ_2$.

При потреблении нагрузкой максимального тока ряды $ДИО_1$ и $ДИО_2$ соединяются между собой параллельно (K_1 и K_2 замкнуты), от сигнала $U_{УЛ}$ устройства логики $УЛ$, сформированного в соответствии с сигналом управления по току нагрузки $U_{y1}(I_n)$, включается ключ KP коммутатора режима работы KPP и синхронно с ним включается

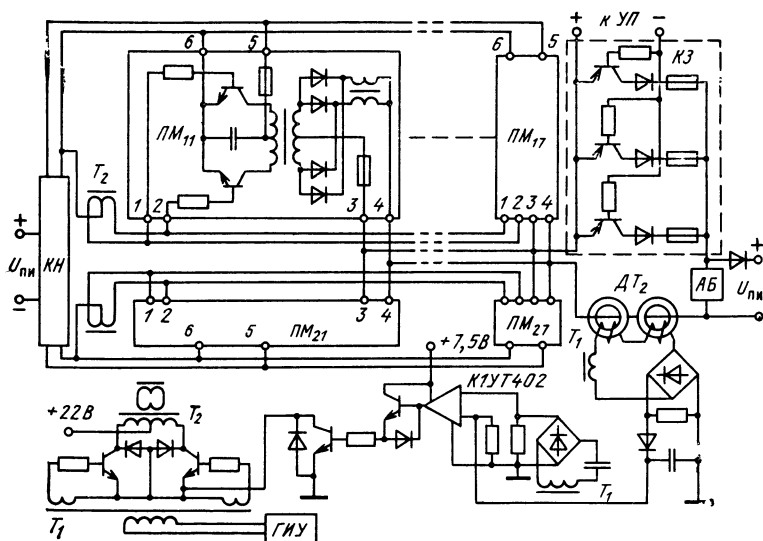


Рис. 6.10. Принципиальная схема зарядного устройства с адаптируемой структурой

ключ K_4 , подавая на модули $ДИО_2$ ШИМ-сигнал, обеспечивающий стабилизацию напряжения на нагрузке. Таким образом, энергия к нагрузке поступает как от первичного источника $ДИО_1$ и $ДИО_2$, так и от аккумуляторной батареи $АБ$, подключенной к нагрузке через развязывающий диод VD . При снижении тока нагрузки от сигнала $U_{УЛ}$ устройства логики выход $ДИО_2$ отключается от нагрузки (ключи KP и K_4 размыкаются) и подключается к $АБ$ (закрывается ключ K_3). Одновременно сигналом $УЛ$, сформированным в соответствии с сигналом управления $U_{y2}(I_n)$, замыкается ключ K_3 , обеспечивая подачу ШИМ-сигнала, поддерживающего номинальный режим заряда $АБ$.

Устройство, выполненное по данной схеме, имеет возможность адаптировать (перестраивать) структуру ДИО в зависимости от уровня входного напряжения (первичного источника $U_{пи}$, тока нагрузки, необходимости заряда $АБ$ и надежности).

На рис. 6.10 приведена принципиальная электрическая схема только части совмещенного регулятора с учетом требований надежности, которая обеспечивает стабилизацию тока заряда AB (функциональные узлы $ДИО_2$, DT_2 , $ШИМ_2$ и $KЗ$ на рис. 6.9).

$ДИО_2$ включает два ряда однотипных ПМ (по семь ПМ в каждом ряду), которые выполнены на основе двухтактного регулируемого преобразователя без выходного конденсатора с силовыми транзисторами типа КТ908А и диодами типа КД204Б.

Схема управления обеспечивает адаптацию ДИО по току заряда AB и включает в себя датчик тока, выполненный по схеме рис. 5.19, и формирователь ШИМ-сигнала, выполненный по схеме рис. 5.24. Выходной сигнал формирователя, снимаемый с вторичных обмоток трансформатора T_2 , поступает одновременно на все силовые транзисторы (зажимы 1, 2) модулей.

Ключ заряда $KЗ$ рассчитан на заряд тока до 100 А и выполнен на включенных параллельно (через предохранители) транзисторах типа КТ906А, масса которых составляет 600 г при относительно высокой надежности, а мощность, необходимая для управления ими, — около 10 Вт. Для исключения возможности протекания инверсного тока (при $U_{ПИ} > U_{AB}$) через разомкнутый транзисторный ключ последовательно с транзисторами включены диоды.

Зарядное устройство, выполненное по схеме рис. 6.10, рассчитано на мощность 400 Вт (ток заряда 10 А и напряжение аккумулятора 40 В) и способно работать при изменении напряжения первичного источника в диапазоне 27—90 В. Зарядное устройство имеет КПД около 85 % и массу 2,5 кг.

В автономных энергосистемах с нерегулируемым первичным источником и буферной аккумуляторной батареей находят применение обратимые зарядно-разрядные устройства (обратимые регуляторы), которые должны автоматически переводиться из режима разряда в режим заряда в соответствии с колебаниями тока нагрузки.

В этом случае стабилизатор напряжения первичного источника исключается, а для получения высокой надежности обратимый регулятор целесообразно выполнять на однотипных взаимозаменяемых ПМ и регулирование осуществлять за счет изменения числа включенных ПМ.

На рис. 6.11 приведена функциональная схема автономной системы электропитания с высоконадежным обратимым регулятором [72]. Система включает нерегулируемый первичный источник $ПИ$, аккумуляторную батарею AB , силовые ключи $K_1—K_4$ с односторонней проводимостью, ДИО на однотипных ПМ, вторичные обмотки трансформаторов $T_1—T_N$ которых включены между собой последовательно, а также схему управления с каналом адаптации ДИО по отклонению напряжения на нагрузке за счет амплитудного регулирования, измерительный орган $ИО$, аналого-цифровой преобразователь $АЦП$, элементы И и генератор импульсов управления $ГИУ$. Канал управления, обеспечиваю-

и направление протекания тока по полуобмоткам ПМ изменяется на обратное.

Если ток заряда больше допустимого тока заряда ($I_z > I_{z, доп}$), в системе обеспечивается стабилизация среднего зарядного тока на уровне $I_{z, доп}$.

Для этого САЧ по сигналу ДТ определяет суммарное количество электричества Q_z , прошедшее в АБ, и сравнивает его с опорной величиной $Q_{z, оп}$. Если $Q_z = Q_{z, оп}$, компаратор A_1 выдает на ключи K_3 и K_4 запирающий сигнал, что обеспечивает отключение ПИ от цепи нагрузки и цепи заряда АБ. Постоянство напряжения U_n в этом случае поддерживается разрядом АБ, что приводит к уменьшению Q_z батареи и при достижении равенства $Q_z = Q_n$, где Q_n — опорный пилообразный сигнал срабатывает компаратор A_2 , по сигналу с которого снимается запирающий сигнал с ключей K_3 , K_4 и обнуляется САЧ, что приводит к началу нового цикла работы регулятора. Выбирая уровни срабатывания и отпускания компараторов, можно обеспечить стабилизацию среднего значения зарядного тока. Для исключения возможности чрезмерного заряда АБ $Q_{z, оп}$ выбирается намного меньше номинальной емкости батареи.

Таким образом, использование обратимого регулятора с амплитудным регулированием обеспечивает стабилизацию напряжения на нагрузке, стабилизацию зарядного тока, разряд АБ на нагрузку при высоких показателях надежности (за счет модульного исполнения) и массо-объемных (за счет отсутствия сглаживающего фильтра) показателей.

6.5. ИСТОЧНИКИ ВТОРИЧНОГО ЭЛЕКТРОПИТАНИЯ СО СПЕЦИАЛЬНОЙ ВЫХОДНОЙ ХАРАКТЕРИСТИКОЙ

Экспериментальная отработка автономных систем электропитания, содержащих первичный источник ограниченной мощности, например солнечную батарею или термоэмиссионный преобразователь, осуществляется исходя из технико-экономических требований с помощью специальных имитаторов, выходные характеристики которых приближаются к выходным характеристикам реальных первичных источников электрической энергии. Одним из основных требований, предъявляемых к имитаторам, наряду с требованием получения высоких энергетических и удельных по массе и объему показателей является обеспечение высоких динамических характеристик. Линейный принцип построения имитаторов позволяет получить высокие динамические характеристики, но не обеспечивает хороших технико-экономических показателей, а ключевой режим работы силовых полупроводниковых элементов имитатора обеспечивает высокие энергетические и удельные по массе и объему показатели, но ухудшает динамические характеристики. Последнее объясняется тем, что ключевой режим работы с ШИМ-регулированием требует наличия на выходе сглаживающего LC-фильтра, обладающего значительной инерционностью.

Построение имитаторов первичных источников на принципе амплитудно-импульсного регулирования напряжения, осуществляемого с помощью ДИО, позволяет наиболее удачно совместить высокие динамические, энергетические, удельные по массе и объему показатели в одном устройстве.

На рис. 6.12 [74] приведена схема имитатора первичного источника, у которого кроме дискретного регулирования с помощью ДИО введено также линейное регулирование напряжения с помощью транзистора VT_1 модуля $ПМ_1$. Суммарное напряжение ПМ выпрямляется и подается через датчик тока $ДТ$ на нагрузку. Напряжение с выхода функ-

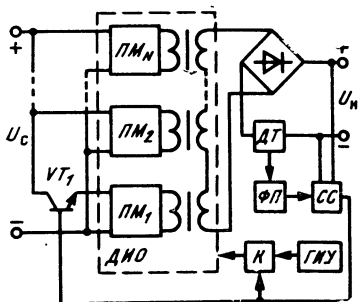


Рис. 6.12. Схема имитатора первичного источника с дискретным и линейным регулированием

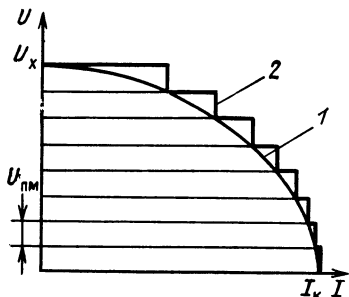


Рис. 6.13. Выходные характеристики ДИО и имитатора

ционального преобразователя $ФП$, задающее в зависимости от тока нагрузки форму выходной характеристики первичного источника (рис. 6.13, кривая 1), сравнивается схемой сравнения ($СС$) с выходным напряжением имитатора, а сигнал сравнения определяет число ПМ, на которые должны поступать импульсы управления от генератора $ГЛУ$ через коммутатор $К$. Путем изменения соотношения между числами включенных и отключенных модулей ДИО обеспечивает с точностью до напряжения модуля $U_{ПМ}$ ступенчатую аппроксимацию выходной характеристики первичного источника (рис. 6.13, кривая 2).

Линейный регулятор на транзисторе VT_1 приближает ступенчатый вид характеристики имитатора к действительной выходной характеристике первичного источника, и его наличие практически не сказывается на КПД имитатора из-за малой его расчетной мощности при относительно большом числе ПМ. В таком имитаторе возможно также использование ПМ с выполнением соотношения членов геометрической прогрессии при делении выходной мощности ДИО между ПМ.

ПМ имитатора целесообразно выполнять по одноконтурной схеме, так как при произвольном изменении тока нагрузки в двухтактных схемах из-за инерционности выпрямительных диодов будет наблюдаться пере-

грузки ПМ, что приведет к искажению формы выходной характеристики имитатора.

Если возможна гальваническая связь между нагрузкой и источником питания имитатора, то целесообразно имитатор строить на основе однотактных ПМ по схеме, приведенной на рис 6.14 [75]. В зависимости от состояния компараторов $A_2—A_N$ транзисторы $VT_2—VT_N$ будут находиться либо в открытом, либо в закрытом состоянии, при этом модули $ПМ_2—ПМ_N$ будут соответственно находиться либо в режиме КЗ, либо в режиме передачи энергии, когда по диодам $VD_2—VD_N$ будет протекать полный ток отдельного модуля. Диоды $VD_2—VD_N$ служат для отключения модулей, находящихся в режиме КЗ.

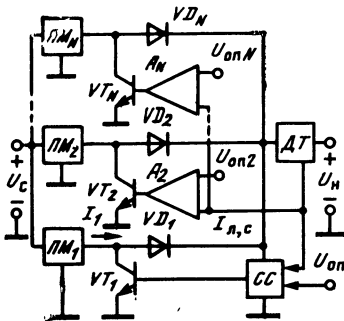


Рис. 6.14. Схема имитатора первичного источника

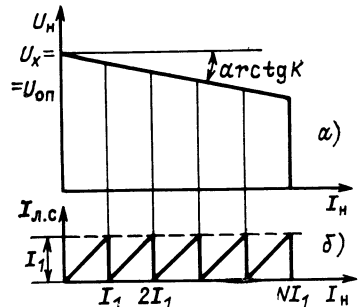


Рис. 6.15. Выходная характеристика имитатора (а) и линейного стабилизатора (б)

При $I_N < I_1$ напряжение на выходе датчика тока ДТ сравнительно мало, поэтому все компараторы $A_2—A_N$ находятся в таком состоянии, при котором транзисторы $VT_2—VT_N$ открыты и модули работают в режиме КЗ.

Транзистор VT_1 совместно с $ПМ_1$ и схемой сравнения образует линейный стабилизатор напряжения, на выходе которого поддерживается напряжение

$$U_N = U_{оп} - I_N k,$$

где k — коэффициент пропорциональности.

При $I_N = 0$ на выходе линейного стабилизатора, а следовательно, и на выходе имитатора напряжение равно $U_{оп} = U_x$ (рис. 6.15,а). По мере роста тока I_N транзистор VT_1 будет приоткрываться и при $I_N = I_1$ весь ток модуля $ПМ_1$ будет поступать в нагрузку (рис. 6.15,б), а транзистор VT_1 будет полностью закрыт. Напряжение на выходе датчика тока достигает уровня порога срабатывания компаратора A_2 , в результате чего он срабатывает, транзистор VT_2 закрывается и весь ток $ПМ_2$ будет поступать в нагрузку. Скачкообразно увеличится напряжение U_N

и ток I_n , что приведет к открытию транзистора VT_1 и уменьшению до нуля выходного тока $I_{п.с}$ линейного стабилизатора. При этом вновь на выходе имитатора установится напряжение, равное $U_{оп} - I_1 k$.

Дальнейшее увеличение тока нагрузки будет сопровождаться уменьшением напряжения U_n , и при $I_n = 2I_1$ сигнал датчика тока достигнет уровня порога срабатывания компаратора A_3 , что приведет к закрытию транзистора VT_3 и протеканию тока $ПМ_3$ по нагрузке. Включение $ПМ_3$ в цепь нагрузки вызовет полное открытие транзистора VT_1 и уменьшение тока $I_{п.с}$ до нуля. Далее процесс повторяется.

При $I_n = I_1(N-1)$ срабатывает компаратор A_N , закрывается транзистор VT_N и последний модуль $ПМ_N$ переводится в режим отдачи энергии в нагрузку, а при дальнейшем росте тока нагрузки вплоть до величины $I_n = NI_1$, напряжение U_n будет стабилизироваться за счет линейного стабилизатора. Когда ток I_n достигнет NI_1 , транзистор VT_1 будет полностью закрыт, все ПМ будут отдавать энергию в нагрузку и в этом режиме окажется справедливым выражение для напряжения на нагрузке

$$U_n = R_n NI_1.$$

Поэтому всякое уменьшение сопротивления нагрузки R_n сопровождается снижением выходного напряжения U_n при постоянном токе I_n (рис. 6.15,а).

Увеличение R_n (уменьшение I_n) приводит к обратному процессу, при котором по мере уменьшения напряжения с выхода датчика модули $ПМ_N - ПМ_2$ будут поочередно переводиться в режим КЗ.

На выходе имитатора формируется за счет подключения (отключения) ПМ необходимая вольт-амперная характеристика нерегулируемого первичного источника электрической энергии.

В данной схеме отсутствует фильтр, а его роль выполняет линейный стабилизатор, что значительно повышает динамические характеристики имитатора. Отсутствие функционального преобразователя упрощает схему управления имитатором.

Таким образом, данная схема по сравнению с предыдущей характеризуется большим КПД за счет возможности применения однотактных схем ПМ и лучшими динамическими характеристиками, что и определяет предпочтительность ее применения.

Принцип многомодульного построения ДИО на основе однотактных ПМ позволяет выполнить высоконадежный стабилизатор тока, схема которого приведена на рис. 6.16 и может использоваться в качестве источника электропитания газового лазера [76].

Источник содержит ряд транзисторных модулей $ПМ_1 - ПМ_N$, выполненных по схеме однотактного прямого конвертора с входным $Пр_1$ и выходным $Пр_2$ предохранителями, модули могут соединяться между собой по входным и выходным цепям параллельно. Каждый модуль содержит элемент управления, включающий релейный регулятор $РР$, подключенный входом к измерительному резистору R_1 , а выходом — к уси-

лителю мощности $УМ_1$, выход которого соединен с базой силового транзистора VT_1 модуля. По крайней мере один из ПМ содержит в себе триггерный элемент $ТЭ$. Общий орган управления содержит датчик тока нагрузки $ДТ$, схему сравнения $СС$, пороговое устройство $ПУ$ и ограничитель напряжения $ОН$, который ограничивает максимальный сигнал со схемы сравнения при включении источника с целью исключения токовых перегрузок модулей. По мере нарастания тока нагрузки сигнал с $ДТ$ возрастает и напряжение с $СС$ снижается вплоть до уровня, при котором ток нагрузки устанавливается на номинальном уровне.

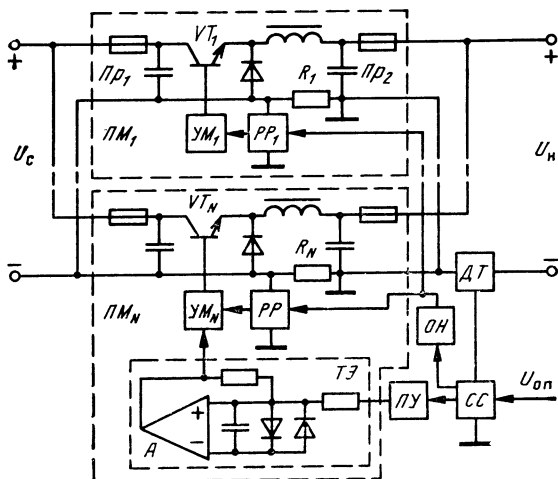


Рис. 6.16. Схема высоконадежного стабилизатора тока многомодульного типа

При этом выходной ток каждого ПМ определяется уровнем напряжения со схемы сравнения, которое поступает на входы релейных регуляторов всех ПМ, что обеспечивает их равномерную токовую загрузку. Так как элемент управления каждым модулем является автономным, то моменты переключения силовых транзисторов $VT_1—VT_N$ не совпадают между собой, что приводит к уменьшению как высокочастотных, так и низкочастотных пульсаций на входе и выходе источника. Это особенно заметно при большом числе ПМ, поскольку именно в этом случае происходит наиболее полная компенсация пульсаций их выходных токов.

Чтобы обеспечить постоянство КПД источника, в нем предусмотрено автоматическое отключение «лишних» модулей в случае уменьшения уровня стабилизации тока нагрузки, так как уменьшением сигнала $ДТ$ приводит к снижению уровня выходного напряжения схемы сравне-

ния и соответственно напряжения управления ПМ, что приводит к снижению выходных токов всех ПМ. Если сигнал схемы сравнения достигает нижнего уровня срабатывания ПУ, то последнее срабатывает и напряжение на его выходе становится отрицательным. Через некоторый интервал времени $t_{a(N)}$, определяемый параметрами цепочки временной задержки триггерного элемента модуля ПМ_N, происходит опрокидывание компаратора А в состояние, при котором с выхода усилителя мощности УМ_N на транзистор VT_N поступает запирающее напряжение. Модуль ПМ_N отключается, и ток нагрузки уменьшается, что приводит к увеличению уровня напряжения управления ПМ. Это вызывает рост токовой загрузки включенных ПМ и переход ПУ в свое нейтральное положение, а компаратор остается в прежнем состоянии, чем обеспечивается отключенное состояние модуля ПМ_N.

При дальнейшем уменьшении уровня стабилизации тока нагрузки напряжение с СС вновь начинает уменьшаться до уровня, при котором произойдет срабатывание ПУ нового модуля ПМ_{N-1}, если он, как модуль ПМ_N, снабжен триггерным элементом. Процесс отключения «лишних» ПМ происходит вплоть до обесточивания всех ПМ, снабженных триггерным элементом. Для того чтобы ПМ отключались поочередно, времена задержки цепочек выбраны разными, при этом $t_{a(N)} < t_{a(N-1)} < < t_{a(N-2)}$ и т. д. Для исключения режима неуправляемого отключения модулей время задержки $t_{a(N)}$ должно превышать интервал времени, в течение которого ток нагрузки после момента отключения «лишнего» ПМ вырастает до номинального уровня.

При увеличении уровня стабилизации тока нагрузки наблюдается обратный процесс поочередного подключения ПМ, находящихся в отключенном состоянии.

Аналогично, если при работе источника происходит отказ одного из ПМ, напряжение на СС возрастает, ПУ срабатывает и напряжение на его выходе становится положительным, что обеспечит через определенное время задержки подключение ПМ.

Таким образом, в источнике число включенных ПМ строго определяется стабилизируемым током нагрузки, что повышает КПД источника в целом, а перевод «лишних» ПМ в режим «холодного» резерва существенно повышает его надежность.

Использование автономных одноктных преобразовательных модулей с высокими динамическими показателями в ДИО позволяет с учетом перестройки схемы управления создать ИВЭП, который может работать в режиме стабилизации напряжения на нагрузке или стабилизировать ток нагрузки на заданном уровне в режиме имитатора первичного источника или генерировать импульсы тока и напряжения требуемой формы большой мощности.

На рис. 6.17,а приведена схема ИВЭП многоцелевого назначения, в которой одновременно используются дискретный и непрерывный способы регулирования [77].

ДИО состоит из однотипных модулей $ПМ_1—ПМ_{25}$, выполненных по схеме прямого однотактного конвертора и работающих в режиме двухпозиционного регулирования тока модуля $I_{ПМ} = 2$ А за счет сигнала, снимаемого с измерительного резистора R_{21} и наличия релейного регулятора $РР_2$. Каждый из ПМ работает на частоте, изменяющейся от 1 до 30 кГц. Первый ПМ подключен непосредственно к выходу источника, а остальные модули $ПМ_2—ПМ_{25}$ — через диодно-транзисторный

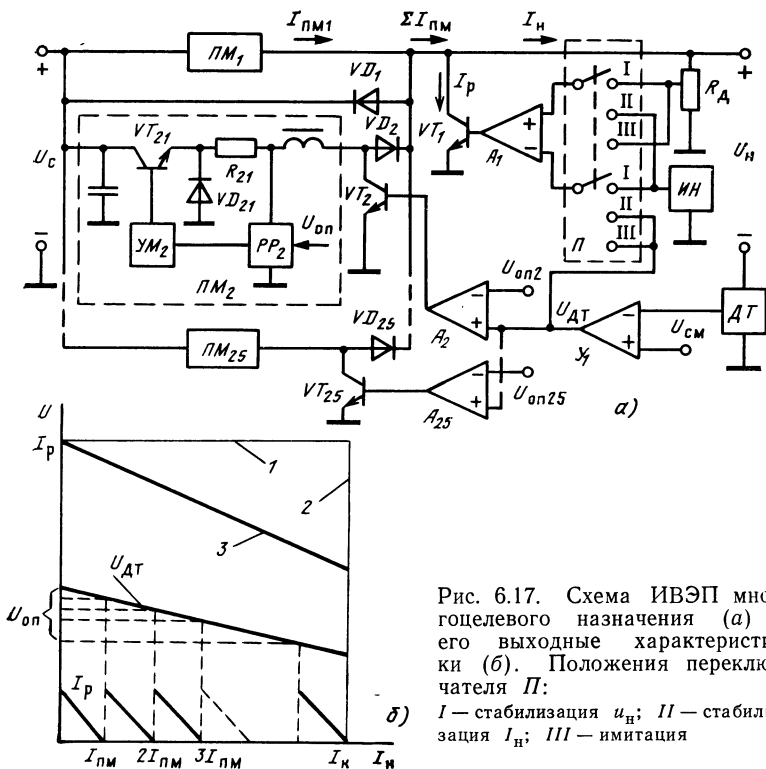


Рис. 6.17. Схема ИВЭП многоцелевого назначения (а) и его выходные характеристики (б). Положения переключателя $П$:

I — стабилизация u_H ; II — стабилизация I_H ; III — имитация

коммутатор ($VD_2—VD_{25}, VT_2—VT_{25}$). Управление коммутатором осуществляется компараторами $A_2—A_{25}$, каждый из которых имеет свой порог срабатывания ($U_{оп2}—U_{оп25}$). На входы всех компараторов поступает сигнал $U_{ДТ}$ с датчика тока после его усиления на усилителе $У_1$. Линейный стабилизатор собран на транзисторе VT_1 , компараторе A_1 и выходном делителе $R_{Д}$.

Если необходимо стабилизировать напряжение на нагрузке, то переключатель Π должен находиться в положении I , что обеспечивает подачу выходного напряжения с делителя $R_{\text{д}}$ на один из входов компаратора A_1 , на второй вход которого подается опорное напряжение требуемого уровня от источника напряжения $ИН$.

При отклонении напряжения $U_{\text{н}}$ от заданного уровня появляется сигнал рассогласования, который после усиления воздействует на цепь управления транзистора VT_1 , в результате чего происходит перераспределение суммарного тока ПМ $\Sigma I_{\text{ПМ}}$ в нагрузку и регулирующий транзистор $VT_1(I_{\text{р}})$. С целью получения высокого КПД источника в схеме предусмотрено автоматическое подключение (отключение) ПМ в зависимости от тока $I_{\text{н}}$ за счет сравнения сигнала $ДТ U_{\text{ДТ}}$ с уровнями порогов срабатывания компараторов $A_2—A_{25}$. Соответствующим выбором коэффициента усиления усилителя \mathcal{U}_1 и смещения $U_{\text{см}}$ можно установить такой режим работы источника, при котором всегда ток включенных модулей $\Sigma I_{\text{ПМ}}$ превышает ток нагрузки $I_{\text{н}}$ не более чем на ток ПМ $I_{\text{ПМ}}$. В этом случае максимальная мощность рассеяния на транзисторе VT_1 не может превысить $I_{\text{ПМ}} U_{\text{н}}$.

В режиме стабилизации напряжения ток нагрузки может увеличиваться до тех пор, пока не включатся в работу все ПМ (транзисторы $VT_1—VT_{25}$ закроются). Дальнейшее уменьшение сопротивления нагрузки сопровождается снижением выходного напряжения при постоянном токе $I_{\text{н}}$ (характеристики 1 и 2 на рис. 6.17,б).

При необходимости стабилизации тока нагрузки на заданном уровне переключатель Π должен находиться в положении II . В этом случае на один вход компаратора поступает сигнал $U_{\text{ДТ}}$ с усилителя \mathcal{U}_1 , а на второй вход — опорное напряжение с $ИН$, которое соответствует заданному уровню тока нагрузки. Логика работы источника остается прежней, но транзистор VT_1 служит в этом случае не только для точной стабилизации и фильтрации, но и для обеспечения плавной регулировки тока нагрузки при изменении уровня опорного напряжения компаратора A_1 .

В режиме имитации первичного источника переключатель Π должен находиться в положении III . В этом случае на один вход компаратора A_1 поступает сигнал $U_{\text{ДТ}}$, а на второй — напряжение $U_{\text{н}}$ с делителя $R_{\text{д}}$. При этом логика работы источника соответствует логике для режима стабилизации напряжения $U_{\text{н}}$, с той лишь разницей, что опорным напряжением для линейного стабилизатора является сигнал $U_{\text{ДТ}}$. Данному режиму на рис. 6.17,б соответствует характеристика 3.

В режиме генерации импульсов напряжения или тока переключатель должен находиться в положении соответственно I или II , при этом опорными напряжениями являются импульсы напряжения заданной формы и частоты, поступающие с источника напряжений.

Данный источник может использоваться в качестве агрегата для электросварки. Если переключатель Π находится в положении I , то ток электрической дуги поддерживается на уровне тока КЗ I_K , а если в положении II , то он устанавливается на заданном уровне.

Основные параметры многоцелевого источника по схеме рис. 6.17

Напряжение питания, В	40—80
Регулируемое напряжение на нагрузке, В	35—75
Регулируемый ток нагрузки, А	5—50
Стабильность выходных параметров в режиме стабилизации, %	± 3
Регулируемое внутреннее сопротивление, Ом	0—1
Максимальная мощность нагрузки, кВ·А	3,7
Частота выходных импульсов в режиме генерации, кГц	0—70
Мощность в импульсе, кВ·А	0,15—3,5
Коэффициент полезного действия	0,9—0,95
Масса, кг	15

Глава седьмая

**ДИСКРЕТНЫЕ ФОРМИРОВАТЕЛИ ПЕРЕМЕННОГО
НАПРЯЖЕНИЯ НА ОСНОВЕ КОММУТАЦИИ
ОБМОТОК ТРАНСФОРМАТОРА**

7.1. ПРИНЦИП ПОСТРОЕНИЯ ДФН

На ряде подвижных объектов основным источником электрической энергии является аккумуляторная батарея ограниченной емкости, а для электропитания магнитно-электрических и электромашинных устройств навигации, локации и связи (сельсинов, тахогенераторов, гироскопов, индуктивных датчиков, синусно-косинусных поворотных трансформаторов и т. п.) требуется переменное напряжение синусоидальной формы с наименьшим коэффициентом нелинейных искажений $k_{\text{н}}$.

Из-за ограниченной емкости батареи ее напряжение по мере разряда снижается на 15—20%, следовательно, наряду с получением переменного напряжения синусоидальной формы из постоянного встает задача стабилизировать выходное напряжение как по уровню, так и по частоте. Для этих целей применяют стабилизирующие преобразователи напряжения, которые должны обладать, наряду с высокими показателями по качеству энергии, высокими энергетическими, надежностными и удельными по массе и объему показателями.

В системах гарантированного электроснабжения комплексов связи и управления в случае отключения напряжения промышленной сети (аварийное отключение, перегорание предохранителя), которая является, как правило, основным источником электрической энергии, наиболее ответственные блоки и узлы хранения и обработки информации, а также устройства, обеспечивающие нормальный температурный режим шкафа (вентиляторы), получают электрическую энергию от резервного источника, в качестве которого используется аккумуляторная батарея огра-

ниченной емкости, через преобразователь постоянного напряжения в переменное, приближающееся по форме к напряжению сети. Такие преобразователи должны быть рассчитаны на броски тока нагрузки в моменты записи (считывания) информации или в моменты запуска электродвигателя, работать на нагрузку активно-индуктивного характера и обеспечивать стабилизацию выходного напряжения, так как напряжение аккумуляторных батарей со временем уменьшается.

Системы управления такими технологическими процессами, как, например, тренировка и испытание мощных электронных приборов на обратное напряжение и виброустойчивость, включают в себя программируемый задатчик входного сигнала и исполнительное устройство, которое должно повторить входной сигнал с заданным коэффициентом усиления по мощности и с наименьшим коэффициентом искажения, т. е. представляют собой по существу программные регуляторы.

Во всех приведенных случаях для решения поставленных задач необходимо применять преобразователи постоянного напряжения, уровень которого может изменяться в широком диапазоне ($\pm 20\%$), в переменное стабилизированное напряжение синусоидальной формы частотой 50 Гц (для стационарных систем) и частотой 400 Гц (для бортовых систем) или в напряжение, уровень которого изменяется по заданному закону.

Общим требованием для таких устройств является требование гальванической развязки первичного источника и нагрузки, для чего в схему преобразователя вводят силовой трансформатор, резко ухудшающий массообъемные показатели устройства.

Улучшить этот показатель можно за счет повышения частоты, на которой работает трансформатор. Например, на частоте 50 Гц удельный показатель по массе трансформатора составляет 10—20 кг/кВт, а на частоте 3—5 кГц он уменьшается в 10—15 раз. Причем у высокочастотных трансформаторов КПД повышается по сравнению с низкочастотными на 4—5%.

Наличие высокочастотного трансформатора в преобразователе позволяет осуществлять дискретное изменение его выходного напряжения за счет изменения коэффициента трансформации.

Такого рода преобразователи, называемые дискретными формирователями напряжения (ДФН), строятся по функциональной схеме, которая приведена на рис. 7.1.

Силовая часть схемы включает высокочастотный преобразователь ВП с трансформаторным выходом T , дискретный формирователь (модулятор) ДФ, демодулятор Д и выходной фильтр Ф.

Задачей высокочастотного преобразователя является преобразование постоянного напряжения первичного источника в переменное прямоугольной формы и высокой частоты (10—20 кГц) с целью уменьшения массообъемного показателя трансформатора T .

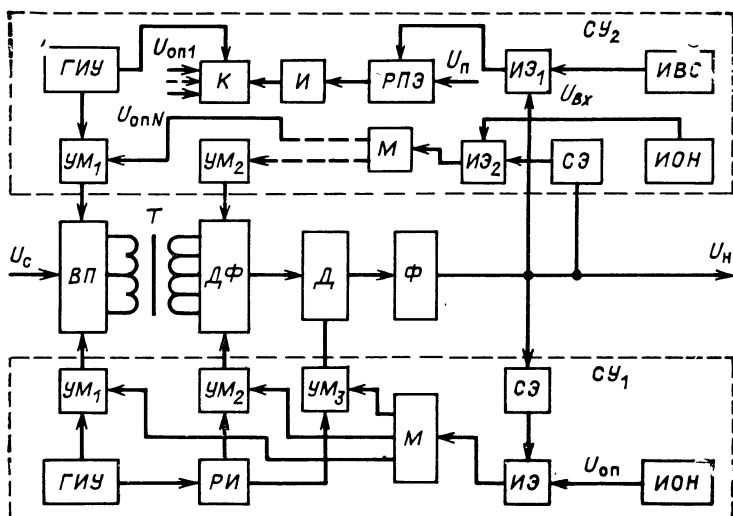


Рис. 7.1. Функциональная схема ДФН

Формирователь ДФ обеспечивает за счет изменения коэффициента трансформации T дискретное изменение амплитуды высокочастотного напряжения или согласно программе изменения во времени входного сигнала $U_{вх}$ (режим воспроизведения входного сигнала с усилением его по мощности), или согласно заданному периодическому, например синусоидальному, закону (режим формирования выходного напряжения).

Эта задача может быть решена при использовании централизованного трансформатора, изменение коэффициента трансформации которого достигается путем коммутации числа витков (обмоток) как на первичной стороне, так и на вторичной.

Трансформатор может быть децентрализованным, тогда изменение коэффициента трансформации трансформа-

тора $D\Phi$ достигается путем коммутации однотипных ПМ, каждый из которых имеет трансформаторный выход.

В этом случае появляется возможность изменять структуру $D\Phi$ за счет изменения как числа включенных в работу ПМ (и последовательности их включения), так и типа соединения ПМ между собой.

Таким образом, силовая часть ДФН, выполненная на отдельных ПМ может адаптироваться (изменять свою структуру) или в соответствии с программой изменения входного сигнала (режим воспроизведения), или в зависимости от желаемой формы выходного напряжения (режим формирования) или с учетом требований надежности.

Дискретные формирователи напряжения на ПМ в дальнейшем называются $D\Phi$ с адаптируемой структурой.

Демодулятор D обеспечивает выделение низкочастотного напряжения требуемой формы и рода тока (постоянный или переменный) из модулированного высокочастотного. Выполняется он по мостовой схеме. В случае получения на выходе $D\Phi$ модулированного высокочастотного напряжения переменного тока D выполняется по схеме полностью управляемого выпрямителя на ключах с двухсторонней проводимостью. Если на выходе $D\Phi$ получено модулированное высокочастотное напряжение постоянного тока, то D выполняется по мостовой схеме низкочастотного ПМ на ключах с односторонней проводимостью.

Выходной фильтр Φ обеспечивает подавление высокочастотных гармонических составляющих в выходном напряжении.

Схема управления ДФН строится в зависимости от режима его работы.

В случае работы ДФН в режиме формирования напряжения используется схема управления $СУ_1$, включающая генератор импульсов управления $ГИУ$, сигнал с которого поступает через усилитель мощности $УМ_1$ на силовые ключи $ВП$, а также через распределитель импульсов $РИ$ и усилители мощности $УМ_2$, $УМ_3$ соответственно на $D\Phi$ и D . Устройство $РИ$ обеспечивает распределение поступающих импульсов во времени на $D\Phi$ и D согласно заданному закону формирования.

Регулирование или стабилизация выходного напряжения ДФН осуществляется с помощью схемы обратной связи, которая включает источники опорного напряжения $ИОН$, элемент $СЭ$, согласующий напряжение нагрузки с опорным по уровню и роду тока, измерительный элемент $ИЭ$ сигнала рассогласования и модулятор M . В качестве

M может быть использован, например, формирователь ШИМ-сигнала (см. § 5.4). Данный ШИМ-сигнал, длительность которого зависит от отклонения выходного напряжения от заданного, может быть использован тремя способами в зависимости от усилителя, на который он подается: он может или менять коэффициент заполнения импульсов у высокочастотного ПМ (подача сигнала на $УМ_1$), или менять этот коэффициент у низкочастотного ПМ-демодулятора (подача сигнала на $УМ_3$), или менять момент дискретного изменения коэффициента трансформации трансформатора T (подача сигнала на $УМ_2$).

Подача ШИМ-сигнала M на соответствующий усилитель мощности определяется в основном требованиями простоты схемной реализации.

В случае работы ДФН в режиме воспроизведения входного сигнала используется схема управления $СУ_2$, включающая $ГИУ$, источник входного сигнала $ИВС$, измерительный элемент $ИЭ_1$ совпадения напряжения U_n с напряжением $U_{вх}$, релейно-пороговый элемент $РПЭ$, который опрокидывается при достижении сигналом совпадения определенного порогового уровня U_n , интегратор $И$, обеспечивающий накопление сигнала рассогласования, коммутатор K , состоящий из отдельных компараторов с фиксированными опорными уровнями напряжения $U_{оп1}—U_{опN}$, которые срабатывают в зависимости от уровня сигнала совпадения и тем самым пропускают через усилитель мощности $УМ_2$ импульсы управления от $ГИУ$ на ключи ДФ.

Схема обратной связи по отклонению выходного напряжения строится так же, как и для режима формирования напряжения.

7.2. ВИДЫ МОДУЛЯЦИИ В ДИСКРЕТНЫХ ФОРМИРОВАТЕЛЯХ ПЕРЕМЕННОГО НАПЯЖЕНИЯ

Одной из основных задач, стоящих перед проектировщиком дискретного формирователя ДФ, является задача сформировать синусоидальное напряжение из напряжения ступенчатой формы, содержащей наименьшее число гармонических составляющих, близких к основной частоте, для подавления которых потребовались бы громоздкие фильтры. Причем эта задача должна выполняться с учетом необходимости регулирования (стабилизации) выходного напряжения ДФ или за счет изменения только коэффициента трансформации k_T высокочастотного трансформатора, или за счет изменения как значения k_T , так и момента его изменения.

Для выполнения этих требований в дискретном формирователе может быть использован ступенчатый вид модуляции высокочастотного напряжения прямоугольной формы или по синусоидальному (рис. 7.2,а, б), или по трапецеидальному (рис. 7.2,в) закону. Причем все приведенные на рис. 7.2 формы ступенчатого напряжения могут быть с паузой на нулевом уровне или без нее. Расчеты показывают [6], что при одинаковом числе ступеней выходного напряжения кривые с паузой имеют лучший гармонический состав по сравнению с кривыми без паузы.

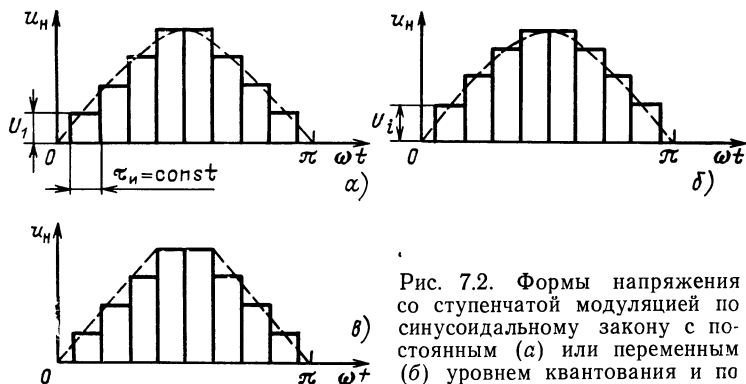


Рис. 7.2. Формы напряжения со ступенчатой модуляцией по синусоидальному закону с постоянным (а) или переменным (б) уровнем квантования и по трапецеидальному закону (в)

Формирование ступенчатой формы по синусоидальному закону может быть выполнено с постоянным уровнем квантования (рис. 7.2,а) по времени $\tau_n = \text{const}$ и по уровню $U_1 = \text{const}$ или с постоянным уровнем квантования (рис. 7.2,б) по времени $\tau_n = \text{const}$, но переменным по уровню $U_i = \text{var}$. Амплитуда k -й гармоники U_k для форм напряжения, приведенных на рис. 7.2,а, б, определяется согласно выражению [6]

$$U_k = \frac{2Ud}{k\pi} \cos \frac{k\pi(d-1)}{2d},$$

где U — амплитуда основной гармоники; $d = \frac{\pi}{2} \tau_n$ — число квантований (ступеней) при четном числе тактовых интервалов и $d = \frac{1}{2} \left(\frac{\pi}{\tau_n} - 1 \right)$ — при нечетном числе тактовых интервалов.

Число ступеней связано с рабочей частотой f_B высокочастотного преобразователя и частотой f_H выходного напряжения соотношением $d = 0,5(f_B/f_H - 1)$ и для устране-

ния 3, 5, 7 и вообще i -й гармонических составляющих из кривой ступенчатого напряжения необходимо иметь $d = 0,25(i+1)$ ступеней.

На рис. 7.3,а показана зависимость коэффициента гармоник k_r напряжения ступенчатой формы от числа ступеней [78], из которой видно, что значительное уменьшение коэффициента k_r достигается в напряжении, состоящем из пяти-шести ступеней. При дальнейшем возрастании числа ступеней коэффициент k_r изменяется незначительно. Практически синусоидальное напряжение

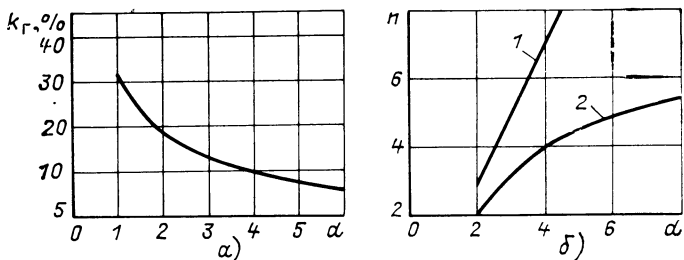


Рис. 7.3. Зависимость коэффициента гармоник (а) и аппаратных затрат (б) от числа ступеней в кривой напряжения

получается (с коэффициентом $k_r = 5\%$) без применения фильтра при девяти ступенях выходного напряжения. Однако увеличение числа ступеней d связано с увеличением числа коммутирующих ключей, обмоток высокочастотного трансформатора и усложнением схемы управления ими, что иллюстрирует кривая 1 на рис. 7.3,б. В связи с этим предпочтительнее проводить формирование синусоидально-ступенчатой формы с переменным уровнем квантования (рис. 7.2,б) при постоянном числе ступеней $d = \text{const}$. Изменение уровня квантования U_i с целью приближения кривой напряжения к синусоидальной форме может, например, выполняться в соответствии с геометрической прогрессией с основанием два (см. гл. 1). В этом случае аппаратные затраты уменьшаются (кривая 2 на рис. 7.3,б), так как число n ключей и обмоток высокочастотного трансформатора связано с числом ступеней d соотношением $n = \log_2 d$.

Расчеты показывают, что при трех ступенях их уровни A_1, A_2, A_3 (с целью наибольшего приближения к синусоидальной форме) должны быть выполнены с соотношениями: $A_1 = 0,265A_3$; $A_2 = 0,735A_3$; $A_3 = 1$. При этом коэффициент гармоник $k_r = 15,4\%$, 3, 5, 7 и 9-я гармоники в сту-

пенчатой кривой напряжения отсутствуют, а ближайшей к основной будет 11-я гармоника.

Таким образом, квантование по уровню при ступенчато-синусоидальной форме позволяет получить наиболее благоприятный спектральный состав выходного напряжения.

Квантование по трапецеидальному закону (рис. 7.2,в) устраняет лишь отдельные гармоники (а не массивы гармоник, как при синусоидальном законе формирования),

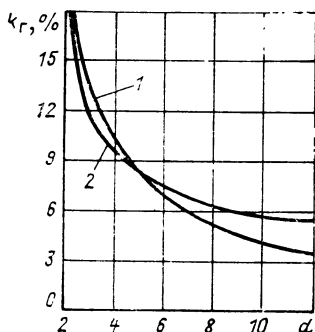
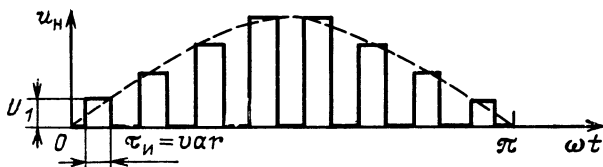


Рис. 7.4. Зависимость коэффициента гармоник от числа ступеней при синусоидальном и трапецеидальном законах формирования

Рис. 7.5. Форма напряжения с АИМ



остальные же гармоники уменьшаются по амплитуде в той или иной степени. Сравнение законов формирования (рис. 7.4) показывает, что при $d < 6$ лучшим коэффициентом k_r обладает напряжение, получаемое при модуляции уровня напряжения по трапецеидальному закону (кривая 2), а при $d > 6$ — при модуляции по синусоидальному закону (кривая 1) [6].

Основным недостатком ступенчатого вида модуляции является зависимость формы напряжения как от числа ступеней d , так и от соотношения уровней, и при их изменении (с целью регулирования или стабилизации выходного напряжения) качественные показатели дискретного формирователя будут существенно изменяться. Вопросы оптимизации параметров ступенчатого напряжения при его регулировании (стабилизации) наиболее полно отражены в [79].

Для регулирования уровня выходного напряжения при малом изменении его формы целесообразно применить амплитудно-импульсную модуляцию (АИМ) по синусоидальному закону (рис. 7.5), суть которой заключается в том, что число ступеней d остается постоянным, а длительность $\tau_{и}$ формируемых импульсов изменяется, причем все формируемые импульсы имеют одну и ту же длительность $\tau_{и} = \pi q/d$, где q — коэффициент, характеризующий их ширину, может принимать значения $0 \leq q \leq 1$. При $q=1$ получается ступенчатый вид модуляции.

Амплитуда k -гармоники U_k при модуляции вида АИМ определяется согласно выражению

$$U_k = \frac{2Ud}{k\pi} \cos \frac{k\pi(d-q)}{2d},$$

где $k=2dj \pm 1$, $j=1, 2, 3 \dots$

Из данного выражения видно, что порядок гармоник определяется только числом ступеней d , а их амплиту-

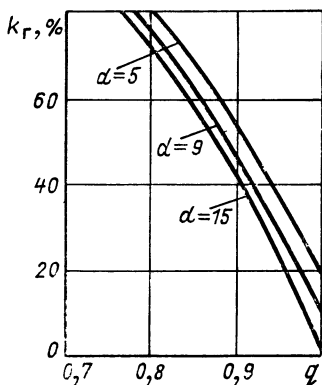
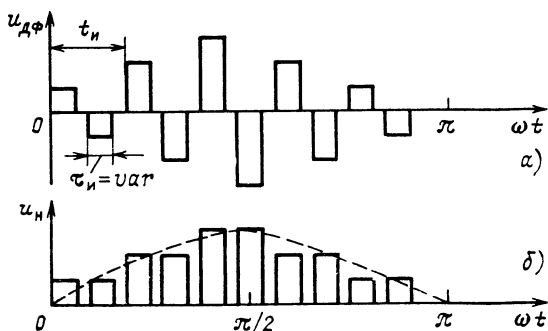


Рис. 7.6. Зависимость коэффициента гармоник от коэффициента ширины импульсов

Рис. 7.7. Форма напряжения на выходе дискретного формирователя (а) и на нагрузке (б) при комбинированной амплитудно-широтно-импульсной модуляции



ды — величинами d и q , что позволяет изменять в широких пределах величину q с целью регулирования выходного напряжения без изменения его спектра. Однако при изменении q резко ухудшается коэффициент гармоник k_r , выражение для которого имеет вид [6]

$$k_r = \sqrt{q \left(\frac{\pi}{2d \sin(\pi q/2d)} \right)^2 - 1}.$$

Эта зависимость показана на рис. 7.6 для нескольких фиксированных значений числа ступеней d .

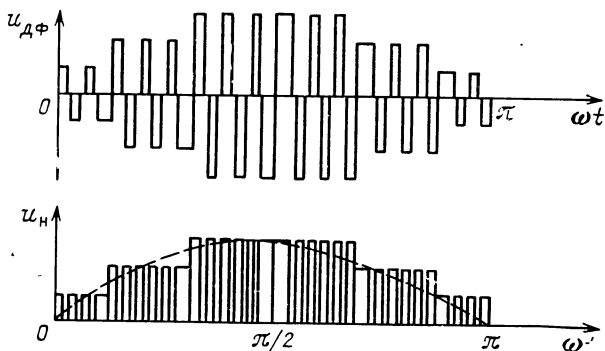


Рис. 7.8. Форма напряжения на выходе дискретного формирователя (а) и на нагрузке (б) при увеличенном числе импульсов в тактовом интервале

При АИМ по синусоидальному закону (рис. 7.5) следующей после основной гармонике будет гармоника с порядковым номером $k=2d-1$, так как все гармоники, расположенные между ними, устраниаются.

С целью расширения диапазона регулирования выходного напряжения при сохранении высоких качественных показателей в ДФН используют комбинированную амплитудно-широотно-импульсную модуляцию (КАШИМ), получаемую за счет увеличения числа широтно-модулированных импульсов $\tau_{и} = \text{var}$ в каждом тактовом интервале (ступени) $t_{и}$ от двух (рис. 7.7) и более (рис. 7.8) [80]. Импульсы, широтно-модулированные с двух сторон, поступают в начале каждого тактового интервала, поэтому последний импульс тактового интервала может иметь значение коэффициента $q=1$, как показано на рис. 7.8.

Комбинированная АИМ связана с разбиением каждого тактового интервала на соответствующие равные по длительности подынтервалы, что вызывает повышение час-

тоты высокочастотного преобразователя, а это, в свою очередь, приводит к ослаблению целого ряда гармоник, близких к основной, особенно при переходе к малым длительностям $q < 0,5$ широтно-модулированных импульсов. Например, в случае трехступенчатой формы напряжения и при наличии двух импульсов в тактовом интервале (рис. 7.6) $d=5$ отсутствуют 3, 5 и 7-я гармоники, и соизмеримой с амплитудой основной гармоники при $q < 5$ будет уже не

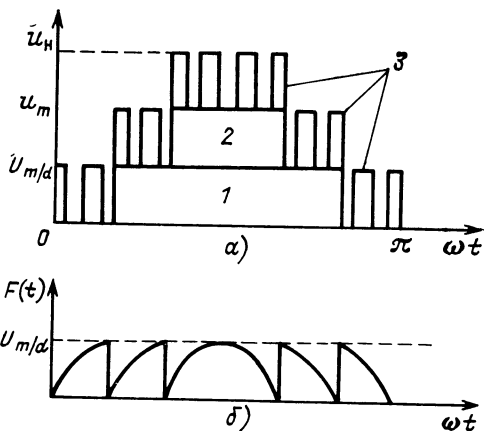


Рис. 7.9. Форма напряжения на нагрузке (а) и модулирующая функция (б) при многозонной импульсной модуляции

9-я, а 19-я гармоника. При четырех импульсах в тактовом интервале соизмеримой с амплитудой основной гармоники будет уже 39-я, тогда как амплитуды остальных близких к основной гармонике ослаблены на порядок и не превышают 13—16% амплитуды основной. При таком виде модуляции изменение коэффициента длительности q импульсов в широком диапазоне с целью регулирования (стабилизации) выходного напряжения приводит к незначительному изменению коэффициента гармоник.

Другой вариант комбинированного вида модуляции (рис. 7.9,а), который получил название многозонной импульсной модуляции (МИМ) [1], заключается в формировании выходного напряжения путем суммирования амплитудно-модулированных импульсов низкой частоты (1 и 2 на рис. 7.9,а) с высокочастотными широтно-модулированными импульсами, модулирующая функция $F(t)$ которых имеет вид, показанный на рис. 7.9,б. Ширина высокочастотных импульсов определяется функцией $q = F(t)$, а амплитуда неизменна и равна амплитуде первой ступени.

Действующее значение напряжения такой формы определяется согласно выражению

$$U = U_k \sqrt{\sum_{k=1}^d \frac{k-1}{d} + \frac{\pi}{2} \left[1 - \frac{2}{\pi d} \left(\operatorname{ctg} \frac{\pi}{4d} - 1 \right) \right]},$$

где k — порядковый номер импульсов; $U_k = U_m/d$ — уровень напряжения ступени.

Первая составляющая подкоренного выражения определяется модуляцией вида АИМ, а вторая составляющая — модуляцией вида ШИМ.

Эффективное значение напряжения основной гармоники

$$U_1 = \frac{\sqrt{2} U_k}{\pi} \left(\operatorname{ctg} \frac{\pi}{4d} - 1 \right).$$

Проведенный анализ видов модуляции [80], используемых для формирования переменного напряжения синусоидальной формы со звеном высокой частоты, показал, что наименьшим коэффициентом гармоник обладает комбинированный вид модулирования (КАШИМ). При этом благодаря ШИМ-модуляции осуществляется благоприятный сдвиг спектра в область высоких частот, что облегчает фильтрацию сформированного напряжения для доведения его коэффициента гармоник до желаемого низкого уровня.

7.3. ДИСКРЕТНЫЕ ФОРМИРОВАТЕЛИ ПЕРЕМЕННОГО НАПРЯЖЕНИЯ НА ОСНОВЕ КОММУТАЦИИ ОБМОТК ТРАНСФОРМАТОРА

Формирование напряжения ступенчатой формы может осуществляться путем изменения коэффициента k_T трансформатора за счет переключения его обмоток как на первичной, так и на вторичной стороне. В первом случае функции преобразования постоянного напряжения в переменное и формирования ступенчатой формы напряжения совмещены в одном устройстве. Причем первичная секционированная обмотка выполнена со средней точкой. В качестве силовых однонаправленных коммутирующих ключей могут использоваться транзисторы и тиристоры.

Заметим, что расчет такого трансформатора должен вестись на частоту формируемого напряжения, а ключей — на частоту их коммутации.

Наиболее простая схема с коммутацией первичных обмоток трансформатора приведена на рис. 7.10: каждая половина (верхняя и нижняя от точки +) первичной об-

мотки T разделена на отдельные обмотки, числа витков которых соответствуют выбранному закону модуляции по уровню (например, синусоидальному или трапецеидальному). При замыкании ключа K_n с одной стороны проводимостью к верхней половине первичной обмотки T прикладывается напряжение U_c источника постоянного тока и во вторичной обмотке появляется напряжение первой ступени, уровень которого определяется коэффициентом трансформации $k_T = \omega_2 / \omega_1 + \omega_2 + \dots + \omega_n$. Через заданный про-

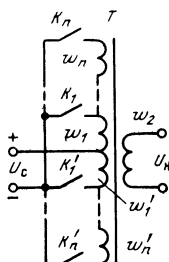


Рис. 7.10

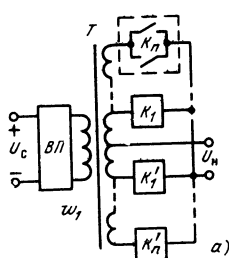


Рис. 7.11

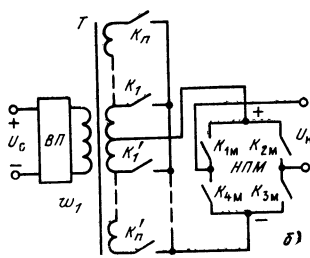


Рис. 7.10. Схема ДФН с коммутацией первичных обмоток трансформатора

Рис. 7.11. Схема ДФН с коммутацией вторичных обмоток трансформатора двунаправленным (а) и однонаправленным (б) ключом

межутков времени замыкается ключ K_{n-1} , и напряжение прикладывается к обмоткам w_1, w_2, \dots, w_{n-1} . Напряжение на нагрузке увеличится в $w_1 + w_2 + \dots + w_n / w_1 + w_2 + \dots + w_{n-1}$ раз, а однонаправленный ключ будет закрыт напряжением обмотки w_n . Напряжение на нагрузке будет дискретно (ступенчато) увеличиваться через заданные промежутки времени при замыкании очередного ключа. При замыкании ключа K_1 напряжение на нагрузке будет максимальным и определится соотношением витков обмоток w_2 / w_1 . Затем для формирования спадающей части кривой напряжения процесс коммутации ключей повторяется в обратном порядке. Формирование напряжения в отрицательный полупериод осуществляется аналогично с помощью ключей $K_1', K_2' \dots K_n'$, коммутирующих нижнюю половину вторичных обмоток.

При работе такого ДФН на активно-индуктивную нагрузку ключи должны иметь цепочки, которые обеспечивают возврат энергии в источник питания, что усложняет схему.

Более широкое применение нашли ДФН с коммутацией вторичных обмоток трансформатора. Их основным достоинством является возможность работы трансформатора на повышенных частотах, что улучшает его удельные показатели по массе и объему, а также позволяет применить амплитудно-импульсный или комбинированный вид модуляции с целью регулирования (стабилизации) выходного напряжения. Такие ДФН включают (рис. 7.11) высокочастотный преобразователь $ВП$ с трансформаторным выходом и формирователь на трансформаторе T с коммутирующими ключами. Рабочая частота f_v преобразователя определяется выходной частотой f_n и числом обмоток (ступеней) d согласно выражению $f_v = f_n(2d+1)$. Число уровней (ступеней) в полупериоде выходного напряжения равно числу выводов вторичной обмотки трансформатора, а ближайшая к основной гармоника будет иметь порядковый номер $k=4d-3$.

Основным недостатком схемы является возможность появления КЗ во вторичных обмотках при активно-индуктивном характере нагрузки. Его устранение связано с усложнением как силовой части формирователя, так и схемы управления. Кроме того, к ключам прикладывается высокое обратное напряжение (до двойного амплитудного). Реализация схемы формирования зависит от выполнения ключа. Если ключ имеет двухстороннюю проводимость, то схема ДФН имеет вид, показанный на рис. 7.11,а. В случае применения ключей, пропускающих ток только в одном направлении (рис. 7.11,б), в формирователь необходимо ввести управляемую мостовую схему низкочастотного преобразования постоянного напряжения НПМ (демодулятор) на ключах $K_{1м} - K_{4м}$ [81]. При формировании положительной полуволны напряжения замыкаются на полупериод, например ключи $K_{2м}, K_{4м}$, а отрицательной — ключи $K_{1м}, K_{3м}$.

Образец ДФН, изготовленный по схеме рис. 7.11,б на тиристорах, имеет следующие технические показатели [82]: входное постоянное напряжение $27 В \pm 20 \%$; выходное переменное напряжение $220 В \pm 1 \%$; выходная мощность $1,5 \text{ кВ} \cdot \text{А}$; коэффициент нелинейных искажений 5% ; КПД $0,8$; частота выходного напряжения $50 \text{ Гц} \pm \pm 1 \%$; габаритные размеры $400 \times 150 \times 250 \text{ мм}$.

С целью уменьшения числа обмоток при сохранении числа ступеней в кривой выходного напряжения разработаны дискретные формирователи с коммутацией обоих выводов во вторичных обмотках, как показано на рис. 7.12

[83], осуществляется формирование напряжения однополярными напряжениями обмоток. Схема формирователя включает: высокочастотный трансформатор T , выводы вторичных обмоток которого коммутируются с помощью однонаправленных ключей $K_1—K_5$ и $K'_1—K'_5$ (например, для подключения к процессу формирования обмотки ω_1 замыкаются ключи K_1 и K'_2); фильтр — конденсатор C_1 , низкочастотный преобразователь $НПМ$, выполненный по мостовой схеме на однонаправленных ключах $K_{1М}—K_{4М}$. На выходе коммутационно-выпрямительной схемы (клю-

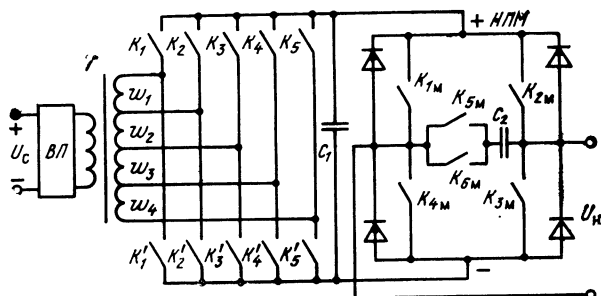


Рис. 7.12. Схема ДФН с коммутацией обоих выводов каждой обмотки трансформатора

чи K_1, K_2, \dots, K'_5) получаются однонаправленные импульсы, амплитуда которых модулирована по заданному закону, определяемому числом витков обмоток $\omega_1, \omega_2, \dots, \omega_4$. Например, при числах витков четырех обмоток, относящихся как 1 : 2 : 4 : 5, можно получить семь уровней выходного напряжения, причем каждый из уровней может быть повторен требуемое число раз в течение полупериода. При этом минимальная кратность несущей f_b и выходной f_n частот равна 13, а верхний предел кратности не ограничен.

В данной схеме несколько уменьшено напряжение на закрытых ключах $НПМ$. Например, при семи ступенях максимальное значение напряжения на ключах будет составлять только 10/7 амплитудного значения выходного напряжения. Недостатком схемы является введение $НПМ$, что снижает КПД ДФН в целом.

Для обеспечения работы схемы на активно-индуктивный характер нагрузки в выходную диагональ моста $НПМ$ введен дополнительный узел принудительной коммутации, состоящий из двунаправленного ключа ($K_{5М}, K_{6М}$) и конденсатора C_2 [84].

Исключить данную цепь при активно-индуктивном характере нагрузки с любым значением $\cos\phi$ можно с помощью датчика, включенного последовательно с двуправленным ключом и контролирующего направление протекания тока через ключ [85]. Сигнал с датчика при появлении тока рекуперации приводит через схему управления к замыканию других ключей на время протекания этого тока, чем обеспечивается сохранение управляющих свойств ключа.

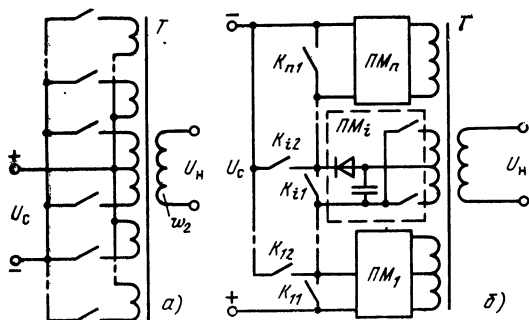


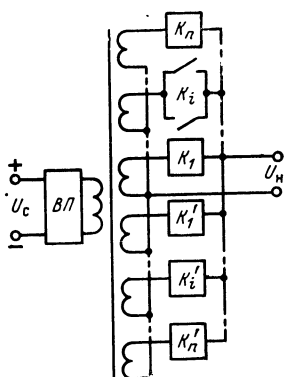
Рис. 7.13. Схема ДФН с коммутацией на первичной стороне трансформатора секций (а) или ПМ (б)

С целью уменьшения числа обмоток амплитудная модуляция (изменение коэффициента трансформации) по заданному закону в ДФН может осуществляться путем коммутации переключающих секций (ПС), что позволяет получать различные комбинации их соединений. При этом достигается уменьшение приложенного напряжения к коммутирующим ключам.

На рис. 7.13,а приведена схема ДФН с коммутацией переключающих секций (ПС) на первичной стороне трансформатора. Числа витков секций могут находиться между собой в любой зависимости. Напряжение каждой ступени определяется отношением числа витков обмотки w_2 к числу витков ПС, у которой замкнут ключ в данном промежутке времени. Переход на двухпроводный ключ уменьшает число ПС в 2 раза.

Получить заданную многоступенчатую форму напряжения можно путем коммутации отдельных ПМ (рис. 7.13,б), обмотки которых размещены на общем магнитопроводе трансформатора, а их числа витков находятся между собой в зависимости, выражаемой, например, геометриче-

ской прогрессией. Исключение ПМ из набора осуществляется путем замыкания шунтирующего ключа K_{i1} , по которому протекает ток первичной цепи, минуя ПМ. При необходимости исключения целого ряда ПМ, расположенных выше последнего работающего, открывается дополнительный ключ K_{i2} , исключая тем самым прохождение тока первичной цепи по шунтирующим ключам отключенных ПМ. Это снижает статистические потери и уменьшает расчетную мощность ключей.



←Рис. 7.14. Схема ДФН с коммутацией ПС на вторичной стороне трансформатора

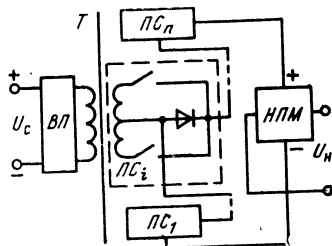


Рис. 7.15. Схема ДФН с коммутацией ПС, выполненных по схеме со средней точкой

Большое распространение получили ДФН с коммутацией ПС на вторичной стороне трансформатора (рис. 7.14). Сравнение схем ДФН с коммутацией витков (рис. 7.11,а) или секций (рис. 7.14) на вторичной стороне трансформатора при одинаковых исходных данных показало, что массообъемный показатель формирователя у второй схемы ниже, чем у первой, примерно на 20%, причем эта разница в показателе возрастает с увеличением числа ступенек в выходном напряжении [6]. Однако трансформатор у первой схемы имеет лучший массообъемный показатель, чем у второй.

На рис. 7.15 приведена схема ДФН с последовательно включенными ПС, которые выполнены по схеме со средней точкой. В данной схеме каждая ПС_і может быть включена при замыкании однонаправленного полупериодного ключа или зашунтирована в случае разомкнутого состояния этого ключа, так как ток будет протекать через развязывающий диод, а не через полуобмотку секции К недостаткам этой схемы можно отнести усложнение конструкции силового трансформатора за счет удвоения

обмоток секции, формирующих каждый уровень выходного напряжения, хотя мощность этих обмоток не удваивается, так как каждая из них работает в течение полупериода напряжения повышенной частоты. Демодулятор НПМ выполняется по аналогичным схемам.

Исключить демодулятор с переложением его функций на коммутирующие ключи можно за счет применения ПС, выполненных по мостовой схеме (рис. 7.16). Каждая секция может быть включена согласно с другими секциями

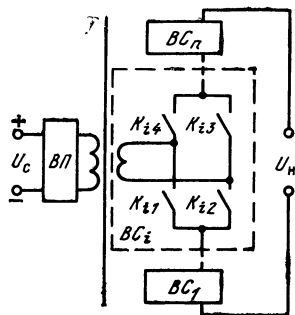


Рис. 7.16. Схема ДФН с коммутацией ПС, выполненных по мостовой схеме

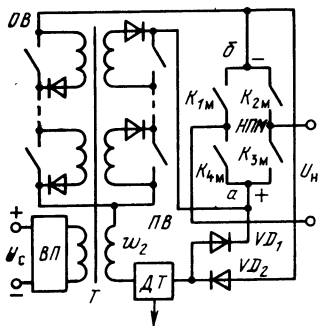


Рис. 7.17. Схема ДФН с коммутацией однополупериодных ПС

(ключи K_{i2} , K_{i4} замкнуты, а ключи K_{i1} , K_{i3} разомкнуты), исключена из набора (ключи K_{i2} , K_{i3} замкнуты, а ключи K_{i1} , K_{i4} разомкнуты или наоборот), включаться встречно с другими секциями (ключи K_{i1} , K_{i3} замкнуты, а ключи K_{i2} , K_{i4} разомкнуты). В зависимости от режима управления ключами в данной схеме можно осуществить амплитудно-импульсную, комбинированную или многозонную модуляцию по заданному закону формирования напряжения.

ДФН может содержать положительную ПВ и отрицательную ОВ ветви ПС, которые включены последовательно со вторичной обмоткой трансформатора [86]. На рис. 7.17 приведена схема ДФН с коммутацией однополупериодных ПС, а на рис. 7.18 — диаграммы напряжений, поясняющие принцип его действия. Числа витков ПС могут находиться между собой в любой зависимости и иметь двоичный, троичный или позиционный вид кодирования (см. часть I). Рациональный выбор вида кодирования позволяет уменьшить число силовых элементов в ветвях

ПС при сохранении большого числа ступеней в выходном напряжении.

Обмотки ПС могут быть включены встречно или согласно по отношению ко вторичной обмотке. Выходы полупериодных ветвей ПС соединены с низкочастотным преобразователем *НПМ* (демодулятором), а также со вторичным выводом обмотки ω_2 через развязывающие диоды и датчик тока *ДТ*.

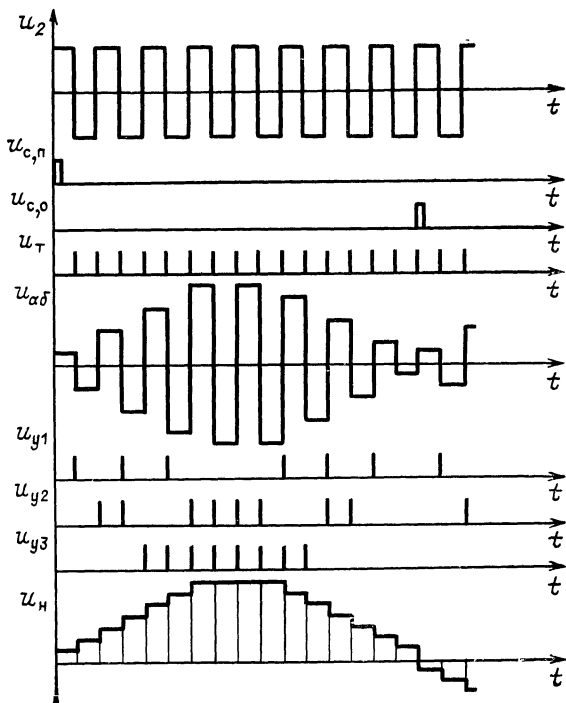


Рис. 7.18. Диаграммы напряжений для узлов ДФН

Формирование напряжения ступенчато-синусоидальной формы при встречном включении вторичной обмотки, например, с тремя ПС происходит следующим образом.

В момент прохождения тока нагрузки через нулевой уровень *ДТ* вырабатывает синхронизирующие импульсы основной частоты для положительной $u_{c,n}$ и отрицательной $u_{c,o}$ полуволн выходного напряжения.

Напряжение первой ступени определяется разностью напряжений между вторичной обмоткой U_2 и суммарным

напряжением ПС. Поэтому в начальный момент времени ключи секций разомкнуты на время поступления тактовых импульсов U_T и ток от напряжения первой ступени протекает через секции положительной ветви, замкнутый ключ $K_{3м}$, нагрузку, замкнутый ключ $K_{1м}$, диод VD_2 и ДТ. По окончании тактового промежутка времени напряжение U_2 меняет полярность и происходит формирование второй ступени большей амплитуды за счет уменьшения суммарного напряжения секций отрицательной ветви, так как ключ первой секции замкнут импульсом управления U_{y1} . Ток второй ступени протекает по ДТ, диоду VD_1 , замкнутому ключу $K_{3м}$, нагрузке (в том же направлении), замкнутому ключу $K_{1м}$, секциям отрицательной ветви, кроме первой, так как шунтирующий ее ключ замкнут. Для формирования третьей ступени замыкается сигналом управления U_{y2} ключ второй секции положительной ветви. Это приводит к изменению соотношения витков между обмоткой ω_2 и обмотками включенных секций, т. е. к повышению напряжения третьей ступени. Четвертая ступень напряжения получается уже за счет замыкания ключей первой и второй секций отрицательной ветви. Аналогично формируются все остальные ступени положительной полу-

волны и по ее окончании сигналом ДТ через схему управления происходит синхронное замыкание ключей $K_{2м}$, $K_{4м}$, что обеспечивает формирование отрицательной полуволны ступенчатого напряжения.

Достоинством схемы является то, что при малом числе ПС за счет возможности получения комбинации их соединения можно получить

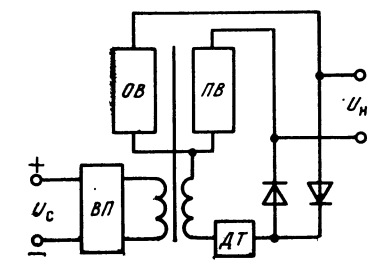


Рис. 7.19. Схема ДФН заданной формы постоянного тока

больше число ступеней в выходном напряжении. Например, при наличии трех секций можно получить семь ступеней, каждая из которых может быть многократно повторена (рис. 7.18), что позволяет применить в данной схеме комбинированный вид модуляции.

В схеме независимо от числа ПС число возможных контуров КЗ остается неизменным и равным двум, в то время как в предыдущих схемах ДФН их число определяется числом секций (ступеней). Они могут образовываться двумя параллельными ветвями секций и ключами де-

модулятора НПМ, но ввиду строгой синхронизации работы ключей легко предотвращаются схемными решениями. Напряжение постоянного тока произвольной формы может быть получено с помощью ДФН, схема которого изображена на рис. 7.19 [87]. Такие устройства могут использоваться в качестве задатчика для программных регуляторов или в качестве устройств повторения с усилением по мощности входного сигнала заданной формы.

Данная схема отличается от предыдущей только отсутствием демодулятора, процесс же формирования напряжения осуществляется как и в предыдущей схеме. Ток через нагрузку протекает в одном направлении в течение каждого такта работы ВП, а его форма определяется состоянием ключей ВС, которое, в свою очередь, зависит от формы входного сигнала.

Глава восьмая

ДИСКРЕТНЫЕ ФОРМИРОВАТЕЛИ НАПРЯЖЕНИЯ С АДАПТИРУЕМОЙ СТРУКТУРОЙ

8.1. СПОСОБЫ СУММИРОВАНИЯ ВЫХОДНОГО НАПРЯЖЕНИЯ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬНЫХ МОДУЛЕЙ В ДФН

С целью повышения надежности и расширения функциональных возможностей по формированию, регулированию (стабилизации) выходного напряжения, а также с учетом требований унификации аппаратуры целесообразно применять ДФН, силовая часть которых выполнена на однотипных ПМ с трансформаторным выходом. Путем изменения вида соединения ПМ по входным и выходным цепям или при изменении числа включенных в работу ПМ обеспечивается ступенчатая форма выходного напряжения (амплитудный вид модуляции), а изменением времени работы ПМ (широотно-импульсный вид модуляции) достигается регулирование (стабилизация) выходного напряжения.

Суммирование напряжений отдельных ПМ связано при формировании с временем действия каждого ПМ, т. е. с графиком его работы и с распределением мощности нагрузки между ПМ.

Для определения распределения мощности нагрузки между ПМ целесообразно разбить форму выходного напряжения на ряд зон и закрепить каждую из них за конкретным ПМ, а по мощности нагрузки в зоне (P_h) судить

о мощности ПМ [88]. Такой подход к определению мощности дает возможность провести оценку и сравнительный анализ различных способов суммирования напряжения ПМ, и тем самым выявить наиболее эффективную структуру ДФН с коммутацией ПМ.

Различают три способа суммирования напряжения ПМ при формировании напряжения ступенчатой формы. Первый способ (рис. 8.1,а) предусматривает работу каждого ПМ с различными выходными напряжениями только в те-

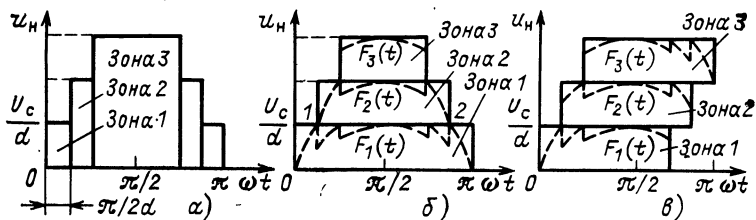


Рис. 8.1. Способы суммирования выходного напряжения ПМ

чение заданного промежутка времени (зоне), по окончании которого он выключается. Мощность k -го ПМ в этом случае определяется соотношением

$$P_k' = P_m \frac{1}{d} \sin^2 \frac{\pi k}{2d},$$

где P_m — максимальная мощность ПМ; d — число ступеней; k — порядковый номер ступени.

Для выполнения такого режима работы ПМ должны между собой соединяться параллельно по входным и выходным цепям и каждый ПМ должен иметь на выходе схему выпрямления, т. е. осуществлять суммирование напряжения в общем узле. Второй способ суммирования напряжения (рис. 8.1,б) характеризуется симметричным уменьшением времени работы модуля относительно $\pi/2$, а третий способ (рис. 8.1,в) предусматривает смещение начала работы каждого ПМ на время $\pi/2d$.

Второй и третий способы суммирования напряжения ПМ (рис. 8.1,б и в) вносят некоторую особенность в определение мощности k -го ПМ. Поскольку суммирование напряжений для этих способов реализуется в общем контуре, составленном из ПМ, соединенных по выходу последовательно, то ток нагрузки протекает по вторичным обмоткам всех ПМ и отключение одного из них может выполняться лишь КЗ его выхода. Если допустить, что при

КЗ ПМ его мощность $P_k=0$, то форму тока можно представить частью синусоидальной кривой, ограниченной временем работы ПМ (например, для второго ПМ промежуток времени между точками 1 и 2 на рис. 8.1,б). Выходное напряжение каждого модуля в рабочем промежутке времени по форме соответствует модулирующей функции $F_i(t)$.

Амплитудное значение напряжения k -го ПМ для второго и третьего способов суммирования напряжения определяется согласно выражению [6]

$$U_k'' = 2U_m \sin \frac{\pi}{4d} \cos \frac{\pi(2k-1)}{4d},$$

а мощность k -го ПМ в интервале $\frac{\pi}{d}(d-k+1)$ его работы (второй способ)

$$P_k'' = 4P_m(d-k+1) \sin^2 \frac{\pi}{4d} \cos^2 \frac{\pi(2k-1)}{4d}$$

и в случае работы k -го ПМ в интервале $\pi(d+1)/2d$

$$P_k''' = 4P_m(d+1) \sin^2 \frac{\pi}{4d} \cos^2 \frac{\pi(2d-1)}{4d}.$$

На рис. 8.2 показано распределение мощности нагрузки для k -го ПМ при формировании напряжения шестью ступенями ($d=6$) по первому (зависимость I), второму (зависимость II) и третьему (зависимость III) способам суммирования напряжения. Видно, что сложение напряжения в общем узле (первый способ) ведет к крайне неравномерной загрузке ПМ. На практике это кроме сложности проектирования формирователя вызывает неоправданное увеличение его расчетной мощности. Это связано с тем, что при воспроизведении регулируемого входного сигнала мощность P_k ПМ необходимо выбирать в расчете на номинальное значение числа ступеней d . Однако благодаря параллельному включению ПМ, КПД ДФН с суммированием напряжения в общем узле выше, чем при суммировании напряжения в общем контуре.

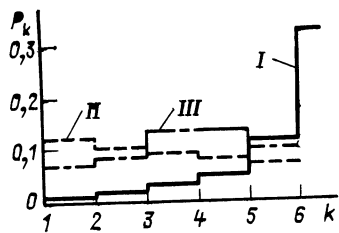


Рис. 8.2. Распределение мощности нагрузки по ПМ

Второй и третий способы суммирования напряжения в общем контуре имеют примерно равные показатели, но, как показывает практика, последний способ сложен в реализации. Следовательно, можно считать второй способ суммирования напряжения наиболее приемлемым для ДФН.

При суммировании напряжения в общем контуре трансформаторный блок ДФН состоит из отдельных трансформаторов ПМ. Расчеты показали [88], что переход на отдельные трансформаторы при высокой мощности ПМ ($P_h = 100 \div 150$ Вт), работающего на частоте 20 кГц с использованием кольцевого ферритового магнитопровода марки М20000НП, не приводит к увеличению общей их массы по сравнению с централизованным трансформатором. Причем габаритная мощность трансформатора при модулированном напряжении питания с минимальным коэффициентом заполнения импульсов ($q_{min} = 0,3$) получается в 1,87 раза меньше по сравнению с мощностью при синусоидальной форме напряжения питания.

Максимальная допустимая мощность P_h ПМ определяется мощностью силовых коммутирующих ключей и, например, для низковольтных транзисторов эта мощность составляет 120—150 Вт. Следовательно, ПМ, выполненный на мощность 100—150 Вт будет иметь минимальную массу.

Число ПМ в ДФН определяется допустимым коэффициентом нелинейных искажений k_n формы, и если учесть, что в ступенчато-синусоидальном напряжении близкая к основной гармоника будет иметь номер $4d-1$, то зависимость числа ступеней d (числа модулей) от k_n в упрощенном виде можно записать

$$d = (\sqrt{2} - k_n) / 4k_n.$$

Тогда суммарная мощность ДФН при условии получения минимальной массы определяется согласно выражению

$$P_{\phi} = \frac{P_1(\sqrt{2} - k_n)^2 + 1,6k_n}{32k_n^2} \sum_{k=1}^d \sin \frac{\pi k k_n}{\sqrt{2} - k_n} \cos^2 \frac{\pi k_n(2k-1)}{\sqrt{2} - k_n},$$

где P_1 — мощность силового коммутирующего ключа ПМ.

При регулировании выходного напряжения в диапазоне

$$\Delta U = 2 \frac{U_{\max} - U_{\min}}{U_{\max} + U_{\min}},$$

где $U_{\text{нmax}} = U_k n \sqrt{1 - \frac{2d}{3(d+1)}}$ — максимальное значение выходного напряжения; $U_{\text{нmin}} = \frac{U_k}{\sqrt{2}} n'$ — минимальное значение выходного напряжения;

$$n' = n \sqrt{\frac{1}{2} - \frac{n}{3(n+1)} \frac{2 - \Delta U}{2 + \Delta U}}$$

— число ПМ, участвующих в формировании; n — общее число ПМ, коэффициент гармоник k_{Γ} изменяется от нуля до некоторого максимального значения

$$k_{\Gamma\text{max}} = \sqrt{\frac{24\pi^2 - 3 + 2a}{(24 - \pi^2 a^2)^2} - 1},$$

где $a = n' / (n' + 1)$

Необходимое число n ПМ формирователя, напряжением которого удовлетворяет требованиям по коэффициенту $k_{\Gamma\text{max}}$ и диапазону регулирования ΔU , определяется согласно выражению [89]

$$n = \frac{1}{4} \left[3 \left(\frac{m}{l} - 1 \right) + \sqrt{9 \frac{m^2}{l^2} + 6 \frac{m}{l} + 9} \right],$$

где

$$m = \frac{24 - \sqrt{3} \pi^2 (k_{\Gamma\text{max}}^2 + 1)}{(\pi^2 + \sqrt{3}) (k_{\Gamma\text{max}}^2 + 1) - 24}; \quad l = \frac{2 - \Delta U}{2 + \Delta U}.$$

На рис. 8.3 приведены зависимости числа ПМ от диапазона регулирования выходного напряжения $n = f(\Delta U)$ при $k_{\Gamma\text{max}} = 10\%$ (зависимость 1) и $k_{\Gamma\text{max}} = 5\%$ (зависимость 2), из которых видно, что при одном и том же диапазоне ΔU применение дополнительного ПМ приводит к уменьшению вдвое коэффициента гармоник.

8.2. ФУНКЦИОНАЛЬНЫЕ СХЕМЫ ДФН НА ОСНОВЕ КОММУТАЦИИ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬНЫХ МОДУЛЕЙ

Достоинствами ДФН на основе коммутации ПМ являются: однотипность и простота ПМ, что позволяет унифицировать как силовую часть формирователя, так и схему его управления; относительно небольшая мощность ПМ (100—150 Вт), что упрощает их изготовление; полное использование трансформаторов ПМ; возможность построения как однофазных, так и трехфазных формирователей;

возможность осуществления скользящего резервирования в ДФН на уровне ПМ.

Как уже отмечалось, ДФН с коммутацией ПМ могут быть построены на основе суммирования выходного напряжения ПМ в общем узле или в общем контуре.

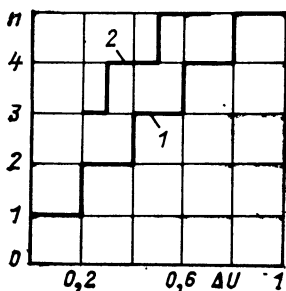


Рис. 8.3. Зависимости числа модулей в ДФН от диапазона регулирования его выходного напряжения

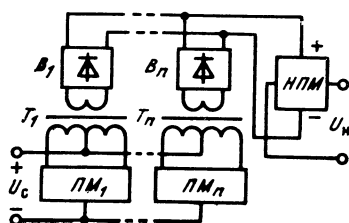


Рис. 8.4. Функциональная схема ДФН с суммированием напряжения ПМ в общем узле

На рис. 8.4 приведена функциональная схема ДФН с суммированием напряжения $ПМ_1—ПМ_n$ в общем узле. Эти схемы характеризуются наличием в каждом ПМ выпрямителя с фильтром $B_1—B_n$ и низкочастотного ПМ ($НПМ$), который образует положительную и отрицательную полуволны выходного напряжения из напряжения ступенчатой формы постоянного тока и выполнен по мостовой схеме на ключах с односторонней проводимостью.

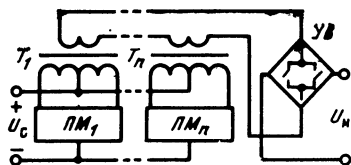


Рис. 8.5. Функциональная схема с суммированием напряжения ПМ в общем контуре

Данный вид суммирования напряжения целесообразно применять для формирования трехфазного напряжения ступенчатой формы, причем схемы по каждой фазе однотипные и включают $НПМ$, что позволяет осуществить необходимый уровень резервирования фаз за счет ввода дополнительных однотипных схем.

На рис. 8.5 приведена функциональная схема ДФН с суммированием напряжения $ПМ_1—ПМ_n$ в общем контуре, которая характеризуется последовательным соединением

вторичных обмоток трансформаторов ПМ с коэффициентами трансформации в соответствии с выбранным законом модуляции и наличием на выходе управляемого выпрямителя $УВ$ на ключах, выполненных с двухсторонней проводимостью. Последовательно включенные вторичные обмотки трансформаторов ПМ могут подключаться к общему выпрямителю с фильтром и затем к НПМ.

Реализация суммирования напряжения ПМ в общем контуре нашла наиболее широкое распространение.

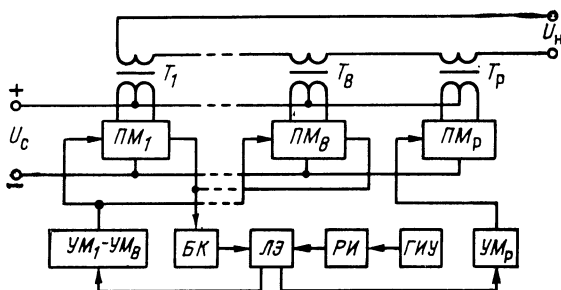


Рис. 8.6. Функциональная схема ДФН повышенной надежности

При третьем способе суммирования напряжения за счет сдвига по времени работы ПМ схему ДФН можно выполнить на однотипных ПМ с одинаковыми коэффициентами трансформации. Это позволяет повысить надежность ДФН за счет введения в схему резервных ПМ. В этом случае схема выпрямления отсутствует.

На рис. 8.6 приведена функциональная схема дискретного формирователя четырехступенчатого напряжения трапециевидальной формы с паузой на нулевом уровне [90]. Схема включает восемь однотипных основных модулей ($ПМ_1—ПМ_8$), работа каждого из которых сдвинута во времени на интервал $\pi/12$ и один резервный модуль ($ПМ_р$). В общем случае число резервных ПМ определяется требованием по надежности.

Схема управления включает в себя генератор импульсов управления $ГИУ$, распределитель импульсов $РИ$, логический элемент $ЛЭ$, усилители мощности $УМ_1—УМ_8$, $УМ_р$ для усиления сигналов управления силовыми тиристорами ПМ, блок контроля $БК$ состояния ПМ. В случае отказа одного из ПМ сигнал с блока $БК$ обеспечивает через $ЛЭ$ перевод сигнала управления с неисправного ПМ на резервный, не нарушая работы формирователя. Коэффициент гармоник полученной кривой составляет $k_T =$

$=9,43\%$, а в случае применения выходного фильтра снижается до $k_r=4\%$. Наибольшие амплитуды напряжения имеют 5, 23 и 25-я гармоники.

Дискретное формирование напряжения, по форме совпадающего с напряжением опорного источника, при условии получения требуемой надежности может осуществляться в устройстве, функциональная схема которого приведена на рис. 8.7 [91]. Силовая часть формирователя выполнена, как и у предыдущей схемы, на однотипных

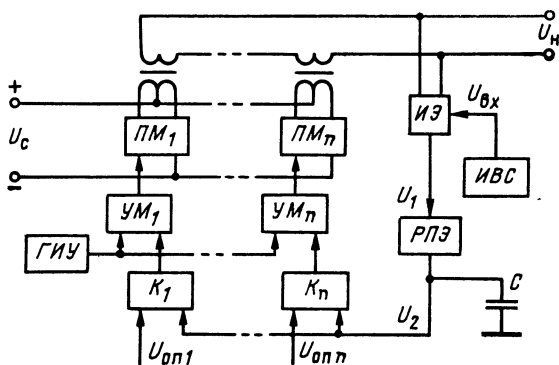


Рис. 8.7. Функциональная схема устройства повторения формы напряжения опорного источника

ПМ, а схема управления включает: источник входного сигнала заданной формы ИВС, измерительный элемент ИЭ сигнала рассогласования, релейный пороговый элемент РПЭ, на выходе которого включен интегрирующий конденсатор C и компараторы $K_1—K_n$, имеющие разные уровни срабатывания $U_{оп1}—U_{опn}$; генератор импульсов управления ГИУ и усилители мощности $УМ_1—УМ_n$ для усиления сигнала управления силовыми ключами $ПМ_1—ПМ_n$.

Формирование напряжения заданной формы происходит следующим образом.

С момента времени t_0 (рис. 8.8) начинает увеличиваться напряжение $u_{вх}$, напряжение u_n на выходе формирователя равно нулю, а на выходе ИЭ начинает увеличиваться сигнал рассогласования u_1 до момента времени t_1 , когда этот сигнал достигнет порогового значения $U_{пор}$ РПЭ. Релейный элемент в момент времени t_1 срабатывает, и на его выходе появляется положительное напряжение u_2 , которое обеспечивает интенсивный заряд конденсатора C . Через некоторый промежуток времени (единицы микросе-

кунд), определяемый временем заряда конденсатора, срабатывает компаратор K_1 , разрешая подачу сигнала управления от ГИУ через УМ₁ на силовые ключи ПМ₁. На выходе ПМ₁ появляется напряжение первой ступени. Это приводит к тому, что напряжение U_1 на выходе ИЭ в момент времени t_1 резко уменьшается и РПЭ возвращается в нейтральное положение, а на конденсаторе C запоминается напряжение срабатывания K_1 .

Дальнейший рост напряжения $U_{вх}$ приводит к увеличению напряжения U_1 до момента времени t_2 , когда напряжение U_1 достигнет уровня напряжения $U_{пор}$. Снова срабатывает РПЭ и конденсатор C заряжается до второго уровня напряжения U_2 . По окончании заряда C срабатывает K_2 и сигналы управления поступают через УМ₂ на ключ ПМ₂, который включается в работу. Напряжение U_n увеличивается, и соответственно сигнал U_1 уменьшается, РПЭ переходит в нейтральное состояние и снова начинает дозарядаться C .

Таким образом формируется возрастающий фронт полуволны выходного напряжения в соответствии с формой входного напряжения.

В момент времени t_3 напряжение U_n становится равным входному напряжению, поэтому РПЭ срабатывает в обратную сторону и начинается быстрое уменьшение напряжения на конденсаторе C вплоть до момента отключения «лишнего» ПМ. Это обеспечивается срабатыванием одного из компараторов. РПЭ переходит в нейтральное положение, и далее процесс повторяется.

Таким образом, устройство управления всегда переключает столько ПМ, чтобы как можно больше приблизить амплитуду и форму выходного напряжения U_n к амплитуде и форме входного.

Отказ ПМ, например, при формировании нарастающего фронта приводит к уменьшению напряжения до уровня

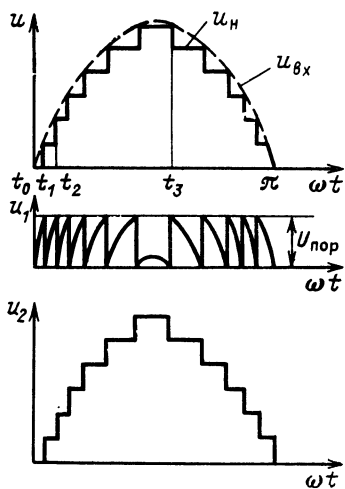


Рис. 8.8. Диаграммы напряжений узлов схемы

предыдущей ступени, и напряжение рассогласования U_1 превышает пороговый уровень напряжения $U_{пор}$ РПЭ, который срабатывает и дозаряжает конденсатор до уровня срабатывания очередного компаратора. Появление сигнала на выходе этого компаратора приводит к подаче сигнала управления на включение следующего ПМ и, следовательно, к увеличению напряжения U_n на выходе формирователя. Напряжение U_1 уменьшается до величины, меньшей $U_{пор}$, и он переходит в нейтральное положение, при котором ни заряд, ни разряд интегрирующего конденсатора C невозможен. Это обеспечивает постоянное число включенных ПМ вплоть до момента времени, когда напряжение U_n вновь не отличается от $U_{вх}$ на значение, большее, чем $U_{пор}$. Происходит новое срабатывание РПЭ, вновь изменяется напряжение на конденсаторе C и вновь подключается или отключается ПМ с тем, чтобы всегда выполнялось равенство напряжений $U_n = U_{вх}$. Так как постоянная заряда конденсатора мала, то и замена неисправного ПМ на исправный осуществляется практически мгновенно без ухудшения формы и амплитуды выходного напряжения.

Таким образом, обеспечивается высокая надежность ДФН заданной формы.

С целью одновременного изменения формы и регулирования выходного напряжения с высоким быстродействием предложен способ управления ПМ, суммирование напряжений которых происходит в общем контуре [92]. Это достигается тем, что управление осуществляется за счет воздействия результата сравнения входного (опорного) сигнала с сигналом, пропорциональным сумме выходных напряжений предыдущих включенных в работу ПМ на включение последующего ПМ. Для этих целей в схему управления должны быть введены фазорегулирующие устройства, состояние которых определяется сигналом рассогласования.

Регулирование (стабилизация) выходного напряжения ДФН с использованием комбинированного метода модуляции может осуществляться путем суммирования напряжения двух ПМ в общем контуре с коммутацией обмоток трансформатора каждого ПМ на первичной или вторичной стороне.

На рис. 8.9 приведена схема силовой части ДФН данного типа с коммутацией обмоток трансформатора на первичной стороне [93], а на рис. 8.10 — диаграмма напряжений узлов схемы. Схема состоит из двух однотипных высокочастотных ПМ ($ВПМ_1$, $ВПМ_2$), каждый из которых

включает трансформатор T с секционированными обмотками (w_{i1}, w_{i2}, w_{i3}), транзисторные ключи и защитные диоды. Вторичные обмотки трансформаторов модулей включены последовательно между собой и нагрузкой через управляемый выпрямитель $УВ$.

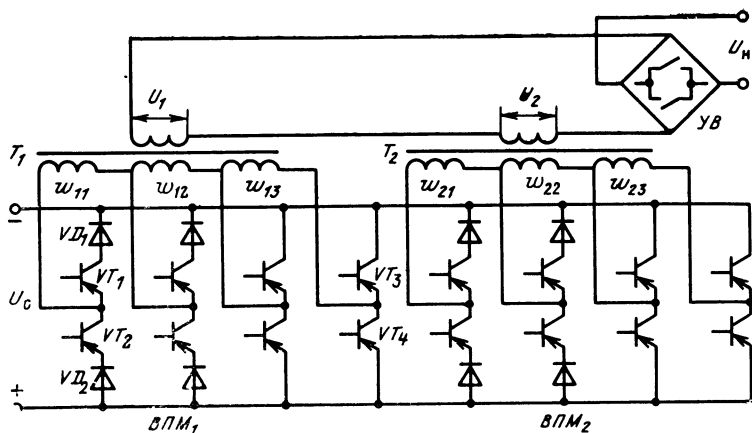


Рис. 8.9. Схема силовой части ДФН с коммутацией обмоток трансформатора модуля на первичной стороне

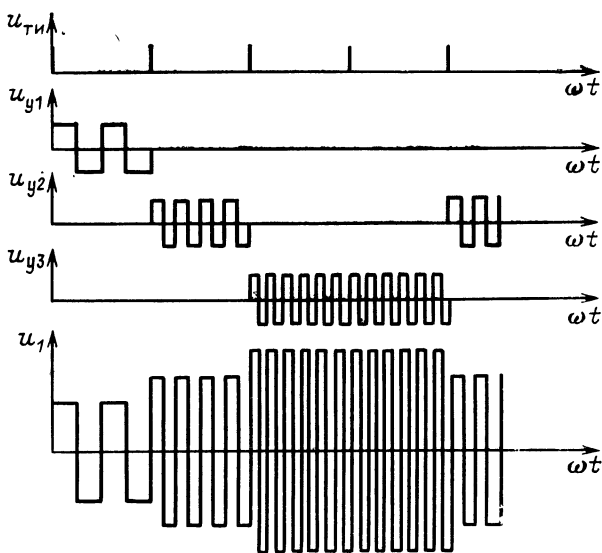


Рис. 8.10. Диаграммы напряжений узлов схемы

Формирование ступенчатого напряжения U_n из постоянного U_c осуществляется в соответствии с тактовыми импульсами $U_{ти}$. В каждый такт в работу включается определенная секция трансформатора. Минимальная частота f_{min} преобразования определяется материалом магнитопровода трансформатора ПМ согласно выражению

$$f_{min} = f_{гр} (1 - m),$$

где $f_{гр}$ — граничная частота, до которой наблюдается заметный спад массы от частоты, m — коэффициент амплитудной модуляции.

С целью наиболее полного использования магнитопровода трансформатора частота для секций различна и определяется выражением

$$f_i / f_j = \omega_j / \omega_i,$$

где f_i, f_j — частоты преобразования при работе секций соответственно с числом витков ω_i и ω_j .

В первый такт последовательно соединенные между собой обмотки $\omega_{11}, \omega_{12}, \omega_{13}$ трансформатора T_1 с частотой f_1 подключаются к источнику электропитания U_c через транзисторы VT_4, VT_1 и диод VD_1 в положительный полупериод и через диод VD_2 , транзисторы VT_2, VT_3 — в отрицательный с помощью сигнала управления u_{y1} . Во вторичной обмотке формируется вторая ступень напряжения U_1 , амплитуда которого определяется новым соотношением числа витков трансформатора T_1 .

Все последующие ступени напряжения U_1 формируются подключением с определенной частотой обмоток T_1 через соответствующие транзисторы и диоды с помощью сигналов управления u_{y2}, u_{y3} . ВПМ₂ формирует напряжение u_2 , аналогичное по форме напряжению u_1 ВМП₁.

Выходное напряжение U_n формирователя представляет собой демодулированную с помощью полностью управляемого выпрямителя УВ геометрическую сумму выходных напряжений U_1 и U_2 двух ПМ. Это напряжение U_n можно регулировать от нуля до максимального значения без искажения формы путем изменения фазового сдвига между напряжениями ПМ.

Эта зависимость может быть определена при условии, что напряжение на выходе ПМ модулировано как по амплитуде, так и по частоте одной и той же модулирующей функцией

$$\sin \left[\frac{\pi}{2d} (2k + 1) \right].$$

В этом случае для выходного напряжения ПМ можно записать выражение

$$u = U_0 \left\{ 1 + m \cos \left[\frac{\pi}{2d} (2k + 1) \right] \cos \left[\omega_0 t + \beta \sin \left[\frac{\pi}{2d} (2k + 1) + \varphi_i \right] \right] \right\},$$

где β — индекс частотной модуляции; ω_0 — частота модулируемого напряжения; U_0 — амплитудное значение выходного напряжения ПМ; φ_i — фаза напряжения ПМ.

Геометрическая сумма напряжений ПМ определяется выражением

$$U_{\Sigma} = 2U_0 \left\{ 1 + m \cos \left[\frac{\pi}{2d} (2k + 1) \right] \times \right. \\ \times \cos \frac{\beta \sin \left[\frac{\pi}{2d} (2k + 1) + \varphi_1 \right] - \beta \sin \left[\frac{\pi}{2d} (2k + 1) + \varphi_2 \right]}{2} \times \\ \left. \times \frac{2\omega_0 t + \beta \sin \left[\frac{\pi}{2d} (2k + 1) + \varphi_1 \right] + \beta \sin \left[\frac{\pi}{2d} (2k + 1) + \varphi_2 \right]}{2} \right\}.$$

Из данного выражения можно выделить амплитудное значение выходного напряжения формирователя

$$U_A = 2U_0 \left\{ 1 + m \cos \left[\frac{\pi}{2d} (2k + 1) \right] \times \right. \\ \left. \times \cos \frac{\beta \sin \left[\frac{\pi}{2d} (2k + 1) + \varphi_1 \right] - \beta \sin \left[\frac{\pi}{2d} (2k + 1) + \varphi_2 \right]}{2} \right\}.$$

Если учесть, что

$$\cos \left\{ \beta \sin \left[\frac{\pi}{2d} (2k + 1) + \varphi_1 \right] \right\} \approx 1$$

и

$$\sin \left\{ \beta \sin \left[\frac{\pi}{2d} (2k + 1) + \varphi_1 \right] \right\} \approx \beta \sin \left[\frac{\pi}{2d} (2k + 1) + \varphi_1 \right],$$

то закон изменения выходного напряжения формирователя в зависимости от фазового сдвига между напряжениями ПМ выразится уравнением

$$U_{\Sigma} = 2J_0 \beta^2 (1 + m) \sin^2 \frac{\varphi_1 - \varphi_2}{4}.$$

Схема управления должна обеспечивать фазовый сдвиг между импульсами управления ПМ в зависимости от отклонения выходного напряжения формирователя.

8.3. ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬНЫЕ МОДУЛИ ДФН

Одним из основных требований, предъявляемых к ПМ ДФН, является получение выходного напряжения с паузой на нуле. Кроме того, необходимо, чтобы при нулевом выходном напряжении ПМ его выходное сопротивление было близким к нулю. Этим требованиям удовлетворяет мостовая схема (рис. 8.11,а) регулируемого преобразователя на транзисторах с включенными шунтирующими диодами $VD_1—VD_4$. Во время паузы $t_{\text{п}}$ цепь нагрузки шунтирована

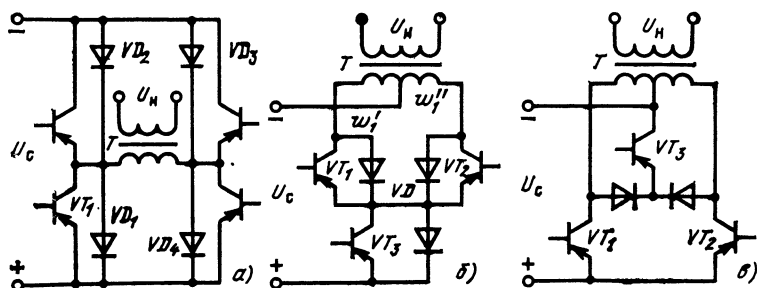


Рис. 8.11. Преобразовательные модули, выполненные по мостовой схеме (а), а также по схемам со средней точкой и коммутирующим транзистором в цепи питания (б) и в короткозамкнутой цепи (в)

открытым транзистором (например VT_1) и открытым диодом VD_4 . Так как сопротивление транзистора и диода в открытом состоянии существенно меньше, чем сопротивление нагрузки, можно сказать, что нагрузка замкнута накоротко на время паузы и что ток i_L от индуктивности в цепь нагрузки на это время остается постоянным (рис. 8.12), а ток i_R от активного сопротивления нагрузки снижается до нуля. Следовательно, энергия, запасенная в индуктивности цепи нагрузки, обеспечивает питание нагрузки во время паузы, минуя транзисторы.

Эти требования могут быть выполнены также в ПМ по схеме двухтактного преобразователя со средней точкой (рис. 8.11,б), но с введением в цепь питания коммутирующего транзистора VT_3 и обратного диода. На базы силовых транзисторов VT_1 и VT_2 поступают импульсы прямоугольной формы длительностью в полупериод, а на базу

транзистора VT_3 в каждый полупериод — импульсы прямоугольной формы с заданным коэффициентом заполнения. В первом полупериоде, когда включены транзисторы VT_1 и VT_3 , протекает ток обмотки ω'_1 и во вторичной обмотке наводится ЭДС. По окончании импульса управления транзистором VT_3 последний запирается и источник питания отключается от трансформатора T , а ток нагрузки из-за наличия ЭДС самоиндукции при активно-индуктивном ха-

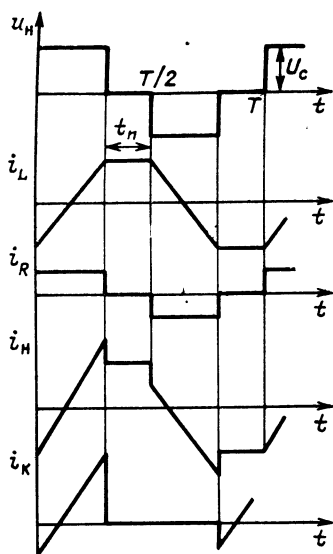


Рис. 8.12. Диаграммы токов и напряжений для мостовой схемы ПМ

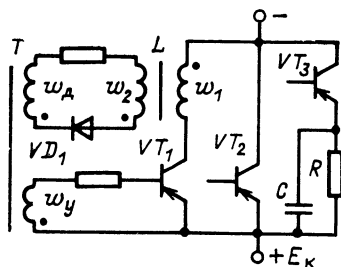


Рис. 8.13. Схема транзисторного ключа с уменьшенными динамическими потерями при включении и выключении

рактере нагрузки может сохранить свое направление, так как обмотки ω'_1 и ω''_1 трансформатора оказываются замкнутыми накоротко через диод VD и открытый транзистор VT_1 . Обмотки ω'_1 и ω''_1 оказываются на время паузы включенными между собой последовательно, и в этом случае коэффициент трансформации T повышается вдвое, а ток цепи уменьшается в 2 раза, что не создает перегрузку элементов. По окончании первого полупериода транзистор VT_1 выключается, но выключаются и транзисторы VT_2 и VT_3 и ток нагрузки сначала уменьшается, а затем изменяет направление и увеличивается.

Количество используемых транзисторов в данной схеме меньше, чем в мостовой, однако их установленная мощность больше, так как транзистор VT_3 должен быть рассчитан на амплитуду тока нагрузки и напряжение питания U_c .

На рис. 8.11,в приведена схема двухтактного ПМ со средней точкой с коммутирующим транзистором VT_3 , который замыкает накоротко (через диоды) цепь нагрузки во время паузы, когда сигнал управления не поступает на базу транзистора VT_1 или VT_2 [94]. В данной схеме предусмотрено разделение цепей для протекания рабочего тока и тока короткого замыкания во время паузы, что обеспечивает лучшую загрузку элементов схемы и уменьшение статических потерь на силовых транзисторах.

С целью получения минимальных массообъемных показателей силовые транзисторы ПМ должны обладать малыми динамическими потерями, которые могут быть уменьшены за счет применения формирующих цепочек, изменяющих параметры сигналов управления [33] или применения цепочек, изменяющих траектории рабочей точки при переключении транзистора, например, с помощью задерживающего дросселя, рассчитанного на протекание через него полного тока нагрузки [95]. Однако при коммутации значительных токов нагрузки дроссель является причиной появления импульсов перенапряжений на силовых элементах из-за возникающих на нем ЭДС самоиндукции и трудности рекуперации энергии из цепи нагрузки. Кроме того, применение дросселя не уменьшает динамические потери при выключении силового транзистора.

На рис. 8.13 приведена принципиальная электрическая схема силового транзисторного ключа, которая обеспечивает уменьшение динамических потерь как при включении транзистора, так и при его выключении из-за наличия напряжения между эмиттером и коллектором транзистора в момент его включения или выключения [96].

Силовой ключ выполнен в виде трех параллельно соединенных цепочек. Первая цепочка представляет собой последовательное соединение основного транзистора VT_1 и задерживающего дросселя L , в качестве второй используется силовой транзистор VT_2 , а третья цепочка образована последовательным соединением маломощного транзистора VT_3 с параллельно включенными между собой резистором R и конденсатором C . Управление всеми транзисторами обеспечивается тремя одностипными схемами ШИМ-сигналов с одинаковым коэффициентом заполнения q , но сигналами управления, сдвинутыми относительно друг друга по фазе на угол $\varphi = t_1 - t_0 = t_2 - t_1$, как показано на рис. 8.14.

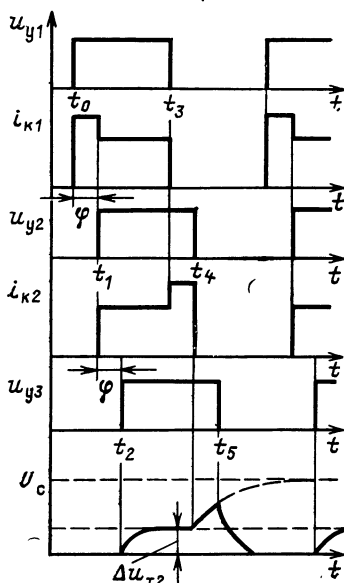
В начальный момент t_0 (рис. 8.14) на основной транзистор VT_1 поступает сигнал управления u_{y1} , и он включается практически без динамических потерь за счет наличия за-

Рис. 8.14. Диаграммы напряжений и токов для транзисторного ключа

держивающего нелинейного дросселя L , к первичной обмотке которого на все время включения прикладывается полное напряжение питания, и по цепи коллектора VT_1 протекает вначале лишь ток намагничивания дросселя. При насыщении дросселя, когда в базе транзистора VT_1 уже сформировался достаточный заряд носителей, замыкается цепь нагрузки. Для размагничивания (возврата) дросселя на магнитопроводе входного трансформатора T находится дополнительная обмотка ω_d , снимаемое напряжение с которой несколько больше, чем напряжение на обмотке ω_2 дросселя L при прямом перемагничивании. Поэтому в процессе включения транзистора VT_1 диод VD_1 закрыт и цепь возврата дросселя разомкнута, а при включенном состоянии транзистора VT_1 напряжение обмотки ω_d меняет полярность из-за изменения полярности входного сигнала и происходит размагничивание сердечника дросселя L .

В момент времени t_1 поступает сигнал управления на силовой транзистор VT_2 и он включается без динамических потерь, так как напряжение между его эмиттером и коллектором в момент включения определяется падением напряжения на открытом транзисторе VT_1 и насыщенном дросселе L и составляет 1,5—2 В. В течение времени t_0 — t_1 через транзистор VT_1 протекает полный ток, а при включении транзистора VT_2 (с момента t_1) — половина тока нагрузки, а вторая половина тока нагрузки будет протекать по транзистору VT_2 .

В момент времени t_2 включается сигналом схемы управления маломощный транзистор VT_3 без динамических потерь из-за наличия падения напряжения на включенном транзисторе VT_2 (Δu_{T2}) и начинается заряд конденсатора C до напряжения Δu_{T2} . Напряжение насыщения транзисто-



ра VT_3 мало, так как ток заряда конденсатора C невелик.

Выключение происходит в той же последовательности. Транзистор VT_1 выключается в момент времени t_3 по окончании сигнала управления U_{y1} без динамических потерь из-за наличия падения напряжения ΔU_{T2} на транзисторе VT_2 . По транзистору VT_2 с момента времени t_3 протекает полный ток нагрузки. В момент времени сигналом схемы управления выключается дополнительный транзистор VT_2 , динамические потери которого на выключение ΔP_2 незначительны из-за наличия напряжения на конденсаторе. С момента времени t_4 до t_5 происходит дозаряд конденсатора C через включенный транзистор VT_3 и нагрузку до напряжения источника питания. В момент времени t_5 происходит выключение маломощного транзистора VT_3 сигналом схемы управления U_{y3} и конденсатор C разряжается на резистор R , сопротивление которого находится по формуле [97]

$$R \leq \frac{(1 - q_{max})T}{3C},$$

где q_{max} — максимальный коэффициент заполнения ШИМ-сигнала; $C = (0,1 \div 0,25) I_H t_{\text{выкл}}$ — емкость конденсатора.

Угол сдвига во времени $\varphi \geq LI_H / U_c$ должен быть не меньше времени нарастания тока дросселя L до значения тока нагрузки I_H , где индуктивность $L \geq U_c t_{\text{вкл}} / I_H$ дросселя L определяется из условия меньшей скорости нарастания тока в нем, чем в транзисторе VT_1 ($t_{\text{вкл}}$ — время включения транзистора VT_2). В схеме дроссель L исключается из цепи, прерывающей ток нагрузки, поэтому его наличие не может вызвать возникновения импульсов перенапряжений в моменты закрытия транзистора VT_1 , а также ввиду протекания половины тока нагрузки через него уменьшается расчетная мощность дросселя L .

Практическое испытание описанной схемы при $U_c = 30$ В, $I_H = 20$ А и периоде $T = 10^{-4}$ коммутации транзисторов типа КТ908А показало уменьшение динамических потерь с 6 Вт при введении только задерживающего дросселя L до 1 Вт. Дроссель был выполнен на тороидальном альсиферовом магнитопроводе ТЧК-60 с размерами 23/18-5 и с числом витков обмоток $\omega_1 = 30$, $\omega_2 = 100$ диаметром провода 0,51 и 0,20 мм соответственно. Емкость конденсатора C равна 2 мкФ.

Преобразовательные модули ДФН работают при изменении тока нагрузки в широком диапазоне. Например, при формировании напряжения синусоидальной формы и при

работе ДФН на активную нагрузку предположим, что в ПМ с порядковым номером k и $N+1-k$ минимальный ток одинаков, а максимальный соответствует амплитудному значению выходного напряжения, тогда экстремальные значения тока коллектора силовых транзисторов модулей будут иметь значения

$$I_{k \min} = I_m \frac{k-1}{N}; \quad I_{k \max} = I_m,$$

где I_m — амплитуда тока нагрузки.

Для удержания транзисторов ПМ в режиме насыщения необходимо в их базу подавать ток, соответствующий максимальному коллекторному току. Это приводит к тому, что в течение периода выходного напряжения глубина насыщения, которая характеризуется коэффициентом насыщения k_B , не остается постоянной и девиация коэффициента насыщения

$$\Delta k_B = \left(\frac{N+1-k}{N} \right) k_{B \max}$$

где $k_{B \max}$ — максимальный коэффициент насыщения.

В связи с этим необходимо стабилизировать в процессе работы ПМ глубину насыщения силовых транзисторов. Поддерживая коэффициент насыщения силовых транзисторов на оптимальном уровне $1,5 < k_{B \text{ опт}} < 3$, для большинства силовых транзисторов можно свести к минимуму их статические и динамические потери, а также рационально расходовать мощность сигнала управления ПМ, что улучшает энергетические и массообъемные показатели ДФН в целом. Для этих целей применяют внешнюю отрицательную обратную связь по току коллектора транзистора, которая может быть выполнена на основе датчика тока и отдельного регулятора [97] или с использованием токового трансформатора [98].

На рис. 8.15 приведена схема транзисторного ключа ПМ со стабилизацией глубины насыщения силового транзистора за счет внешней обратной связи из цепи коллектора в цепь базы через регулирующий элемент с максимальным коэффициентом передачи. Схема включает в себя эмиттерный повторитель на транзисторе VT_2 , дополнительный транзистор VT_3 и силовой транзистор VT_1 . Задача эмиттерного повторителя состоит в том, чтобы регулировать ток базы силового транзистора VT_1 в соответствии с его коллекторным током.

На рис. 8.16 приведена схема ПМ на основе транзисторного ключа с обратной связью [99], а на рис. 8.17 — диа-

граммы токов и напряжения на элементах схемы. Схема включает выходной трансформатор T_1 , транзисторные ключи с обратной связью ($VT_1, VT_2, VT_3, VD_1, VD_2$ и $VT_4, VT_5, VT_6, VD_3, VD_4$) и входной трансформатор T_2 .

Ток базы силового транзистора VT_1 (VT_4) регулируется транзистором VT_2 (VT_5) автоматически под действием напряжения $U_{\omega 1}$, снимаемого с обмотки ω_1 (ω'_1), и напряжения ($U_{КБ1}$) цепи «коллектор — база» транзистора VT_1 (VT_4). Увеличение этого напряжения приводит к увеличению тока базы и наоборот, сохраняя постоянным коэффициент насыщения транзистора.

Сквозные токи силовых транзисторов VT_1 и VT_4 устранены в результате автоматической задержки их тока вклю-

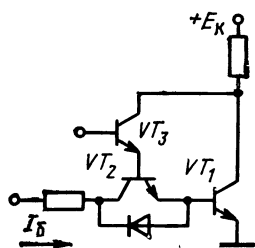


Рис. 8.15. Транзисторный ключ с обратной связью

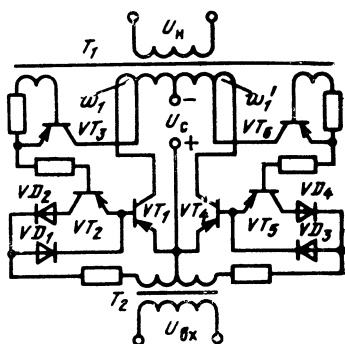


Рис. 8.16. Схема ПМ на транзисторном ключе с обратной связью

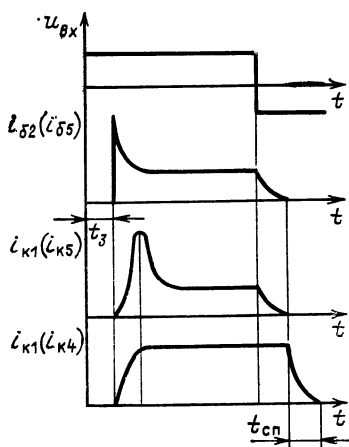


Рис. 8.17. Диаграммы напряжения и токов ПМ

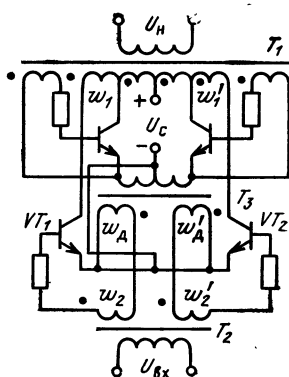


Рис. 8.18. Схема ПМ с дополнительным трансформатором

чения I_{K2} (I_{K5}) на время t_3 рассасывания носителей силового транзистора и на время $t_{\text{сп}}$ спада тока выключаемого транзистора (рис. 8.17). Эта задержка осуществляется дополнительным транзистором VT_3 (VT_6), который подключает управляющее напряжение к транзистору VT_2 (VT_5) только после полного закрытия выключаемого силового транзистора.

С момента времени t_3 транзистор VT_3 (VT_6) открыт и ток базы I_{B2} регулируемого транзистора VT_2 (VT_5) изменяется по закону

$$I_{B2}(t) = \frac{U_{KB1} + U_{\omega 1} - U_{\text{ЭКЗ}}}{R} + \frac{U_c - U_{\text{ЭКЗ}}}{R} e^{-\alpha t},$$

где R — сопротивление резистора цепи базы транзистора VT_2 ; $U_{\text{ЭКЗ}}$ — напряжение между эмиттером и коллектором транзистора VT_3 ; α — постоянная времени VT_2 .

Форсированное включение силового транзистора с целью снижения динамических потерь обеспечивается за счет того, что в момент включения транзистора VT_1 дополнительный транзистор VT_2 находится в области насыщения и только при полном открытии транзистора VT_1 транзистор VT_2 переходит в активную область.

Диод VD_2 (VD_4) защищает транзистор VT_2 (VT_5) от инверсного включения.

Таким образом, в данной схеме ПМ формирователя достигнута стабилизация глубины насыщения, форсированное переключение силовых транзисторов и устранено протекание сквозных токов.

Число транзисторов в ключе с обратной связью может быть уменьшено за счет введения дополнительного трансформатора T_3 , как показано на рис. 8.18 [100]. Ток базы силового транзистора VT_1 (VT_2) регулируется с целью стабилизации глубины его насыщения автоматически через трансформатор T_3 под действием напряжения, снимаемого с обмотки ω_1 (ω'_1) выходного трансформатора T_1 и напряжения между коллектором и эмиттером транзистора VT_2 (VT_2). Увеличение этого напряжения приводит к увеличению суммарного напряжения, снимаемого со вторичной обмотки ω_d (ω'_d) трансформатора T_3 и вторичной обмотки ω_2 (ω'_2) входного трансформатора T_2 , что, в свою очередь, вызовет увеличение тока базы силового транзистора VT_1 (VT_2), сохраняя тем самым постоянный коэффициент глубины насыщения на оптимальном уровне при изменении тока нагрузки соответственно тока коллектора транзистора VT_1 (VT_2) в широком диапазоне. В данной схеме по сравнению

с предыдущей дополнительно снижены потери в цепи управления силовыми транзисторами, и ток управления стал составной частью тока нагрузки, что в некоторой степени облегчает режим работы силовых транзисторов. Напряжение питания U_c ПМ ДФН, как правило, подается от первичного источника постоянного напряжения, которое изменяется в заданных пределах. Это ведет к ошибочному регулированию тока базы силового транзистора в схемах ПМ, выполненных по рис. 8.16 и 8.18.

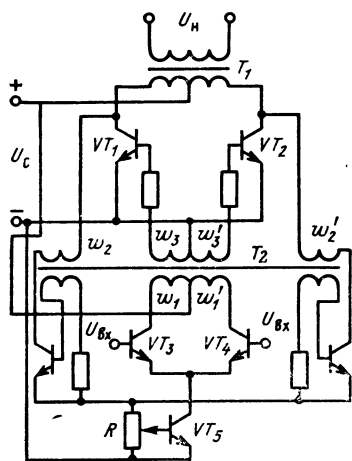


Рис. 8.19. Схема ПМ с предварительным усилителем мощности

T_2 , предварительный усилитель мощности, собранный на трансформаторе T_2 и на транзисторах VT_3 , VT_4 , и регулятор на транзисторе VT_5 напряжения питания предварительного усилителя мощности.

Напряжение обратной связи определяется суммой напряжений на дополнительной обмотке w_2 (w_2') трансформатора T_2 и напряжением на переходе коллектор — эмиттер силового транзистора VT_1 (VT_2). Это напряжение поступает в цепь базы регулирующего транзистора VT_5 , и оно определяет падение напряжения на его эмиттерно-коллекторном переходе, а следовательно, и на базовой обмотке w_3 (w_3') силового транзистора VT_1 (VT_2). Изменение напряжения обратной связи из-за изменения тока коллектора силовых транзисторов приводит к изменению сигнала управления регулирующего транзистора VT_5 , что приводит к соответствующему перепаду напряжения на базовой обмотке w_3 (w_3'). Это позволяет поддерживать коэффициент глу-

Уменьшить влияние напряжения питания на глубину насыщения силового транзистора модуля можно за счет введения в схему предварительного усилителя мощности, напряжение питания которого стабилизируется регулятором, как показано на рис. 8.19 [10]. Схема включает: основной усилитель мощности, собранный на трансформаторе T_1 и на силовых транзисторах VT_1 и VT_2 , сигнал управления на которые поступает с выходных обмоток w_3 и w_3' трансформатора

бины насыщения транзистора VT_1 (VT_2) на оптимальном уровне.

Зависимость сигнала управления ΔU_y силового транзистора VT_1 (VT_2) от изменения его коллекторного тока ΔI_K имеет вид

$$\Delta U_y = \Delta I_K R_{\text{нас}} / k_\beta k_T,$$

где $R_{\text{нас}}$ — сопротивление транзистора во включенном состоянии; $k_T = \omega_3 / \omega_1$ — коэффициент передачи трансформатора T_2 ; k_β — коэффициент передачи транзистора VT_5 .

В схеме сохранено форсированное переключение силовых транзисторов VT_1 , VT_2 , и по окончании времени t_3 с базовой обмотки ω_3 (ω'_3) будет сниматься максимальное напряжение управления $U_{y1} = U_c k_T$, а следовательно, будет протекать максимальный ток базы транзистора VT_1 (VT_2). Транзистор VT_1 (VT_2) переходит в режим насыщения, и напряжение управления

$$U'_{y1} = U_{KЭ1} + (U_c - U_{KЭ5}) k_T,$$

где $U_{KЭ1}$, $U_{KЭ5}$ — напряжения на переходе коллектор — эмиттер транзисторов VT_1 (VT_2) и VT_5 соответственно.

К этому времени транзистор VT_5 переходит в линейный режим, и его состояние определяет базовый ток силового транзистора VT_1 (VT_2) в зависимости от изменения напряжения питания.

Практическое испытание данной схемы показало, что стабилизация глубины насыщения силовых транзисторов, устранение «сквозных токов», форсированный режим переключения при частоте переключения 20 кГц и изменении тока нагрузки от нуля до номинального значения позволяют увеличить КПД ПМ на 6—10%, а девиация коэффициента глубины насыщения транзисторов не превышает 10%.

Глава девятая

СХЕМЫ ДИСКРЕТНЫХ ФОРМИРОВАТЕЛЕЙ НАПРЯЖЕНИЯ

9.1. ОДНОФАЗНЫЙ ДИСКРЕТНЫЙ ФОРМИРОВАТЕЛЬ ПЕРЕМЕННОГО НАПРЯЖЕНИЯ

Для преобразования постоянного напряжения в переменное промышленной частоты 50 Гц синусоидальной формы может быть применен преобразователь, в основу построения которого заложен метод высокочастотного формирования низкочастотных напряжений за счет двухполярной широтно-импульсной модуляции [102], причем длительность импульсов в течение полупериода формируемого низкочастотного на-

пряжения изменяется по трапецеидальному закону. Этот закон модуляции обеспечивает наименьшее количество гармоник в выходном напряжении формирователя.

На рис. 9.1 приведена функциональная схема формирователя, которая содержит силовую часть и систему управления. Силовая часть включает: два соединенных (по входу параллельно, а по выходу последовательно) модуля $ПМ_1$, $ПМ_2$; мостовую схему выпрямления $В$, сглаживающий Г-образный LC -фильтр и низкочастотный преобразовательный модуль, выполненный по мостовой схеме, $НПМ$.

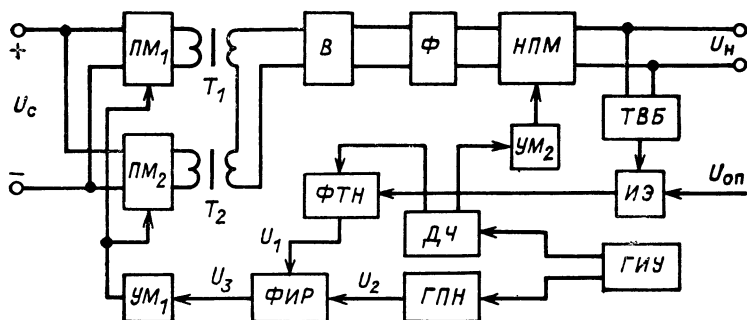


Рис. 9.1. Функциональная схема ДФН

Система управления включает в себя задающий генератор $ГЛУ$, являющийся источником стабильных по частоте (19 200 Гц) импульсов, делитель частоты $ДЧ$, формирователь опорного напряжения $ФТН$ трапецеидальной формы, формирователь импульсов с регулируемым сдвигом фаз $ФИР$, генератор пилообразного напряжения $ГПН$, усилители мощности $УМ_1$, $УМ_2$ и цепь обратной связи по отклонению выходного напряжения U_n , которая состоит из трансформаторно-выпрямительного блока $ТВБ$, измерительного элемента $ИЭ$ и источника опорного напряжения.

Система управления силовой частью формирует прямоугольные импульсы и трапецеидальный сигнал, из которых создаются две последовательности импульсов с фазой, изменяющейся по трапецеидальному закону.

Делитель частоты вырабатывает сигнал частотой 100 Гц из поступающих с генераторов $ГЛУ$ импульсов для формирования опорного трапецеидального напряжения в $ФТН$ (напряжение U_1 на рис. 9.2) и прямоугольное напряжение частотой 50 Гц, которое после усиления с помощью $УМ_2$ управляет $НПМ$.

При сравнении пилообразного высокочастотного напряжения U_2 с напряжением U_1 узлом $ФИР$ формируются модулированные по длительности прямоугольные импульсы U_3 , положение спада которых фиксировано, а фронты изменяются по закону модулирующего сигнала.

ла U_1 . В дальнейшем положении фронтов импульсов определяется фаза двух последовательных импульсов, поступающих через усилитель мощности $УМ_1$ в цепи управления высокочастотными модулями $ПМ_1$ и $ПМ_2$.

Цепь обратной связи сравнивает напряжение, снимаемое с $ТВБ$ и пропорциональное напряжению U_n , с опорным $U_{оп}$, и сигнал рассогласования изменяет амплитуду трапецеидального напряжения U_1 , тем самым осуществляя стабилизацию выходного напряжения формирования.

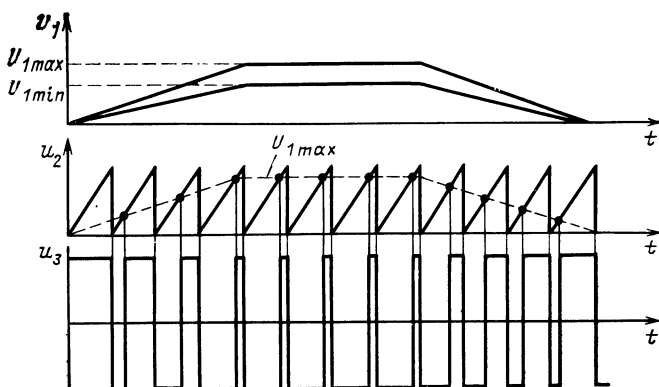


Рис. 9.2. Диаграммы напряжений для узлов схемы управления

теля. При этом коэффициент нелинейных искажений формы практически остается постоянным во всем диапазоне изменения как входного напряжения, так и тока нагрузки.

На рис. 9.3 приведена принципиальная электрическая схема силовой части формирователя. Каждый из модулей $ПМ_1$, $ПМ_2$ управляется своей последовательностью импульсов U_3 , снимаемых со вторичных обмоток трансформатора T_1 усилителя мощности $УМ_1$. В результате сложения выходных напряжений модулей при согласном включении вторичных обмоток трансформаторов T_{11} , T_{21} и выпрямления осуществляется однополярная широтно-импульсная модуляция напряжения, из которого фильтром выделяется напряжение U_ϕ трапецеидальной формы. Это напряжение будет являться опорным для $НПМ$, который создает на своем выходе переменное напряжение трапецеидальной формы.

С целью повышения КПД формирователя силовые транзисторные ключи высокочастотных модулей $ПМ_1$, $ПМ_2$ выполнены с обратной связью за счет трансформатора T_{12} и дополнительных транзисторов VT_{13} , VT_{14} , чем обеспечивается стабилизация коэффициента глубины насыщения силовых транзисторов VT_{11} , VT_{12} , устраняются потери от «сквозных» токов и осуществляется форсированное их включение.

Разработанный дискретный формирователь переменного напряжения трапецеидальной формы из постоянного напряжения имеет следующие технические параметры:

Входное напряжение U_c , В	27±20 %
Выходное напряжение U_n , В	220±1 %
Частота выходного напряжения, Гц	50, 400
Выходная мощность, В·А	500
Коэффициент гармоник, %	10
КПД	0,82
Удельная мощность по массе, Вт/кг	105

Все параметры обеспечиваются при коэффициенте мощности нагрузки не менее 0,5 в диапазоне температур от -10 до +70°C. Переход с выходной частоты 50 Гц на частоту 400 Гц и наоборот осуществляется только перестройкой делителя частоты ДЧ в схеме управления без каких-либо изменений в узлах силовой части, так как все ее реак-

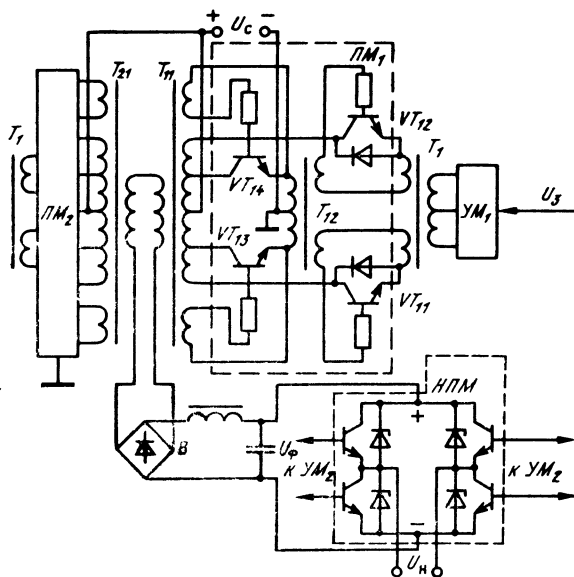


Рис. 9.3. Принципиальная электрическая схема силовой части формирователя

тивные элементы работают на высокой частоте, которая в обоих случаях остается постоянной.

Каждый силовой ключ модулей ПМ₁, ПМ₂ выполнен на шести параллельно включенных транзисторах типа КТ808А, а каждый силовой ключ модуля НПМ выполнен на двух параллельно включенных транзисторах типа КТ704А. Плечо выпрямительного моста В имеет три последовательно включенных диода типа КД213А.

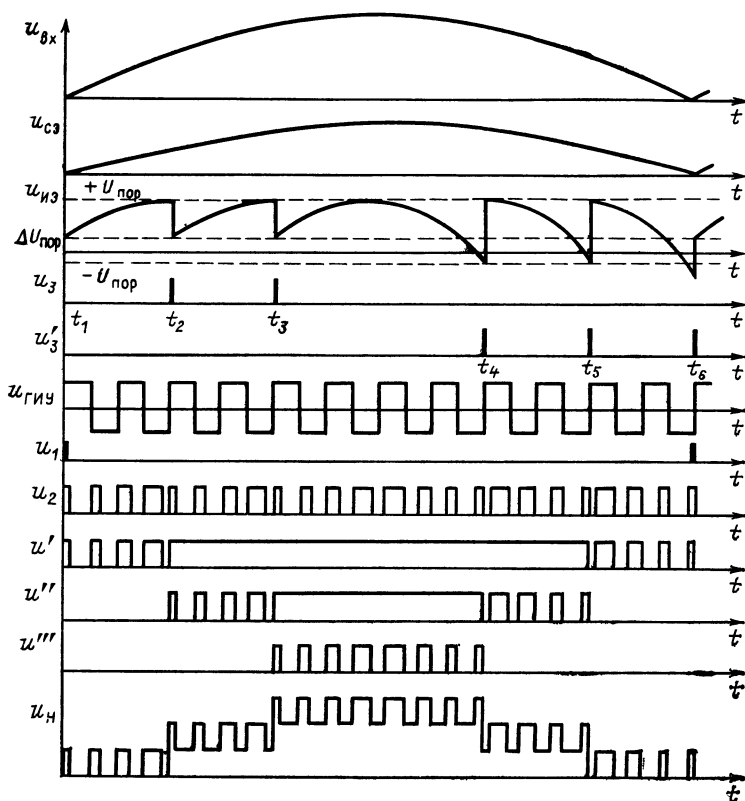


Рис. 9.5. Диаграммы напряжений для узлов ДФН

электропитания U_c . Их выходы соединены последовательно и соединяются с выпрямителем B , фильтром Φ и модулем $НПМ$, собранным по мостовой схеме. Модули $ПМ_1$ — $ПМ_3$ выполнены по схеме регулируемого преобразователя на транзисторах VT_1 , VT_2 со средней точкой и с коммутирующим транзистором VT_3

Схема управления формирователя включает: согласующий элемент $СЭ$, выходное напряжение $U_{сэ}$ которого, пропорциональное выходному напряжению u_n формирователя, сравнивается на измерительном элементе $ИЭ$ с напряжением $u_{вх}$ источника входного сигнала $ИВС$; кроме того, $ИВС$ соединен непосредственно с первым нуль-органом $НО_1$, а через измерительный элемент — со вторым двухпозиционным нуль-органом $НО_2$ и с третьим нуль-органом $НО_3$, на который поступают импульсы прямоугольной формы $U_{ГИУ}$ с генератора импульсов управ-

ления ГИУ; распределитель импульсов, который состоит из первого D_1 и второго D_2 логических элементов типа 2—2И—2ИЛИ, трех логических элементов И, D_3 , D_4 , D_5 , которые соответственно связаны с триггерами D_6 — D_8 и управляют работой логических элементов D_9 , D_{10} типа 2—3И—2ИЛИ; три преобразователя импульсов управления модулями ПИУ₁—ПИУ₃.

Задача формирователя состоит в том, чтобы в виде модулированных импульсов u_n (рис. 9.5) воспроизвести входной непрерывный сигнал $u_{вх}$. Во время формирования напряжения каждый ПМ должен находиться в одном из трех состояний: выключенном, когда его выходное напряжение и сопротивление должны быть равны нулю; включенном, т. е. в режиме широтно-импульсной модуляции (например, как показано на рис. 9.5, в течение времени t_3 — t_4 ПМ₃ находится во включенном состоянии); включенном с коэффициентом заполнения импульсов $q=1$.

Формирователь работает следующим образом. В момент времени t_1 при переходе напряжения $u_{вх}$ через нулевой уровень сигналом u_1 с HO_1 через D_1 и D_2 триггеры устанавливаются в исходное состояние (0 на прямых выходах). HO_2 модулирует по длительности прямоугольные импульсы ГИУ $u_{ГИУ}$ в зависимости от результата сравнения входного напряжения $u_{вх}$ и выходного напряжения модулятора u_n . С выхода HO_2 ШИМ-сигнал u_2 поступает на схему И D_3 и логические элементы D_9 , D_{10} . Поскольку к этому времени разрешающий потенциал с триггеров присутствует только на входе схемы D_3 , то на ее выходе присутствует ШИМ-сигнал u' , который поступает через ПИУ₁ на транзисторы первого модуля и удерживает его во включенном состоянии, в то время как другие модули ПМ₂, ПМ₃ находятся в выключенном состоянии. Это продолжается до тех пор, пока сигнал рассогласования $u_{ИЭ}$ не достигнет верхнего порогового значения $+U_{пор}$, что соответствует пределу увеличения модулем ПМ₁ выходного напряжения u_n . В этот момент t_2 на одном из выходов HO_3 появляется короткий импульс u_3 , который через схему D_4 устанавливает триггер D_6 в единичное состояние и на схему ПИУ₁ поступает сигнал u' , соответствующий работе ПМ₁ с коэффициентом заполнения $q=1$. Этим импульсом u_3 в момент t_2 включается в работу ПМ₂, так как на один из входов логического элемента D_9 поступает разрешающий потенциал на протяжении через него ШИМ-сигнала u_2 с HO_2 на схему ПИУ₂. К моменту времени t_3 ПМ₃ исчерпает свои возможности в увеличении выходного напряжения u_n . Так же, как и в момент времени t_2 , сигналом u'_3 с HO_3 через схему D_4 триггеры D_6 и D_7 переводятся в единичное состояние, что будет соответствовать работе ПМ₁ (u') и ПМ₂ (u'') с коэффициентом заполнения ШИМ-сигнала $q=1$, а ПМ₃ — с ШИМ-сигналом u''' . Таким образом, поочередным подключением ПМ формируется возрастающая часть кривой выходного напряжения формирователя u_n .

Для формирования спадающей части полуволны напряжения u_n необходимо поочередное отключение ПМ. Снижение входного напряжения $u_{вх}$ приводит к отрицательному сигналу рассогласования на выходе ИЭ, и в момент t_4 он достигает нижнего порогового значения $-U_{пор}$, установленного в HO_3 . На втором выходе HO_3 появляется короткий импульс u'_3 , который через D_2 отключает PM_3 , осуществляющий до этого времени широтно-импульсную модуляцию u''' , PM_2 переходит в режим широтно-импульсной модуляции u'' , а первый модуль PM_2 в единичном положении. К моменту времени t_5 возможности с первого выхода HO_3 переводится в выключенное состояние, а PM_1 переходит в режим широтно-импульсной модуляции до момента времени t_6 , когда заканчивается формирование первой полуволны выходного напряжения u_n и начинается формирование второй его полуволны.

Созданный по схеме рис. 9.4 дискретный формирователь переменного напряжения синусоидальной формы из постоянного напряжения аккумуляторной батареи имеет следующие технические параметры:

Входное напряжение, В	27±20 %
Выходное напряжение (регулируемое), В	(36—220)±2 %
Частота выходного напряжения (регулируемая), Гц	50—2000
Выходная мощность, В·А	450
Мощность входного сигнала, Вт	0,35
Коэффициент усиления по мощности	1250
Частота промежуточного преобразования, кГц	20
КПД не ниже	0,75
Удельная мощность по массе, Вт/кг	95

Каждый силовой ключ ПМ выполнен на двух параллельно включенных транзисторах типа КТ926, которые управляются от промежуточного усилителя мощности.

Экспериментальные исследования разработанного формирователя показали, что точность повторения входного сигнала $u_{вх}$, которая оценивалась коэффициентом гармоник, практически не зависит от частоты входного сигнала и чем больше его уровень и, следовательно, уровень выходного напряжения, тем с меньшими искажениями воспроизводится входной сигнал $u_{вх}$. Например, при частоте входного сигнала 50 Гц и выходном напряжении формирователя 25 В коэффициент гармоник составляет 6,0 %, в то время как при напряжении $u_n=225$ В он равен 4,7 %.

Если введены в работу все ПМ формирователя, то стремление к дальнейшему увеличению выходного напряжения приводит к ограничению вершины кривой формируемого сигнала, т. е. к появлению существенной нелинейности статической характеристики формирователя.

Для перевода формирователя в другие режимы работы необходимо подавать на вход измерительного элемента ИЭ соответствующий опорный (входной) сигнал от источника ИВС.

9.3. ТРЕХФАЗНЫЙ ДИСКРЕТНЫЙ ФОРМИРОВАТЕЛЬ ПЕРЕМЕННОГО НАПРЯЖЕНИЯ

В системах гарантированного электроснабжения для питания трехфазных двигателей переменного тока типа УАД и ДАТ при аварийном пропадании напряжения промышленной сети разработан [104] дискретный формирователь трехфазного переменного напряжения синусоидальной формы из постоянного напряжения резервной аккумуляторной батареи. В основу построения формирователя положен амплитудно-импульсный метод формирования низкочастотного ступенчатого напряжения. Этот метод позволяет осуществлять регулирование напряжения без изменения его формы за счет широтно-импульсной модуляции запоминающих импульсов.

Трехфазный формирователь имеет следующие технические параметры.

Входное напряжение, В	20—35
Выходное напряжение, В	380/220
Частота выходного напряжения, Гц	50, 400
Выходная мощность, В·А	500
КПД	0,8
Коэффициент мощности $\cos \varphi$, не менее	0,75
Коэффициент гармоник, %	10
Удельная мощность по массе, Вт/кг	75

Формирователь выполнен по функциональной схеме, которая приведена на рис. 9.6, и включает в себя силовую часть на трех однотипных каналах преобразования и формирования напряжения, а также схему управления СУ. Каждый канал состоит из высокочастотного преобразовательного модуля (ВПМ), выпрямителя (В) с фильтром и НПМ.

ВПМ по каждому каналу преобразует постоянное напряжение U_0 в пакеты ШИМ-импульсов u_1 с паузой t_n на нулевом уровне (рис. 9.7). Сигнал для широтно-импульсного регулирования u_3 поступает на схему управления с выхода каждого ВПМ.

После выпрямления и фильтрации напряжение u_2 каждого канала приобретает вид прямоугольных импульсов с паузой на нуле, амплитуда которых может изменяться от U_{2max} до U_{2min} за счет широтно-импульсного регулирования в ВПМ.

Однополярные напряжения u_2 с частотой повторения импульсов в 100 Гц преобразуются НПМ в двухполярное напряжение u_A для фазы А, u_B для фазы В и u_C для фазы С, которые сдвинуты относительно друг друга на угол $\alpha=30^\circ$ и имеют частоту повторения 50 Гц. После объединения выходов каналов в трехфазную систему типа «звезда» выходное линейное напряжение, например u_{AB} , становится двухступенчатым. При такой форме выходного напряжения коэффициент гармоник составляет около 17 %, а коэффициент выделения, который определяется отношением мощности 1-й гармоники к мощности остальных

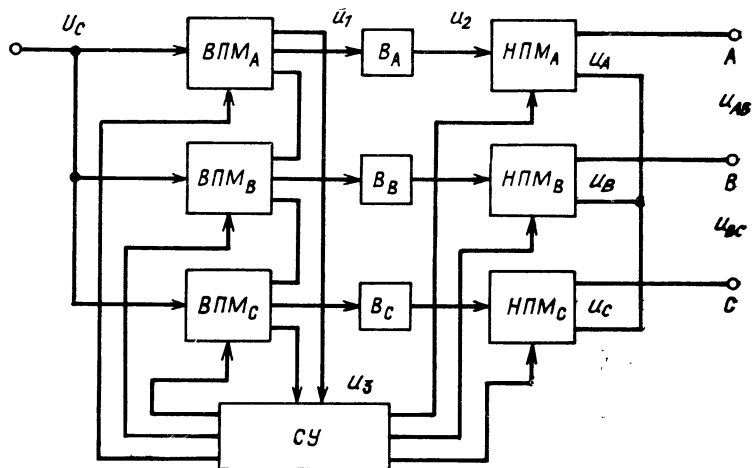


Рис. 9.6. Функциональная схема формирователя трехфазного переменного напряжения

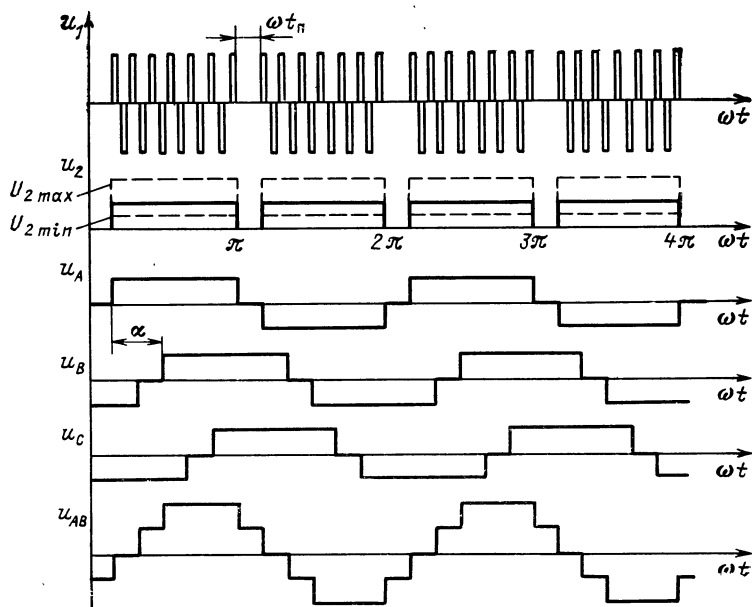


Рис. 9.7. Диаграммы напряжений для узлов трехфазного ДФН

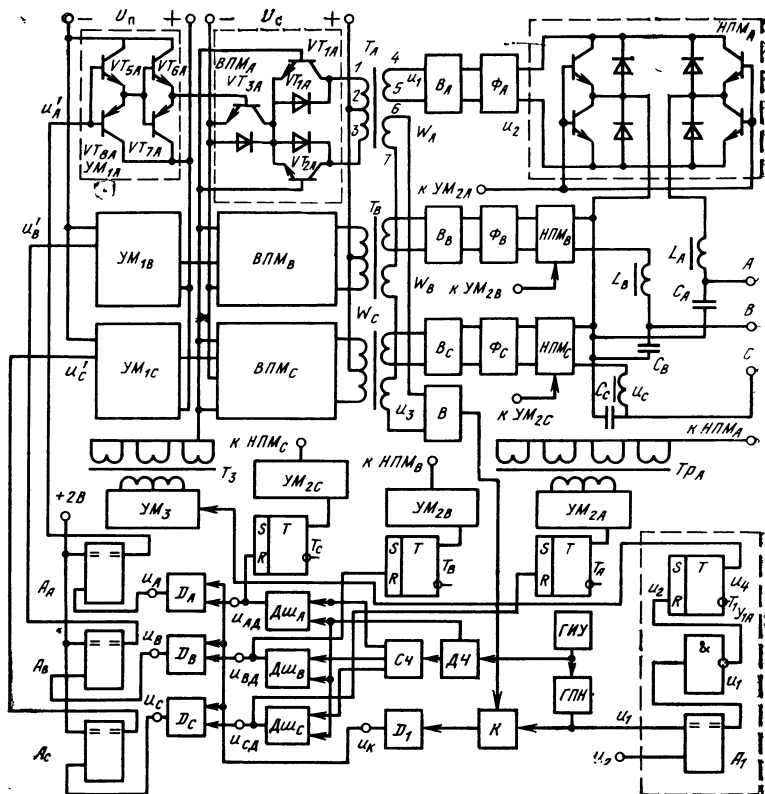


Рис. 9.8. Принципиальная схема трехфазного ДФН

ных гармоник и при активной нагрузке численно равен коэффициенту искажения и имеет максимальное значение 75%. При этом в напряжении отсутствует 3-я гармоника, а 5-я и 7-я соответственно составляют 5,4 и 3,8%.

На рис. 9.8 приведена принципиальная электрическая схема трехфазного формирователя. Каждый ВПМ выполнен по схеме регулируемого преобразователя со средней точкой и с коммутирующим транзистором (VT_{3A} в схеме $ВПМ_A$) в цепи его электропитания, который имеет параллельное включение четырех транзисторов типа КТ926А.

Силовой транзистор каждого ВПМ, например VT_{1A} (VT_{2A}), также выполнен на четырех параллельно включенных транзисторах типа КТ926А. Это необходимо для обеспечения пускового режима электро-

двигателя. Плечо мостовой схемы выпрямления имеет три последовательно включенных диода типа КД213Б с резисторами, выравнивающими обратные напряжения на диодах. Дроссель L сглаживающего фильтра высокочастотного выпрямителя и дроссели выходного фильтра (L_A-L_C), которые позволяют ограничивать выбросы тока нагрузки, выполнены на магнитопроводах типа К12×7×5 из материала МП-140 и имеют соответственно по 30 и 60 витков диаметром провода 0,61 мм. В качестве конденсатора фильтра C используется конденсатор типа К75-24 (1 мкФ±20 %, 400 В), а для выходного фильтра — К75-24 (0,068 мкФ±20 %, 630 В), который одновременно служит для компенсации реактивной мощности и, следовательно, для увеличения $\cos \varphi$. Трансформатор T модуля ВПМ выполнен на магнитопроводе типа К40×25×11 из материала М2000НМ, а его обмоточные данные сведены в табл. 9.1.

Т а б л и ц а 9.1

Номер выводов (рис. 9.8)	Число витков	Марка провода	Диаметр провода, мм
1—2	27	ПЭВ-2	0,9×2
2—3	27		0,9×2
4—5	380		0,51
6—7	2		0,21

Схема управления включает генератор импульсов управления ГИУ, который вырабатывает прямоугольные импульсы частотой 38 400 Гц. Эти импульсы поступают на делитель частоты ДЧ с коэффициентом деления равным 128, а также на генератор пилообразного напряжения ГПН, сигнал с которого имеет пьедестал. Это необходимо для запуска двигателя и сохранения коэффициента стабилизации формирователя в диапазоне изменения входного напряжения. Пилообразное напряжение поступает на один из входов компаратора К, а на его второй вход поступает после выпрямления и сглаживания на выпрямительном устройстве В напряжение обратной связи u_3 .

С выхода делителя частоты ДЧ сигнал с частотой 300 Гц поступает на счетчик Сч с коэффициентом счета равным трем и затем на дешифраторы ($D_{шA}$, $D_{шB}$, $D_{шC}$), на которые поступает также сигнал делителя ДЧ с частотой равной 600 Гц. Снимаемые с каждого дешифратора напряжения u_{AD} , u_{BD} , u_{CD} (рис. 9.8) имеют вид, показанный на рис. 9.9, и сдвинутые относительно друг друга на угол $\alpha=60^\circ$. Эти сигналы поступают на входы логических элементов 2И — НЕ (D_A , D_B , D_C), а на их другие входы поступают однополярные широтно-модулированные импульсы u_K с компаратора К через логический элемент 2И — НЕ (D_1). На выходе каждого логического элемента формируются пакеты ШИМ-импульсов, поступающих на инвертирующие входы опера-

ционных усилителей A_A, A_B, A_C , на неинвертирующие входы которых подается фиксированное положительное напряжение около 2 В.

На выходе усилителей A_A, A_B, A_C создаются двухполярные ШИМ-импульсы u'_A, u'_B, u'_C с частотой 38 400 Гц, которые поступают на входы усилителей мощности ($УМ_{1A}, УМ_{1B}, УМ_{1C}$), управляющих коммутирующими транзисторами ВПМ. Каждый усилитель мощности собран по схеме двухкаскадных симметричных эмиттерных повторителей на транзисторах VT_{5A} (КТ630Д), VT_{6A} (КТ926А), VT_{7A} (КТ8168), VT_{8A} (2ТС622А). Двухполярный сигнал на выходе усилителей мощности (например, $УМ_1$) повторяет выходной сигнал операционного усилителя A и позволяет осуществить активное запирающее коммутационное устройство транзистора VT_3 .

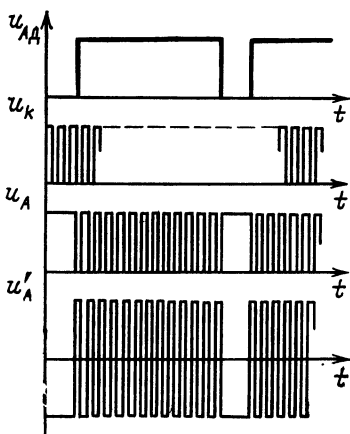


Рис. 9.9. Диаграммы напряжений для узлов схемы управления

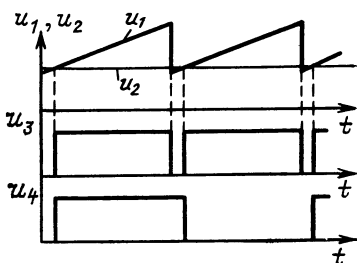


Рис. 9.10. Диаграммы напряжений узла устранения «сквозных» токов

Сигналы u_{AD}, u_{BD}, u_{DC} с выходов дешифраторов $D_{ш}$ также поступают через триггеры T_A, T_B, T_C , которые формируют меандр частотой 50 Гц, на усилители мощности $УМ_{2A}, УМ_{2B}, УМ_{2C}$. Эти усилители имеют трансформаторные выходы и подают сигнал на базы транзисторов типа КТ812А.

Для исключения «сквозных» токов в $ВПМ_A-ВПМ_C$ в схеме управления предусмотрен узел $У_{1A}$. На вход компаратора A_1 поступает пилообразное напряжение u_1 (рис. 9.10) с ГПН, а на его второй вход подается постоянное напряжение u_2 с фиксированным уровнем. На выходе инвертора сигнал u_3 имеет прямоугольную форму и подается на счетный вход триггера T_1 . Триггер T_1 формирует сигнал u_4 с частотой 19 200 Гц, который через усилитель мощности $УМ_3$, имеющий трансформаторный выход, поступает для управления силовыми транзисторами ВПМ.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Изложенные в книге вопросы теории и принципов построения дискретных стабилизаторов, регуляторов, преобразователей и формирователей напряжения, выполненных на основе адаптивных структур исполнительного органа, позволяет создать ИВЭП с улучшенными технико-экономическими показателями для решения целого ряда задач преобразовательной техники: например, расширение диапазона регулирования напряжения (тока) со стабилизацией уровней; повышение качества получаемой электрической энергии; преобразование и формирование напряжения заданной или синусоидальной формы из напряжения постоянного тока; повышение быстродействия ИВЭП; получение требуемой вольт-амперной характеристики источника электропитания (имитация первичного источника электрической энергии); реверсивное регулирование напряжения; обеспечение режима заряда накопительного конденсатора; повышение надежности ИВЭП (см. гл. 3, 6 и 9).

Проектирование таких ИВЭП для решения каждой из перечисленных задач связано прежде всего с нахождением структуры ДИО, т. е. вида соединения ПМ по входным и выходным цепям (§ 1.2—1.4; 4.2; 5.2; 7.3; 8.2), и в соответствии с ней — схемы управления ДИО (§ 2.3; 5.3; 7.3; 8.2), а также типа ПМ (§ 1.2—1.4; 5.1; 8.3) и оптимального их числа (§ 1.2—1.4; 4.3; 7.2; 8.1).

Большое число возможных видов соединения ПМ (ПР, ПОС, ПРС) и их комбинаций для решения каждой задачи, а также широкая номенклатура схмотехнических решений типов ПМ, выполненных, например, на основе коммутируемой секции (§ 1.2; 1.3; 4.1; 7.3), по трансформаторно-ключевой (§ 1.3; 1.4) или по преобразовательно-ключевой § 5.1; 8.3) структуре, в значительной мере усложняют процесс проектирования многомодульных ИВЭП, делая его длительным и дорогостоящим.

Рассмотренные в книге вопросы решают многие задачи структурного и схмотехнического проектирования, однако они не могут охватить все многообразие задач, встречающихся при проектировании многомодульных ИВЭП.

Перспективными исследованиями в этой области являются работы по автоматизации процесса проектирования, позволяющие сократить время и стоимость проектирования ИВЭП при одновременном повышении качества разрабатываемых устройств.

Автоматизация процесса проектирования многомодульных ИВЭП включает этап составления математической модели i -го устройства (регулятор, стабилизатор, формирователь и т. п.), которое должно выполнять поставленную задачу F : обеспечение ширины диапазона регулирования выходного параметра; повышение качества электрической энергии; формирование напряжения с учетом дополнительных требований $T = \{T_1, \dots, T_p\}$. Эта модель характеризует связь заданного выходного параметра F ИВЭП с совокупностью параметров $D = \{D_1, \dots, D_i\}$ исполнительного органа, с комплексом сигналов $Y = \{Y_1, \dots, Y_r\}$ управления им и с составом дополнительных требований $F_i = f(D, Y, T)$.

Автоматизированное составление F_i -модели i -го устройства сводится к выбору из библиотеки математических моделей отдельных элементов и узлов преобразовательной техники той модели, которая наиболее полно соответствует решаемой задаче.

Вторым этапом проектирования многомодульных ИВЭП является проведение структурного синтеза полученной на первом этапе математической модели F_i с учетом специфических требований, таких, например, как надежность, унификация (ПМ должен быть выполнен на общем магнитопроводе или на основании унифицированных трансформаторов) и кодирование (совокупность ПМ $Q = \{Q_1, \dots, Q_n\}$ может быть выполнена по параметру F в соответствии с арифметической или геометрической прогрессией).

На данном этапе определяются возможные виды соединений ПМ $C = \{C_1, \dots, C_j\}$ в ДИО, а также проводится синтез типов ПМ по заданному показателю (например, массе, объему, КПД и т. п.) с учетом требования на возможные виды их соединения между собой по входным и выходным цепям; в результате проведения такого синтеза находится тип K (принципиальная схема) модулей, комплекующих ДИО.

Для решения задач синтеза на втором этапе необходимо иметь библиотеку видов соединения ПМ, их типов и характеристик. Следующим этапом проектирования является решение задачи по оптимизации числа N ПМ, входящих в ДИО, по заданному критерию W (например, масса или КПД) с учетом совокупности M заданных ограничений V^m ($m = 1, 2, \dots, M$), например, таких, как диапазонность изменения выходного (входного) параметра, надежность, унификация, кодирование. Задачу оптимизации можно записать в виде

$$W(N) \rightarrow \min(\max) \text{ при } V^m \leq V^m_{\text{зад.}}$$

Для решения задач оптимизации используется метод «золотого сечения», динамическое программирование, комбинаторика.

Работоспособность ДИО с адаптивной структурой во многом определяется равномерностью распределения тока между параллельно работающими ПМ и напряжения при последовательном их соединении. Из-за возможного разброса параметров элементов ПМ и несинхронности подачи сигнала управления на все модули наблюдается неравномерность загрузки ПМ по току и напряжению, что приводит к отказу устройства. Поэтому, используя теорию чувствительности, необходимо провести анализ влияния разброса параметров элементов ПМ и сигнала управления на равномерность их загрузки по току и напряжению. Этот анализ проводится с целью определить допуски на параметры элементов ПМ или найти дополнительное число ПМ, которое будет компенсировать отклонение параметров ПМ, или определить тип ПМ по принципу управления им (автономное или централизованное).

После выполнения перечисленных этапов проектирования проводится синтез схем управления ДИО по характеру поставленной задачи F_i , виду соединения C модулей, их типу K и числу N .

Заключительный этап проектирования предусматривает выполнение работ по математическому моделированию многомодульного ИВЭП в целом для проведения анализа выходных характеристик в переходных режимах без создания лабораторного макета.

Система автоматизированного проектирования (САПР) многомодульных ИВЭП должна иметь средства математического, информационного и технического обеспечения. Основу математического обеспечения должен составлять комплекс специализированных программ по математическому моделированию, структурному синтезу, оптимизации и расчету. Информационное обеспечение должно содержать библиотеки: математических моделей устройств преобразовательной техники; элементной базы; типов ПМ и их характеристик; видов соединения ПМ; типов схем управления. Техническое обеспечение представляет ЭВМ средней производительности.

Многомодульные ИВЭП, выполненные на основе адаптивного исполнительного органа, открывают новое направление в силовой преобразовательной технике, позволяющее повысить эффективность устройств электропитания радиоэлектронной аппаратуры.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. **Кобзев А. В.** Многозонная импульсная модуляция. Теория и применение в системах преобразования параметров электрической энергии. Новосибирск: Наука, 1979. 304 с.
2. **Этлин М. А.** Стабилизатор напряжения переменного тока на КУВ с двухтактной коммутацией.— Вопросы радиоэлектроники. Сер. Техника радиосвязи, 1965, вып. 3. с. 118—133.
3. **Окунь С. С., Сергеевков Б. Н., Киселев В. М.** Трансформаторные и трансформаторно-тиристорные регуляторы-стабилизаторы напряжения. М.: Энергия, 1969. 183 с.
4. **Милях А. Н., Карташов Р. П.** Преобразование параметров переменных токов и напряжений в ключевых схемах.— В кн.: Проблемы технической электродинамики. Киев: Наукова думка, 1971, вып. 29, с. 3—9.
5. А. с. 936350 (СССР). Способ цифрового регулирования напряжения/ В. Е. Болтнев, А. К. Мусолин. Оpubл. в Б. И., 1982, № 22.
6. **Тонкаль В. Е.** Синтез автономных инверторов модуляционного типа. Киев: Наукова думка, 1979, 207 с.
7. Пат. 3195938 (США). Voltage or current regulator apparatus М. G. Y. Fry.— Оpubл. 13.07.65.
8. А. с. 413468 (СССР). Устройство для регулирования переменного напряжения/ К. А. Липковский, В. Е. Тонкаль, А. А. Озерянский. Оpubл. в Б. И., 1974, № 4.
9. А. с. 425167 (СССР). Регулятор переменного напряжения/ С. П. Парников, В. П. Миловзоров, А. К. Мусолин и др. Оpubл. в Б. И., 1974, № 15.
10. **Липковский К. А.** Трансформаторно-ключевые исполнительные структуры преобразователей переменного напряжения. Киев: Наукова думка, 1983. 216 с.
11. **Болтнев В. Е., Несов В. А., Андреев И. А.** Сравнительная оценка регулирующих органов дискретного действия.— В кн.: Магнитно-полупроводниковые и электромашинные элементы автоматики. Межвуз. сб. научн. трудов. Рязань: Ряз. радиотехнич. ин-т, 1982, с. 73—88.
12. А. с. 476650 (СССР). Регулятор переменного напряжения/ Ю. В. Зайцев, В. П. Миловзоров, А. К. Мусолин, Е. Ю. Якушко. Оpubл. в Б. И., 1975, № 25.
13. **Миловзоров В. П., Мусолин А. К., Зайцев Ю. В.** Исполнительные элементы стабилизаторов-регуляторов синусоидального напряжения с дискретным управлением.— В кн.: Электронная техника в автоматике/ Под ред. Ю. И. Конева. М.: Сов. радио, 1973, вып. 7, с. 74—78.
14. А. с. 699503 (СССР). Устройство для дискретного регулирования

ния выпрямленного напряжения/ В. Е. Болтнев, В. П. Миловзоров, А. К. Мусолин. Оpubл. в Б. И., 1979, № 43.

15. А. с. 763865 (СССР). Устройство для регулирования трехфазного переменного напряжения/ В. Е. Болтнев, А. К. Мусолин, В. П. Миловзоров, И. А. Андреев. Оpubл. в Б. И., 1980, № 34.

16. А. с. 888083 (СССР). Устройство для регулирования напряжения трансформатора под нагрузкой/ И. М. Туманов. Оpubл. в Б. И., 1981, № 45.

17. А. с. 877496 (СССР). Устройство для управления регулятором переменного напряжения дискретного действия/ В. И. Колбин. Оpubл. в Б. И., 1981, № 40.

18. Болтнев В. Е., Мусолин А. К. Анализ потерь в магнитно-транзисторных ключах дискретных трансформаторных регуляторов-стабилизаторов напряжения (ДТРСН). — В кн.: Магнитно-полупроводниковые и электромашинные элементы автоматики. Межвуз. сб. статей. Рязань: Ряз. радиотехнич. ин-т, 1977, вып. 7, с. 28—36.

19. Об одном способе управления тиристорным коммутатором дискретного действия/ А. А. Озерянский, И. М. Гординский, А. М. Галиновский, А. Н. Даниленко. — В кн.: Оптимизация устройств автономной энергетики. Киев: ИЭД АН УССР, 1978, с. 73—77.

20. Мартяшин А. И., Шахов Э. К., Шлядин В. М. Преобразователи электрических параметров для систем контроля и измерения. М.: Энергия, 1976. 142 с.

21. А. с. 496676 (СССР). Устройство определения амплитуды или отклонения амплитуды синусоидального напряжения в заданном диапазоне с преобразованием в код/ Ю. М. Коршунов, С. П. Парников, В. С. Иванов. Оpubл. в Б. И., 1975, № 47.

22. А. с. 789985 (СССР). Способ дискретного регулирования напряжения/ В. Е. Болтнев, В. П. Миловзоров, А. К. Мусолин. Оpubл. в Б. И., 1980, № 47.

23. А. с. 666527 (СССР). Устройство для регулирования и стабилизации напряжения переменного тока/ В. Е. Болтнев. Оpubл. в Б. И., 1979, № 21.

24. Болтнев В. Е. Быстродействующий цифровой регулятор напряжения переменного тока. — В кн.: Магнитно-полупроводниковые и электромашинные элементы автоматики. Межвуз. сб. научных трудов, Рязань: Ряз. радиотехнич. ин-т, 1978, вып. 8, с. 69—74.

25. Моделирование на АВМ дискретного стабилизатора переменного напряжения (ДСН)/ Б. П. Берзин, В. А. Коновалов, В. П. Миловзоров и др. — В кн.: Магнитно-полупроводниковые и электромашинные элементы автоматики. Межвуз. сб. статей. Рязань: Ряз. радиотехнич. ин-т, 1977, вып. 7, с. 57—60.

26. Мусолин А. К., Зайцев Ю. В., Войтко Г. С. Дискретный стабилизатор переменного напряжения. — Обмен опытом в радиопромышленности, 1974, № 6, с. 60—62.

27. Стабилизатор напряжения переменного тока с дискретным управлением/ В. П. Миловзоров, А. К. Мусолин, Н. Д. Дубовой и др. — Обмен опытом в радиопромышленности, 1971, № 11, с. 66—69.

28. Комбинированный стабилизатор напряжения с высоким КПД/ В. А. Елатомцев, В. П. Миловзоров, А. К. Мусолин и др. — Вопросы радиоэлектроники. Сер. Электронная вычислительная техника, 1974, вып. 7, с. 144—155.

29. Озерянский А. Н., Градоблянский В. М. Стабилизатор напряжения переменного тока с трансформаторно-тиристорным дискретным исполнительным органом. — Проблемы технической электродинамики, 1973, № 41, с. 68—71.

30. Бут Д. А., Мизюрин С. Р. Системы генерирования электроэнергии летательных аппаратов. М.: МАИ, 1982, с. 14—22.
31. Пудаков В. М. Стабилизаторы напряжения с относительной нестабильностью 10^{-6} . Приборы и техника эксперимента, 1980 № 4, с. 146—151.
32. А. с. 493877 (СССР). Инвертор со ступенчатым регулированием выходного напряжения/ А. К. Мусолин, В. П. Миловзоров, Ю. В. Зайцев, Н. И. Дуплин. Оpubл. в Б. И., 1975, № 44.
33. Моин В. С., Лаптев Н. Н. Стабилизированные транзисторные преобразователи. М.: Энергия, 1972. 512 с.
34. А. с. 828184 (СССР). Вторичный источник питания/ Г. М. Веденеев, В. Г. Вигдорчик, Н. И. Дуплин, В. П. Миловзоров, А. К. Мусолин. Оpubл. в Б. И., 1981, № 17.
35. Матричное построение системы электропитания/ В. П. Миловзоров, А. К. Мусолин, Н. И. Дуплин и др. — В кн.: Магнито-полупроводниковые и электромашинные элементы автоматики. Межвуз. сб. статей. Рязань: Ряз. радиотехнич. ин-т, 1974, вып. 2, с. 131—137.
36. Широкодиапазонный стабилизатор постоянного напряжения повышенной надежности/ Н. И. Дуплин, В. П. Миловзоров, А. К. Мусолин, А. А. Бас. — В кн.: Электронная техника в автоматике/ Под ред. Ю. И. Конева. М.: Сов. радио, 1976, вып. 8, с. 108—114.
37. А. с. 551623 (СССР). Стабилизатор напряжения постоянного тока/ В. П. Миловзоров, А. К. Мусолин, Н. И. Дуплин и др. Оpubл. в Б. И., 1977, № 11.
38. Способы построения систем вторичного электропитания с глубоким регулированием выходных параметров/ Б. А. Глебов, А. А. Новиков, Т. Н. Новикова, А. М. Шиладжян. — В кн.: Магнито-полупроводниковые и электромашинные элементы автоматики. Межвуз. сб. научн. трудов. Рязань: Ряз. радиотехнич. ин-т, 1982, с. 83—88.
39. Драбович Ю. И., Пономарев И. Г. Метод глубокого секционирования и надежность мощных транзисторных преобразователей. — В кн.: Современные задачи преобразовательной техники. Киев: Наукова думка, 1975, ч. I, с. 253—269.
40. Сотсков Б. С. Основы теории и расчета надежности элементов и устройств автоматики и вычислительной техники. — М.: Высшая школа, 1970. 271 с.
41. Зайцев Ю. В., Дуплин Н. И., Несов В. А. К вопросу оптимального резервирования вторичных источников питания. — В кн.: Магнито-полупроводниковые и электромашинные элементы автоматики. Межвуз. сб. статей. Рязань: Ряз. радиотехнич. ин-т, 1976, вып. 5, с. 131—138.
42. Дуплин Н. И., Миловзоров В. П., Мусолин А. К. Мощность силовых элементов и надежность вторичных источников питания с изменяемой структурой регулирующего органа. — Изв. вузов. СССР. Приборостроение, 1976, № 1, с. 58—61.
43. Пономарев И. Г., Шевердина З. Н. Расчет надежности секционированных систем с резервом с помощью ЦВМ. — В кн.: Проблемы технической электродинамики. Киев: Наукова думка, 1976, вып. 57, с. 35—37.
44. Пат. 3191115 (США). Direct — current to alternating current inverter/Lloyd A. G. Оpubл. 22.06.65.
45. Глебов Б. А., Жарикова Т. Н., Лукин А. А. Преобразовательная ячейка для систем вторичного электропитания. — Электросвязь, 1979, № 6, с. 56—60.
46. Бертинов А. И., Кофман Д. Б. Торoidalные трансформаторы статических преобразователей. М.: Энергия, 1970. 96 с.

47. **Захаров Ю. К.** Сравнительный анализ двухтактного и одно-
тактного стабилизированных преобразователей постоянного напряже-
ния. — В кн.: Электронная техника в автоматике/ Под ред. Ю. И. Ко-
нева. М.: Сов. радио, 1980, вып. 11, с. 24—30.

48. **Мелешин В. И.** Энергетические соотношения в ключевых пре-
образователях постоянного напряжения. — В кн.: Электронная техни-
ка в автоматике/ Под ред. Ю. И. Конева. М.: Сов. радио, 1977,
вып. 9, с. 83—98.

49. **Широкодиапазонный стабилизированный преобразователь по-
вышенной надежности/ В. П. Миловзоров, А. К. Мусолин, Н. И. Дуп-
лин и др.** — В кн.: Современные задачи преобразовательной техники.
Киев: ИЭД АН УССР, 1975, ч. 2, с. 371—379.

50. **Розанов Ю. К.** Параллельная работа преобразователей по-
стоянного тока. — Электротехника, 1982, № 4, с. 37—39.

51. **А. с. 892647 (СССР).** Способ управления регулятором напря-
жения/ Б. А. Глебов, А. А. Новиков. Оpubл. в Б. И., 1981, № 47.

52. **А. с. 741251 (СССР).** Стабилизатор напряжения постоянного
тока/ Н. И. Дуплин, С. Р. Иванов, С. И. Орлов. Оpubл. в Б. И., 1980,
№ 22.

53. **Миловзоров В. П.** Электромагнитные устройства автоматики.
4-е изд. М.: Высшая школа, 1983. 408 с.

54. **Коновалов В. А.** Исследование работы датчика тока цепей
управления матричных систем электропитания. — В кн.: Магнитно-по-
лупроводниковые и электромашинные элементы автоматики. Межвуз.
сб. статей. — Рязань: Ряз. радиотехнич. ин-т, 1975, вып. 3, с. 89—94.

55. **А. с. 817876 (СССР).** Инвертор с широтно-импульсным регу-
лированием выходного напряжения/ А. А. Бас. Оpubл. в Б. И., 1981,
№ 12.

56. **А. с. 877738 (СССР).** Регулируемый преобразователь постоян-
ного напряжения/ А. А. Бас, А. К. Мусолин, С. Н. Федячихин,
П. С. Полонский. Оpubл. в Б. И., 1981, № 40.

57. **Сетевой стабилизированный ВИП 58-30А/ А. А. Бас, Ф. Г. Кроз,
А. М. Ульянов, С. Н. Федячихин.** — В кн.: Проблемы преобразователь-
ной техники. — Киев: ИЭД АН УССР, 1979, ч. 5, с. 120—123.

58. **А. с. 760330 (СССР).** Устройство для управления транзистор-
ным ключом/ А. А. Бас, А. К. Мусолин, С. Н. Федячихин. Оpubл. в
Б. И., 1980, № 32.

59. **Некоторые возможности построения устройств управления си-
ловыми транзисторами регулируемых инверторов/ А. А. Бас, В. П. Ми-
ловзоров, А. К. Мусолин, С. Н. Федячихин.** — В кн.: Электронная тех-
ника в автоматике/ Под ред. Ю. И. Конева. М.: Сов. радио, 1981,
вып. 12, с. 94—99.

60. **Пат. 2261651 (Франция) Montage amplificateur électronique
a redondance.** Оpubл. 17.10.75.

61. **Орлов С. И.** Резервированный усилитель постоянного тока. —
В кн.: Магнитно-полупроводниковые и электромашинные элементы
автоматики. Межвуз. сб. научных трудов. Рязань: Ряз. радиотехнич.
ин-т, 1978, вып. 8, с. 102—105.

62. **А. с. 588606 (СССР).** Транзисторный инвертор/ В. Е. Болтнев,
В. П. Миловзоров, А. К. Мусолин. Оpubл. в Б. И., 1978, № 2.

63. **Синхронная работа задающих генераторов в системах электро-
питания повышенной надежности/ В. Е. Болтнев, В. П. Миловзоров,
А. К. Мусолин, М. В. Агапов.** — В кн.: Электронная техника в автома-
тике/ Под ред. Ю. И. Конева. М.: Сов. радио, 1978, вып. 10,
с. 170—175.

64. **Ионкин П. А., Смольников Л. Е., Мишачев А. П.** Анализ спектра сигнала для широтно-импульсной модуляции первого рода. — Электротехника, 1973, № 1.

65. **Исследование динамических свойств матричных стабилизаторов/ Н. И. Дуплин, В. А. Коновалов, В. П. Миловзоров, А. К. Мусолин, А. П. Мишачев, А. К. Тищенко.** — В кн.: Магнитно-полупроводниковые и электромашинные элементы автоматики. Межвуз. сб. статей. Рязань: Ряз. радиотехнич. ин-т, 1975, вып. 3, с. 78—88.

66. **А. с. 349066 (СССР).** Источник регулируемых опорных напряжений/ В. Ф. Одинокоев, Д. В. Михин. Оpubл. в Б. И., 1972, № 25.

67. **Быстродействующие ВИП с регулирующим органом дискретного действия (РОДД) и их энергетические характеристики/ И. А. Андреев, В. Е. Болтнев, В. А. Калинин, А. К. Мусолин.** — В кн.: Проблемы преобразовательной техники. Киев: ИЭД АН УССР, 1979, ч. 5, с. 116—119.

68. **А. с. 526865 (СССР).** Стабилизатор постоянного напряжения/ В. П. Миловзоров, А. К. Мусолин, В. А. Коновалов, Н. И. Дуплин. Оpubл. в Б. И., 1976, № 32.

69. **Резервированный вольтодобавочный стабилизатор с амплитудным регулированием выходного напряжения/ Н. И. Дуплин, А. К. Мусолин, С. И. Орлов, А. К. Тищенко.** — В кн.: Электронная техника в автоматике/ Под ред. Ю. И. Конева. М.: Советское радио, 1980, вып. 11, с. 140—144.

70. **А. с. 802951 (СССР).** Стабилизатор постоянного напряжения/ А. К. Тищенко. Оpubл. в Б. И., 1981, № 5.

71. **Дуплин Н. И., Миловзоров В. П., Мусолин А. К.** Применение адаптируемых структур во вторичных источниках питания. — В кн.: Устройства вторичных источников электропитания РЭА. М.: МДНТП им. Ф. Э. Дзержинского, 1976, с. 32—36.

72. **А. с. 694937 (СССР).** Автономная система электропитания/ Н. И. Дуплин, С. И. Орлов, А. К. Тищенко. Оpubл. в Б. И., 1979, № 40.

73. **А. с. 759964 (СССР).** Счетчик ампер-часов/ А. А. Бас, В. П. Миловзоров, А. К. Мусолин. Оpubл. в Б. И., 1976, № 32.

74. **А. с. 843132 (СССР).** Вторичный источник питания со специальной формой вольт-амперной характеристики/ Н. И. Дуплин, С. Р. Иванов, А. К. Тищенко. Оpubл. в Б. И., 1981, № 24.

75. **А. с. 828184 (СССР).** Вторичный источник питания/ Г. М. Веденеев, В. Г. Вигдорчик, Н. И. Дуплин, С. Р. Иванов, В. П. Миловзоров, А. К. Мусолин. Оpubл. в Б. И., 1981, № 17.

76. **А. с. 855897 (СССР).** Стабилизированный преобразователь постоянного тока/ Н. И. Дуплин, В. П. Миловзоров, А. К. Мусолин, В. И. Пшеничников, В. А. Степанов. Оpubл. в Б. И., 1981, № 30.

77. **Дуплин Н. И., Иванов С. Р.** Источник вторичного электропитания многоцелевого назначения. — В кн.: Электронная техника в автоматике/ Под ред. Ю. И. Конева. — М.: Радио и связь, 1982, вып. 13, с. 137—141.

78. **Тонкаль С. С.** К гармоническому анализу ступенчатой функции, аппроксимирующей синусоидальное напряжение. — В кн.: Проблемы технической электродинамики. Киев: ИЭД АН УССР, 1970, № 24, с. 37—42.

79. **Методы повышения эффективности транзисторных преобразовательных схем/ О. И. Ульянов, А. В. Саксонов, В. А. Ефимов и др.** — Куйбышев: Книжн. изд-во, 1976, с. 8—38.

80. **Морозов А. С.** Методы высокочастотного формирования синусоидального напряжения. — В кн.: Магнитно-полупроводниковые и

электромашинные элементы автоматики. Межвуз. сб. научн. трудов. Рязань: Ряз. радиотехнич. ин-т, 1979, вып. 9, с. 72—77.

81. Мусолин А. К., Морозов А. С., Вощенко С. Д. Метод улучшения формы и стабилизации напряжения однофазного автономного инвертора. — В кн.: Магнитно-полупроводниковые и электромашинные элементы автоматики. Межвуз. сб. статей. Рязань: Ряз. радиотехнич. ин-т, 1974, вып. 1, с. 149—163.

82. Стабилизированный преобразователь на тиристорах/ В. П. Миловзоров, А. К. Мусолин, А. С. Морозов, С. Д. Вощенко. — В кн.: Промышленная и медицинская электроника. Сек. Преобразовательная техника. Труды 21-й конф. по радиоэлектронике. Томск: ТИАСУР, 1974, с. 185—186.

83. Пат. 2629407 (ФРГ). *Ichalfungsanordnung zur Umwandlung eines Gleichspannung in eine niederfrequente Netzwechselfspannung*/ Kratz G. Оpubл. 05.01.78.

84. А. с. 436419 (СССР). Однофазный инвертор/ В. Е. Тонкаль, С. С. Тонкаль. Оpubл. в Б. И., 1974, № 24.

85. Пат. 1516313 (Англия). Power Apply circuit Lloyd S. Оpubл. 5.06.78.

86. А. с. 512547 (СССР). Преобразователь постоянного напряжения в переменное/ С. П. Парников, В. П. Миловзоров, А. К. Мусолин. Оpubл. в Б. И., 1976, № 16.

87. А. с. 439822 (СССР). Функциональный преобразователь/ С. П. Парников, В. П. Миловзоров, А. К. Мусолин, К. Н. Майоров, Г. С. Войтко. Оpubл. в Б. И., 1974, № 30.

88. Морозов А. С. Анализ структуры инвертора с синусоидальной формой выходного напряжения. — В кн.: Магнитно-полупроводниковые и электромашинные элементы автоматики. Межвуз. сб. статей. Рязань: Ряз. радиотехнич. ин-т, 1977, вып. 7, с. 36—40.

89. Морозов А. С., Ульянов А. М. Комбинированное формирование синусоидального напряжения. — В кн.: Проблемы преобразовательной техники. Киев: ИЭД АН УССР, 1979, ч. 2, с. 31—34.

90. Разработка и исследование тиристорного преобразователя частоты с улучшенной формой выходного напряжения — В. С. Руденко, К. К. Победаш, В. М. Скобченко и др. — В кн.: Современные задачи преобразовательной техники. Киев: ИЭД АН УССР, 1975, ч. 4, с. 126—135.

91. А. с. 790083 (СССР). Стабилизированный инвертор со ступенчатым выходным напряжением/ Н. И. Дуплин. Оpubл. в Б. И., 1980, № 47.

92. А. с. 505102 (СССР). Способ управления регулируемым статическим преобразователем/ Н. И. Лаптев. Оpubл. в Б. И., 1976, № 8.

93. Миловзоров В. П., Мусолин А. К., Морозов А. С. Стабилизированный преобразователь постоянного напряжения в переменное ступенчато-синусоидальное. — В кн.: Современные задачи преобразовательной техники. Киев: ИЭД АН УССР, 1975, ч. 4, с. 153—157.

94. Пат. 3260921 (США) Inverter clamping circuit/ Brahm Ch. В. Оpubл. 12.07.66.

95. Машуков Е. В. Уменьшение динамических потерь в транзисторных усилителях мощности. — В кн.: Электронная техника в автоматике/ Под ред. Ю. И. Колева. М.: Сов. радио, 1971, вып. 2, с. 71—80.

96. А. с. 472341 (СССР). Транзисторное ключевое устройство/ В. П. Миловзоров, Н. И. Дуплин, А. К. Мусолин, Ю. В. Зайцев. Оpubл. в Б. И., 1975, № 20.

97. Пазеев Г. Ф., Михальская В. Ф. Уменьшение мощности потерь в силовых транзисторных преобразователях постоянного напряжения в переменное, работающих на изменяющуюся по величине нагрузку. —

В кн.: **Современные задачи преобразовательной техники.** Киев: ИЭД АН УССР, 1975, ч. 6, с. 348—356.

98. **Уан-Зо-Ли Б. Л.** Использование токовой обратной связи для повышения КПД транзисторных преобразователей.—В кн.: **Повышение эффективности устройств преобразовательной техники.**—Киев: Наукова думка, 1973, ч. 4, с. 408—411.

99. А. с. **559349 (СССР).** Двухтактный транзисторный инвертор/ А. С. Морозов, В. П. Миловзоров, А. К. Мусолин. Оpubл. в Б. И., 1977, № 19.

100. **Миловзоров В. П., Морозов А. С., Мусолин А. К.** Устройство уменьшения динамических потерь в статических преобразователях.— В кн.: **Разработка и промышленное применение полупроводниковых преобразователей частоты в машиностроении.** Уфа: Уфимский авиационный ин-т им. Орджоникидзе, 1977, с. 64—66.

101. **Алексеев В. А., Морозов А. С.** Стабилизация глубины насыщения транзистора.— В кн.: **Магнитно-полупроводниковые и электромашинные элементы автоматики.** Межвуз. сб. научных трудов, Рязань: Ряз. радиотехнич. ин-т, 1979, вып. 9, с. 97—100.

102. **Алексеев В. А., Морозов А. С.** Инвертор с синусоидальной формой выходного напряжения.— Обмен опытом в радиопромышленности, 1979, № 9, с. 37—38.

103. А. с. **847461 (СССР).** Преобразователь постоянного напряжения заданной формы/ В. А. Алексеев, А. С. Морозов, А. К. Мусолин. Оpubл. в Б. И., 1981, № 26.

104. **Миловзоров В. П., Морозов А. С., Мусолин А. К.** Автономный преобразовательный комплекс АПК-0,5-400. Информационный листок № 230-76.— Рязань: Ряз. МТЦ НТИП, 1976.

ОГЛАВЛЕНИЕ

Предисловие	3
ЧАСТЬ ПЕРВАЯ	
ДИСКРЕТНЫЕ СТАБИЛИЗАТОРЫ И РЕГУЛЯТОРЫ ПЕРЕМЕННОГО НАПЯЖЕНИЯ	6
Глава первая. Дискретные исполнительные органы (ДИО)	6
1.1. Основные требования и классификация дискретных способов регулирования переменного напряжения	6
1.2. ДИО регуляторов переменного напряжения	13
1.3. ДИО стабилизаторов переменного напряжения	16
1.4. ДИО выпрямленного напряжения	24
Глава вторая. Схемы управления дискретным стабилизатором напряжения	30
2.1. Коммутирующие ключи ДИО переменного тока	30
2.2. Влияние индуктивности нагрузки на работу ДИО	35
2.3. Схемы управления ДСН переменного тока	39
2.4. Динамические свойства ДСН переменного тока	46
Глава третья. Схемы дискретных стабилизаторов напряжения	57
3.1. Дискретный стабилизатор переменного напряжения	57
3.2. Комбинированный дискретный стабилизатор напряжения	60
3.3. Дискретный стабилизатор для электропитания люминесцентных панелей	63
3.4. Дискретный стабилизатор выпрямленного напряжения	66
ЧАСТЬ ВТОРАЯ	
ДИСКРЕТНЫЕ АДАПТИВНЫЕ РЕГУЛЯТОРЫ И СТАБИЛИЗАТОРЫ ПОСТОЯННОГО НАПЯЖЕНИЯ	69
Глава четвертая. Дискретное регулирование постоянного напряжения	69
4.1. Принципы дискретного регулирования постоянного напряжения	69
4.2. Модульное построение адаптивных ДИО	75
4.3. Надежность ДИО адаптивной структуры	83

Глава пятая. Преобразовательные модули и схемы управления ими	88
5.1. Типы преобразовательных модулей для ДИО	88
5.2. Виды соединений преобразовательных модулей	102
5.3. Схемы управления ДИО постоянного напряжения	113
5.4. Основные функциональные узлы схем управления ДИО	121
5.5. Повышение надежности схем управления ДИО	132
5.6. Динамические свойства стабилизаторов с ДИО адаптируемой структуры	142
Глава шестая. Применение адаптируемых ДИО в регуляторах и стабилизаторах напряжения и тока	152
6.1. Широкодиапазонный источник прецизионного напряжения	152
6.2. Реверсивный широкодиапазонный источник прецизионного напряжения	156
6.3. Высоконадежный стабилизатор постоянного напряжения	162
6.4. Зарядные устройства с адаптируемой структурой	167
6.5. Источники вторичного электропитания со специальной выходной характеристикой	172
ЧАСТЬ ТРЕТЬЯ	
ДИСКРЕТНЫЕ ФОРМИРОВАТЕЛИ НАПРЯЖЕНИЯ	181
Глава седьмая. Дискретные формирователи переменного напряжения на основе коммутации обмоток трансформатора	181
7.1. Принцип построения ДФН	181
7.2. Виды модуляции в дискретных формирователях переменного напряжения	185
7.3. Дискретные формирователи переменного напряжения на основе коммутации обмоток трансформатора	192
Глава восьмая. Дискретные формирователи напряжения с адаптируемой структурой	201
8.1. Способы суммирования выходного напряжения преобразовательных модулей в ДФН	201
8.2. Функциональные схемы ДФН на основе коммутации преобразовательных модулей	205
8.3. Преобразовательные модули ДФН	214
Глава девятая. Схемы дискретных формирователей напряжения	223
9.1. Однофазный дискретный формирователь переменного напряжения	223
9.2. Унифицированный дискретный формирователь переменного напряжения	227
9.3. Трехфазный дискретный формирователь переменного напряжения	231
Заключение	236
Список литературы	239

Владимир Петрович Миловзоров
Александр Константинович Мусолин

**ДИСКРЕТНЫЕ СТАБИЛИЗАТОРЫ И ФОРМИРОВАТЕЛИ
НАПРЯЖЕНИЯ**

Редактор **Ю. К. Захаров**
Редактор издательства **Н. Б. Фомичева**
Художественные редакторы **В. В. Гозак-Хозак, Ю. В. Созанская**
Технический редактор **В. В. Хапаева**
Корректор **Н. А. Смирнова**
ИБ № 392

Сдано в набор 13.11.85 Подписано в печать 10.01.86 Т-00431
Формат 84×108¹/₃₂ Бумага типографская №1 Гарнитура литературная
Печать высокая Усл. печ. л. 13,02 Усл. кр.-отт. 13,23 Уч.-изд.л. 14,30
Тираж 10300 экз. Заказ 478 Цена 95 к.

Энергоатомиздат. 113114, Москва, М-114, Шлюзовая наб., 10

Ордена Октябрьской Революции и ордена Трудового Красного Знамени
МПО «Первая Образцовая типография имени А. А. Жданова» Союз-
полиграфпрома при Государственном комитете СССР по делам изда-
тельств, полиграфии и книжной торговли. 113054, Москва, Валовая, 28

95 К.