

УДК 621.314

УСТРОЙСТВА ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬНОЙ ТЕХНИКИ НА ОСНОВЕ РЕКОНФИГУРАЦИИ РАСПРЕДЕЛЕННЫХ СТРУКТУР

В.И. Зозулев, канд. техн. наук

Институт электродинамики НАН Украины,
пр. Победы, 56, Киев-57, 03057 Украина
e-mail: dep8ied.org.ua

Представлена задача исходного выбора эффективных устройств преобразовательной техники согласно предлагаемому методу реконфигурации распределенных структур. Приведен анализ на оценочном уровне соответствующих схем элементов, узлов и устройств, установлены их преимущества в сравнении с известными аналогами касательно основных показателей и функциональных характеристик. Изложен метод синтеза и оптимизации реконфигурированных распределенных структур устройств преобразовательной техники. Библиограф. 12, рис. 16.

Ключевые слова: магнитно-полупроводниковые импульсные устройства, реконфигурация, распределенные структуры, оптимизация целевых функций.

Введение. Высокие требования к современным устройствам силовой преобразовательной техники (ПТ) определяют необходимость новых подходов к синтезу оптимальной топологии их структур. Это предполагает выбор потенциально эффективных устройств ПТ с заметно улучшенными их основными показателями.

Поиск существующих материалов по данному направлению показывает, что известны «распределенные системы электропитания» [6], которые характеризуются как результативный подход. Проблемы электроэнергетических систем все больше оптимизируются на основе реконфигурации распределенной электрической сети [9]. В работе [6] показана эффективность распределенных систем и их составляющих, обладающих возможностью «автоматической адаптации». Проблеме «адаптации» в классических системах автоматического управления уделено достаточно внимания. Однако относительно «автоматической адаптации» как средства оптимизации силовой части устройств ПТ, не выявлено определенной цели теории и методов создания такой «адаптации». Последнее определяет актуальность разработки специализированного метода детерминированной «автоматической адаптации» устройств ПТ к заданным условиям их эффективного функционирования. Такой метод определился при объединении подходов распределения структур и их реконфигурации при условии, что эти реконфигурируемые структуры должны «автоматически адаптироваться» таким образом, чтобы полученный результат был лучшим по сравнению с исходными структурами элементов, узлов и устройств ПТ в целом.

Целью работы является обоснование метода исходного выбора устройств преобразовательной техники, основанного на реконфигурации распределенных структур устройств для улучшения их основных показателей и функциональных характеристик.

В статье представлены реконфигурированные элементы, узлы и устройства преобразовательной техники, на примерах которых сравниваются их преимущества с известными аналогами.

Реконфигурация регулирующих органов и ключей

А. Адаптируемый линейный стабилизатор напряжения (ЛСН) – рис. 1, [3]. Реконфигурация классического ЛСН заключается в распределении одного регулирующего органа на два – VT1 и VT2, подключенных к напряжениям U_1 и U_2 . «Автоматическая адаптация» транзисторов VT1, VT2 направлена на достижение наименьшего падения напряжения на поочередно работающих VT1, VT2 в зависимости от значений напряжений U_1

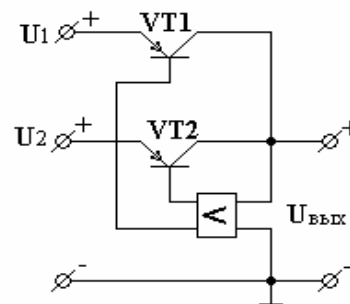


Рис. 1

и U_2 . Таким образом, при типовых отклонениях напряжения сети выигрыш в КПД адаптируемого ЛСН достигает 20...30 %.

Б. Комплементарные транзисторные ключи с низким падением напряжения. Принцип реконфигурации схемы ЛСН (рис. 1) использован для повышения энергодинамических характеристик комплементарных транзисторов. На рис. 2 представлена реконфигурированная макромодель *IGBT*-транзистора [7] с дополнительно введенными в нее элементами. Здесь разделенный исток (И) *n*-канального полевого транзистора разъединен от эмиттера Э ключа (коллектора VT1). В исходном варианте эти электроды соединены. При этом падение

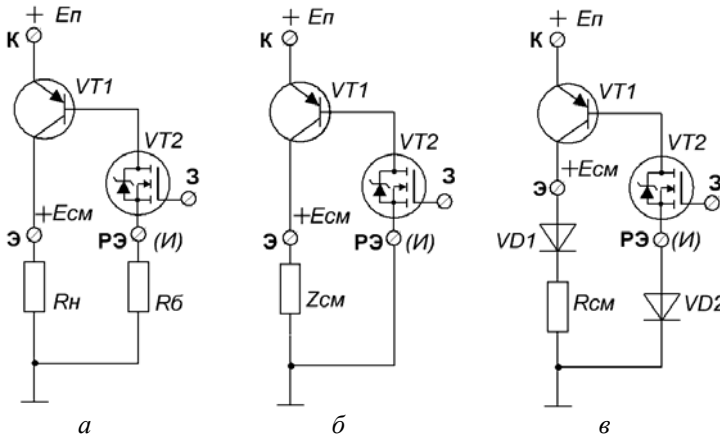


Рис. 2

напряжения на открытом ключе $\Delta U_{кз} (VT1) = \Delta U_{об} (VT1) + \Delta U_{си} (VT2)$. При включении нагрузки R_H , как показано на рис. 2 а, и при соответствующих значениях тока базы VT1 и сопротивления R_6 созданное напряжение смещения $E_{см}$ на эмиттере Э ключа смещает потенциал его электрода ПЭ, а по отношению к эмиттеру Э – в соотношении $E_{см} \geq \Delta U_{си} (VT2)$. В результате чего значение падения напряжения на реконфигурированном ключе и исходном аналоге запишется как $\Delta U_{кз}^P$

$(VT1) \approx \Delta U_{кз}^И (VT1) - \Delta U_{си}^И (VT2)$. Ключ (рис. 2 а) максимально эффективный при использовании его в сильноточных низковольтных устройствах, когда потери энергии в резисторе R_6 минимальны, а затраты энергии на $E_{см}$ используются в нагрузке. Согласно экспериментальным данным для этого ключа

$$\Delta U_{кз}^P (VT1) = (0,30 \dots 0,4) \Delta U_{кз}^И (VT1). \quad (1)$$

Для создания напряжения $E_{см}$ в схеме ключа рис. 2 б введено комплексное сопротивление $Z_{см}$, состоящее из последовательно соединенных резистора $R_{см}$ и дросселя насыщения $L_{см}^S$. Здесь экспериментально достигается соотношение (1), однако на элементе $Z_{см}$ имеются потери энергии, которые совместно с потерями на VT1 примерно соответствуют потерям на исходном ключе. Но при этом с помощью дросселя $L_{см}^S$ дополнительно снижаются динамические потери в данном ключе в сравнении с исходным. Для создания напряжения $E_{см}$ также вводятся силовой диод VD1 с резистором $R_{см}$ и слаботочный диод VD2, как показано на рис. 2 в. Такой вариант реконфигурации ключа заметно выгодный, если необходимо блокировать ключ от обратного напряжения. Соотношение падения напряжения на данном ключе в сравнении с исходным аналогом, состоящим из последовательно соединенных исходного ключа и силового диода, составляет

$$\Delta U_{кз}^P [VT1 + VD1]^P \approx (0,5 \dots 0,7) \Delta U_{кз}^И. \quad (2)$$

Аналогично схемам рис. 2 реконфигурируются комплементарные транзисторы Дарлингтона [5], в которых вместо *n*-канального полевого транзистора VT2 (рис. 2) вводится биполярный транзистор типа *n-p-n*. Такие составные ключи обладают теми же преимуществами в сравнении с их исходным аналогом.

Предполагается, что в интегральном исполнении транзисторы *IGBT*-ПЭ (рис. 2 а, б), *IGBT*-VTD (рис. 2 в) и соответственно комплементарные транзисторы Дарлингтона КТД-ПЭ, КТД-VTD при их использовании в различных устройствах ПТ должны заметно улучшить энергетические характеристики и другие связанные с ними показатели этих устройств.

В. Транзисторный ключ с полным тиристорным управлением. На рис. 3 представлена реконфигурированная модель тиристора [1] с дополнительно введенными в нее элементами. Принципиальными в изменении исходной модели тиристора являются разделе-

ние стока силового транзистора VT1 и эмиттера VT2, введение диода VD2, источника U_{srv} и обеспечение работы VT2 в слаботочной низковольтной цепи. Резисторы введены как необходимые элементы работы макетной модели предлагаемого ключа. Ключ работает регенеративно как тиристор. При подаче сигнала включения U_{on} отпирается VT1, что позволяет включиться VT2 при его питании от U_{srv} и поддерживать во включенном состоянии VT1 при снятии с него сигнала U_{on} . Ключ запирается при подаче на него выключающего сигнала U_{off} или при смене полярности источника U_{in} . Такой ключ определен как VTS. В два других варианта ключа VTS вместо IGBT-транзистора (VT1, рис. 3) вводятся силовые n -канальный полевой транзистор и биполярный типа $n-p-n$, то есть соответственно VTS-IGBT; VTS-МОП; VTS-БТ. Эти ключи обладают следующими преимуществами в сравнении с исходными аналогами – тиристорами и GTO-тиристорами:

- меньшим падением напряжения в открытом состоянии, поскольку силовой ток протекает только через один транзистор и существенно снижается падение напряжения при использовании с качестве силового рассмотренных транзисторов IGBT-РЭ, IGBT-VTD, КТД-РЭ, КТД-VTD;
- управлением слабыми короткими импульсами на включение и выключение с возможностью самозапираания ключа при появлении обратного напряжения;
- заметно меньшим током удержания ключа;
- возможностью применения силовых IGBT- и МОП-транзисторов, что в исходных аналогах принципиально невозможно. Это дополнительно повышает частотные и коммутационные свойства данного ключа.

Г. Составные магнитные и магнитно-полупроводниковые ключи. На рис. 4 и 5 показаны соответственно составной магнитный (М-ключ) и магнитно-полупроводниковый (МП-ключ) ключи. Реконфигурация схем этих ключей заключается в том, что к дросселям насыщения L_k дополнительно вводятся в его отделенную обмотку W_y соответственно управляющие дроссель насыщения L_{ky} и ключ S : управляемый ПП-ключ или диод. Это дает возможность с помощью элементов L_{ky} и S улучшить и расширить коммутационные свойства этих ключей в сравнении с исходным дросселем насыщения. Имеется также ряд подобных по их принципу построения М- и МП-ключей, имеющих свои преимущества перед исходными аналогами.

Рассмотрим только две схемы применения МП-ключей, как наиболее важных для МПГ-импульсов [1], приведенных на рис. 6, 7. В первой схеме осуществляется L -обрыв тока при перезаряде емкости C_H с помощью SOS-диода VD. Во второй схеме формируется цуг наносекундных импульсов на выходе генератора – комбинированно и при поочередном обрыве тока диодами SOS1...SOS3, причем при задержке включения SOS2, SOS3 соответственно дросселями L_{k2} , L_{k3} . Эти схемы работают по одному известному принципу. После заряда C_H происходит накачка SOS-диодов прямым током, а при насыщении дросселя L_{k1} энергия от C_H передается в L_{k1} благодаря обратной проводимости SOS-диодов в наносекундном диапазоне. А при обрыве тока SOS-диодами энергия от L_k сбрасывается в нагрузку одним импульсом (рис. 6) или цугом из трех импульсов (рис. 7). Схема рис. 6 имеет преимуще-

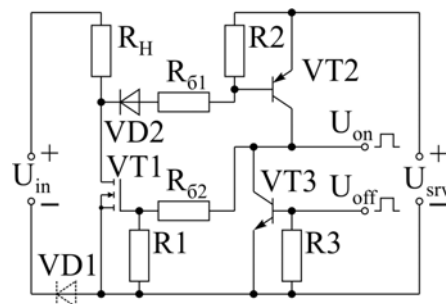


Рис. 3

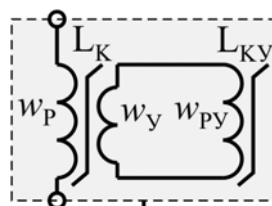


Рис. 4

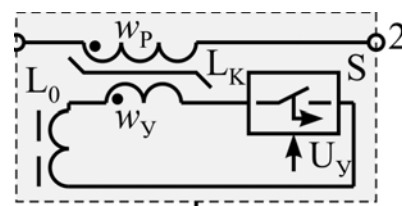


Рис. 5

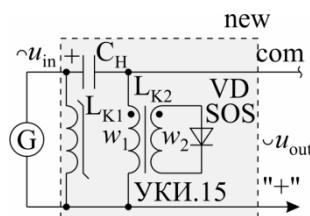


Рис. 6

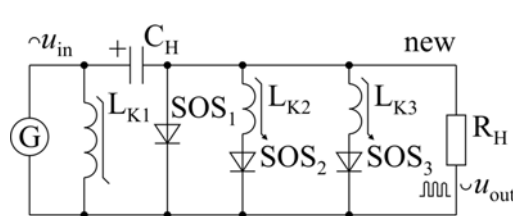


Рис. 7

ства перед исходным аналогом, т.к. появляется возможность выгодного выбора вольт-амперных параметров *SOS*-диода, а также применения ее в микросекундном диапазоне формируемых импульсов. Преимущества схемы рис. 7 заключаются в упрощенном формировании цуга импульсов, причем всех с максимально возможной крутизной фронта, что другими способами не реализуется.

Реконфигурация управляемых устройств

А. Магнитно-полупроводниковые регуляторы импульсов (МПРИ) на основе управляемых противотактных дросселей (УПД). МПРИ-1 последовательного типа (рис. 8) содержит двухобмоточный дроссель L_δ и ПП-ключ двусторонней проводимости VS.

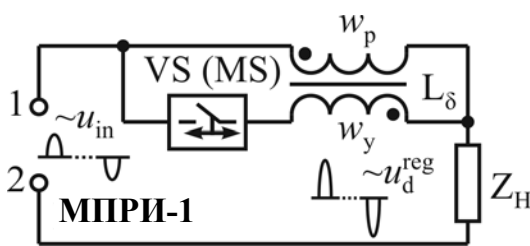


Рис. 8

Одна из обмоток L_δ является рабочей W_p , а другая, встречно включенная, – обмоткой управления W_y , что определяет дроссель противотактным [3], а вместе с ключом VS – управляемым. Если ключ VS заперт, то индуктивность дросселя максимальна L_δ^{\max} , при полностью открытом ключе – минимальна L_δ^{\min} , близкая к индуктивности насыщения дросселя. То

есть при фазовом управлении ключом VS индуктивность дросселя L_δ изменяется в пределах от L_δ^{\max} до L_δ^{\min} , что соответствует регулированию амплитуды напряжения на нагрузке от $\sim U_H^m(\min)$ до $\sim U_H^m(\max) \approx \sim U_{in}^m(\max)$.

За исходный аналог взяты схемы регуляторов, в которых ключ VS соединяется последовательно с однообмоточным дросселем L_δ или подключается параллельно к нему [8]. Реконфигурация заключается в создании регулируемой индуктивности L_δ с помощью двух разделенных противотактных обмоток при соединении одной из них с ключом двусторонней проводимости.

МПРИ-2 (рис. 9) представляет собой модернизацию МПРИ-1 с целью регулирования амплитуды напряжения на нагрузке от $\sim U_H^m(\min) = 0$ до $\sim U_H^m(\max) \approx (0,9 \dots 0,95) \sim U_{in}^m(\max)$. При полуволне «+» $\sim U_{in}$ ток протекает через ключ VS1 и диод VD2, а при «-» $\sim U_{in}$ – через ключ VS2 и диод VS1. В обоих случаях ключ VS1 (или VS2) при запертом ключе VS2 (или VS1)

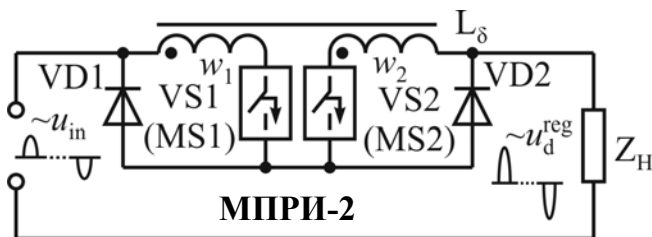


Рис. 9

работает в режиме фазового управления с балластной индуктивностью $L_\delta (W_1)$ или $L_\delta (W_2)$.

Для исключения этих индуктивностей в каждом такте $\sim U_{in}$ ключ S2 (или S1) также работает в режиме фазового управления, подзакорачивая обмотку W_2 (или W_1). То есть здесь реализована более сложная реконфигурация распределенных составляющих

W_2 и W_1 , VS1 и VS2, VD1 и VD2, чтобы достичь полного регулирования $\sim U_H^m$ с помощью только двух однонаправленных ключей.

МПРИ-3 (рис. 10) функционально соответствует МПРИ-2, но он имеет четыре однонаправленных ключа VS1 ... VS4. Если все ключи открыты, то $\sim U_H^m \approx \sim U_{in}^m$, при закрытых ключах $\sim U_H^m = 0$. Промежуточные значения $\sim U_H^m$ соответствуют углам фазового управления

ключами VS1, VS2 и VS3, VS4.

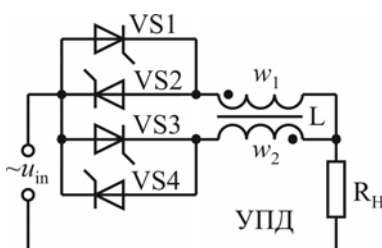


Рис. 10

По сравнению с исходными аналогами данные регуляторы имеют следующие преимущества: при $\sim U_H^m \approx \sim U_{in}^m$ рабочий ток через VS (рис. 8) меньше более чем в два раза, а при изменении соотношения между витками W_p и W_y (рис. 8) стартовое напряжение на нагрузке изменяется в пределах от $U_H^m \approx (0,9 \dots 0,1) U_{in}^m$;

полное регулирование напряжением U_n^m (рис. 9, 10) – в пределах $U_n^m = (0 \dots \approx U_{in}^m)$, причем с помощью только двух однонаправленных ключей (рис. 9). Что принципиально невозможно для исходных аналогов.

Б. Выпрямитель Латура-Греца с времяимпульсным управлением (рис. 11). В зависимости от соотношения емкостей $C1$, $C2$ и $C3$ напряжение на нагрузке R_n может быть в пределах $U_n \approx 1,0 \dots 1,8U_n$ (Греца). Это соотношение емкостей может быть задано (вместо VS-переключателя) или путем дозированного подзаряда $C1$, $C2$ в каждом такте $\sim u_{in}$ с помощью ключа VS: $U_n = U_n$ (Греца) при закрытом VS и $U_n \approx 1,8U_n$ (Греца) при полностью открытом VS. При фазовом управлении ключом VS достигается указанный диапазон изменения U_n . При этом конденсаторы $C1$ и $C2$ соответственно заряжаются через индуктивности $L(\omega_1)$ и $L(\omega_2)$, а оба конденсатора разряжаются через УПД с индуктивностью $L \approx 0$. Здесь реконфигурация касается УПД (L), конденсаторов $C1$, $C2$ и их связи с выпрямителем через ключ двусторонней проводимости VS. Такой выпрямитель важно иметь в устройствах ПТ, особенно в схеме магнитно-полупроводниковых генераторов импульсов (МПГИ), чтобы сразу получить повышенное выпрямленное и регулируемое напряжение. Также выпрямитель Латура-Греца имеет еще два варианта при одно- и трехфазной сети его электропитания, а в сочетании с УПД – несколько проектных вариантов, в которых уменьшаются пульсации выходного напряжения и улучшается форма потребляемого тока от сети.

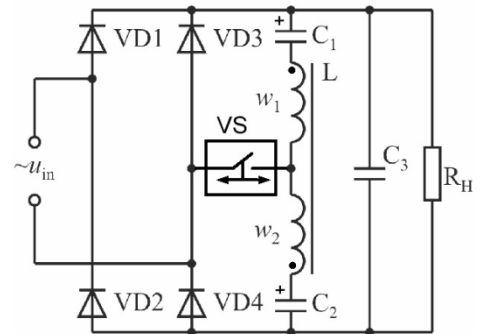


Рис. 11

В. Зарядно-накопительный узел (ЗНУ) с времяимпульсным управлением (рис. 12).

При открытом ключе VS1 конденсатор $C2$ заряжается непосредственно, а конденсатор $C1$ – через последующие за ним шунтирующий диод третьего ключа, ограничивающий дроссель и первичную обмотку трансформатора, который при длительном заряде $C1$ насыщается. Поэтому напряжение $U_{C1}^m \approx U_{C2}^m$. После заряда $C1$ и $C2$ ключ VS1 запирается. Затем конденсатор $C2$ перезаряжается с помощью ключа VS2 через обмотку w_2 дросселя L_0 . В результате напряжение $U_{ЗНУ}^m$ на выходе ЗНУ удваивается. Если конденсатор $C2$ не перезаряжается, то первый импульс не формируется. Таким образом, изменяя инверсное напряжение $+U_{C2}^m$

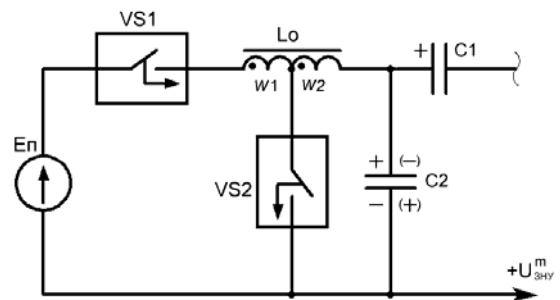


Рис. 12

конденсатора $C2$, реализуется времяимпульсное управление напряжением $U_{ЗНУ}^m$. В ЗНУ емкости $C1$, $C2$ распределены на продольную $C1$ и поперечную $C2$ и реконфигурированы, как показано на рис. 12. В связи с чем данный ЗНУ в сравнении с исходным аналогом обладает преимуществами: удвоением напряжения, что позволяет уменьшить емкости $C1$, $C2$, коэффициент трансформации трансформатора, длительность первого импульса МПГИ, а также управлять в широких пределах выходным напряжением ЗНУ.

Г. Магнитно-полупроводниковый инвертор компрессионных импульсов с комбинированным управлением (рис. 13). При такте "1" отпирается ключа S1 одновременно отпирается ключ S2, а ключ S3 остается запертым. Это создает условия ускоренной компенсации магнитных потоков в сердечнике L_{k1} . Вследствие чего индуктивности L'_{k1} и L''_{k1} становятся соизмеримыми с

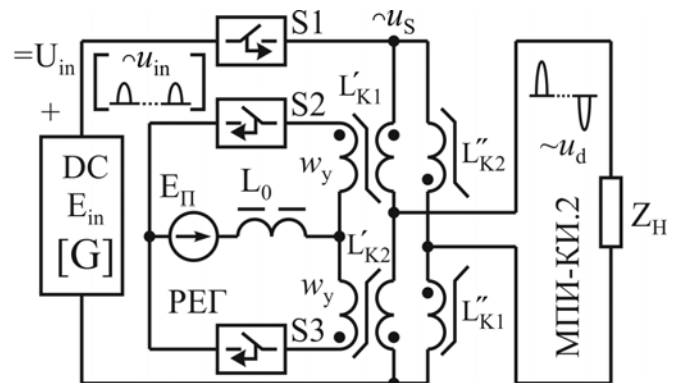


Рис. 13

индуктивностями их насыщения $L'_{K1}(\mu) \approx L'_{K1}(S)$, $L''_{K1} \approx L''_{K1}(S)$. А дроссель L_{K2} при такте 1 переманчивается и индуктивности $L'_{K2}(\mu) = L'_{K2}(S) \gg L'_{K1}(S)$, $L''_{K2} \approx L''_{K2}(\mu) \gg L''_{K1}(S)$. При этом ток от первого импульса $\cap u_{s1}("1")$ протекает по цепи $L'_{K1}("1") \rightarrow Z_n \rightarrow L''_{K1}("1")$, формируя на Z_n положительный импульс $\cap u_d$, спад которого определяется моментом запираания ключа $S1$. А ключ $S2$ остается включенным до окончания формирования импульса в такте "2", восстанавливая при этом исходное магнитное состояние дросселя L_{K1} . При такте "2", следующего с определенной скважностью после импульса $\cap u_d$, вместе с ключом $S1$ отпирается ключ $S3$. Аналогично такту "1" индуктивности $L'_{K2}("2")$ и $L''_{K2}("2")$ проводят ток от второго импульса $\cup u_{s1}("2")$, формируя на Z_n отрицательный импульс $\cup u_d("2")$. Индуктивности $L'_{K1}("2")$, $L''_{K1}("2")$ переманчиваются до восстановления их исходного магнитного состояния. В данном инверторе цепь подмагничивания дросселей L_{K1} , L_{K2} распределена на две и реконфигурирована вместе с L -мостом, состоящим из L_{K1} , L_{K2} , чтобы использовать физические свойства противотактности и подмагничивания дросселей L_{K1} , L_{K2} с целью формирования биполярных импульсов из униполярных. В связи с чем такой инвертор обладает следующими преимуществами в сравнении с исходным аналогом: наличием только одного силового ПП-ключа $S1$; формированием одновременно компрессионных биполярных импульсов, если после $S1$ включить параллельно L -мосту конденсатор; возможностью управления амплитудой импульсов; дополнительной гальванической развязкой нагрузки и изменения уровня напряжения биполярных импульсов при замене дросселей насыщения на трансформаторы насыщения [1].

Д. Магнитно-полупроводниковый униполяризатор биполярных импульсов с комбинированным управлением (рис. 14). В режиме подмагничивания ключ S постоянно открыт. Тогда согласно представленной фазировке при поступлении на L -мост (плечи L'_{K1} , L''_{K1} , L'_{K2} , L''_{K2}) положительного входного импульса $\cap u_{in}$ дроссель L_{K2} ускоренно насыщается, а дроссель L_{K1} намагничивается. При поступлении на L -мост отрицательного входного импульса $\cup u_{in}$, наоборот, дроссель L_{K1} ускоренно насыщается, а дроссель L_{K2} намагничивается. Так как $L'_{K1}(\mu) = L''_{K1}(\mu) \gg L'_{K2}(S) = L''_{K2}(S)$ при $\cap u_{in}$, а $L'_{K2}(\mu) = L''_{K2}(\mu) \gg L'_{K1}(S) = L''_{K1}(S)$ при $\cup u_{in}$, то на нагрузке формируются соответственно отрицательные униполярные импульсы $\cap u_d$ ($\cap u_{in}$) и $\cup u_d$ ($\cup u_{in}$). В противотактном режиме ключ S отпирается одновременно с приходом биполярных импульсов $\cap u_{in}$ и $\cup u_{in}$. Запирается ключ S после передачи энергии импульсов $\cap u_{in}$ и $\cup u_{in}$ в нагрузку Z_n сразу или с некоторой паузой, необходимой для восстановления исходного магнитного состояния токопроводящих плеч L -моста (L'_{K1} , L''_{K1} , L'_{K2} , L''_{K2}). Данный мост в противотактном режиме работает аналогично L -мосту инвертора (рис. 13), но формируя при этом положительные униполярные импульсы $\cap u_d$ ($\cap u_{in}$) и $\cup u_d$ ($\cup u_{in}$). Реконфигурация распределенных элементов униполяризатора также аналогична рассмотренной (рис. 13). Этот униполяризатор обладает следующими преимуществами перед функциональными исходными аналогами: "выпрямлением" биполярных микро- и наносекундных импульсов без применения ПП-ключей; выбором оптимальных режимов "выпрямления" импульсов – с подмагничиванием дросселей или с использованием их противотактных свойств, или совмещением этих способов управления дросселями; возможностью изменения параметров "выпрямленных" импульсов и их полярности; возможностью комбинированного "выпрямления"; импульсов с помощью М-ключей (L -моста) и ПП-ключей, включенных последовательно с нагрузкой – диодов VD или/и транзисторов VT , что более выгодно в сравнении с вариантом $4VD$. Последнее вместе с инверто-

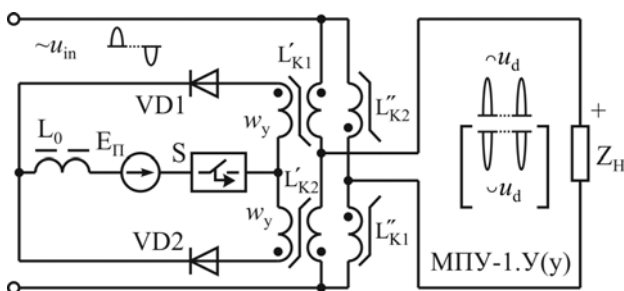


Рис. 14

вместением этих способов управления дросселями; возможностью изменения параметров "выпрямленных" импульсов и их полярности; возможностью комбинированного "выпрямления"; импульсов с помощью М-ключей (L -моста) и ПП-ключей, включенных последовательно с нагрузкой – диодов VD или/и транзисторов VT , что более выгодно в сравнении с вариантом $4VD$. Последнее вместе с инверто-

ром (рис. 13) предопределило ряд других решений, представленных новым сегментом устройств ПТ как магнитно-полупроводниковых преобразователей импульсов (МППИ) [1].

Способы реконфигурированного изменения параметров и устройства их реализации

Это реконфигурация узлов ПТ, определяющая заданное (регулятивное) изменение их параметров при смежном взаимодействии этих узлов или/и с дополнительно введенными распределенными элементами или узлами.

А. Магнитно-полупроводниковый генератор импульсов барьерного разряда [10].

Здесь выход МПГ-импульсов, нагруженного на разрядную камеру (РК) озонирования воды, зашунтирован управляемым МП-ключом. После основного импульса от МПГИ в РК остается ее барьерная емкость C_6 , которая в исходном аналоге потактно разряжалась на резистор, снижая энергоэффективность РК. В данном МПГИ шунтирующий МП-ключ регулятивно разряжает C_6 на РК. В результате выработка озона в РК увеличивается на 20...50 %.

Б. МПГИ с перекрытием спада и фронта смежных импульсов [12]. В таком МПГИ регулятивно устанавливается общее время для спада и фронта смежных импульсов. Это заметно увеличивает коэффициент компрессии импульсов и является основным способом согласования МПГИ с низкоомной нагрузкой.

В. Совмещение функций в узлах:

индуктивного зарядно-накопительного узла (ЗНУ) [1], в котором коммутирующий ключ является одновременно разрядным ключом последующего узла компрессии импульсов (УКИ), по сравнению с исходной структурой, содержащей ключи в ЗНУ и УКИ, экономится один ключ;

МПГ-импульсов с первым продольным накопительным конденсатором C_n [12], который в отличие от исходного аналога выполняет функции накопления энергии, восстановления магнитного состояния трансформатора и дросселей УКИ, что в целом способствует разгрузке по току разрядного ключа;

МПГ-импульсов с L -выпрямлением импульсов [11], в котором при выполнении основной функции – униполяризации импульсов – в отличие от исходного аналога осуществляются также функции компрессии импульсов и управление их параметрами.

В качестве примера реконфигурированного устройства на рис. 15 представлен магнитно-полупроводниковый генератор высоковольтных наносекундных импульсов. Он предназначен для возбуждения лазера на парах меди и при определенном масштабировании по мощности, напряжению выходных импульсов и частоте их следования, может быть использован для технологий озонирования воды и для обработки других сред. Здесь на входе установлен выпрямитель Латура-Греца (рис. 11), в котором напряжение схемы Греца умножается в пределах $\approx 1,5 \dots 1,8$ раз, а при необходимости его регулирования между точками 1 и 2 устанавливается ключ с двусторонней проводимостью. При заряде конденсатора C_4 одновременно восстанавливается магнитное состояние дросселей L_2 , L_3 и трансформатора T , а также заряжается конденсатор C_3 . После перезаряда конденсатора C_3 с помощью ключа VS_2 напряжение на C_4 , C_3 снова практически удваивается. Далее формируются компрессионные импульсы с помощью M -ключей L_2 и L_3 , на обмотку w_1 трансформатора T поступает им-

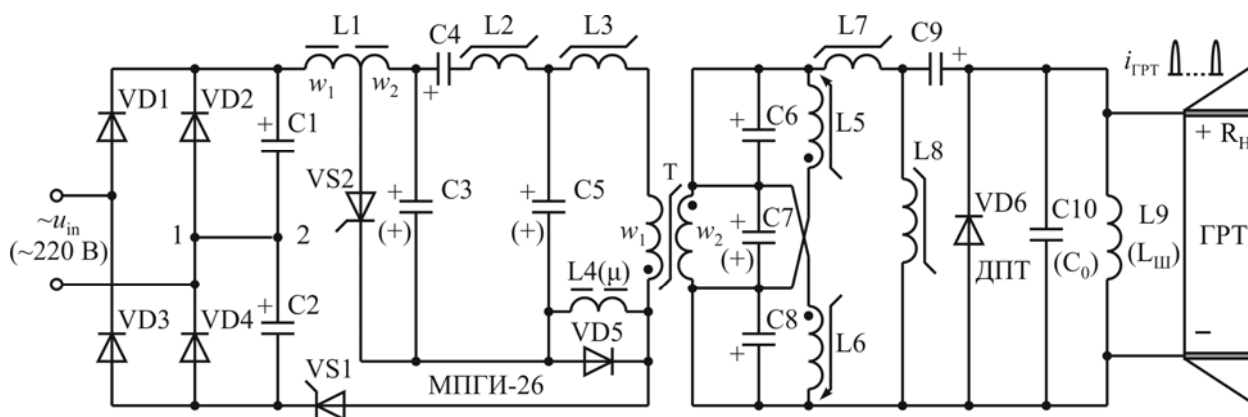


Рис. 15

пульс с напряжением амплитуды $\approx 1,0 \dots 1,1$ кВ с длительностью $\approx 1,5 \dots 1,8$ μ С. Согласно таким решениям в первичной цепи МПГ-импульсов совместно со схемой утроения напряжения на выходе трансформатора T получены следующие преимущества: выбрана оптимальная длительность формирования трансформатором T импульсов и снижен его коэффициент трансформации с 20 до 4...6; обеспечено перемагничивание дросселей $L2$, $L3$ и максимально разгружен по току ключ $VS2$, а также в процессах умножения напряжения выявлено, как описано выше (рис. 11), времяимпульсное регулирование напряжения на фильтре выпрямителя (на конденсаторах $C1$, $C2$) и напряжения на первых накопительных конденсаторах $C3$, $C4$. Последнее является более значительным, так как есть возможность регулировать (стабилизировать) напряжение выходных импульсов генератора (рис. 12) и, скорее всего, решить задачу сброса в сеть неиспользованной энергии в нагрузке.

Выходной узел компрессии импульсов генератора (элементы $L8$, $C9$) содержит $VD6$ – функциональный аналог SOS -диодов, с помощью которого при обрыве его обратного тока формируются дополнительно увеличенные по напряжению импульсы с максимально возможной крутизной фронта. Этот узел при необходимости может быть заменен на узел (рис. 7), формирующий цуг из трех компрессионных импульсов, что согласно [2] в несколько раз повышает КПД лазеров на парах металлов.

Общие свойства и характеристики.

Применительно к рассмотренным элементам, узлам и устройствам ПТ можно выделить общие для них свойства, характеризующие их как синтезированные на основе реконфигурации распределенных структур, то есть объектов РРС:

1) они имеют, по крайней мере, два исполнительных органа со связанными с ними электрическими цепями;

2) электрические цепи в сравнении с исходным аналогом являются распределенными на не менее чем две цепи – на две силовые или на силовую и управляющую цепь. В целом эти цепи являются структурными или структурами объектов РРС;

3) структурам на этапе синтеза задается детерминированный алгоритм их взаимодействия: параметрически или/и при воздействии внешнего управления;

4) помимо не менее чем двух структур в объекте РРС есть внешний узел или параметр одной из структур, которые определяют (задают) алгоритм взаимодействия структур, обеспечивающий достижение лучшего результата по выбранной целевой функции по сравнению с исходным аналогом. Этот узел или параметр можно принять как факториал алгоритма структур (ФАС) объектов РРС. Как видно, параллельное, последовательное или другие соединения структур без ФАС не могут быть объектами РРС;

5) в итоге формализованная топология объекта РРС, например, для рис. 1 имеет вид, показанный на рис. 16. В данном случае ФАС соответствует $\Delta U = U_1 - U_2$. Для других рассмотренных объектов РРС топология соединения структур и ФАС может быть иная. Но построение топологии РРС должно быть адекватным форме основной целевой функции. Для этого предлагаются следующие правила реконфигурации распределенных структур:

П1 – *распределения*: анализируемая структура исходного объекта должна быть распределена на не менее чем две производных структуры;

П2 – *приоритетности*: распределенные структуры должны иметь ранги приоритетности в обработке целевой функции;

П3 – *алгоритма структур*: распределенные структуры должны быть объединены с помощью ФАС в виде внешнего узла или параметра одной из структур;

П4 – *реконфигурации*: распределенные структуры совместно с ФАС должны быть

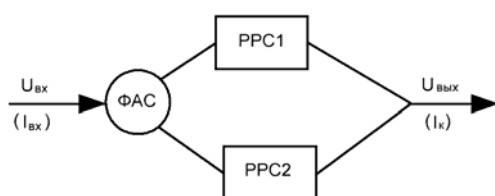


Рис. 16

синтезированы в виде отдельного элемента или/и узла, или/и устройства, которые должны быть адекватными выбранной целевой функции;

П5 – *эквивалентности*: выходные параметры синтезированного элемента, узла, устройства должны быть эквивалентны выходным параметрам исходного

объекта или улучшенными, а внутренние параметры или/и характеристики должны быть безусловно улучшены согласно выбранным целевым функциям.

Изложенное базируется на качественных и эвристических оценках реконфигурированных устройств ПТ и является исходным для дальнейшей разработки основ теории их оптимальной реконфигурации. Для данного этапа оптимизации РРС составлены следующие формы целевых функций:

повышения КПД

$$\Phi_{\eta} = \sum \Delta U(PPC_n) + \sum \Delta U(\Phi AC_m) \rightarrow \max \gg \sum \Delta U(\text{ИА}), \quad (3)$$

где ИА – исходный аналог. Показатель Φ_{η} является основным для рассмотренных РРС. Но часто помимо повышения КПД объектов реконфигурации одновременно улучшаются другие основные параметры и характеристики этих объектов: энергодинамические – Φ_w ; массогабаритные – Φ_m ; надежностные – Φ_j ; ценовые – Φ_c и функциональные – Φ_{fn} ;

улучшения суммарных показателей

$$\Phi_{\Sigma} = f(k_1 \Phi_{\eta}, k_2 \Phi_w, k_3 \Phi_m, k_4 \Phi_j, k_5 \Phi_c, k_6 \Phi_{fn}), \quad (4)$$

где $k_1 \dots k_6$ – весовые коэффициенты, предназначенные для объединения в составе Φ_{Σ} несопоставимых зависимостей.

Анализ выражений (3) и (4) показывает, что оптимизация функции Φ_{η} вполне возможна с помощью традиционных методов. Функции Φ_{η} в сочетании с одной из функций с коэффициентами $k_2 \dots k_6$ выражения (4) приемлемо возможны на основе нечетного определения самого понятия *оптимальный* [6], когда каждая пара зависимостей их параметров подлежит безразмерному нормированию. В результате эти функции становятся *однотипными*, принимают значения от 0 до 1 и сводятся к одной аддитивной функции с дальнейшим поиском ее минимума [6]. Функция Φ_{η} в сочетании с несколькими дополнительными функциями выражения (4), а тем более со всеми этими функциями является достаточно сложной для ее оптимизации. Известные решения этой проблемы в большинстве базируются на эвристических методах и методах искусственного интеллекта. Оптимизация функции Φ_{Σ} с помощью этих методов относится к задачам достаточно высокой вычислительной сложности.

Постановочно предлагается менее сложный проектный метод, основная идея которого заключается в установлении ранговой значимости функций выражения (4) с последующим их бинарным сравнением в виде однотипных аддитивных функций [1] с функцией 1-го ранга. Затем бинарные аддитивные функции порангово и бинарно сравниваются между собой вплоть до получения конечной аддитивной функции Φ_{Σ}^a . Выбор количества функций из числа $k_1 \dots k_6$ и их бинарное сопоставление могут варьироваться в зависимости от конкретных условий. Главное, чтобы соотношение между оптимизированными значениями суммарных аддитивных функций реконфигурированных распределенных структур и структуры исходного аналога соответствовало выражению

$$\Phi_{\Sigma}^a(\text{РРС}) > \Phi_{\Sigma}^a(\text{ИА}). \quad (5)$$

Предполагается, что дальнейшая разработка предложенного метода даст возможность упрощенно и вариантно оценить эффективность устройств ПТ на основе РРС в пределах уровней их оптимизации – от одно- и двухфакторной целевой функций до многофакторной.

Выводы. Выявлено отличительное функционирование полупроводниковых (ПП), магнитных (М) и магнитно-полупроводниковых (МП) ключей: транзисторных – в режиме полностью управляемого тиристора и с низким падением напряжения; магнитных – как составных М-ключей; магнитно-полупроводниковых – как приоритетных МП-ключей для L -выпрямления, преобразования импульсов, $L.SOS$ -обрыва тока и $L.SOS$ -формирования цугов импульсов. Определены новые способы реконфигурируемого управления: *временнымпульсного* – в выпрямителях Латура-Греца, в зарядно-накопительных узлах МП-генераторов импульсов; *параметрического* – в генераторе барьерного разряда, ПП-ключах, смежных узлах компрессии импульсов; на основе комбинированного сочетания противотактных свойств двух-

обмоточного дросселя и его подмагничивания, реализованного в инверторе компрессионных импульсов и в униполяризаторе биполярных импульсов. Постановочно сформулирован упрощенный подход к дальнейшей оптимизации реконфигурированных распределенных структур. Согласно этому подходу устанавливается ранговая значимость основных целевых функций с последующим их бинарным сравнением в виде однотипных функций со значением от 0 до 1 и сводится к одной аддитивной функции с дальнейшим поиском ее минимума. Показано на конкретных примерах, что путем оптимизированной реконфигурации распределенных структур устройств ПТ заметно улучшаются их основные показатели и характеристики.

1. Волков И.В., Зозулев В.И., Шолох Д.А. Магнитополупроводниковые устройства преобразовательной техники. – К.: Наук. думка, 2016. – 230 с.
2. Герасимов В.А., Герасимов В.В. Исследование лазера на парах меди при накачке цугами затухающих синусоидальных импульсов возбуждения // Журн. техн. физики. – 2011. Т.81. – Вып. 1. – С. 153–156.
3. Голубев В.В. Импульсное преобразование переменного напряжения. – К.: Наук. думка, 2014. – 248 с.
4. Зиновьев Г.С. Основы силовой электроники. – Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2003. – 650 с.
5. Зозулев В.И., Инякин И.А. К анализу ВИП с адаптируемым линейным стабилизатором // Проблемы преобразовательной техники, 4.11. – Киев: ИЭД АН УССР. –1979. – С. 166–169.
6. Ирвинг М. Готлиб. Источники питания. Инверторы. Конверторы. Линейные и импульсные стабилизаторы / Пер. с англ. – М.: Постмаркет, 2002. – 544 с.
7. Кобзев А.В., Михальченко Г.Я., Музыченко Н.М. Модуляционные источники питания РЭА. – Томск: Радио и связь, 1990. – 336 с.
8. Составной транзистор, схема Дарлингтона, Шиклаи. Расчет, применение: <http://gyrator.ru/circuitry-composite-transistor>.
9. Циганенко Б.В. оптимальна реконфігурація розподільної електричної мережі // Техн. електродинаміка. – 2016. – № 5 – С. 55–57.
10. Zozulev V.I., Sholokh D.O., Kobylchak V.V., Khristo A.I. New aspects of magnetic-pulls semiconductor devices improvement // 2016 IEEE International Conference on Intelligent Energy and Power Systems. – № 15. – P. 210–215.
11. Пат. 51753 Україна, МПК НОЗК7/00. Магнітно-напівпровідниковий генератор з дросельним вузлом формування двотактних однополярних імпульсів / І.В. Волков, В.І. Зозульов, О.Л. Шиманський, О.Д. Шолох. – Опубл. 26.07. 2013, Бюл. № 14.
12. Пат. 95398 Україна, МПК НОЗК 3/53. Генератор імпульсного бар'єрного розряду / І.В. Божко, В.І. Зозульов, В.В. Кобильчак, Д.О. Шолох.– Опубл. 25.12.2014, Бюл. № 24.

УДК 621.314

В.І. Зозульов, канд. техн. наук
 Інститут електродинаміки НАН України,
 пр. Перемоги, 56, Київ, 03057, Україна

Пристрої перетворювальної техніки на основі реконфігурації розподільних структур

Представлено задачу початкового вибору ефективних пристроїв перетворювальної техніки згідно з пропонуванним методом реконфігурації розподільних структур. Проведено аналіз на оціночному рівні відповідних схем елементів, вузлів та пристроїв, встановлено їх переваги в порівнянні з відомими аналогами стосовно основних показників та функціональних характеристик. Викладено метод синтезу та оптимізації реконфігурованих розподільних структур перетворювальної техніки. Бібл. 12, рис. 16.

Ключові слова: магнітно-напівпровідникові імпульсні пристрої, реконфігурація, розподільні структури, оптимізація цільових функцій.

V.I. Zozulev

Institute of Electrodynamics of the National Academy of Sciences of Ukraine,
 Peremohy, 56, Kyiv, 03057, Ukraine

The converter devices based reconfiguration of distributed structures

The converter technology efficient initial selection according to the proposed approach of reconfigurable and distributed structures was shown. The corresponding schemes' elements, blocs and devices evaluative analysis was described, and their major benefits compared to known analogues functional parameters were established. In general terms, the synthesis design and optimisation method for the converter technology reconfigurable and distributed structures was illustrated. References 12, figures 16.

Key words: magnetic-semiconductor impulse devices, reconfiguration, distributed structures, target functions optimization.

Надійшла 10.03.2017

Received 10.03.2017