



ФЕДЕРАЛЬНАЯ СЛУЖБА  
ПО ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНОЙ СОБСТВЕННОСТИ

## (12) ОПИСАНИЕ ИЗОБРЕТЕНИЯ К ПАТЕНТУ

(52) СПК  
H02M 3/337 (2018.08)

(21)(22) Заявка: 2018124676, 05.07.2018

(24) Дата начала отсчета срока действия патента:  
05.07.2018

Дата регистрации:  
26.06.2019

Приоритет(ы):

(22) Дата подачи заявки: 05.07.2018

(45) Опубликовано: 26.06.2019 Бюл. № 18

Адрес для переписки:

197376, Санкт-Петербург, Чкаловский пр., 46,  
Акционерное общество "Концерн  
"Океанприбор"

(72) Автор(ы):

Александров Владимир Александрович (RU),  
Игнатьев Константин Владимирович (RU)

(73) Патентообладатель(и):

Акционерное общество "Концерн  
"Океанприбор" (RU)

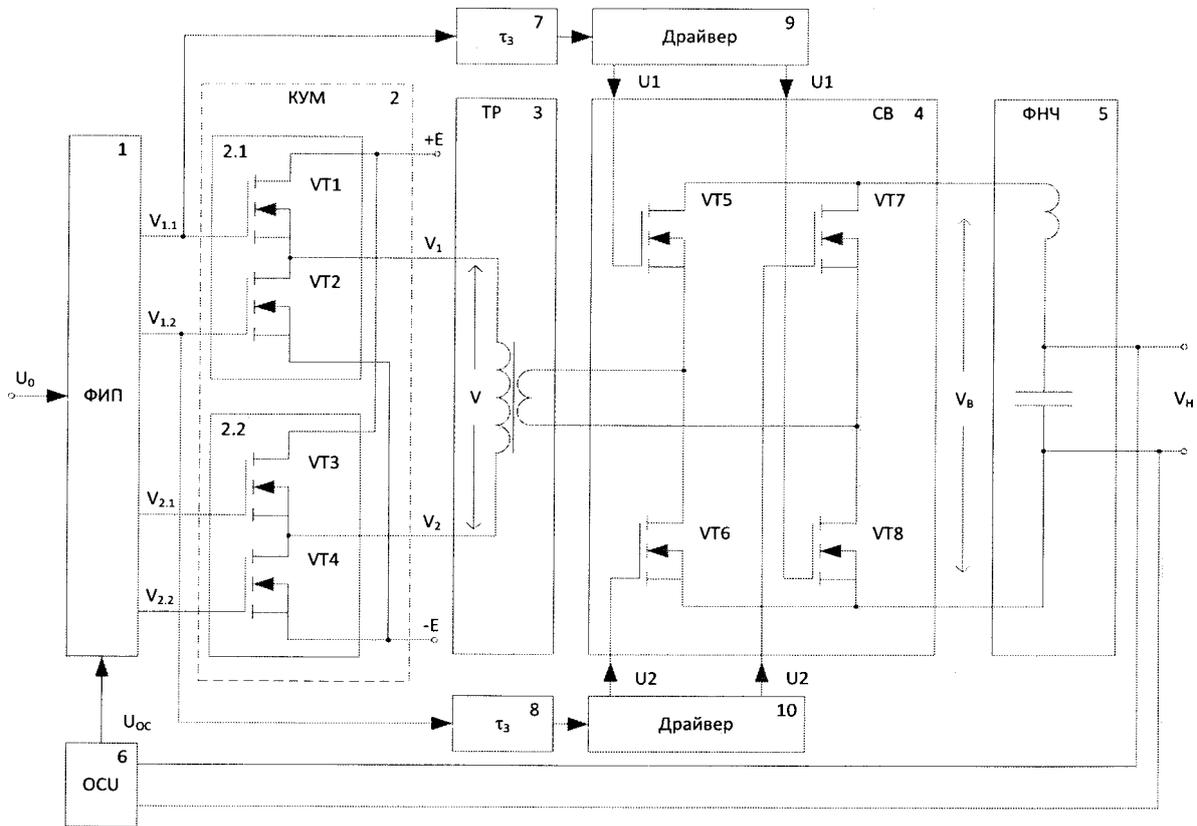
(56) Список документов, цитированных в отчете  
о поиске: RU 2586567 C1, 10.06.2016. US  
20180034359 A1, 01.02.2018. RU 2447571 C1,  
10.04.2012. US 20110182087 A1, 28.07.2011.

(54) Ключевой регулятор напряжения

(57) Реферат:

Изобретение относится к области преобразовательной техники, а именно к вторичным источникам электропитания с регулируемым выходным напряжением для энергоемкой аппаратуры, в том числе импульсных режимов работы с емкостным накопителем энергии. Техническим результатом является повышение КПД. Технический результат достигается тем, что в состав ключевого регулятора напряжения дополнительно введены

два драйвера и две схемы задержки фронта импульсного сигнала, а выпрямитель выполнен по мостовой схеме на полевых транзисторах, причем входы полевых транзисторов диагоналей выпрямителя попарно соединены через соответствующие драйверы и схемы задержки фронта импульсного сигнала с прямым и инверсным выходами ведущего канала фазоимпульсного преобразователя. 2 ил.



Фиг. 1



FEDERAL SERVICE  
FOR INTELLECTUAL PROPERTY

(12) **ABSTRACT OF INVENTION**

(52) CPC  
*H02M 3/337 (2018.08)*

(21)(22) Application: **2018124676, 05.07.2018**

(24) Effective date for property rights:  
**05.07.2018**

Registration date:  
**26.06.2019**

Priority:

(22) Date of filing: **05.07.2018**

(45) Date of publication: **26.06.2019** Bull. № 18

Mail address:

**197376, Sankt-Peterburg, Chkalovskij pr., 46,  
Aksionernoe obshchestvo "Kontsern  
"Okeanpribor"**

(72) Inventor(s):

**Aleksandrov Vladimir Aleksandrovich (RU),  
Ignatev Konstantin Vladimirovich (RU)**

(73) Proprietor(s):

**Aksionernoe obshchestvo "Kontsern  
"Okeanpribor" (RU)**

(54) **KEY VOLTAGE REGULATOR**

(57) Abstract:

FIELD: electrical engineering.

SUBSTANCE: invention relates to conversion equipment, namely to secondary power sources with controlled output voltage for power-consuming equipment, including pulse modes of operation with capacitive energy storage. Technical result is achieved by the fact that the key voltage regulator additionally includes two drivers and two pulse front delay circuits, and rectifier is made in bridge circuit on field

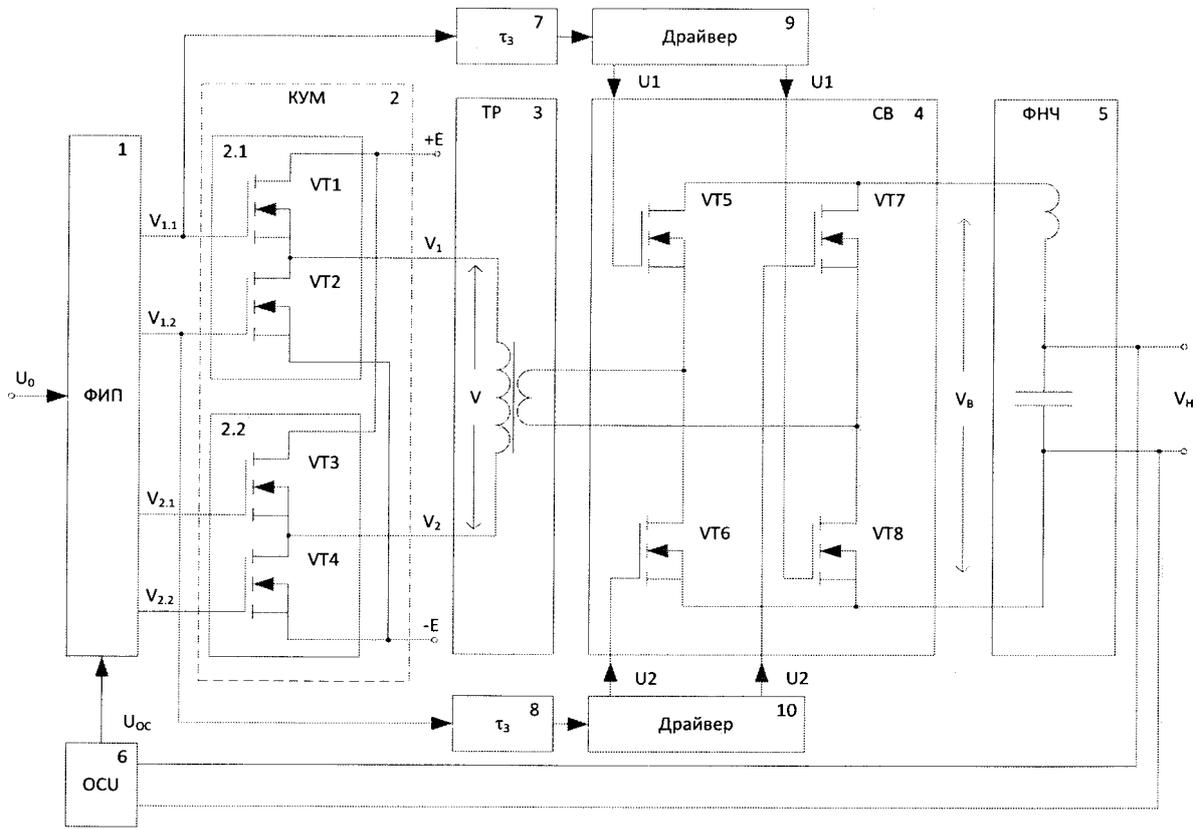
transistors, wherein inputs of field transistors diagonals of rectifier are connected in pairs through corresponding drivers and circuits for delay of pulse signal front with direct and inverse outputs of master channel of phase-pulse converter.

EFFECT: technical result is increase in the efficiency.

1 cl, 2 dwg

**RU 2 692 699 C1**

**RU 2 692 699 C1**



Фиг. 1

Изобретение относится к преобразовательной технике и может быть использовано во вторичных источниках электропитания с регулируемым выходным напряжением, а также в телекоммуникационном оборудовании и гидроакустической технике для электропитания энергоемких устройств с повышенными требованиями к энергетической эффективности и электромагнитной совместимости аппаратуры.

Известны разнотипные ключевые регуляторы напряжения с гальванической развязкой [1], выполненные на основе однотактных, полумостовых и мостовых схем ключевых усилителей мощности (КУМ) с трансформаторным выходом, нагруженным на диодный выпрямитель, регулировка выходного напряжения в которых достигается применением широтно-импульсной модуляции. К основным недостаткам таких устройств относится ограниченный диапазон регулирования выходного напряжения и пониженная энергетическая эффективность, особенно при большом выходном токе и низком напряжении, что обусловлено остаточными напряжениями диодов выходного выпрямителя.

Расширить диапазон регулирования позволяет переход к двухзвенным схемам ключевого преобразования, использующим амплитудно-импульсную модуляцию посредством изменения электропитания оконечного каскада КУМ [2]. В известном устройстве первое звено преобразования, выполненное на однотактном ключевом усилителе, обеспечивает стабилизацию и регулирование напряжения электропитания второго звена преобразования, в качестве которого используется мостовая схема КУМ, формирующая импульсное напряжение типа меандр заданной амплитуды. В результате после выходного трансформатора и выходного выпрямителя вторичное напряжение практически не требует фильтрации кроме весьма незначительных емкостей в шинах нагрузки.

Для двухзвенной схемы ключевого преобразования [2] по известным правилам может быть в качестве второго звена применено устройство [3], где выпрямительные диоды заменены на схему синхронного выпрямителя, выполненного на сильноточных полевых транзисторах. При этом управление транзисторами каждой диагонали мостового выпрямителя может осуществляться противофазно и синхронно с управлением транзисторами КУМ второго звена преобразования. Применение синхронного выпрямителя позволяет значительно уменьшить потери из-за остаточного напряжения на диодах, которые шунтируются открытыми полевыми транзисторами. Тем самым достигается возможность существенного уменьшения тепловыделения в выпрямителе при большом выходном токе.

Однако такой способ синхронного управления транзисторами КУМ и выпрямителя может быть реализован только в режимах принудительной (жесткой) коммутации, при которых изменение импульсного напряжения достигается одновременным переключением транзисторов. Выделенное обстоятельство обуславливает повышение потерь энергии на переключение и ухудшает показатели ЭМС известных двухзвенных устройств в условиях повышения сложности реализации двух последовательных разнотипных звеньев - ключевого преобразования и синхронного выпрямления.

Выделенные особенности функционирования ключевых регуляторов напряжения с гальванической развязкой, использующих двухзвенные схемы ключевого преобразования на основе известных технических решений [2,3], существенно ухудшают энергетическую эффективность и ограничивают область применения устройств - ближайших аналогов.

Наиболее близким к предлагаемому изобретению по количеству общих признаков является ключевой регулятор напряжения (КРН) [4], выполненный по двухканальной

мостовой схеме с фазо-импульсной модуляцией (ФИМ). Ключевой регулятор - прототип содержит фазоимпульсный преобразователь, подключенный входом к шине управления, а прямыми и инверсными выходами ведущего и ведомого каналов соединенный с соответствующими входами каналов ведущего и ведомого ключевого усилителя мощности. Ведущий и ведомый каналы выполнены на полевых транзисторах и включены по полумостовой схеме последовательно между шинами электропитания ключевого усилителя мощности, причем выходы полумостовых схем, являющихся выходами ключевого усилителя мощности, соединены с входами узла трансформаторного согласования, выходы которого подключены ко входам выпрямителя. Выходы выпрямителя соединены через выходной фильтр низкой частоты с выходными шинами ключевого регулятора напряжения, а также через цепь обратной связи по напряжению с входами компенсации фазоимпульсного преобразователя.

Здесь каждый канал КУМ, включающий полумостовую схему оконечного каскада, формирует импульсное напряжение типа "меандр" с относительным фазовым сдвигом, управление которым формируется фазо-импульсным преобразователем. В результате в диагонали мостовой схемы, соединенной с первичной обмоткой трансформатора формируется знакопеременное импульсное напряжение, длительность импульсов которого устанавливается в соответствии с устанавливаемым фазовым сдвигом. Как следствие, после выпрямителя, соединенного с вторичной обмоткой трансформатора, импульсы напряжения управляются по длительности в широком диапазоне регулирования, чем достигается регулирование выходного напряжения КРН, после фильтра нижних частот.

Таким образом в устройстве прототипе исключается необходимость применения дополнительного звена стабилизации и регулирования, являющегося необходимым условием реализации ключевого регулятора напряжения на основе известных технических решений [2,3].

Преимуществом устройства-прототипа по сравнению с известными техническими аналогами, является более глубокий диапазон регулирования выходного напряжения  $U_H$  в соответствии с уровнем входного сигнала  $U_0$  при компенсации дестабилизирующих факторов, связанных с изменением нагрузки и напряжения силового электропитания. Дополнительным достоинством устройства-прототипа является возможность по известным правилам [4] обеспечить квазирезонансные траектории переключений (мягкие переключения) за счет введения параллельной раскачки высокочастотного (ВЧ) тока КУМ. При этом изменения импульсных напряжений каналов ключевого усиления осуществляется во время закрытого состояния транзисторов полумостовой схемы, за счет перезаряда собственных емкостей схемы запасенным током параллельной раскачки к моменту переключения.

В соответствии с принципом действия двухканальной схемы ключевого усиления ключевого регулятора напряжения с ФИМ каналы ключевого усиления разделяются на ведущий и ведомый. Изменение напряжения на выходе ведомого канала соответствует формированию спада импульсного напряжения  $V_B$  на выходе выпрямителя. В свою очередь фронт напряжения  $V_B$  соответствует изменению напряжения ведущего канала.

Исключение дополнительного звена преобразования и реализация режимов "мягких" переключений позволяют обеспечить более высокий КПД в устройстве-прототипе при улучшении показателей ЭМС.

Вместе с тем ключевой регулятор напряжения [4] имеет следующие недостатки: так как выходное напряжение выпрямителя при двухканальной схеме ключевого

преобразования с ФИМ формируется как последовательность импульсов изменяемой длительности, фронт и спад которых значительно задержаны относительно моментов переключений КУМ, то реализованный в прототипе известный принцип синхронного управления транзисторами мостовой схемы КУМ и мостовой схемы выпрямителя приводит к появлению неустраняемых сквозных токов транзистор-транзистор, что понижает надежность и энергетическую эффективность устройства.

Выделенные недостатки существенно ограничивают возможности применения устройства-прототипа и понижают КПД, особенно при низком сильноточном выходном напряжении.

Задачей настоящего изобретения является повышение энергетической эффективности при расширении функциональных возможностей ключевого регулятора напряжения.

Для решения поставленной задачи в известный ключевой регулятор напряжения, содержащий фазоимпульсный преобразователь, подключенный входом к шине управления, а прямыми и инверсными выходами ведущего и ведомого каналов соединенный с соответствующими входами каналов ведущего и ведомого ключевого усилителя мощности, каждый из которых выполнен на полевых транзисторах, включенных по полумостовой схеме последовательно между шинами электропитания ключевого усилителя мощности, причем выходы полумостовых схем, являющиеся выходами ключевого усилителя мощности, соединены с входами узла

трансформаторного согласования, выходы которого подключены ко входам выпрямителя, соединенного выходами через выходной фильтр низкой частоты с выходными шинами ключевого регулятора напряжения, а также через цепь обратной связи по напряжению с входами компенсации фазоимпульсного преобразователя, введены новые признаки, а именно: дополнительно введены два драйвера и две схемы задержки фронта импульсного сигнала, а выпрямитель выполнен синхронным на полевых транзисторах, причем входы полевых транзисторов диагоналей выпрямителя попарно соединены через соответствующие драйверы и схемы задержки фронта импульсного сигнала с прямым и инверсным выходами ведущего канала фазоимпульсного преобразователя.

Техническим результатом от введения дополнительных драйверов и схем задержки фронта импульсного сигнала, в сочетании с совокупностью вновь введенных связей, является повышение КПД предлагаемого устройства и уменьшение тепловыделения в выпрямителе, особенно для значительного выходного тока и низкого выходного напряжения при обеспечении расширенного диапазона регулирования, что достигается обеспечением возможности применения синхронного выпрямителя на полевых транзисторах в двухканальном ключевом регуляторе напряжения, что было невозможно в ключевом регуляторе напряжения - прототипе по известным принципам.

Сущность изобретения поясняется фиг. 1 на которой приведена структурная схема заявленного технического решения, а также фиг. 2 с иллюстрацией временных диаграмм сигналов, поясняющих его работу.

Предлагаемый ключевой регулятор напряжения (фиг. 1) содержит фазо-импульсный преобразователь 1 (ФИП-1), ключевой усилитель 2 мощности (КУМ-2), включающий два канала ключевого усиления 2.1 (КУМ-2.1) и 2.2 (КУМ-2.2), узел 3 трансформаторного согласования (ТР-3), синхронный выпрямитель (СВ-4), выходной фильтр низкой частоты 5 (ФНЧ-5), цепь 6 обратной связи по выходному напряжению (ОСУ-6), а так же первую и вторую схемы 7, 8 задержки фронта импульсов, первый и второй драйверы 9, 10.

Ключевой усилитель 2 мощности выполняется на мощных полевых транзисторах

VT1-VT4, включенных по мостовой схеме попарно-последовательно в две стойки (VT1, VT2 и VT3, VT4) между шинами электропитания +E и -E. Каждая стойка полумостовой схемы транзисторов является отдельным каналом ключевого усиления (2.1 и 2.2).

5 Синхронный выпрямитель выполнен по мостовой схеме на сильноточных полевых транзисторах VT5-VT8.

Ключевой усилитель мощности работает следующим образом. Транзисторы VT1, VT2 и VT3, VT4 в составе полумостовой схемы управляются противофазно симметричным импульсным сигналом типа меандр частотой  $f$  в соответствии с сигналами формируемыми фазо-импульсным преобразователем 1. При этом прямые и инверсные сигналы управления каналами КУМ имеют задержки включения, заданные в фазо-импульсном преобразователе либо по известным правилам непосредственно в схеме управления мощными полевыми транзисторами. Наличие такой задержки является обязательным условием исключения сквозных токов транзистор-транзистор в полумостовых схемах КУМ. Как иллюстрируется на фиг. 2 временными диаграммами сигналов управления каналами ключевого усиления ( $V_{1,1}$ ,  $V_{1,2}$  для канала КУМ 2.1;  $V_{2,1}$ ,  $V_{2,2}$  для канала КУМ 2.2) между импульсами управления транзисторами VT1, VT2 и VT3, VT4 полумостовых схем имеет место временной интервал ( $\tau_1$  для КУМ 2.1,  $\tau_2$  для КУМ 2.2), в течении которого оба транзистора соответствующей схемы находятся в закрытом состоянии. В это время после выключения проводящего транзистора фронт и спад импульсного напряжения на выходе канала КУМ может формироваться за счет энергии, запасенной во внешних индуктивных цепях, либо в индуктивности рассеяния узла 3 трансформаторного согласования, либо за счет энергии от протекания высокочастотного тока в параллельных индуктивных цепях, включенных в мостовой схеме КУМ по известным правилам.

В результате на выходах полумостовых схем каналов ключевого усиления 2.1 и 2.2 образуются симметричные импульсные напряжения  $V_1$  и  $V_2$ , изменение фронта и спада которых происходит по плавным траекториям, соответствующих "мягким" режимам коммутации. При этом временной сдвиг между выходными импульсными сигналами фазо-импульсного преобразователя определяет длительность импульсов суммарного импульсного напряжения  $V$  в диагонали мостовой схемы КУМ 2, поступающего на вход узла 3 трансформаторного согласования.

На фиг. 2 иллюстрируются два режима работы ключевого регулятора напряжения: режим А - режим полной модуляции, где обеспечивается минимальная пауза между импульсами, обусловленная задержкой переключения транзисторов; режим Б - режим изменения длительности импульсов согласно фазовому сдвигу сигналов управления, формируемых фазо-импульсным преобразователем 1. В режиме регулирования (режим Б) в предлагаемом устройстве на выходе выпрямителя 4 импульсное напряжение  $V_B$  изменяет длительность импульсов, что обеспечивает широкий диапазон изменения выходного напряжения  $U_H$  на нагрузке после выходного фильтра.

С учетом относительной длительности  $X$  импульсов на выходе выпрямителя  $X=t_H/T$  - выходное напряжение на нагрузке может быть определено соотношением:

$$U_H = V_{\text{Вамп}} t_H / T \approx K_T E t_H / T = K_T X E \quad (1)$$

45 где  $t_H$  - длительность импульсов выходного напряжения;

T - период переключений выходного напряжения выпрямителя;

$K_T$  - коэффициент трансформации;

E - напряжение электропитания,

$V_{\text{Вамп}}$  - амплитуда напряжения на выходе выпрямителя.

При отключении транзисторов ведомого канала за время  $\tau_1$  обеспечивается перезаряд собственных емкостей ключевого усилителя мощности (канал 2.1) посредством протекания выходного тока узла 3 трансформаторного согласования, соответствующего току выходного фильтра. После времени спада  $t_C$  импульсов  $V_B$  включается следующий транзистор ведомого канала ключевого усилителя мощности. В это время выходной ток  $I_H$  преимущественно замыкается через синхронный выпрямитель 4 и не протекает в первичной обмотке узла 3 трансформаторного согласования. Соответственно при отключении транзистора ведущего канала энергия протекания тока в узле трансформаторного согласования отсутствует, что может приводить к "жестким" режимам коммутации при включении следующего транзистора через время задержки  $\tau_2$ .

Принцип действия предлагаемого устройства (фиг. 1) заключается в следующем. В соответствии с уровнем напряжения сигнала  $U_0$  в шине управления и с учетом напряжения обратной связи на входе компенсации фазо-импульсный преобразователь формирует импульсные сигналы на прямых и инверсных входах ведущего и ведомого каналов ключевого усиления ( $V_{1,1}$ ,  $V_{1,2}$  и  $V_{2,1}$ ,  $V_{2,2}$ ). В результате ключевой усилитель мощности преобразует напряжение шин электропитания  $+E$ ,  $-E$  в знакопеременное напряжение  $V$  с управляемой длительностью импульсов  $t_H$ , таким образом, что после выпрямления и фильтрации выходного напряжения узла трансформаторного согласования, напряжение  $U_H$  в выходных шинах ключевого регулятора практически пропорционально входному сигналу  $U_0$ :

$$U_H = U_0 / \beta \quad (2)$$

Где  $\beta$  - коэффициент передачи обратной связи по выходному напряжению.

Для квазистатического режима работы при неизменном входном и выходном напряжении выходной ток  $I_H$  ключевого регулятора напряжения определяется активной составляющей нагрузки  $R_H$

$$I_H = U_H / R_H \quad (3)$$

При этом через транзисторы ключевого усилителя мощности замыкается ток  $I_{\text{КУМ}}$  первичной обмотки трансформаторного узла согласования, амплитуда которого определяется током дросселя выходного фильтра  $I_L \approx I_H$  с учетом коэффициента трансформации  $K_T$ :

$$I_{\text{КУМ}} = I_H K_T \quad (4)$$

В свою очередь амплитуда импульсов напряжения на выходе КУМ  $V_{\text{амп}} \approx E$  соответствующим образом трансформируется в амплитуду напряжения  $V_{\text{Вамп}}$  на выходе выпрямителя

$$V_{\text{амп}} = V_{\text{Вамп}} / K_T \quad (5)$$

В улучшенном ключевом регуляторе напряжения по известным правилам [4] для режима "мягких" переключений реализуются цепи высокочастотной расщепки преимущественно для протекания тока ведущего канала ключевого усиления. В качестве такой цепи используется дроссель, ток которого замыкается через ведущий канал и

емкостной делитель, включенный между шинами электропитания ключевого усилителя мощности. При этом к моменту выключения транзисторов ведущего канала в дросселе развивается амплитуда  $I_{ВЧМамп}$  высокочастотного тока, достаточная для перезаряда собственной емкости канала формирования фронта импульсного напряжения на выходе КУМ.

Таким образом длительность спада  $t_C$  и фронта  $t_F$  импульсного напряжения  $V_B$  можно оценить из следующих соотношений:

$$t_C \approx (EC_1 + V_{Вамп} C_B) / I_H \quad (6)$$

$$t_F \approx (EC_2 + V_{Вамп} C_B) / (I_{ВЧМамп} - I_H) \quad (7)$$

где  $C_1$ ,  $C_2$ ,  $C_B$  собственная емкость первого и второго канала ключевого усиления и выпрямителя.

Длительность импульсных процессов в ключевом регуляторе напряжения зависит от режимов работы связанных с током нагрузки  $I_H$  и напряжением электропитания  $E$ . При этом длительность фронта  $t_F$  и спада импульсов  $t_C$  может изменяться в широких пределах но не должна превышать соответственно временных задержек  $\tau_2$  и  $\tau_1$  включения транзисторов ведущего и ведомого каналов ключевого усиления.

Следует отметить, что эффективная работа синхронного выпрямителя 4 в предлагаемом ключевом регуляторе напряжения возможна только при включении диагонали полевых транзисторов VT5, VT8 либо VT6, VT7 только на временной интервал прямой проводимости из которого должны быть исключены длительность фронта и спада импульсного напряжения. В противном случае могут иметь место сквозные токи через транзисторы каналов КУМ 2 и транзисторы синхронного выпрямителя 4. Выделенное обстоятельство учитывается в предлагаемом устройстве введением дополнительных схемы задержки 7 импульсного сигнала управления  $U_1$  драйвера 9 диагонали транзисторов VT5, VT8 и схемы задержки 8 импульсного сигнала управления  $U_2$  драйвера 10 диагонали транзисторов VT6, VT7 мостовой схемы синхронного выпрямителя 4.

В качестве исходного сигнала управления синхронного выпрямителя в предлагаемом устройстве определен сигнал управления ведущим каналом ключевого усиления (канал 2.1), полупериоды которого определяют циклы проводимости синхронного выпрямителя, включающие импульс напряжения  $V_B$  и последующую паузу. Устанавливая время задержки прямого и инверсного сигналов управления ведущего канала КУМ 2.1 (сигналы  $V_{2.1}$ ,  $V_{2.2}$  - соответственно) из условия гарантированного исключения фронта и спада импульсов  $V_B$  даже при максимальной длительности импульсов может быть обеспечен эффективный режим работы синхронного выпрямителя. При этом длительность задержки  $\tau_3$  фронта импульсных сигналов управления диагоналями транзисторов синхронного выпрямителя должна соответствовать условию:

$$\tau_3 > (\tau_1 + \tau_2) \quad (8)$$

Синхронный выпрямитель 4 в составе предлагаемого ключевого регулятора напряжения работает следующим образом. Во время переходных процессов, связанных с изменением проводимости диагоналей выпрямителя на интервал  $\tau_3$  транзисторы VT5-VT8 отключены и ток замыкается через собственные обратные диоды транзисторов. При нарастании напряжения выпрямителя  $V_B$  до максимального значения после

задержки  $\tau_3$  включается диагональ транзисторов синхронного выпрямителя, параллельных открытым диодам. В результате обеспечивается замыкание выходного тока через сильноточные полевые транзисторы, что позволяет значительно уменьшить падение напряжения на элементах выпрямителя и существенно увеличить КПД устройства, особенно при большом токе и низком выходном напряжении. Включение проводящей диагонали транзисторов синхронного выпрямителя осуществляется непосредственно по сигналу синхронизации до начала формирования переходных процессов выходного напряжения синхронного выпрямителя. На это время выходной ток замыкается через обратные диоды транзисторов.

Принимая во внимание, что длительность формирования фронта и спада импульсного напряжения выпрямителя как правило не превышает (5-10)% от периода переключений ( $\tau_3 < ((0,05-0,1)T)$ ), предложенный алгоритм управления транзисторами синхронного выпрямителя 4 позволяет обеспечить эффективную работу сильноточных транзисторов на (90-95)% длительности цикла проводимости в условиях отсутствия дополнительных сквозных токов и обеспечении "мягких" траекторий переключений. При этом мощность тепловыделения в элементах выпрямителя уменьшается более чем два раза при повышении КПД устройства до (95-97)% по сравнению с техническими аналогами и прототипом, в которых КПД как правило не превышает (90-93)% для режимов номинальной мощности (0,5-2) кВт при номинальном выходном напряжении (24-48) В.

Таким образом реализация новых признаков в заявленном ключевом регуляторе напряжения, выполненном по двухканальной схеме усиления с ФИМ при использовании синхронного выпрямителя, позволяет существенно повысить энергетическую эффективность особенно при значительном выходном токе и низком выходном напряжении.

Совокупность вновь введенных узлов и связей обеспечивает в заявленном ключевом регуляторе напряжения достижение нового технического результата связанного с повышением энергетической эффективности и расширением функциональных возможностей применения в телекоммуникационном оборудовании и гидроакустической технике. Предлагаемое техническое решение характеризуется новизной, имеет ряд существенных отличий от устройства-прототипа и ближайших технических аналогов, и позволяет уменьшить потери энергии на (30-50)% особенно при пониженном выходном напряжении и большой мощности ключевого регулятора напряжения..

На нашем предприятии изготовлен и проходит испытания опытный образец ключевого регулятора напряжения с синхронным выпрямителем при реализации режимов диодного и транзисторного выпрямления. Проведенные исследования подтвердили эффективность использования синхронного выпрямителя при включении транзисторов для прямого протекания выходного тока во всем диапазоне изменения нагрузки. По сравнению с известными техническими аналогами в которых достигается КПД (90-92)% при диапазоне регулирования 101 дБ, в предлагаемом устройстве при номинальной нагрузке КПД превышает 95% при диапазоне регулирования не менее 20 дБ.

Результаты разработки и проведенные испытания подтвердили энергетическую эффективность заявленного технического решения и целесообразность его внедрения для реализации энергоемких устройств электропитания с повышенными требованиями к диапазону регулирования и электромагнитной совместимости с функциональной аппаратурой.

Источники информации

1. Мелешин В.И. Транзисторная преобразовательная техника. - М.: Техносфера, 2005 г., 602 с.

2. Патент РФ №2447571. Преобразователь. Оpubл. 10.04.2016.

3. Патент US №2011182087. Method and apparatus for power converter for class D audio power amplifiers. H02M 3/335. Оpubл. 80.07.2011.

4. Патент РФ №2586567. Ключевой преобразователь напряжения. Оpubл. 17.05.2016

(57) Формула изобретения

Ключевой регулятор напряжения, содержащий фазоимпульсный преобразователь, подключенный входом к шине управления, а прямым и инверсным выходами ведущего и ведомого каналов соединенный с соответствующими входами ведущего и ведомого каналов ключевого усилителя мощности, каждый из которых выполнен на полевых транзисторах, включенных по полумостовой схеме последовательно между шинами электропитания ключевого усилителя мощности, причем выходы полумостовых схем, являющихся выходами каналов ключевого усилителя мощности, соединены с входами узла трансформаторного согласования, выходы которого подключены к входам выпрямителя, соединенного выходами через выходной фильтр нижних частот с выходными шинами ключевого регулятора напряжения, а также через цепь обратной связи по напряжению - с входом компенсации фазоимпульсного преобразователя, отличающийся тем, что в состав ключевого регулятора напряжения дополнительно введены два драйвера и две схемы задержки фронта импульсного сигнала, а выпрямитель выполнен по мостовой схеме на полевых транзисторах, причем входы полевых транзисторов диагоналей выпрямителя попарно соединены через соответствующие драйверы и схемы задержки фронта импульсного сигнала с прямым и инверсным выходами ведущего канала фазоимпульсного преобразователя.

30

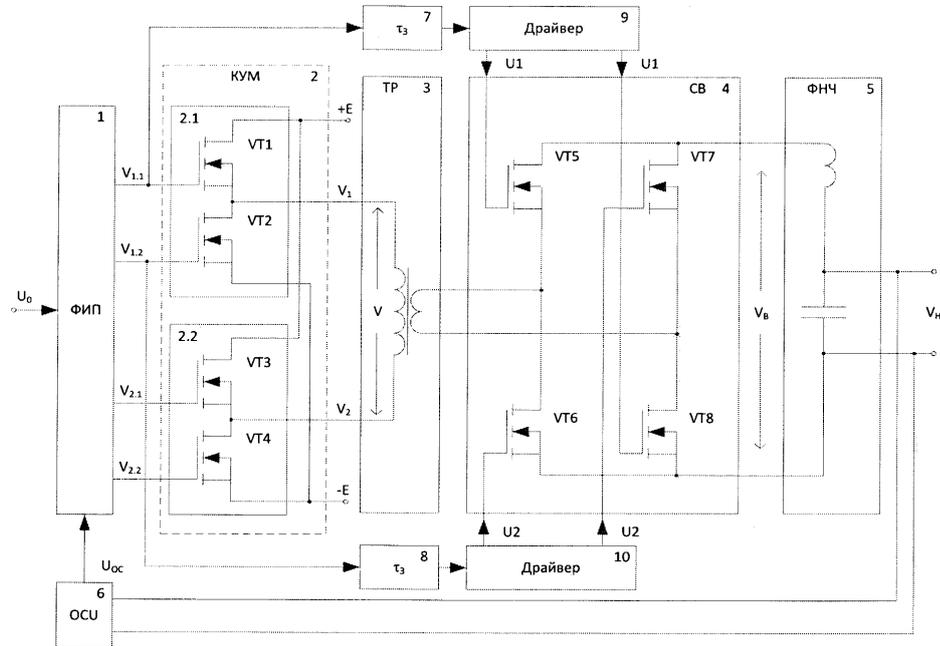
35

40

45

1

КЛЮЧЕВОЙ РЕГУЛЯТОР НАПРЯЖЕНИЯ

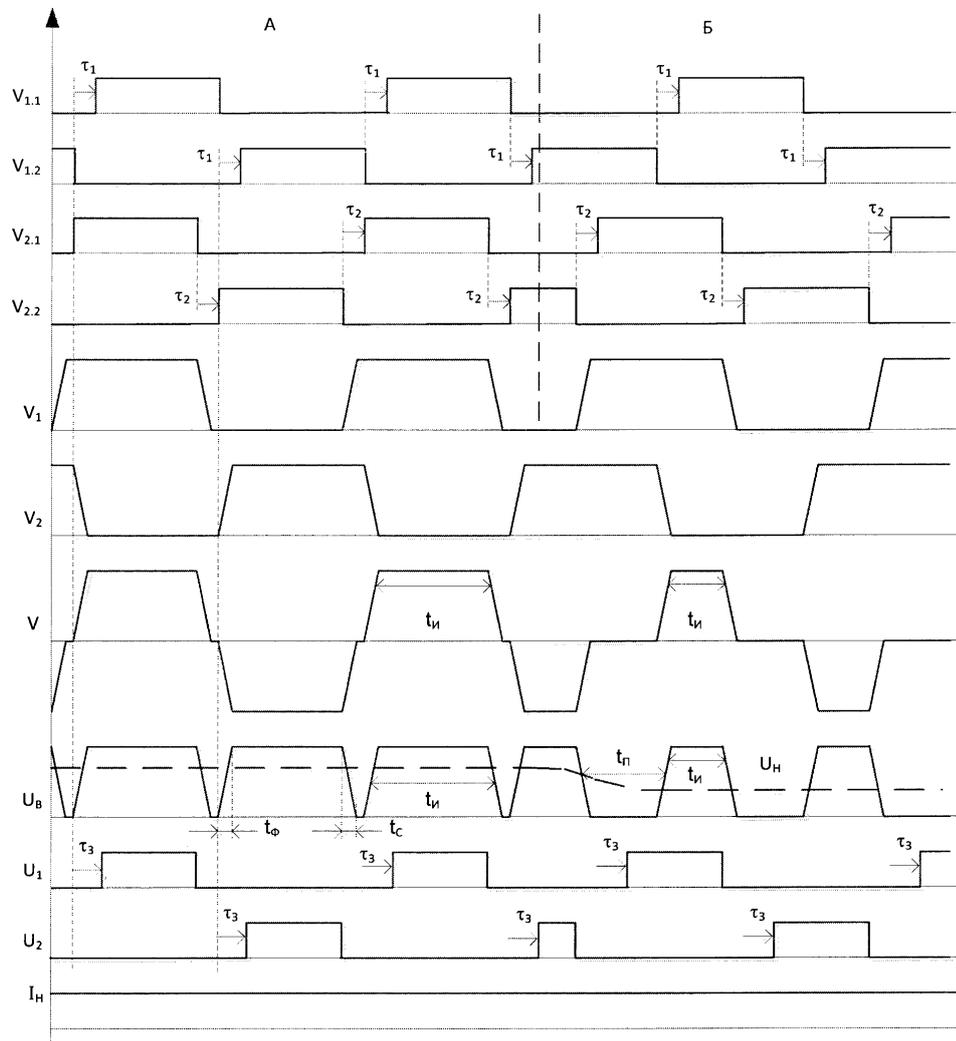


Фиг. 1

1

2

КЛЮЧЕВОЙ РЕГУЛЯТОР НАПЯЖЕНИЯ



Фиг. 2