



ФЕДЕРАЛЬНАЯ СЛУЖБА
ПО ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНОЙ СОБСТВЕННОСТИ

(12) ОПИСАНИЕ ИЗОБРЕТЕНИЯ К ПАТЕНТУ

(21)(22) Заявка: 2013147809/07, 28.03.2012

(24) Дата начала отсчета срока действия патента:
28.03.2012

Приоритет(ы):

(30) Конвенционный приоритет:
28.03.2011 EP 11160015.1

(43) Дата публикации заявки: 10.05.2015 Бюл. № 13

(45) Опубликовано: 10.07.2016 Бюл. № 19

(56) Список документов, цитированных в отчете о
поиске: US 7609008 B1, 2009.10.27. EP 0925710
A2, 1999.06.30. US 6563269 B2, 2003.05.13. US
7323849 B1, 2008.01.29. RU 101306 U1,
2011.01.10.(85) Дата начала рассмотрения заявки РСТ на
национальной фазе: 28.10.2013(86) Заявка РСТ:
IB 2012/051477 (28.03.2012)(87) Публикация заявки РСТ:
WO 2012/131592 (04.10.2012)

Адрес для переписки:

129090, Москва, ул. Б. Спасская, 25, строение 3,
ООО "Юридическая фирма Городисский и
Партнеры"

(72) Автор(ы):

РАДЕРМАХЕР Харальд Йозеф Гюнтер
(DE),
БЛАНКЕН Питер Герритт (NL),
ЦЮ Ифэн (NL),
ТАО Хайминь (NL),
ВАН ЛАНГЕВЕЛЬДЕ Рональд (NL),
КУРТ Ральф (NL)

(73) Патентообладатель(и):

КОНИНКЛЕЙКЕ ФИЛИПС Н.В. (NL)

(54) УСТРОЙСТВО И СПОСОБ ВОЗБУЖДЕНИЯ ДЛЯ ВОЗБУЖДЕНИЯ НАГРУЗКИ, В ЧАСТНОСТИ,
БЛОКА СВЕТОДИОДОВ

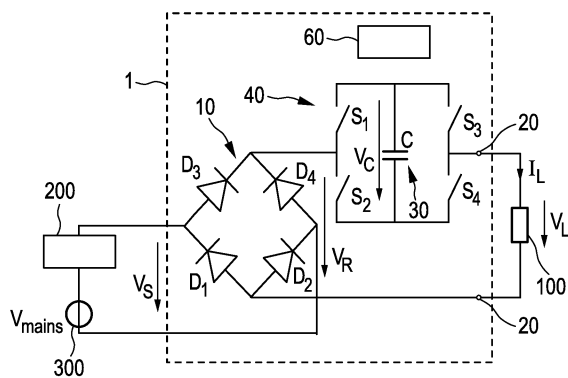
(57) Реферат:

Изобретение относится к устройствам освещения. Техническим результатом является повышение коэффициента мощности, уменьшение потерь и выходного светового мерцания. Результат достигается тем, что устройство формирователя сигналов питания содержит выпрямительный модуль (10) для выпрямления принимаемого переменного напряжения (V_S) питания, контактные выводы (20) нагрузки для обеспечения напряжения (V_L) возбуждения и/или тока (I_L) возбуждения для возбуждения

упомянутой нагрузки, емкостный накопительный модуль (30), соединенный между упомянутым выпрямительным модулем и упомянутыми контактными выводами нагрузки для накопления электроэнергии, обеспеченной посредством упомянутого выпрямительного модуля, и обеспечения электроэнергии в упомянутую нагрузку, и мостовой переключающий модуль (40), соединенный между упомянутым выпрямительным модулем и упомянутой нагрузкой для переключения упомянутого емкостного накопительного модуля на путь тока

нагрузки из упомянутого выпрямительного модуля в упомянутые контактные выводы нагрузки с требуемой полярностью и для

переключения упомянутого емкостного накопительного модуля из упомянутого пути тока нагрузки. 3 н. и 12 з.п. ф-лы, 38 ил.



ФИГ.1

RU 2589734 C2

RU 2589734 C2



FEDERAL SERVICE
FOR INTELLECTUAL PROPERTY

(12) **ABSTRACT OF INVENTION**

(21)(22) Application: 2013147809/07, 28.03.2012

(24) Effective date for property rights:
28.03.2012

Priority:

(30) Convention priority:
28.03.2011 EP 11160015.1

(43) Application published: 10.05.2015 Bull. № 13

(45) Date of publication: 10.07.2016 Bull. № 19

(85) Commencement of national phase: 28.10.2013

(86) PCT application:
IB 2012/051477 (28.03.2012)

(87) PCT publication:
WO 2012/131592 (04.10.2012)

Mail address:

129090, Moskva, ul. B. Spasskaja, 25, stroenie 3,
OOO "Juridicheskaja firma Gorodisskij i Partnery"

(72) Inventor(s):

RADERMAKHER KHarald Jozef Gyunter
(DE),
BLANKEN Piter Gerritt (NL),
TSYU Ifen (NL),
TAO KHajmin (NL),
VAN LANGEVELDE Ronald (NL),
KURT Ralf (NL)

(73) Proprietor(s):

KONINKLEJKE FILIPS N.V. (NL)

(54) **EXCITATION DEVICE AND METHOD FOR EXCITATION OF LOAD, IN PARTICULAR, LIGHT-EMITTING DIODES**

(57) Abstract:

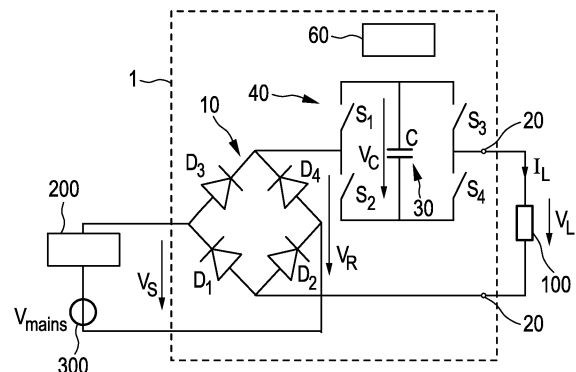
FIELD: lighting.

SUBSTANCE: power supply signal generator includes rectifier module (10) for rectification of received alternating voltage (V_S) of supply, load contact terminals (20) for providing voltage (V_L) and/or current (I_L) of excitation for excitation of said load, capacitive accumulator module (30) connected between mentioned rectifier module and load contact terminals for electric energy storage provided by said rectifier module, and provision of electric power in defined load, and bridge switching module (40) connected between above mentioned rectifier module and load for switching capacitive accumulator module on load current path from defined rectifier module into said load contact terminals with required polarity and for switching of said capacitive accumulator module from said load

current path.

EFFECT: higher power factor, reduced losses and output light flicker.

15 cl, 38 dwg



ФИГ. 1

RU 2 589 734 C2

RU 2 589 734 C2

Область техники, к которой относится изобретение

Настоящее изобретение относится к устройству формирователя сигналов питания и соответствующему способу возбуждения для возбуждения нагрузки, в частности, блока светодиодов, содержащего один или более светодиодов. Дополнительно,

5 настоящее изобретение относится к устройству освещения.

Уровень техники

Светоизлучающий диод (светодиод) революционно меняет мир освещения. Его высокая и постоянно растущая световая эффективность, большой срок эксплуатации, миниатюрный форм-фактор, небольшой вес, прочность, простота изготовления и т.д.

10 представляют собой движущие силы для перехода индустрии освещения от лампы накаливания к светодиодной лампе. Тем не менее, нелинейная (практически экспоненциальная) I-V-кривая светодиода, низкое рабочее напряжение (несколько вольт) и быстрое срабатывание в виде преобразования тока в световой выход создают ряд проблем, когда лампа должна питаться от напряжения питающей сети (например,

15 переменного тока на 115 В или переменного тока на 230 В), включающих в себя мерцание светового выхода и рассогласование напряжения.

В идеале, светодиоды должны питаться с помощью постоянного тока, поскольку преобразование из тока в световой выход является почти линейным. Решение состоит в том, чтобы применять преобразователь переменного тока для формирования питания

20 постоянного тока для светодиодов из входного напряжения питающей сети. Такой преобразователь может управляться таким образом, что выходной ток задается равным предписанному уровню. Предпочтительно, предписанный уровень может быть изменен посредством действий, предпринятых посредством регуляторов яркости, которые соединяются, например, последовательно с соединением под напряжением питающей

25 сети и лампой. Чтобы реализовывать эффективное по мощности решение, стандартный подход заключается в том, чтобы использовать источник питания с переключаемыми режимами со встроенными (полупроводниковыми) переключателями и компонентами индуктивного накопления энергии, такими как индукторы или преобразователи. В частности, индуктивные компоненты увеличивают затраты и физические размеры

30 системы.

Принцип линейного формирователя сигналов питания с отводами (TLD), как, например, описано в US 6989807 B2, US 7081722 B1 или US 2008/0094000 A1, дает возможность значительного снижения затрат для будущих совместимых с напряжением питающей сети формирователей сигналов питания для систем светодиодного освещения.

35 Вследствие своего миниатюрного форм-фактора он подходит для интегрированных светодиодных источников света, таких как усовершенствованные светодиодные лампы и точечные светильники, а также для модульных потолочных светильников. Принцип линейного формирователя сигналов питания с отводами является недорогим, поскольку он исключает использование индуктивного источника питания с переключаемыми

40 режимами. Он основан на применении светодиодов высокого напряжения. По существу, светодиод высокого напряжения является многопереходным светодиодом, гирляндой последовательно соединенных светодиодов, так что прямосмещенное напряжение светодиодов высокого напряжения составляет несколько десятков вольт, когда светодиоды излучают свет. В линейном формирователе сигналов питания с отводами,

45 несколько светодиодов высокого напряжения соединены последовательно, и узлы, в которых соединяются светодиоды высокого напряжения, формируют отводы. В зависимости от мгновенного значения (выпрямленного) напряжения питающей сети, большее или меньшее число светодиодов высокого напряжения питаются с помощью

тока.

Ток подается посредством источника линейного (непереключающегося) тока, в его простейшей форме резистора. Согласно US 6989807 B2 и US 7081722 B1, токи подаются посредством параллельных источников тока, которые предлагают вариант выделять
5 различные значения тока для различных источников тока. Согласно US 2008/0094000 A1, одна схема источника (неизменяющегося постоянного) тока применяется последовательно с гирляндой светодиодов, в то время как так же несколько переключателей, адресованных посредством логической схемы, обходят светодиоды.

Все эти системы TLD имеют один общий недостаток: если (выпрямленное) напряжение питающей сети опускается ниже напряжения “самой короткой” гирлянды светодиодов
10 высокого напряжения, световой выход отсутствует. Это происходит около перехода через нуль переменного напряжения питающей сети. Решение, предложенное, например, в WO 2010/027254 A1, состоит в том, чтобы вставлять так называемый заполняющий конденсатор. Заполняющий конденсатор заряжается почти до пикового значения
15 выпрямленного напряжения питающей сети (+325 В, когда RMS (среднеквадратичное) -напряжение питающей сети составляет 230 В переменного тока), и он подает энергию в светодиоды в течение времени, когда выпрямленное напряжение питающей сети является “слишком низким”, на практике оно ниже определенного порогового значения. В течение этого времени диоды в мостовом выпрямителе напряжения питающей сети
20 являются обратносмещенными, и заполняющий конденсатор разряжается посредством светодиодов от почти +325 В, например, до +280 В, в зависимости от различных конструктивных параметров и решений.

Другим недостатком является меньшая эффективность. Источник линейного тока рассеивает определенную величину энергии в тепло, причем величина зависит от
25 рассогласования между мгновенным (выпрямленным) напряжением питающей сети и доступными отводами напряжения гирлянды светодиодов. Поскольку число отводов обычно ограничивается (во избежание очень высокой сложности и большого числа деталей для схемы формирователя сигналов питания), этот шаг напряжения, а, следовательно, рассогласование и потери могут быть довольно значительными, что
30 приводит к эффективности формирователя сигналов питания приблизительно в 80%.

Когда такая схема используется с регулятором яркости в ветви питающей сети, возникает новая проблема. В течение времени, когда заполняющий конденсатор используется для того, чтобы подавать энергию, ток, потребляемый из сети, является практически нулевым, поскольку диоды в мостовом выпрямителе напряжения питающей
35 сети являются обратно смещенными, и это может приводить к ненадлежащей работе внутренней синхронизирующей схемы регуляторов яркости, например, двухпроводных регуляторов яркости, таких как регуляторы яркости на основе симистора. Такой регулятор яркости сконструирован с возможностью работать с лампой накаливания, которая предоставляет токопроводящий путь все время, поскольку сама лампа является
40 резистором. После того, как светодиодная лампа (без регулирования яркости) соединяется с регулятором яркости, этот токопроводящий путь не всегда существует. В большинстве случаев, ток лампы прекращает протекание перед переходом через нуль напряжения питающей сети. Это приводит к отсутствию либо к некорректной активации переключателя питания в регуляторе яркости и приводит к отсутствию либо к
45 нестабильному световому выходу (световому мерцанию), что, конечно, является нежелательным.

В случае, если переключатель питания является симистором, световое мерцание также возникает, если ток, потребляемый посредством лампы, ниже удерживающего

тока симистора. В этом случае регулятор яркости прекращает проведение, и синхронизирующая схема может перезапустить и инициировать симистор еще раз. Эта последовательность может повторяться. Это обычно упоминается в качестве “многократного инициирования” и также является нежелательным.

5 Добавление заполняющего конденсатора помогает поддерживать световой выход около перехода через нуль напряжения питающей сети (уменьшение мерцания), но создает такие проблемы с регуляторами яркости, как многократное инициирование, поскольку разрядный ток не проходит через ветви сети.

В общем, в твердотельном освещении (SSL), т.е. в общем освещении, относительная
10 доля затрат формирователя сигналов питания предположительно должна увеличиваться вследствие снижения затрат на светодиоды. Таким образом, для того чтобы уменьшать затраты полной системы при данном уровне эффективности, формирователь сигналов питания также должен становиться более дешевым (в частности, более простым и компактным) и/или более эффективным. Более тесная связь между светодиодом и
15 формирователем сигналов питания по-прежнему должна обеспечивать высокую эффективность. Помимо затрат, для некоторых стран должны удовлетворяться определенные нормативные требования по напряжению питающей сети, такие как низкое гармоническое искажение и/или высокий коэффициент мощности.

Сущность изобретения

20 Цель настоящего изобретения заключается в том, чтобы предоставить устройство формирователя сигналов питания и соответствующий способ возбуждения для возбуждения нагрузки, в частности, блока светодиодов, содержащего один или более светодиодов, обеспечивающие лучшую производительность и большую экономическую эффективность. Дополнительная цель заключается в том, чтобы повысить коэффициент
25 мощности и уменьшить потери и выходное световое мерцание.

В первом аспекте настоящего изобретения представляется устройство формирователя сигналов питания для возбуждения нагрузки, которое содержит:

- выпрямительный модуль для выпрямления принимаемого переменного напряжения питания,
- 30 - контактные выводы нагрузки для предоставления напряжения возбуждения и/или тока возбуждения для возбуждения упомянутой нагрузки,
- емкостный накопительный модуль, соединенный между упомянутым выпрямительным модулем и упомянутыми контактными выводами нагрузки для накопления электроэнергии, предоставленной посредством упомянутого
35 выпрямительного модуля, и предоставления электроэнергии в упомянутую нагрузку, и
- мостовой переключающий модуль, соединенный между упомянутым выпрямительным модулем и упомянутой нагрузкой для переключения упомянутого емкостного накопительного модуля на путь тока нагрузки из упомянутого
40 выпрямительного модуля в упомянутые контактные выводы нагрузки с требуемой полярностью и для переключения упомянутого емкостного накопительного модуля из упомянутого пути тока нагрузки.

В дополнительном аспекте настоящего изобретения представляется способ возбуждения, содержащий этапы:

- 45 - выпрямления принимаемого переменного напряжения питания посредством выпрямительного модуля,
- обеспечения напряжения возбуждения и/или тока возбуждения в контактных выводах нагрузки для возбуждения упомянутой нагрузки,

- накопления электроэнергии, предоставленной посредством упомянутого выпрямительного модуля, и обеспечения электроэнергии в упомянутую нагрузку посредством емкостного накопительного модуля, соединенного между упомянутым выпрямительным модулем и упомянутыми контактными выводами нагрузки, и

5 - переключения упомянутого емкостного накопительного модуля на путь тока нагрузки из упомянутого выпрямительного модуля в упомянутые контактные выводы нагрузки с требуемой полярностью и переключения упомянутого емкостного накопительного модуля из упомянутого пути тока нагрузки посредством мостового переключающего модуля, соединенного между упомянутым выпрямительным модулем
10 и упомянутой нагрузкой.

Предпочтительные варианты осуществления изобретения задаются в зависимых пунктах формулы изобретения. Следует понимать, что заявленный способ имеет аналогичные и/или идентичные предпочтительные варианты осуществления, как и заявленное устройство, и задается в зависимых пунктах формулы изобретения.

15 Настоящее изобретение предоставляет (теоретически) формирователь сигналов питания с высоким коэффициентом мощности и без потерь, в частности, для светодиодов высокого напряжения с питанием от сети. Формирователь сигналов питания может работать по-разному. В варианте осуществления, формирователь сигналов питания может работать в течение приблизительно 50% полупериода сети в режиме без потерь и
20 питать нагрузку (например, светодиод или гирлянду светодиодов) очень эффективно. В течение оставшейся части полупериода сети формирователь сигналов питания может работать в известных режимах с потерями. Фактически, суммарные потери могут быть сокращены наполовину. Коэффициент мощности, в частности, повышается за счет исключения пиков тока вследствие заряда буферных конденсаторов около пика
25 (выпрямленного) напряжения питания, которые возникают в случае выпрямления напряжения питания с помощью крупного заполняющего буферного конденсатора, чтобы формировать практически неизменяющееся постоянное напряжение.

Согласно настоящему изобретению предлагается соединять емкостный накопительный модуль, например конденсатор, последовательно с выпрямительным
30 модулем, например, с преобразованием подаваемого напряжения питающей сети в постоянное напряжение, через мостовой переключающий модуль, например, переключаемую сеть, к примеру, полный мост. Дополнительно, посредством мостового переключающего модуля конденсатор может соединяться последовательно с нагрузкой. Ток нагрузки через светодиоды и формирователь сигналов питания попеременно
35 используется для того, чтобы заряжать и разряжать емкостный накопительный модуль, или пропускается вокруг емкостного накопительного модуля. Таким образом, ток нагрузки может протекать в течение 100% цикла переменного напряжения питания (например, напряжения питающей сети), что хорошо для надлежащей работы с различными типами регуляторов яркости. Переключение полярности емкостного
40 накопительного модуля может быть реализовано с помощью мостового переключающего модуля. Его распределение времени выполнено с возможностью поддерживать стабильное среднее напряжение во времени в емкостном накопительном модуле.

Здесь следует отметить, что предложенное устройство формирователя сигналов
45 питания, в общем, принимает в качестве ввода переменное напряжение питания, которое может предоставляться посредством любого преобразователя (к примеру, преобразователя, инвертора или регулятора яркости), который преобразует напряжение питающей сети переменного тока (или любое другое доступное напряжение) в требуемое

переменное напряжение питания. Конечно, также может быть возможным непосредственно использовать доступное напряжение питающей сети переменного тока в качестве переменного напряжения питания, если оно соответствует критериям для использования в качестве ввода для устройства формирователя сигналов питания, что зачастую имеет место. Следовательно, когда “напряжение питания” упоминается в данном документе, оно также может пониматься в определенных условиях как “напряжение питающей сети” или, в других вариантах осуществления, как “напряжение питающей сети после регулирования яркости”.

В предпочтительном варианте осуществления, упомянутый мостовой переключающий модуль содержит полный мост из двух путей переключателей, соединенных параллельно, содержащий два переключателя, соединенные последовательно, при этом упомянутый емкостный накопительный модуль соединяется между последовательно соединенными контактными выводами упомянутых двух параллельных путей переключателей, причем в этих последовательно соединенных контактных выводах соединяются два переключателя каждого из упомянутых двух путей переключателей. В общем, переключатели могут управляться по отдельности с тем, чтобы обеспечивать работу устройства формирователя сигналов питания в требуемом режиме.

Согласно простому варианту осуществления, упомянутый емкостный накопительный модуль содержит один конденсатор. Альтернативно, упомянутый емкостный накопительный модуль содержит два или более конденсаторов, соединенных параллельно, и упомянутый мостовой переключающий модуль выполнен с возможностью их отдельного переключения на или из упомянутого пути тока нагрузки, например, для активации требуемого числа конденсаторов и их отдельного переключения (с требуемой полярностью) на или из упомянутого пути тока нагрузки. Это позволяет выбирать действующую емкость и регулировать величину тока нагрузки, например, регулировать ток до различных значений в ходе цикла сети, чтобы предоставлять сглаженный световой выход.

В общем, в этом варианте осуществления для каждого дополнительного конденсатора может предоставляться отдельный полный мост из четырех переключателей, как упомянуто выше. Тем не менее, в намного более простом варианте осуществления достаточно того, что упомянутый мостовой переключающий модуль содержит дополнительный переключатель конденсатора в расчете на конденсатор для всех или некоторых конденсаторов, предпочтительно для всех конденсаторов за исключением первого конденсатора, причем этот дополнительный переключатель конденсатора соединяется последовательно с ассоциированным конденсатором. Альтернативно, в другом простом варианте осуществления упомянутый мостовой переключающий модуль содержит дополнительный путь переключателей в расчете на конденсатор для всех или некоторых конденсаторов, предпочтительно для всех конденсаторов за исключением первого конденсатора, соединенный параллельно с двумя путями переключателей полного моста. Простые переключатели конденсаторов этих вариантов осуществления также обеспечивают возможность требуемого задания действующей емкости, чтобы регулировать величину тока нагрузки.

Предпочтительно, устройство формирователя сигналов питания дополнительно содержит источник тока, соединенный между упомянутым выпрямительным модулем и упомянутыми контактными выводами нагрузки. Этот источник тока, в частности, является полезным в рабочем режиме, в котором емкостный накопительный модуль не используется для задания тока, но упомянутый источник тока используется для того, чтобы ограничивать ток нагрузки в режиме с потерями.

В предпочтительном варианте осуществления, может быть просто изменено направление тока через емкостный накопительный модуль, и для этого упомянутый мостовой переключающий модуль управляется с возможностью переключать упомянутый емкостный накопительный модуль на упомянутый путь тока нагрузки с первой полярностью, когда мгновенное значение выпрямленного напряжения питания выше напряжения нагрузки, и переключать упомянутый емкостный накопительный модуль на упомянутый путь тока нагрузки со второй полярностью, противоположной первой полярности, когда мгновенное значение выпрямленного напряжения питания ниже напряжения нагрузки.

В варианте осуществления, упомянутый мостовой переключающий модуль управляется с возможностью попеременно переключать упомянутый емкостный накопительный модуль на упомянутый путь тока нагрузки с первой и второй полярностью, в частности, один раз, два раза или четыре раза в течение полупериода выпрямленного напряжения питания. Переключение четное число раз в расчете на полупериод выпрямленного напряжения питания дает возможность напряжению емкостного накопительного модуля быть всегда положительным, что является предпочтительным, если вышеуказанный полный мост из четырех переключателей используется в качестве мостового переключающего модуля. Преимущество состоит в том, что однонаправленные переключатели могут быть использованы для того, чтобы реализовывать четыре переключателя полного моста, например, один диод, один n-канальный МОП-транзистор, один p-канальный МОП-транзистор и т.д. Положительное напряжение в емкостном накопительном модуле дает возможность использования дешевого электролитического конденсатора. В противном случае, требуется более крупный и более дорогой пленочный конденсатор.

В дополнительном варианте осуществления, упомянутый мостовой переключающий модуль управляется с возможностью управлять распределением времени переключения упомянутого емкостного накопительного модуля на упомянутый путь тока нагрузки с упомянутыми различными полярностями посредством времени задержки относительно переходов через нуль выпрямленного напряжения питания. Таким образом, фазы, в ходе которых различные ветви мостового переключающего модуля являются проводящими, могут сдвигаться, т.е. задерживаться или начинаться с опережением относительно цикла сети. Оптимальный выбор распределения времени зависит от того, какая цель преследуется, а также от варианта применения. Значение временной задержки может быть сформировано посредством механизма обратной связи и управления или может быть предварительно определено.

Преимущественно, упомянутый мостовой переключающий модуль управляется с возможностью переключать упомянутый емкостный накопительный модуль из упомянутого пути тока нагрузки, когда электроэнергия, накопленная в емкостном накопительном модуле, не должна использоваться для подачи питания в нагрузку. В течение этого времени емкостный накопительный модуль ни заряжается, ни разряжается. Тем не менее, распределение времени переключения может управляться таким образом, что в нагрузку по-прежнему может предоставляться достаточная энергия. Этот режим работы является, в частности, полезным в комбинации с ограничением по току без потерь. В конце этого ограничения по току без потерь конденсаторы могут оставаться заряженными до определенного уровня напряжения. Этот заряд должен сохраняться в конденсаторах вплоть до начала следующего цикла, чтобы обеспечивать начало подачи входного тока и/или подачи питания в светодиоды. Дополнительно, преимущество этого варианта осуществления состоит в том, что соотношение

максимального напряжения нагрузки и минимального напряжения нагрузки уменьшается, что помогает создавать меньше выходного светового мерцания и повышать коэффициент мощности. Кроме того, требуемое число светодиодов высокого напряжения может сокращаться, что хорошо для снижения затрат. Еще дополнительно, 5
размах напряжения конденсатора является относительно небольшим. Это превращается в более компактный конденсатор для идентичной мощности.

Еще дополнительно, в варианте осуществления упомянутой мостовой переключающий модуль управляется с возможностью заряжать упомянутый емкостный накопительный модуль до предварительно определенного напряжения, в частности, 10
предварительно определенного начального напряжения конденсатора, например, чтобы поддерживать напряжение в емкостном накопительном модуле в пределах предварительно определенных нижних и верхних пороговых напряжений конденсатора. Это, в частности, важно для того, чтобы удостовериться, что также в начальной фазе предоставляется достаточная токовая нагрузка. Кроме того, распределение времени 15
переключения предпочтительно управляется соответствующим образом для того, чтобы удостовериться. При запуске, конденсатор является пустым. Назначение последовательности запуска состоит в том, чтобы удостовериться, что конденсатор быстро заряжается приблизительно до типичного напряжения. Это означает, что непосредственно после включения ток нагрузки может сразу быть использован для 20
того, чтобы заряжать конденсатор, но нельзя гарантировать, что сразу формируется свет, поскольку это требует того, чтобы напряжение нагрузки было, по меньшей мере, не меньше прямого напряжения самой короткой гирлянды светодиодов. Если последовательность запуска задается как время между включением переключателя питания и временем, когда достигается равновесие, то в ходе первой части 25
последовательности запуска непрерывный световой выход еще не предоставляется, в то время как в ходе последней части непрерывный световой выход предоставляется (хотя может быть с неправильной абсолютной величиной). Здесь, “непрерывный” следует понимать как означающий “во всем полуволновом цикле сети”.

Предпочтительно, упомянутые переключатели реализованы как двунаправленные 30
или однонаправленные переключатели, в частности, содержащие один или более р-канальных МОП-транзисторов, n-канальных МОП-транзисторов или диодов. Обе альтернативы имеют свое преимущество и, в общем, выбираются в зависимости от требуемого варианта применения и реализации. Конечно, также могут быть использованы другие элементы, к примеру, NPN- или PNP-транзисторы, IGBT или другие 35
реализации переключателя.

Например, в практической реализации упомянутые переключатели реализуются посредством двунаправленных переключателей, и двунаправленный переключатель реализуется посредством двух антипоследовательно соединенных n-канальных МОП-транзисторов высокого напряжения, имеющих контактный вывод общего затвора и 40
контактный вывод общего истока. В альтернативной практической реализации, упомянутые переключатели реализуются посредством однонаправленных переключателей, и однонаправленный переключатель реализуется посредством одного транзистора, например, транзистора высокого напряжения или диода, если применимо.

В дополнительном варианте осуществления, упомянутый мостовой переключающий 45
модуль управляется с возможностью переключать упомянутый емкостный накопительный модуль таким образом, что локальные минимальные значения напряжения нагрузки в расчете на полуволновое выпрямленного напряжения питания практически равны. В практической реализации, предпочтительно, например, чтобы

напряжение нагрузки вообще не опускалось ниже минимального уровня, требуемого для того, чтобы формировать достаточный свет. Этот уровень зависит от того, как реализуется нагрузка гирлянд светодиодов плюс формирователя сигналов питания. Например, если требуется иметь возможность прямо смещать, по меньшей мере, две гирлянды светодиодов на 66 В, то необходимо минимальное напряжение нагрузки порядка 134 В (2*66 В и некоторый запас напряжения (например, 2 В) для формирователя сигналов питания источника тока). Поскольку прямое напряжение гирлянды светодиодов зависит от температуры, уровня тока, а также показывает разброс при изготовлении, абсолютный уровень напряжения не может быть задан. Альтернативный критерий в таком случае заключается в том, чтобы гарантировать достаточный ток, по меньшей мере, в двух (или в другом числе) светодиодах высокого напряжения. Дополнительно, этот вариант осуществления представляет собой оптимизированное управление согласно временной синхронизации конденсатора, приводящее к более симметричной форме сигнала, что является преимущественным для повышения электрической эффективности.

В общем, для управления переключателями упомянутого мостового переключающего модуля предоставляется надлежащее средство управления. Упомянутое средство управления, в общем, реализуется посредством элементов, например, посредством процессора или специализированных аппаратных средств, и выполнено с возможностью выполнения задач, которые необходимы согласно соответствующему варианту применения и реализации, таких как измерение и сравнение напряжений и/или токов, сохранение состояния тока, другой режим работы при восходящем наклоне напряжения питающей сети по сравнению с нисходящим наклоном, регулирование распределения времени для приведения в действие шунтирования частей гирлянды светодиодов, предоставление непрерывного входного тока, регулирование действующей накопительной емкости, чтобы сглаживать световой вывод или гармоники, и т.д.

Согласно предпочтительным вариантам осуществления настоящего изобретения, обеспечиваются преимущественные схемы и способы управления переключателем, которые уменьшают напряжения на мостовых узлах упомянутого мостового переключающего модуля при поддержании их положительными в любом случае без существенного изменения ситуации для нагрузки. Эти способы управления задают то, в какие моменты времени и в какой последовательности, соответственно, переключатели переключаются между разомкнутым и замкнутым состоянием.

Дополнительно, обеспечиваются способы управления переключателем, которые обеспечивают больший диапазон значений последовательного конденсатора, приводят к меньшему числу сбоев, имеют лучшую совместимость с регуляторами яркости со срезанием фазы и исключают избыточный заряд переключаемого последовательного конденсатора и слишком высокие узловое напряжения.

Краткое описание чертежей

Эти и другие аспекты изобретения должны стать очевидными и истолковываться со ссылкой на вариант(ы) осуществления, описанные ниже в данном документе. На следующих чертежах:

Фиг. 1 показывает принципиальную схему первого варианта осуществления для устройства формирователя сигналов питания согласно настоящему изобретению,

Фиг. 2 показывает принципиальную схему второго варианта осуществления для устройства формирователя сигналов питания согласно настоящему изобретению,

Фиг. 3 показывает примерные формы сигналов для первого режима работы,

Фиг. 4 показывает принципиальную схему для тестовой схемы устройства

формирователя сигналов питания согласно настоящему изобретению,

Фиг. 5 показывает примерные формы сигналов напряжений в тестовой схеме для первых настроек,

5 Фиг. 6 показывает примерные формы сигналов напряжений в тестовой схеме для вторых настроек,

Фиг. 7 показывает примерные формы сигналов напряжений в тестовой схеме для третьих настроек,

Фиг. 8 показывает примерные формы сигналов напряжений в тестовой схеме для четвертых настроек,

10 Фиг. 9 показывает примерные формы сигналов напряжений в тестовой схеме для пятых настроек,

Фиг. 10 показывает примерные формы сигналов для напряжений в тестовой схеме для шестых настроек,

15 Фиг. 11 показывает примерные формы сигналов для напряжений в тестовой схеме для седьмых настроек,

Фиг. 12 показывает примерные формы сигналов для напряжений в тестовой схеме для восьмых настроек,

Фиг. 13 показывает принципиальную схему третьего варианта осуществления для устройства формирователя сигналов питания согласно настоящему изобретению,

20 Фиг. 14 показывает формы сигналов напряжений и токов на схеме, показанной на Фиг. 13,

Фиг. 15 показывает варианты осуществления емкостного накопительного модуля для использования в устройстве формирователя сигналов питания согласно настоящему изобретению,

25 Фиг. 16 показывает управляющие сигналы для управления переключателями S_2 и S_3 в варианте осуществления мостового переключающего модуля устройства формирователя сигналов питания, показанного на Фиг. 1,

30 Фиг. 17 показывает формы сигналов выпрямленного напряжения питания и результирующего напряжения нагрузки для управляющих сигналов, показанных на Фиг. 16,

Фиг. 18 показывает управляющие сигналы для управления переключателями S_2 и S_3 в варианте осуществления мостового переключающего модуля устройства формирователя сигналов питания, показанного на Фиг. 1,

35 Фиг. 19 показывает формы сигналов выпрямленного напряжения питания и результирующего напряжения нагрузки, и напряжения конденсатора для управляющих сигналов, показанных на Фиг. 18,

Фиг. 20 показывает примерную реализацию устройства формирователя сигналов питания, показанного на Фиг. 13,

40 Фиг. 21 показывает примерную реализацию устройства формирователя сигналов питания, показанного на Фиг. 1,

Фиг. 22 показывает нормализованное гарантированное напряжение x в качестве функции от нормализованного размаха d напряжения конденсатора,

45 Фиг. 23 показывает формы сигналов напряжений при использовании первого способа управления переключением,

Фиг. 24 показывает формы сигналов напряжений при использовании второго способа управления переключателем,

Фиг. 25 показывает формы сигналов напряжений при использовании третьего способа

управления переключателем,

Фиг. 26 показывает вариант осуществления схемы управления для реализации третьего способа управления переключателем,

5 Фиг. 27 показывает формы сигналов различных напряжений и логических сигналов с использованием третьего способа управления переключателем,

Фиг. 28 показывает формы сигналов различных сигналов, иллюстрирующих режим работы при запуске в течение первых 100 мс при использовании третьего способа управления переключателем,

10 Фиг. 29 показывает формы сигналов напряжений при использовании четвертого способа управления переключателем,

Фиг. 30 показывает схему состояний четвертого способа управления переключателем, в котором условия утверждаются с точки зрения напряжений,

Фиг. 31 показывает схему состояний четвертого способа управления переключателем, в котором условия утверждаются с точки зрения логических сигналов,

15 Фиг. 32 показывает схему состояний четвертого способа управления переключателем с дополнительными состояниями,

Фиг. 33 показывает вариант осуществления схемы управления для реализации четвертого способа управления переключателем,

20 Фиг. 34 показывает формы сигналов различных напряжений и логических сигналов с использованием первой разновидности четвертого способа управления переключателем в случае относительно небольшого значения последовательного конденсатора,

Фиг. 35 показывает формы сигналов различных напряжений и логических сигналов с использованием первой разновидности четвертого способа управления переключателем в случае относительно большого значения последовательного конденсатора,

25 Фиг. 36 показывает формы сигналов различных напряжений и логических сигналов с использованием второй разновидности четвертого способа управления переключателем в случае относительно большого значения последовательного конденсатора,

30 Фиг. 37 показывает формы сигналов различных напряжений и логических сигналов с использованием третьей разновидности четвертого способа управления переключателем в случае относительно небольшого значения последовательного конденсатора, и

35 Фиг. 38 показывает формы сигналов различных напряжений и логических сигналов с использованием третьей разновидности четвертого способа управления переключателем в случае относительно большого значения последовательного конденсатора.

Подробное описание изобретения

40 Фиг. 1 показывает первый вариант осуществления для устройства 1 формирователя сигналов питания (также называемого схемой формирователя сигналов питания) для возбуждения нагрузки 100, в частности, блока светодиодов, содержащего один или более светодиодов, согласно настоящему изобретению. Упомянутое устройство 1 формирователя сигналов питания содержит выпрямительный модуль 10 для формирования выпрямленного напряжения V_R питания посредством выпрямления принимаемого переменного напряжения V_S питания, которое в этом варианте
45 осуществления подается посредством (внешнего) регулятора 200 яркости, соединенного с (внешним) источником 300 напряжения питающей сети, предоставляющим напряжение V_{mains} питающей сети. Напряжение V_L возбуждения для возбуждения нагрузки 100

предоставляется в паре контактных выводов 20 нагрузки. Емкостный накопительный модуль 30 соединяется между выпрямительным модулем 10 и нагрузкой 100 для накопления электроэнергии, предоставленной посредством выпрямительного модуля 10, и предоставления электроэнергии в нагрузку 100. Мостовой переключающий модуль 40 соединяется между выпрямительным модулем 10 и нагрузкой 100 для переключения емкостного накопительного модуля 30 на путь тока нагрузки из выпрямительного модуля 10 в нагрузку 100 с требуемой полярностью и для переключения емкостного накопительного модуля 30 из упомянутого пути тока нагрузки.

В варианте осуществления, показанном на Фиг. 1, выпрямительный модуль 10 реализуется посредством полномостового диодного выпрямителя из четырех диодов $D_1...D_4$, емкостный накопительный модуль 30 реализуется посредством одного конденсатора C , и мостовой переключающий модуль 40 реализуется посредством полномостовой схемы из четырех переключателей $S_1...S_4$, охватывающих упомянутый конденсатор C , и соединяется последовательно с нагрузкой 100. Дополнительно, для управления переключателями упомянутого мостового переключающего модуля 40 (и для управления другими компонентами при необходимости) предпочтительно предоставляется модуль 60 управления (хотя это явно не показывается во всех чертежах).

На Фиг. 1 нагрузка 100 представлена посредством простого символа резистора, но согласно настоящему изобретению, любой тип линейной или нелинейной нагрузки может быть возбужден посредством устройства 1 формирователя сигналов питания. В качестве примера нелинейной нагрузки, Фиг. 2 показывает нагрузку 100' в виде гирлянды светодиодов с отводами. Упомянутая нагрузка 100' в виде гирлянды светодиодов с отводами содержит несколько гирлянд $L_1...L_6$ светодиодов высокого напряжения, соединенных последовательно, и один или более управляемых источников $J_1...J_3$ тока, соединенных с различными узлами (отводами) упомянутой нагрузки 100' в виде гирлянды светодиодов. Эти управляемые источники $J_1...J_3$ тока обеспечивают то, что в зависимости от мгновенного значения напряжения V_L нагрузки, в большее или меньшее число светодиодов высокого напряжения из упомянутых нескольких светодиодов $L_1...L_6$ высокого напряжения предоставляется ток. Это позволяет предоставлять различные значения тока для различных источников $J_1...J_3$ тока.

Дополнительно, в этом варианте осуществления, напряжение V_S питания предоставляется в параллельной схеме из переменного резистора 400 и конденсатора 500, соединенной параллельно с последовательным соединением источника 300 напряжения питающей сети и регулятора 200 яркости.

В этих вариантах осуществления, напряжение V_L нагрузки, подаваемое в нагрузку 100 или 100', является суммой выпрямленного напряжения V_R питания, сформированного посредством мостового выпрямителя 10 напряжения питающей сети, и (переключаемого) V_C напряжения последовательного конденсатора, сформированного посредством энергонакопительного конденсатора C и мостового переключающего модуля 40. В принципе, переключатели S_1 и S_4 замыкаются, или переключатели S_2 и S_3 , замыкаются, или переключатели S_1 и S_3 замыкаются, или переключатели S_2 и S_4 замыкаются.

Синхронное замыкание переключателей S_1 и S_2 или переключателей S_3 и S_4 не считается полезным для обычного режима работы. При условии, что ток протекает через нагрузку 100, он также протекает через полномостовой выпрямитель 10 напряжения питающей сети. При условии, что его значение выше удерживающего тока регулятора яркости,

исключаются проблемы инициирования регулятора яркости, и делитель напряжения (как, например, описано в WO 2011/013060 A) не требуется. Распределение времени мостового переключающего модуля 40 должно управляться таким образом, что ток I_L нагрузки может продолжать протекать в течение 100% времени, таким образом, также и во время перехода через нуль напряжения питающей сети. Это требует того, чтобы напряжение V_L нагрузки оставалось выше минимального напряжения гирлянды для гирлянды линейных формирователей сигналов питания с отводами, которое составляет, например, 48 В или 64 В. Таким образом, светодиоды формируют свет в течение 100% времени, что хорошо для уменьшения светового мерцания.

Хотя нагрузка 100 может быть сконструирована таким образом, что ток нагрузки продолжает протекать, когда напряжение нагрузки ниже минимального напряжения гирлянды, это, в общем, не считается полезным, поскольку световой выход не может быть сформирован после этого, что приводит к световому мерцанию. Это, в частности, истинно в комбинации с крупным громоздким конденсатором. В комбинации с небольшим конденсатором в версии без потерь, а также для того, чтобы обеспечивать возможность электрического тока сразу после включения питания, сокращение нагрузки является полезной.

Примерный набор форм сигналов для варианта осуществления для устройства 1 формирователя сигналов питания, показанного на Фиг. 2, показывается на Фиг. 3. Выпрямленное напряжение V_R питания достигает пикового значения $230 \text{ В} \cdot \sqrt{2} = 325 \text{ В}$. Фиг. 3 дополнительно показывает напряжение V_L нагрузки, которое может достигаться посредством варианта осуществления для устройства 1 формирователя сигналов питания, и напряжение V_{LED} гирлянды светодиодов $L_1 \dots L_6$. Можно видеть, что, по меньшей мере, один светодиод высокого напряжения всегда является проводящим и испускает свет. За счет этого питаются вплоть до четырех светодиодов высокого напряжения. Дополнительные сведения предоставлены ниже.

Как можно видеть, коэффициент мощности повышается. При условии нагрузки при неизменяющемся постоянном токе, форма сигнала входного тока напоминает переменную квадратную волну. Поскольку зарядный и разрядный ток конденсатора равен току нагрузки, дополнительным преимуществом является значительное сокращение повторяющегося пика в форме сигнала входного тока, что является предпочтительным для регуляторов яркости на основе симистора.

Работа поясняется подробнее в отношении тестовой схемы, проиллюстрированной на Фиг. 4. В этом примере, нагрузка представляется посредством источника 110 тока с фиксированным значением I_L . Предполагается, что регулятор яркости не присутствует. Напряжение V_{mains} питающей сети предположительно равно 230 В RMS, 50 Гц. Ток I_L нагрузки предположительно равен 50 мА. В этом примере с неизменяющимся постоянным током, мостовой переключающий модуль 40 должен переключаться с 50%-ным рабочим циклом, чтобы поддерживать среднее напряжение V_C конденсатора постоянным во времени.

При условии, что требуются повторяющиеся формы сигналов, может быть выполнен выбор того, сколько раз мостовой переключающий модуль 40 переключается в расчете на полцикл питания. Для простоты пояснения, предоставляемого в данном документе, нижеприведенное пояснение ограничено переключением один или два раза, или четыре раза в расчете на полцикл питания.

Ссылаясь на Фиг. 4, в первом примере предполагается, что мостовой переключающий

модуль 40 переключается два раза в расчете на полупериод питания, т.е. каждые 5 мс. Последовательный конденсатор С предположительно имеет значение 10 мкФ. Размах напряжения конденсатора в таком случае составляет $\Delta V_C = J_L * \Delta t / C = 50 \text{ мА} * 5 \text{ мс} / 10 \text{ мкФ} = 25 \text{ В}$. Когда среднее напряжение конденсатора выбирается равным 100 В, и мостовой переключатель модуль 40 переключается в $t_1 = 2,5 \text{ мс}$ и в $t_2 = 7,5 \text{ мс}$ (что приводит к 50%-ому рабочему циклу), напряжения являются такими, как показано на Фиг. 5.

Фиг. 5 показывает выпрямленное напряжение V_R питания, напряжение V_C конденсатора и напряжение V_L нагрузки. Первоначально, конденсатор С разряжается посредством тока нагрузки около перехода через нуль напряжения питающей сети. Поскольку среднее напряжение конденсатора выбирается не меньше 100 В, минимальное напряжение конденсатора по-прежнему составляет $V_{C,\min} = 87,5 \text{ В}$. Мостовой переключатель модуль 40 переключается в $t_1 = 2,5 \text{ мс}$, и поскольку конденсатор С заряжается посредством идентичного тока нагрузки до $t_2 = 7,5 \text{ мс}$, мостовой переключатель модуль 40 переключается снова. Конденсатор С за счет этого заряжается около пикового значения выпрямленного напряжения питания. При этих обстоятельствах, минимальное напряжение нагрузки составляет $V_{L,\min} = 100 \text{ В}$, что достигается при переходе через нуль напряжения питающей сети. Максимальное напряжение нагрузки составляет $V_{L,\max} = 343 \text{ В}$, что превышает пиковое напряжение питающей сети. Это максимальное значение достигается непосредственно после переключения в $t_2 = 7,5 \text{ мс}$.

Посредством временной задержки немного более +0,5 мс формы сигналов изменяются на формы сигналов, показанные на Фиг. 6. Минимальное напряжение конденсатора теперь немного уменьшается до $V_{C,\min} = 85 \text{ В}$, тогда как максимальное напряжение уменьшено до 110 В, так что среднее напряжение конденсатора немного уменьшено до 97,5 В. При этих обстоятельствах, минимальное напряжение нагрузки составляет $V_{L,\min} = 81,2 \text{ В}$, что достигается непосредственно перед переключением в $t_2 = 8 \text{ мс}$. Максимальное напряжение нагрузки составляет $V_{L,\max} = 348 \text{ В}$, что снова превышает пиковое напряжение питающей сети. Это максимальное значение достигается непосредственно перед переключением в $t_1 = 3 \text{ мс}$.

Если начальное напряжение конденсатора затем изменяется на 120 В, формы сигналов изменяются на формы сигналов по фиг 7. Минимальное напряжение конденсатора теперь изменяется на $V_{C,\min} = 105 \text{ В}$. При этих обстоятельствах, минимальное напряжение нагрузки составляет $V_{L,\min} = 61,2 \text{ В}$, что достигается непосредственно перед переключением в $t_2 = 8 \text{ мс}$. Максимальное напряжение нагрузки составляет $V_{L,\max} = 368 \text{ В}$, что снова превышает пиковое напряжение питающей сети. Это максимальное значение достигается непосредственно перед переключением в $t_1 = 3 \text{ мс}$.

В общем, начальное напряжение конденсатора по всей вероятности должно составлять (близко к) нуль вольт, например, когда устройство формирователя сигналов питания не соединено с напряжением питания в течение очень долгого времени. Когда конденсатор вообще не имеет либо имеет пренебрежимо малый или слишком низкий заряд, трудно реализовывать общую идею предложенного изобретения, которая заключается в том, чтобы удостовериться, что нагрузка питается с помощью достаточно высокого напряжения нагрузки во всем цикле питания, чтобы иметь возможность формировать свет во всем цикле питания и обеспечивать то, что ток питания протекает

в течение всего цикла питания (в числе прочего для совместимости регулятора яркости). Следовательно, предпочтительно добавляется последовательность запуска.

В последовательности запуска распределение времени различных переключателей в мостовом переключающем модуле вокруг конденсатора отличается от последовательности, когда достигается равновесие. Первоначально, распределение времени переключателя выбирается таким образом, что конденсатор заряжается до большего значения, чем разряжается, до тех пор, пока напряжение конденсатора не будет достаточно высоким для того, чтобы формировать световой выход во всем цикле питания. Это подразумевает, что различные циклы заряда, в ходе которых переключатели S_1 и S_4 замыкаются первоначально, длятся дольше циклов разряда, в ходе которых переключатели S_2 и S_3 замыкаются, например, посредством полного опускания режима разряда первоначально.

Распределение времени и начальное напряжение конденсатора также могут выбираться таким образом, что три локальных минимальных значения в расчете на полупериод питания напряжения конденсатора равны, как показано на Фиг. 8. Минимальное напряжение конденсатора теперь изменяется на $V_{C,min}=103$ В. При этих обстоятельствах, минимальное напряжение нагрузки составляет $V_{L,min}=114,4$ В и возникает три раза в расчете на полупериод питания: непосредственно после переключения в $t_1=2,327$ мс, непосредственно перед переключением в $t_2=7,327$ мс и при переходе через нуль напряжения питающей сети. Максимальное напряжение нагрузки составляет $V_{L,max}=370$ В, что превышает пиковое напряжение питающей сети.

Вышеприведенные примеры четко показывают, что (кроме случаев, когда напряжение питающей сети не присутствует, или когда оно присутствует, непосредственно после запуска) напряжение нагрузки вообще не достигает нулевого значения. Минимальное значение может выбираться равным, по меньшей мере, десяткам вольт. С другой стороны, максимальное значение напряжения нагрузки, значительно превышающее пиковое напряжение питающей сети, не является приемлемым, поскольку оно может требовать дополнительного светодиода высокого напряжения для того, чтобы поддерживать отдачу мощности достаточно высокой, что увеличивает затраты.

Переключение два раза в расчете на полупериод питания дает возможность напряжению конденсатора быть всегда положительным, что является приемлемым для реализации мостового переключающего модуля 40. Переключатели $S_1...S_4$ предпочтительно требуют способности к запирающему однополярному напряжению. Например, S_1 и S_4 могут быть реализованы с помощью диодов высокого напряжения. Переключатель S_2 может быть реализован с помощью n-канального МОП-транзистора высокого напряжения, и переключатель S_3 может быть реализован с помощью p-канального МОП-транзистора высокого напряжения.

Как пояснено выше, также может быть выполнен выбор для того, чтобы переключать мостовой переключающий модуль 40 на Фиг. 4 только один раз в расчете на полупериод питания. Это означает, что на частоте напряжения питающей сети в 50 Гц конденсатор разряжается в течение 10 мс и заряжается в течение следующих 10 мс. В течение половины цикла питания (10 мс при 50 Гц) напряжение V_L нагрузки представляет собой выпрямленное напряжение V_R питания минус напряжение V_C конденсатора, а в течение следующих 10 мс напряжение V_L нагрузки представляет собой выпрямленное напряжение V_R питания плюс напряжение V_C конденсатора. Чтобы гарантировать,

что формы сигналов в различных полуциклах питания являются идентичными, напряжение конденсатора в среднем предпочтительно является нулевым. Это представляет собой важное отличие относительно случая переключения мостового переключающего модуля 40 четное число раз в расчете на полуцикл питания, в котором среднее напряжение конденсатора может выбираться свободно. В общем, переключение нечетное число раз в расчете на полуцикл питания и необходимость того, чтобы формы сигналов в различных полуциклах питания были идентичными, приводит к такому требованию, чтобы напряжение конденсатора в среднем было нулевым.

Напряжение конденсатора, которое в среднем является нулевым, является менее приемлемым для реализации мостового переключающего модуля 40, поскольку переключатели $S_1...S_4$ предпочтительно требуют способности к запирающему биполярного напряжения. Переключатели $S_1...S_4$ предпочтительно являются четырехквadrантными переключателями и могут, например, быть реализованы с использованием двух антипоследовательно соединенных n-канальных МОП-транзисторов высокого напряжения (общий затвор и общий исток). Поскольку сложность в некоторой степени выше сложности в другом случае, он лучше подходит для монолитной интеграции, чем для реализации с дискретными компонентами.

Тем не менее, весьма вероятно, что среднее напряжение конденсатора равно (близко к) нулю. Это является менее приемлемым для реализации мостового переключающего модуля, поскольку переключатели в таком случае требуют способности к запирающему биполярного напряжения, что означает то, что они должны иметь возможность быть непроводящими с положительным напряжением через контактные выводы, но также и быть непроводящими с отрицательным напряжением между контактными выводами. В силовой электронике это обычно описывается как четырехквadrантный переключатель. Такой двунаправленный или четырехквadrантный переключатель может, например, быть реализован с использованием двух антипоследовательно соединенных (например, n-канальных МОП) транзисторов (общий затвор и общий исток). Поскольку сложность двунаправленного переключателя со схемой управления выше сложности однонаправленного переключателя (который может быть реализован с помощью одного транзистора), и он занимает большую активную площадь кремниевого кристалла, чем однонаправленный переключатель (чтобы достигать идентичного эквивалентного сопротивления включения между контактными выводами переключателя, реализация двунаправленного переключателя требует в четыре раза большей активной площади кремниевого кристалла), случай, в котором требуются двунаправленные переключатели, лучше подходит для монолитной интеграции, чем для реализации с использованием дискретных (отдельных) транзисторов.

Чтобы гарантировать минимальное напряжение нагрузки в несколько десятков вольт, можно понимать, что конденсатор C имеет гораздо меньшее значение, чем в предыдущем случае (10 мкФ). В нижеприведенных примерах, выбирается значение в 2,2 мкФ. Вследствие переменной полярности напряжения конденсатора, конденсатор C не может иметь электролитический тип, так что предпочтительно выбирается неэлектролитический тип, такой как, например, пленочный конденсатор, который, в общем, имеет больший срок эксплуатации, чем электролитический конденсатор.

При 2,2 мкФ размах напряжения конденсатора составляет $\Delta V_C = I_L * \Delta t / C = 50 \text{ мА} * 10 \text{ мс} / 2,2 \text{ мкФ} = 227 \text{ В}$. Фиг. 9 показывает формы сигналов, когда мостовой переключающий модуль 40 переключается в $t_1 = 7,5 \text{ мс}$ в каждом полуцикле питания, и среднее напряжение конденсатора является нулевым. Минимальное напряжение конденсатора составляет

$V_{C,\min}=-114$ В, а максимальное напряжение конденсатора составляет $V_{C,\max}=114$ В. Первоначально, конденсатор С разряжается посредством тока I_L нагрузки в 50 мА. После переключения мостового переключающего модуля 40 в $t_1=7,5$ мс конденсатор
 5 С заряжается посредством идентичного тока I_L нагрузки до половины цикла питания позднее в $t_1=17,5$ мс, когда мостовой переключающий модуль 40 переключается снова. При этих обстоятельствах, минимальное напряжение нагрузки составляет $V_{L,\min}=56,8$ В, т.е. при переходе через нуль напряжения питающей сети. Максимальное напряжение
 10 нагрузки составляет $V_{L,\max}=344$ В, что превышает пиковое напряжение питающей сети. Это достигается непосредственно после переключения в $t_1=7,5$ мс.

Когда распределение времени задерживается на 1 мс до $t_1=8,5$ мс, формы сигналов изменяются на формы сигналов по фиг 10. Теперь минимальное напряжение нагрузки составляет $V_{L,\min}=45$ В, что достигается непосредственно перед переключением в $t_1=7,5$
 15 мс. Максимальное напряжение нагрузки составляет $V_{L,\max}=299$ В, что не превышает пиковое напряжение питающей сети. Это достигается в $t=4,3$ мс.

Распределение времени также может выбираться таким образом, что локальные минимальные значения в расчете на полупериод питания напряжения конденсатора равны. Чтобы достигать этой цели в примере, представленном выше, мостовой переключающий
 20 модуль 40 должен переключаться в $t_1=8,088$ мс, и напряжения являются такими, как показано на Фиг. 11. Минимальное напряжение нагрузки составляет $V_{L,\min}=70,2$ В, что достигается непосредственно перед переключением в $t_1=8,088$ мс и при переходе через нуль напряжения питающей сети. Максимальное напряжение нагрузки составляет
 25 $V_{L,\max}=297$ В, что не превышает пиковое напряжение питающей сети. Это достигается непосредственно после переключения в $t_1=8,088$ мс.

При условии, что напряжение гирлянды светодиода высокого напряжения в $I_L=50$ мА составляет $V_{LED}=65$ В, можно видеть, что форма сигнала напряжения нагрузки
 30 вышеуказанного Фиг. 11 дает возможность, по меньшей мере, одному светодиоду высокого напряжения излучать свет в течение 100% времени, как показано на Фиг. 12, показывающем напряжение V_{LED} гирлянды светодиодов. Можно видеть, что, по меньшей мере, один светодиод высокого напряжения всегда является проводящим и испускает свет. За счет этого питаются вплоть до четырех светодиодов высокого
 35 напряжения. (Всегда положительная) разность между напряжением V_L нагрузки и напряжением V_{LED} гирлянды светодиодов является напряжением V_{CS} , чтобы смещать источник тока на 50 мА.

В двух примерах, предоставленных выше, при переключении один или два раза в расчете на полупериод питания, ток нагрузки предположительно является постоянным.
 40 Это упрощает вычисления и составление иллюстративных чертежей, но следует отметить, что это вообще необязательно согласно настоящему изобретению, и ток нагрузки также может варьироваться.

Дополнительно, выше также предполагается, что регулятор яркости отсутствует, но это также необязательно согласно настоящему изобретению. Напротив, настоящее
 45 изобретение преимущественно служит для того, чтобы исключать такие проблемы с регуляторами яркости, как многократное иницирование регуляторов яркости на основе симистора, посредством гарантирования того, что в течение 100% времени ток нагрузки проводится посредством ветвей питающей сети, в которых соединяется регулятор

яркости, и удостовериться, что ток нагрузки превышает удерживающий ток регулятора яркости.

Большинство регуляторов яркости срезает фазу формы сигнала напряжения питающей сети, в переднем фронте или в заднем фронте, чтобы регулировать световой выход. Для светодиодов это означает то, что должен быть уменьшен рабочий ток. Поскольку двухполупериодное выпрямленное напряжение V_R питания после регулирования яркости доступно, схема может использовать это входное напряжение со срезанием фазы и выводить задание тока пропорционально вычисленному контенту RMS (среднему контенту или чему-либо аналогичному) формы входного сигнала. Альтернативно, могут быть реализованы другие характеристики регулирования яркости, описывающие преобразование из угла среза фазы регулятора яркости в настройку тока нагрузки или настройку выходной мощности.

Следует также отметить, что распределение времени мостового переключающего модуля 40 должно быть адаптировано, чтобы справляться с нагрузками, которые проводят токи, отличные от неизменяющегося постоянного тока, либо когда регулятор яркости соединяется в ветвях сети.

Как пояснено выше, согласно аспекту настоящего изобретения, предлагается способ переключаемого емкостного ограничения по току. Конденсатор или, если обобщать, емкостный модуль переключения может переключаться на путь тока нагрузки. Через окружающие переключатели (например, реализованные посредством ИС с двунаправленными аналоговыми CMOS-переключателями или с дискретными MOSFET-транзисторами или биполярными транзисторами), действующая полярность конденсатора может задаваться положительной или отрицательной, или конденсатор может обходиться. Когда мгновенное значение напряжения питания выше напряжения нагрузки, избыточное напряжение используется для того, чтобы заряжать конденсатор. Когда мгновенное значение напряжения питания ниже напряжения нагрузки, (ранее заряженный) конденсатор соединяется с противоположной полярностью, следовательно, повышая напряжение таким образом, что нагрузка может работать. Конденсатор, например, может обходиться, когда изменение напряжения нагрузки в конденсаторе не требуется. Использование конденсатора для того, чтобы накапливать и высвободить избыточное напряжение (и энергию), повышает эффективность всей системы по сравнению с ограничением по току с потерями, используемым обычно.

Фиг. 13 показывает блок-схему другого варианта осуществления для устройства 2 формирователя сигналов питания согласно настоящему изобретению. Здесь, в качестве нагрузки используется гирлянда светодиодов с регулируемым прямым напряжением (здесь представлена посредством гирлянды светодиодов с отводами с 1, 2 или 3 светодиодами L_1 , L_2 , L_3 , последовательно управляемыми посредством переключателей S_5 , S_6). Хотя один символ светодиода используется для L_1 , L_2 и L_3 , может быть несколько отдельных или интегрированных светодиодных переходов, соединенных последовательно или параллельно, используемых для того, чтобы реализовывать любой из L_1 , L_2 и L_3 . Для более высокой свободы при задании напряжения нагрузки, может быть использован третий переключатель для шунтирования светодиода L_1 и необязательно управления напряжением нагрузки как равным $V_L=0$. Дополнительно, в дополнение к варианту осуществления для устройства 1 формирователя сигналов питания, дополнительный источник 50 тока предоставляется последовательно между модулем выпрямления 10 и нагрузкой 100. Эта компоновка дает возможность:

- возбуждения тока I_L в светодиодах в одном направлении в конденсаторе C , когда

S_1 и S_4 замыкаются,

- возбуждения тока I_L в светодиодах в противоположном направлении в конденсаторе C , когда S_2 и S_3 замыкаются, и

5 - пропускания тока I_L в светодиодах посредством конденсатора C посредством замыкания S_4 , S_2 или S_3 , S_1 , в то время как конденсатор C не принимает зарядный или разрядный ток; это состояние является, в частности, полезным, когда переключаемый конденсатор C не используется, а источник 50 тока используется для того, чтобы ограничивать ток в светодиодах в режиме с потерями. Конденсатор C остается
10 заряженным (т.е. чтобы имеет некоторую энергию, накопленную для следующей фазы повышения напряжения), в то время как ток I_L нагрузки пропускается посредством компоновки.

Наряду с направлением I_L в конденсаторе C , также задается действующая полярность
15 напряжения конденсатора в устройстве 2 формирователя сигналов питания. Конденсатор C может “суммировать” или “вычитать” свое напряжение конденсатора из полного контура.

В течение цикла напряжения питания абсолютное мгновенное значение напряжения
20 V_S питания не равно напряжению V_L нагрузки (реализованному посредством прямого напряжения светодиодной нагрузки) большую часть времени. В линейном формирователе сигналов питания с потерями может быть выбрано задание светодиодной нагрузки, которое приводит к V_L ниже абсолютного мгновенного значения напряжения питания, и разность в напряжении может падать в источнике тока/резисторе с потерями. Например, Фиг. 12 показывает напряжение V_{CS} , которое является падением напряжения
25 в источнике тока в другом варианте осуществления. Это падение напряжения в значительной степени определяет потери в формирователе сигналов питания. Следует отметить, что система, из которой извлекаются формы сигналов на Фиг. 12, уже содержит емкостный модуль переключения, но он имеет размеры и управляется по-
другому по сравнению с вариантом осуществления, описанном далее.

30 За счет введения конденсатора C с переключаемой полярностью этот конденсатор C может быть использован для того, чтобы “потреблять” разность в напряжении. Поскольку конденсатор C может накапливать энергию, позднее конденсатор C может “высвободить” свое напряжение и энергию в нагрузку. В отличие от источника 50
35 тока с потерями, конденсатор C имеет лучшую эффективность, а также может повышать напряжение. При условии, что ток ограничивается посредством конденсатора меньшим значением, чем фактический текущий запрограммированный уровень тока источника 50 тока, источник 50 тока остается в насыщенном режиме.

В таком случае, не возникает значительное падение напряжение в источнике 50 тока, и не возникают значительные потери, ассоциированные с этим источником тока.

40 При переключении между состоянием потребления и высвобождения надлежащим образом, ток I_L нагрузки может управляться (так, что источник 50 тока не должен ограничивать ток), и нагрузка 100 может питаться от формы сигнала выпрямленного напряжения питания фактически без потерь, по меньшей мере, в течение части времени. В частности, в течение восходящего наклона напряжения питания (от 0 почти до 90°
45 каждого полупериода), конденсатор C может быть использован в качестве основного “формирователя сигналов питания без потерь” для нагрузки 100. В течение остальной части периода конденсатор C обходится, и обычный источник 50 тока (с потерями) управляет/ограничивает током I_L нагрузки.

Альтернативно, посредством использования модуля конденсатора с выбираемой емкостью, одно задание емкости может использоваться для режима возбуждения без потерь, тогда как другое задание емкости может использоваться для рабочих режимов согласно вышеописанным вариантам осуществления изобретения.

5 При усреднении по всему циклу питания ~50% времени формирователь сигналов питания без потерь может быть активным, в то время как ~50% времени используется “обычный” формирователь сигналов питания с потерями.

Режим работы устройства формирователя сигналов питания согласно настоящему изобретению вычислен посредством использования схемы моделирования, как показано на Фиг. 20б, иллюстрирующей примерную реализацию 2' устройства 2 формирователя сигналов питания, показанного на Фиг. 13. В этой реализации, стабилитроны $D_1...D_6$ моделируют гирлянды светодиодов высокого напряжения. В этой реализации, источник V_1 напряжения управляет управляемым по времени шунтированием второго сегмента (D_3, D_4) светодиодов, источник V_2 напряжения управляет управляемым по времени

15 шунтированием третьего сегмента (D_5, D_6) светодиодов. Первый сегмент (D_1, D_2) не шунтируется в этом примере. Необязательно, дополнительный источник напряжения также может управлять шунтированием этого сегмента светодиодов. Источник V_3 напряжения создает начальное условие сброса (чтобы начинать моделирование). Управляемый напряжением источник V_4 напряжения является модулем сравнения, сравнивающим напряжение конденсатора с нижним пороговым значением (около нуля вольт). Если напряжение конденсатора опускается ниже нижнего порогового значения, V_4 формирует выходной сигнал высокого уровня, задающий защелку A_1 . Управляемый напряжением источник V_3 напряжения является модулем сравнения, сравнивающим

20 напряжение конденсатора с верхним пороговым значением (приблизительно $0,5 V_{seg}$, что представляет собой напряжением сегмента светодиодов). Если напряжение конденсатора превышает верхнее пороговое значение, V_3 формирует выходной сигнал высокого уровня, сбрасывающий защелку A_1 . Защелка A_1 используется для того, чтобы сохранять состояние переключения. Выход Q защелки и инвертированный выход $/Q$ защелки управляют переключателями $S_1...S_4$, окружающими конденсатор.

Переключатели $S_1...S_4$, используемые здесь, являются теоретическими (предназначенными для моделирования) переключателями. В физической реализации другие типы/числа переключателей и другое возбуждение (отличное от логической защелки) является достаточным или необходимым.

35 Как показано на Фиг. 20, в этой реализации, программируемые (управляемые напряжением) источники напряжения использованы для управления переключателями (для переключателей конденсатора, а также для регулирования длины гирлянды светодиодов). Например, логические элементы могут быть использованы для того, чтобы управлять переключателями $S_1...S_4$ конденсатора посредством простого мониторинга напряжения. После того, как напряжение в конденсаторе C является почти нулевым или равно половине шагового изменения прямого напряжения светодиодов, любой из источников сигнала выдает сигнал, и накопительный элемент изменяет свое состояние, управляя переключателями, переключателями конденсатора таким образом,

40 что действующая полярность конденсатора меняется на противоположную. Конденсатор C разряжается максимально возможно глубоко. В ходе перезаряда конденсатор C заряжается до тех пор, пока он не достигнет 50% прямого напряжения следующего сегмента. В течение этого режима заряда действующее напряжение конденсатора является отрицательным. Непосредственно после достижения 50%, конденсатор C

меняет полярность на противоположную и начинает разряжаться, и действующее напряжение конденсатора является положительным, и одновременно прямое напряжение светодиода увеличивается посредством увеличения числа светодиодных переходов, которые должны питаться (например, в гирлянде с отводами, это выполняется через размыкание шунтирующего переключателя S_5, S_6).

Например, при рассмотрении общего выпрямленного входного напряжения V_R во время перехода от одного сегмента светодиодов к двум сегментам светодиодов:

$$t < \text{конец заряда: } 1 V_{\text{seg}} - V_C$$

$$t > \text{конец заряда: } 2 V_{\text{seg}} + V_C.$$

Когда действие переключения выполняется в течение $V_C = 1/2 V_{\text{seg}}$, это представляет собой плавный переход.

На Фиг. 14 А, В, С проиллюстрированы некоторые трассировки сигнала в течение восходящего наклона напряжения питающей сети (для напряжения питающей сети в 50 Гц, это означает первые 5 мс). Напряжение V_C конденсатора всегда является положительным, но вследствие переключателей действующее напряжение $V_{C,\text{eff}}$ конденсатора C также может быть отрицательным. В начале цикла питания выпрямленное напряжение V_R питания ниже наименьшего напряжения V_L гирлянды светодиодов (66 В здесь), так что конденсатор C задается с возможностью повышать напряжение. После того, как выпрямленное напряжение питания составляет 40 В, сумма выпрямленного напряжения питания и оставшегося заряда (от предыдущего цикла) в конденсаторе C является достаточной для того, чтобы достигать уровня 66 В и обеспечивать электрический ток через сегмент светодиодов, моделируемый посредством стабилитронов D_1, D_2 . Конденсатор C разряжается, и при 3 В полярность конденсатора меняется на противоположную, так что теперь ток I_C конденсатора протекает, по меньшей мере, через один светодиодный переход, формирующий свет. Когда конденсатор C заряжается приблизительно до половины шага в напряжении гирлянды светодиодов, конденсатор C снова меняет полярность на противоположную (что теперь приводит к шагу в действующем напряжении конденсатора), и гирлянда светодиодов задается равной более высокому напряжению (два сегмента, $V_L = 132$ В). Так же, чистое выпрямленное напряжение питания не является достаточным для того, чтобы возбуждать светодиод, но за счет добавочного напряжения из конденсатора C могут быть возбуждены два сегмента. Это переключение между зарядом и разрядом, между суммированием и вычитанием напряжения повторяется для восходящего наклона напряжения питания для числа сегментов светодиодов (здесь, только три сегмента и уменьшенное RMS-напряжение питающей сети в 156 В использованы для того, чтобы упростить моделирование и пояснение).

Ток в светодиоде (и, следовательно, также ток в сети) имеет некоторую модуляцию, но не имеет большого сдвига фаз относительно напряжения питания. Это обеспечивает высокий коэффициент мощности. При корректном задании конденсатора C , форма сигнала входного тока может быть настроена на требуемое значение. В любой момент времени источник 50 тока с потерями может быть использован для того, чтобы задавать более низкий ток (с конденсатором C на месте) или более высокий ток (после обхода конденсатора C).

Довольно широкая форма сигнала входного тока (означает протекание тока в значительной части цикла питания) является (в принципе) преимущественной для регулируемости уровня яркости схемы в комбинации с существующими регуляторами

яркости со срезанием фазы.

Ток в конденсаторе C является пропорциональным производной по времени напряжения V_C (изменению напряжения V_C во времени). Рядом с переходом через нуль производная по времени напряжения питания является довольно высокой, следовательно, ток, заданный посредством конденсатора C , также является довольно высоким. Около пика напряжения питания производная по времени является довольно низкой, следовательно, ток конденсатора падает до меньших значений. Как результат, рабочий ток для светодиода также изменяется. То, что может выглядеть на первый взгляд как недостаток, оказывается преимуществом схемы: рядом с переходом через нуль гирлянда светодиодов является “довольно короткой”, следовательно, только несколько переходов могут быть соединены последовательно. Таким образом, высокий ток умножается на низкое напряжение, что приводит к определенной мощности и в итоге к свету. Когда напряжение питания является более высоким, больше сегментов светодиодов может работать, но только с меньшим током. В таком случае, уменьшенный ток является преимущественным, поскольку идентичный высокий ток, умноженный на высокое напряжение, должен приводить к более высокому уровню мощности и большему количеству света. Таким образом, модуляция тока помогает немного сглаживать световой выход.

Поскольку напряжение в конденсаторе изменяется, это должно приводить к электрическому току, заданному посредством размера/значения конденсатора и скорости изменения напряжения конденсатора. При фиксированном значении конденсатора и фиксированных шагах напряжения сегмента светодиодов, должна достигаться фиксированная форма входного тока, которая может быть несовместимой с нормативными требованиями по гармоникам напряжения питающей сети. Помимо этого, количество света, сформированное посредством светодиода, определяется посредством значения конденсатора. Довольно маловероятно, что один фиксированный набор параметров управления и размера конденсатора удовлетворяет требованиям по гармоникам и световому выходу одновременно. Управление может быть изменено (также в комбинации с неравными сегментами светодиодов) таким образом, чтобы сдвигать моменты времени переключения на более ранние или более поздние моменты времени, чтобы рассматривать определенные гармоники, но непосредственно на уровень тока в большой степени влияет емкость. Следовательно, изменение значения конденсатора в ходе работы может быть использовано для того, чтобы иметь доступной более высокую или более низкую емкость при необходимости. В качестве примера: подача мощности в светодиод (и следовательно, в аппроксимации первого порядка, также свет, сформированный посредством светодиода) не является стабильной в ходе работы с фиксированным значением емкости. Увеличение емкости приблизительно при 0° и приблизительно при 90° позволяет повышать мощность с тем, чтобы в определенной степени корректировать свет.

Реализация мостового переключающего модуля 40 посредством полного моста обладает таким преимуществом, что напряжение конденсатора всегда может иметь идентичную полярность, следовательно, может быть использован неполяризованный тип конденсатора, и схемы могут быть реализованы, например, посредством ИС с аналоговыми CMOS-переключателями, в которой конденсатор соединяется на контактных выводах для подачи питания. Последовательное соединение конденсаторов или каскадов переключения конденсатора, конечно, также является возможным, например, в случае, если требуется ограничивать максимальный градиент напряжения в расчете на конденсатор или в расчете на переключатель.

Вышеприведенный пример приведен для линейной гирлянды с отводами, но применимость устройства формирователя сигналов питания согласно настоящему изобретению не ограничена этим. Для других принципов возбуждения может быть использовано идентичное возбуждение.

5 Во время емкостного возбуждения без потерь (в первой половине полупериода питания), значение конденсатора C и производная по времени выпрямленного напряжения V_R питания определяют ток I_L нагрузки. Чтобы иметь еще лучшее управление током I_L нагрузки, могут быть использованы параллельно несколько емкостных накопительных модулей или емкостный накопительный модуль с несколькими (по меньшей мере, двумя) конденсаторами. 10 Посредством выбора действующей емкости величина тока I_L нагрузки может регулироваться, например, таким образом, чтобы уменьшать ток во время регулирования яркости. Число активированных конденсаторов может регулироваться даже в ходе цикла питания, например, чтобы достигать повышения мощности при определенных фазовых углах, как упомянуто выше. Уменьшение тока является 15 возможным в любой момент времени посредством деактивации конденсатора. Активация без потерь конденсатора для увеличенной подачи тока также является возможной в ходе цикла питания, поскольку напряжение конденсатора циклически изменяется с более высокой скоростью, чем напряжение питающей сети, как показано на Фиг. 14А. 20 Предусмотрено несколько моментов времени, когда (изменяющееся) напряжение активных конденсаторов равно любому (статическому) напряжению ранее неактивированного конденсатора(ов), так что они могут быть активированы (соединены параллельно) снова без уравнивающих токов.

В качестве примера, предоставляется подробное описание работы варианта 25 осуществления для устройства 2 формирователя сигналов питания, как показано на Фиг. 13. Этот вариант осуществления основан на совпадении доступного выпрямленного напряжения питания с напряжением в светодиодной нагрузке с высокой эффективностью. Напряжение нагрузки может регулироваться пошагово. Например, может быть возможным подавать питание (в часть) светодиода с помощью 30 В или с 30 60 В. Входное напряжение представляет собой выпрямленную синусоидальную волну.

Работа и описание начинается при переходе через нуль напряжения питающей сети ($V_S=0$), разряженном конденсаторе ($V_C=0$).

- $V_S=0$: Шунтирование всей гирлянды светодиодов, так что напряжение нагрузки является нулевым. Управление переключателями таким образом, что конденсатор 35 соединяется в “полярности 1”.

- $V_S>0$: Входное напряжение поднимается. Конденсатор заряжается до значения входного напряжения. $V_L=V_S-V_C=0$ (светодиод шунтируется) $\rightarrow V_C=V_S$.

- $V_S=15$ В: Напряжение конденсатора составляет $V_C=15$ В. Шунтирование нижнего 40 сегмента светодиодов деактивируется, так что $V_L=30$ В. Переключатели управляются таким образом, что конденсатор соединяется с противоположной полярностью.

$V_L=V_S+V_C=15$ В+15 В=30 В, сегмент светодиодов питается.

- $V_S>15$ В: Прямой ток светодиода должен выступать в качестве разрядного тока для конденсатора. Одновременно, входное напряжение увеличивается. Увеличение 45 входного напряжения и снижение напряжения конденсатора взаимно компенсируют друг друга, так что V_L остается равным 30 В.

- $V_S=30$ В: Конденсатор разряжается до 0 В. Дополнительный разряд должен

приводить к отрицательным напряжениям. Полярность конденсатора еще раз меняется на противоположную. Поскольку $V_C=0$ В, не возникает эффект в отношении мгновенного тока в светодиодах.

- $V_S>30$ В: При дополнительном повышении входного напряжения конденсатор заряжается до разности напряжений между V_S и V_L (идентично тому, как до этого $V_S>0$, отличие состоит в том, что теперь $V_L=30$ В, тогда как до этого $V_L=0$ вследствие шунтированного светодиода). Конденсатор заряжается.

- $V_S=45$ В: Напряжение конденсатора составляет $V_C=15$ В. Шунтирование следующего сегмента светодиодов деактивируется, так что $V_L=60$ В. Переключатели управляются таким образом, что конденсатор соединяется с противоположной полярностью. $V_L=V_S+V_C=45$ В+15 В=60 В, светодиод работает.

- $V_S>45$ В: Прямой ток светодиода должен выступать в качестве разрядного тока для конденсатора. Одновременно, входное напряжение увеличивается. Увеличение входного напряжения и снижение напряжения конденсатора взаимно компенсируют друг друга, так что V_L остается равным 60 В.

Работа продолжается аналогичным образом.

В качестве некоторого закона управления, в случае равных напряжений сегмента светодиодов (например, $V_{seg}=30$ В, $V_L=n*V_{seg}$: $n=0 \rightarrow V_L=0$, $n=1 \rightarrow V_L=30$ В, $n=2 \rightarrow V_L=60$ В,...), работа заключается в следующем:

- Измерение выпрямленного входного напряжения V_R питания.

- Задание светодиодной нагрузки равной заданию прямого напряжения, имеющему наилучшее совпадение с входным напряжением:

$$n = \text{round}(V_S/V_{seg}).$$

- Вычисление требуемого действующего напряжения конденсатора $V_{C,eff}=V_R-n*V_{seg}$. Действующее напряжение конденсатора составляет $-0,5V_{seg} \leq V_{C,eff} \leq 0,5V_{seg}$.

- Задание переключателей согласно знаку $V_{C,eff}$ (отличие: V_C является напряжением конденсатора, тогда как $V_{C,eff}$ является действующим напряжением, которое конденсатор формирует, в зависимости от полярности, т.е. состояния окружающих переключателей).

Как упомянуто выше, переключатели предпочтительно являются униполярными/однаправленными переключателями в этом варианте осуществления. Напряжение конденсатора всегда является положительным, но полярность, с которой конденсатор соединен последовательно со светодиодом, изменяется. Затем, переключатели вокруг конденсатора могут быть однаправленными. Должно быть возможным использовать обе полярности для напряжения конденсатора (в случае, если тип конденсатора обеспечивает это), за счет этого циклически изменяя конденсатор от $+0,5 V_{seg}$ через 0 до $-0,5 V_{seg}$. Затем, переключатели должны запирают как положительные, так и отрицательные напряжения. Обычно, это требует больших затрат (может требовать двух физических переключателей для того, чтобы реализовывать один двунаправленный переключатель) и, следовательно, является менее предпочтительным.

Для использования нескольких конденсаторов, можно, но не обязательно, иметь четыре переключателя для каждого емкостного накопительного модуля. Альтернативно, может быть использован дополнительный переключатель S_7, S_8 в расчете на дополнительный конденсатор C_2, C_3 , как показано на Фиг. 15А, иллюстрирующем

другой вариант осуществления мостового переключающего модуля 41 и емкостного накопительного модуля 31, содержащего три конденсатора C_1 , C_2 , C_3 , соединенные параллельно и два дополнительных переключателя S_7 , S_8 . Другой вариант осуществления мостового переключающего модуля 42 показывается на Фиг. 15В, на котором третий дополнительный переключатель S_9 предоставляется последовательно в конденсаторе C_1 .

Другой вариант заключается в том, чтобы дублировать только одну половину мостового переключающего модуля, как показано на Фиг. 15С, иллюстрирующем другой вариант осуществления мостового переключающего модуля 43, содержащего четыре дополнительных переключателя S_1 , S_1' , S_3 , S_3' , и емкостного накопительного модуля 32, содержащий три конденсатора C_1 , C_2 , C_3 , соединенные параллельно. Хотя решение, проиллюстрированное на Фиг. 15В требует большего числа переключателей, оно по-прежнему может быть лучше, дешевле и компактнее вследствие того, что совместное использование логики сдвига уровня с существующими четырьмя переключателями S_1 , S_2 , S_3 , S_4 может быть возможным.

С использованием всех трех режимов работы (заряд конденсатора, разряд конденсатора и обход конденсатора), как пояснено выше, могут достигаться еще более приемлемые формы сигналов. Примеры таких форм сигналов показаны ниже. Фиг. 21 показывает примерную реализацию 1' устройства 1 формирователя сигналов питания, как показано на Фиг. 1. В этой реализации, устройство 1' формирователя сигналов питания питается посредством источника 300 синусоидального переменного напряжения на 230 В и 50 Гц. Переключатели S_1 и S_4 реализуются посредством диодов D_{S1} , D_{S4} , и переключатели S_2 и S_3 реализуются посредством р-канальных МОП-транзисторов P_{S2} , P_{S3} . Каждый переключатель предпочтительно имеет собственное распределение времени, сформированное посредством отдельных источников V_{S2} , соответственно, V_{S3} напряжения. Довольно большое значение в 100 мкФ выбрано для конденсатора С.

Фиг. 16 показывает примерные управляющие сигналы для переключателей S_2 и S_3 . Переключатель S_2 замыкается от 0 до 1,476 мс и от $(10-1,476 \text{ мс})=8,524 \text{ мс}$ до 10 мс, т.е. в повторяющейся форме сигнала, как показано на Фиг. 16А. Переключатель S_3 замыкается от 3,524 мс до $(10-3,524 \text{ мс})=6,476 \text{ мс}$, т.е. в повторяющейся форме сигнала, как показано на Фиг. 16В.

На Фиг. 17 показаны выпрямленное напряжение V_R питания и напряжение V_L нагрузки. В ходе разряда конденсатора напряжение V_C снижается. Это осуществляется около перехода через нуль напряжения питающей сети. В ходе заряда, около пика выпрямленного напряжения V_R питания, напряжение V_C конденсатора увеличивается. Между режимами заряда и разряда конденсатор С ни заряжается, ни разряжается, поскольку мостовой переключающий модуль 40 переводится в режим сквозного соединения или обхода конденсатора.

Поскольку значение 100 мкФ конденсатора С выбрано довольно большим, напряжение V_C конденсатора практически не изменяется: в примере по Фиг. 17 оно является почти постоянным в 145,5 В. Минимальное напряжение нагрузки, достигаемое таким образом во всем цикле питания, составляет 145,5 В при RMS-напряжении питающей сети 230 В.

Практический последовательный конденсатор имеет гораздо меньшее значение для того, чтобы сокращать затраты и размеры.

Для значения конденсатора 2,2 мкФ распределение времени переключателей адаптировано таким образом, как показано на Фиг. 18, с целью гарантировать максимально большое напряжение нагрузки. В этом примере, переключатель S_2 замыкается от 0 до 1,42 мс и от $(10-1,42 \text{ мс})=8,58 \text{ мс}$ до 10 мс, т.е. в повторяющейся форме сигнала, как показано на Фиг. 18А. Переключатель S_3 замыкается от 2,84 мс до 5,68 мс, т.е. в повторяющейся форме сигнала, как показано на Фиг. 18В.

Фиг. 19 показывает формы сигналов напряжения V_L нагрузки, выпрямленного напряжения V_R питания и напряжения V_C конденсатора для этого варианта осуществления. В равновесии напряжение V_C конденсатора имеет размах между двумя значениями (в этом случае между 108 В и 172 В). Относительно результатов, показанных на Фиг. 17, минимальное напряжение нагрузки немного уменьшено приблизительно до 140 В.

Когда нагрузка представляет собой линейный светодиодный формирователь сигналов питания с отводами, напряжения V_L нагрузки обоих Фиг. 16 и 18 являются достаточно высокими для того, чтобы подавать питание в две гирлянды светодиодов на 64 В последовательно во всем цикле питания, тогда как третья и четвертая гирлянда светодиодов высокого напряжения могут питаться в частях цикла питания. Прямые напряжения этих гирлянд светодиодов высокого напряжения также могут составлять 64 В, но следует подчеркнуть, что они не обязательно должны быть равными прямым напряжениям первой и второй гирлянды светодиодов.

В вышеприведенном примере, минимальное напряжение составляет приблизительно 140 В во всем цикле питания. Следовательно, более необязательно иметь отвод между первой и второй гирляндой светодиодов на 64 В. Вместо первой и второй гирлянды светодиодов на 64 В альтернативно также может быть использована одна гирлянда светодиодов на 128 В.

На Фиг. 8 фаза, в которой соответствующие переключатели являются проводящими, сдвинута во времени на 0,5 мс относительно Фиг. 7. В формах сигналов, показанных на Фиг. 16-19, фаза, в ходе которой переключатель является проводящим, т.е. в ходе которой управляющий сигнал имеет значение 12 В, немного сдвигается вправо (задержка) или влево (опережение). Оптимальный выбор распределения времени зависит от того, какая цель преследуется. Эта цель может состоять в том, чтобы удостовериться, что все локальные минимальные значения напряжения нагрузки равны друг другу (как, например, показано на Фиг. 8). Тем не менее, другие цели также могут добиваться и иметь значения, например, чтобы удостовериться, что минимальное напряжение в полупериоде питания является достаточно высоким для того, чтобы поддерживать питание, по меньшей мере, двух последовательно соединенных гирлянд светодиодов на 64 В (или одной гирлянды светодиодов на 128 В) во всем цикле питания. Это имеет такое следствие, что другие локальные минимумы в таком случае выше глобального минимума. Такие цели могут быть реализованы посредством тщательного управления фазами, в которых различные переключатели в мостовом переключающем модуле являются проводящими/непроводящими.

Распределение времени, выбираемое в вышеприведенных примерах Фиг. 16 и 18, выбрано таким образом, что минимальные напряжения нагрузки приблизительно равны во всем цикле питания. Тем не менее, существует еще множество способов управлять или определять распределение времени.

Вышеописанные варианты осуществления основаны на одной общей идее. Работа и функциональность зависит от выбора компонентов и управления/использования

переключателей. Дополнительно, варианты осуществления могут отличаться по эффективности, мерцанию и совместимости с регуляторами яркости, такими как регуляторы яркости на основе симистора на основе переднего фронта сигнала или регуляторы яркости на основе заднего фронта сигнала, размеру/значению конденсатора, а также по другим сведениям по реализации, такие как двунаправленные или однонаправленные переключатели, что имеет последствия для ИС-интеграции. Но, в общем, все варианты осуществления направлены на то, чтобы достигать высокого коэффициента мощности, низкого гармонического искажения тока в сети, низкого мерцания светового выхода. Дополнительно, варианты осуществления могут быть использованы с нагрузками, отличными от нагрузок, показанных посредством примеров, например, даже с нагрузками, отличными от твердотельного светодиодного освещения.

Реализации, описанные выше, используют значения конденсатора, которые не могут легко быть монолитно интегрированы. Типичное интегрируемое конкретное значение конденсатора составляет 1 нФ для площади кремниевого кристалла в 1 мм^2 , что требует варианта ИС-технологии конденсаторов на МИМ (структуре “металл-диэлектрик-металл”). Напряжения на конденсаторах превышают допустимые напряжения 20... 25 В на интегрированных конденсаторах высокой плотности. Тем не менее, то, могут или нет быть монолитно интегрированы конденсаторы, в общем, зависит от архитектурных решений, уровня тока и т.д.

Отличия между различными вариантами осуществления, главным образом, вытекают из различного фокуса на повышении отдачи мощности, уменьшении мерцания, совместимости регуляторов яркости, гармоническом искажении тока в сети, выборе значения конденсатора и напряжения конденсатора и других аспектах.

Дополнительно, в варианте осуществления, показанном на Фиг. 13, увеличенная отдача мощности достигается в течение восходящей части выпрямленного напряжения питающей сети, в то время как в течение восходящей части используется “обычный” формирователь сигналов питания с потерями. В варианте осуществления, показанном на Фиг. 1, источник(и) тока (с потерями) определяют токи в светодиодах в течение 100% времени.

В варианте осуществления, показанном на Фиг. 13, в течение восходящей части выпрямленного напряжения питающей сети, источник тока должен иметь характер изменения в большей или меньшей степени как короткозамкнутый (за счет этого исключая рассеяние мощности), и ток через гирлянду светодиодов определяется посредством конденсатора, который является устройством накопления энергии, а не устройством рассеяния энергии. Напряжение конденсатора является разностью выпрямленного напряжения питания и напряжения гирлянды светодиодов (при условии, что напряжение в источнике тока пренебрежимо мало). Поскольку производная по времени напряжения гирлянды светодиодов является небольшой относительно производной по времени выпрямленного напряжения питания (предположительно представляет собой выпрямленную синусоидальную волну), ток имеет характер изменения в качестве косинусоидальной волны (кроме сбоев при переключении), как показано на Фиг. 14С. Напряжение конденсатора чередует полярность. Каждый раз, когда абсолютная величина напряжения конденсатора достигает значения, равного половине прямого напряжения одного светодиода высокого напряжения, полный мост переключается, и одновременно выбирается следующий отвод гирлянды светодиодов.

В варианте осуществления, показанном на Фиг. 13, в течение восходящей части выпрямленного напряжения питающей сети конденсатор обходится, и обычный источник тока (с потерями) должен управлять/ограничивать ток в светодиодах.

В варианте осуществления, показанном на Фиг. 2, источник(и) тока (с потерями) определяют токи в светодиодах в течение 100% времени. Назначение конденсатора, охваченного полным мостом, заключается в том, чтобы гарантировать то, что доступное напряжение нагрузки всегда превышает падение прямого напряжения, по меньшей мере, одного светодиода высокого напряжения, чтобы уменьшать мерцание светового выхода. По сути, полный мост плюс конденсатор, соединенный последовательно с линейным формирователем сигналов питания с отводами и светодиодной нагрузкой, может рассматриваться в качестве замены (параллельных) заполняющих конденсаторов в других линейных формирователях сигналов питания с отводами. Тем не менее, теперь ток в сети переменного тока протекает в любом случае, что, например, исключает проблемы с регуляторами яркости на основе симистора и повышает коэффициент мощности. Предпочтительно, соотношение максимального и минимального напряжения нагрузки поддерживается ограниченным, чтобы исключить большое число требуемых светодиодов высокого напряжения и/или большого числа отводов вдоль гирлянды светодиодов и/или большое падение напряжения в источнике(ах) тока (с потерями). Предпочтительно, среднее падение напряжения в источнике(ах) тока поддерживается максимально небольшим, чтобы исключить потери мощности. Это может достигаться посредством надлежащего распределения времени переключателей в полном мосте. В частности, режим, в котором полный мост переключается четыре раза в расчете на полупериод питания и упорядочивается от “заряда” до “сквозного соединения” к “разряду” до “сквозного соединения” и т.д., предлагает весьма приемлемые формы сигналов, как показано выше на Фиг. 16-19.

В варианте осуществления, показанном на Фиг. 2, форма тока нагрузки может выбираться свободно, например, посредством управления источниками тока. Например, ток нагрузки может выбираться постоянным во времени. Другие формы сигнала тока также являются возможными посредством управления источниками тока.

В варианте осуществления, показанном на Фиг. 13, если выполнен выбор для возбуждения без потерь в течение восходящей части выпрямленного напряжения питания согласно предложенному изобретению, форма тока нагрузки не может выбираться свободно, поскольку ток нагрузки затем определяется посредством dV/dt выпрямленного напряжения питания в течение восходящей части и значения конденсатора, который соединяется. Лучшее управление значением тока нагрузки в течение восходящей части выпрямленного напряжения питания может достигаться посредством регулируемого конденсатора. С использованием сквозного соединения мостового переключающего модуля или различного распределения времени моста, может вводиться в работу источник тока, что подразумевает то, что возбуждение без потерь более не выбирается.

В варианте осуществления, показанном на Фиг. 13, ток питания не протекает во время перехода через нуль напряжения питания, а только тогда, когда напряжение питания превышает уровень 40 В. Это вытекает из конкретного варианта осуществления с небольшим значением конденсатора, ограниченным напряжением конденсатора и напряжением сегмента светодиодов 66 В. В варианте осуществления, показанном на Фиг. 1 и 2, ток питания протекает в течение 100% цикла питания.

В варианте осуществления, показанном на Фиг. 13, мостовой переключающий модуль предпочтительно переключается шесть раз в расчете на полупериод питания. Число также зависит от падения прямого напряжения светодиодов высокого напряжения (например, 66 В, 132 В, 198 В). Чем выше прямое напряжение, тем реже переключается мостовой переключающий модуль.

Мостовой переключающий модуль может иметь встроенные двунаправленные переключатели, поскольку полярность напряжения конденсатора чередуется. Тем не менее, предусмотрены другие реализации, которые разрешают однонаправленные переключатели. Например, в реализации, показанной на Фиг. 13, мостовой переключатель может использовать однонаправленные переключатели, поскольку полярность напряжения конденсатора не изменяется с заданием размеров, используемым в варианте осуществления, и направление электрического тока всегда является неизменным. Конечно, также могут быть использованы двунаправленные переключатели (например, предлагаемые на рынке в качестве так называемых “аналоговых переключателей”).

В варианте осуществления, показанном на Фиг. 1 и 2, мостовой переключающий модуль предпочтительно имеет встроенные двунаправленные переключатели, когда мостовой переключающий модуль переключается нечетное число раз в расчете на полупериод питания, но мостовой переключающий модуль также может иметь встроенные однонаправленные переключатели, когда мостовой переключающий модуль переключается четное число раз в расчете на полупериод питания (например, два раза или четыре раза и т.д.). Однонаправленные переключатели являются более приемлемыми для монолитной интеграции, поскольку они существенно сокращают площадь кремниевого кристалла по сравнению с двунаправленными переключателями. Дополнительно, управление (напряжением затвор-исток) однонаправленным переключателем (к примеру, n-канальным МОПТ) обычно проще управления (напряжением затвор-исток) двунаправленного переключателя, поскольку исток однонаправленного переключателя обычно соединяется с контактным выводом с постоянным напряжением. В двунаправленном переключателе, сформированном посредством пары антипоследовательно соединенных n-канальных МОП-транзисторов, общий исток не соединен с контактным выводом с постоянным напряжением, а является “плавающим”. По сути, формирователь сигналов питания, который определяет управление (т.е. напряжение затвор-исток двунаправленного переключателя), также является “плавающим” и требует “плавающей” подачи питания.

Все варианты осуществления могут быть реализованы как линейный формирователь сигналов питания с отводами, имеющий в качестве нагрузки последовательно соединенную гирлянду светодиодов, причем некоторые из них могут обходиться посредством переключателей, и имеющий последовательно соединенный источник тока. Кроме того, могут быть использованы (управляемые или переключаемые) источники тока, соединенные с отводами.

В варианте осуществления, показанном на Фиг. 13, форма сигнала тока главным образом настраивается и выбирается с возможностью (пытаться максимально возможно хорошо без дополнительных потерь) компенсировать различные требования по прямому току с переменной длиной гирлянды светодиодов.

В следующих дополнительных вариантах осуществления, поясняется модуль управления согласно настоящему изобретению. Согласно вышеуказанным поясненным вариантам осуществления, распределение времени переключателей S_1 - S_4 , приводящее к формам сигналов, показанным на Фиг. 19, синхронизируется с опорным тактовым сигналом. Моменты времени выбираются таким образом, что минимальные напряжения нагрузки приблизительно равны во всем цикле сети, просто посредством проверки сформированных форм сигналов и эмпирического метода. Тем не менее, для реализации для профессиональных и/или потребительских продуктов может быть более предпочтительным более усовершенствованный способ управления.

В частности, требуется, чтобы способ управления адаптировался к изменениям при RMS-напряжении напряжения питания (например, EU-сеть на 230 В +10%-6%), к изменениям в напряжении гирлянды светодиодов (разброс при изготовлении, разброс по току, разброс по температуре и т.д.) и к другой неопределенности, к примеру, к изменениям на частоте напряжения питания/сети (50 Гц +/-1% или 60 Гц +/-1%).
 Дополнительно, распределение времени переключателей S_1 - S_4 полного моста (т.е. мостового переключающего модуля 40) предпочтительно должно быть сформировано посредством схем измерения и управления. Следовательно, на основе понимания того, как наименьшее напряжение нагрузки связано со значением конденсатора, током нагрузки, RMS-напряжением питающей сети, частотой напряжения питающей сети и т.д., следующие способы управления и модули управления согласно настоящему изобретению предлагаются для того, чтобы выбирать конструктивные параметры, такие как напряжения гирлянды светодиодов и т.д., для хорошей производительности, а также для того, чтобы конструировать схему измерений и обратной связи таким образом, что она лучше всего управляет распределением времени переключателей. Дополнительно, помимо этого, предлагается способ управления, который выбирает между четырьмя режимами работы полного моста (далее называемыми “режимом заряда конденсатора”, “режимом разряда конденсатора”, “режимом обхода конденсатора сверху” или “режимом обхода конденсатора снизу”) при поддержании всех напряжений выше нуля и поддержании всех узловых напряжений полного моста максимально возможно низкими.

Во-первых, теоретические пределы анализируются вышеописанных способов управления, для которых предусмотрено несколько допущений.

Первое допущение заключается в том, что напряжение питающей сети (в общем, термин “напряжение питающей сети” должен пониматься как, в общем, означающий напряжение питания) имеет синусоидальную временную эволюцию с пиковым значением V_{peak} :

$$V_{mains}(t) = V_{peak} \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot f \cdot t) \quad (1).$$

Напряжение питающей сети зачастую указывается с точки зрения действующего значения или среднеквадратического значения $V_{mains,RMS}$. Для синусоидальной временной эволюции уравнения это приводит к следующему:

$$V_{mains,RMS} = \frac{V_{peak}}{\sqrt{2}} \quad (2).$$

Второе допущение заключается в том, что достигается равновесие, так что ситуация рассматривается достаточно долго после включения питания (когда конденсатор по-прежнему не заряжен).

Третье допущение заключается в том, что предполагаются идеальные переключатели, подразумевающие нулевую токопроводность, когда переключатель разомкнут, и нулевое падение напряжения, когда переключатель замкнут.

Четвертое допущение заключается в том, что используется конденсатор с большой емкостью. Затем напряжение конденсатора показывает пренебрежимо малые изменения, и напряжение конденсатора может считаться постоянным V_C .

При переходе через нуль напряжения питающей сети напряжение нагрузки равняется напряжению конденсатора (см., например, $t=10$ мс на Фиг. 19).

Можно вычислять, что максимальное значение наименьшего напряжения нагрузки, которое возникает во времени, составляет:

$$V_{load}(t) \geq V_C = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot V_{main,RMS} \approx 0.632 \cdot V_{main,RMS} \quad (3).$$

Оно представляет собой абсолютный теоретический предел вышеописанного способа. Для номинального RMS-напряжения питающей сети в 230 В оно равняется 145,5 В, а для номинального напряжения питающей сети в 120 В оно равняется 75,9 В. Эти высокие значения являются весьма приемлемыми для того, чтобы достигать низкого мерцания светового вывода для светодиодного освещения, комбинированного с высоким коэффициентом мощности.

Четвертое допущение (очень большая емкость) является не очень реалистичным. Большая емкость нежелательна по причинам затрат и размеров. Более практичное новое четвертое допущение заключается в том, что (в равновесии, см. второе допущение) напряжение конденсатора циклически изменяется между минимальным значением $V_{C,min}$ и максимальным значением $V_{C,max}$. Размах ΔV_C напряжения конденсатора теперь составляет:

$$\Delta V_C = V_{C,max} - V_{C,min} \quad (4).$$

Значение $V_{C,m}$ может быть задано в качестве среднего значения $V_{C,max}$ и $V_{C,min}$:

$$V_{C,m} = \frac{V_{C,max} + V_{C,min}}{2} \quad (5).$$

Следует отметить, что среднее напряжение конденсатора, в общем, не равно этому среднему значению, как должно становиться понятным ниже.

Размах напряжения конденсатора может быть нормализован относительно напряжения питающей сети посредством задания нормализованного размаха d напряжения конденсатора следующим образом:

$$d = \frac{\Delta V_C}{2 \cdot V_{peak}} = \frac{\Delta V_C}{2 \cdot \sqrt{2} \cdot V_{main,RMS}} \quad (6).$$

Пятое допущение заключается в том, что ток, потребляемый из системы, является постоянным во времени.

Можно подтвердить, что максимальное значение наименьшего напряжения, которое может гарантированно присутствовать в любом случае, равно $V_{C,m}$ из уравнения (5). Следует отметить, что $V_{C,m}$ стремится к V_C из уравнения (3), когда емкость стремится к бесконечности, и размах напряжения конденсатора уменьшается до нуля.

Кроме того, можно вычислить, что значение $V_{C,m}$ составляет:

$$V_{C,m} = \sqrt{\frac{1+d^2 + \sqrt{1-18 \cdot d^2 + d^4}}{5}} \cdot V_{main,RMS} \quad (7).$$

Чтобы лучше видеть взаимосвязь с результатом уравнения (3), вычисленным для очень большого значения конденсатора (что подразумевает рассмотрение случая $d=0$), уравнение может быть перезаписано следующим образом:

$$V_{C,m} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot V_{main,RMS} \cdot \sqrt{\frac{1+d^2 + \sqrt{1-18 \cdot d^2 + d^4}}{2}} \quad (8).$$

Нормализованное гарантированное напряжение x может задаваться следующим образом:

$$x = \frac{V_{C,m}}{\sqrt{\frac{2}{3}} \cdot V_{main,RMS}} \quad (9).$$

Взаимосвязь между нормализованным размахом d напряжения конденсатора и нормализованным гарантированным напряжением x находится посредством перезаписи

уравнения (8), чтобы получить следующее:

$$x = \sqrt{\frac{1+d^2 + \sqrt{1-18 \cdot d^2 + d^4}}{2}} \quad (10).$$

Фиг. 22 показывает график x в качестве функции от d .

Уравнение (10) также может быть перевернуто, чтобы выразить d в качестве функции от x :

$$d = x \cdot \sqrt{\frac{x^2 - 1}{x^2 - 5}} \quad (11).$$

Фиг. 22 показывает, что для значений нормализованного размаха напряжения конденсатора $d < 0,10$ уменьшение нормализованного гарантированного напряжения x ограничивается 2,2%, а для $d < 0,15$ уменьшение x ограничивается 5%.

Из графика, показанного на Фиг. 22, очевидно, что значительный размах напряжения конденсатора, к примеру, $d=0,2$ не должен разрешаться, поскольку он приводит к значительному сокращению нормализованного гарантированного напряжения x приблизительно в 13%, а увеличение d до значений $d > 0,236$ приводит даже к нестабильной системе. С учетом того, что значения параметров компонентов показывают некоторый разброс (или даже значительный разброс, чтобы сокращать затраты), и что дополнительный запас напряжения должен разрешаться для практических падений напряжения в переключателях (например, для падения напряжения на прямосмещенном диоде приблизительно в 1 В для полупроводникового диода, используемого в качестве неуправляемого переключателя), предпочтительно выбирать емкость конденсатора таким образом, что нормализованный размах d напряжения конденсатора выбирается в диапазоне 0,10...0,15.

С использованием уравнения (6) и целевого значения $d=0,10$, допустимый размах напряжения конденсатора может выражаться в напряжении питающей сети:

$$\Delta V_C = 0.283 \cdot V_{\text{mains,RMS}} \quad (12).$$

Это предельное значение может соблюдаться посредством выбора достаточно большого значения конденсатора. При таком выборе для конденсатора наименьшее напряжение нагрузки, которое возникает во времени, только на 2,2% хуже напряжения нагрузки, спрогнозированного посредством уравнения (3), и равняется:

$$V_{\text{load}}(t) \geq V_{C,m} = 0.619 \cdot V_{\text{mains,RMS}} \quad (13).$$

RMS-напряжение питающей сети по европейскому стандарту указывается равным 230 В-6%+10%.

Наихудший случай представляет собой $V_{\text{mains,RMS}}=216,2$ В, что приводит к размаху напряжения конденсатора $\Delta V_C=61,2$ В и наименьшему напряжению нагрузки $V_{\text{load}}(t) \geq V_{C,m}=133,8$ В.

Напряжение конденсатора имеет размах между значениями $V_{C,\text{max}}$ и $V_{C,\text{min}}$. С использованием уравнений (4) и (5), и при условии наихудшего случая $V_{\text{mains,RMS}}=216,2$ В, можно вычислять, что:

$$V_{C,\text{max}} = V_{C,m} + \frac{\Delta V_C}{2} = 164.4 \text{ В} \quad (14)$$

и

$$V_{C,\text{min}} = V_{C,m} - \frac{\Delta V_C}{2} = 103.2 \text{ В} \quad (15).$$

При номинальном напряжении питающей сети $V_{\text{mains,RMS}}=230$ В размах напряжения

конденсатора составляет $\Delta V_C=65,1$ В, а наименьшее напряжение нагрузки составляет $V_{load}(t) \geq V_{C,m}=142,4$ В.

При $V_{mains,RMS}=230$ В напряжение конденсатора имеет размах между:

$$5 \quad V_{C,max} = V_{C,m} + \frac{\Delta V_C}{2} = 175,0V \quad (16)$$

и

$$V_{C,min} = V_{C,m} - \frac{\Delta V_C}{2} = 110,0V \quad (17).$$

10 Можно вычислять, что оптимальные моменты времени переключения составляют:

$$t_1 = \frac{1}{2\pi f} \cdot \arcsin\left(\frac{V_{C,m}}{\sqrt{2} \cdot V_{mains,RMS}}\right) = \frac{1}{2\pi f} \cdot \arcsin\left(\sqrt{\frac{1+d^2 + \sqrt{1-18 \cdot d^2 + d^4}}{10}}\right) \quad (18),$$

$$15 \quad t_2 = \frac{1}{2\pi f} \cdot \arcsin\left(\frac{V_{C,m} + V_{C,min}}{\sqrt{2} \cdot V_{mains,RMS}}\right) \quad (19),$$

$$t_3 = 2 \cdot t_1 + t_2 \quad (20),$$

$$t_4 = \frac{1}{2f} - t_1 \quad (21).$$

20 С использованием значений, определенных выше, и при условии наихудшего случая $V_{mains,RMS}=216,2$ В, получается $t_1=1,442$ мс, $t_2=2,824$ мс, $t_3=5,708$ мс, $t_4=8,558$ мс. При $V_{mains,RMS}=230$ В получается $t_1=1,442$ мс, $t_2=2,827$ мс, $t_3=5,712$ мс, $t_4=8,558$ мс.

Требуемое значение конденсатора может быть вычислено следующим образом:

$$25 \quad C = \frac{I_{load} \cdot 2 \cdot t_1}{\Delta V_C} \quad (22).$$

Для $V_{mains,RMS}=216,2$ В и тока $I_{load}=50$ мА нагрузки, результат представляет собой $C=2,36$ мкФ. Для $V_{mains,RMS}=230$ В и тока $I_{load}=50$ мА нагрузки, результат представляет собой $C=2,22$ мкФ.

30 Как упомянуто выше, RMS-напряжение питающей сети по европейскому стандарту указывается равным 230 В-6%+10%. Наименьшее значение представляет собой $V_{mains,RMS}=216,2$ В, что приводит к $\Delta V_C=61,2$ В и $V_{load}(t) \geq V_{C,m}=133,8$ В. При номинальном RMS-напряжении питающей сети $V_{mains,RMS}=230$ В, результат представляет собой $\Delta V_C=65,1$ В и $V_{load}(t) \geq V_{C,m}=142,4$ В.

35 При допущении неизменяющегося постоянного тока $I_{load}=50$ мА нагрузки (это, конечно, зависит от типа нагрузки, например, линейного светодиодного формирователя сигналов питания с отводами или формирователя сигналов питания на основе переключающей матрицы), требуемое значение конденсатора вычисляется как равное $C=2,36$ мкФ, в худшем случае RMS-напряжение питающей сети 216,2 В и $C=2,22$ мкФ при номинальном RMS-напряжении питающей сети 230 В.

40 Фиг. 19 показывает примерные формы сигналов напряжения нагрузки, выпрямленного напряжения питающей сети и напряжения конденсатора при номинальном RMS-напряжении питающей сети 230 В, значении конденсатора 2,2 мкФ (стандартном значении) и неизменяющемся постоянном токе $I_{load}=50$ мА нагрузки. В равновесии размах напряжения конденсатора составляет 64 В, а минимальное напряжение нагрузки составляет приблизительно 140 В. Эти значения достаточно хорошо соответствуют вычислениям.

Вычисления показывают то, что вышеописанная технология подразумевает, что если выбирается нагрузка гирлянды светодиодов высокого напряжения (без отводов) для напряжения гирлянды, превышающего теоретический предел V_C из уравнения (3) или более практический предел $V_{C,m}$ из уравнения (13), (например, гирлянды светодиодов на 150 В при RMS-напряжении питающей сети 230 В), ток в светодиодной нагрузке не может проводиться в течение всего (полу-)цикла сети, а отсекается в течение, по меньшей мере, части (полу-)цикла сети, тем самым создавая нежелательное мерцание светового выхода.

С другой стороны, если гирлянда светодиодов высокого напряжения выбирается с напряжением гирлянды ниже теоретического предела V_C или более практического предела $V_{C,m}$ (например, гирлянда светодиодов на 128 В при RMS-напряжении питающей сети 230 В), ток нагрузки может непрерывно проводиться в течение всего (полу-)цикла сети посредством выбора достаточно крупного конденсатора и надлежащего управления согласно временной синхронизации переключателей в полном мосте, за счет этого исключая мерцание светового выхода.

Если регулятор яркости со срезанием фазы используется в ветви питающей сети, например, регулятор яркости на основе переднего фронта, заднего фронта или даже обоих фронтов сигнала, то результирующее RMS-напряжение падает в зависимости от фазового угла проведения. Как результат, также падает максимальное значение наименьшего напряжения нагрузки, которое может быть сформировано посредством вышеописанной технологии. На основе вышеуказанного понимания могут извлекаться дополнительно усовершенствованные технологии измерения и управления, как описано ниже.

Предлагаются, по меньшей мере, три дополнительных способа для того, чтобы управлять переключателями. В каждом из трех способов, результирующее напряжение нагрузки, как показано на Фиг. 19, является идентичным. Отличия между этими тремя способами заключаются в напряжениях на отрицательных и положительных контактных выводах конденсатора 30, включенного в полный мост 40. Чтобы четко показывать разности, вертикальные шкалы Фиг. 23-25 задаются фиксированно в диапазоне -50 В...500 В.

Переключатели $S_1...S_4$ полного моста 40 должны управляться таким образом, что электрический ток через нагрузку является возможным. Это раскрывает четыре возможности:

- переключатели S_1 и S_4 замыкаются (режим заряда конденсатора)
- переключатели S_2 и S_3 замыкаются (режим разряда конденсатора)
- переключатели S_1 и S_3 замыкаются (режим обхода конденсатора сверху)
- переключатели S_2 и S_4 замыкаются (режим обхода конденсатора снизу).

Первый способ управления переключателем итеративно чередует режимы следующим образом:

- режим разряда конденсатора
- режим обхода конденсатора сверху
- режим заряда конденсатора
- режим обхода конденсатора сверху,

способом, показанным на Фиг. 23. Две верхние формы сигнала по Фиг. 23А показывают выпрямленное напряжение $V_{rect}(t)$ и $V_{load}(t)$ питающей сети, которые являются идентичными формам сигналов по Фиг. 19. Две нижние формы сигналов по

Фиг. 23В показывают напряжения $V_{Cpos}(t)$ и $V_{Cneg}(t)$ на положительном, соответственно, отрицательном контактом выводе конденсатора 30, включенного в полный мост 40. Следует отметить, что ни одно из напряжений не достигает значений выше пикового значения напряжения питающей сети (325 В), но напряжение $V_{Cneg}(t)$ на отрицательном контактом выводе конденсатора показывает отрицательные значения. Это происходит, в частности, в конце режима заряда конденсатора и внутренне присуще этому первому способу управления переключением: чтобы иметь возможность подавать питание в нагрузку во время перехода через нуль напряжения питающей сети с напряжением $V_{C,m}$, напряжение, накопленное в конденсаторе в конце режима заряда конденсатора, по меньшей мере, не меньше $V_{C,m}$. Это не является проблемой для схемы со встроенными дискретными компонентами, но для интегральной схемы это может быть недостатком.

Во втором и третьем способах управления переключателем эти отрицательные напряжения предотвращаются.

Во втором способе управления переключателем режим после режима обхода конденсатора сверху и режима заряда конденсатора заменяется на режим обхода конденсатора снизу. Итеративно повторяемая последовательность режимов тем самым становится следующей:

- режим разряда конденсатора
- режим обхода конденсатора сверху
- режим заряда конденсатора
- режим обхода конденсатора снизу,

способом, показанным на Фиг. 24. Можно видеть, что ни одно из напряжений вообще не достигает отрицательных значений, что хорошо для конструкции интегральной схемы. Тем не менее, напряжение $V_{Cpos}(t)$ на положительном контактом выводе конденсатора достигает значений значительно выше пикового значения напряжения питающей сети, а именно, 488 В при пиковом значении в 325 В RMS-напряжения питающей сети в 230 В. Это размывает требования, заданные для компонентов, и может быть недостатком.

Третий способ управления переключателем смешивает свойства первого и второго способов управления переключателем. В третьем способе управления переключателем режим обхода конденсатора после того, как режим заряда конденсатора разбивается на две части: выбирается первый режим обхода конденсатора сверху, а затем выбирается режим обхода конденсатора снизу. Итеративно повторяемая последовательность режимов тем самым становится следующей:

- режим разряда конденсатора
- режим обхода конденсатора сверху
- режим заряда конденсатора
- режим обхода конденсатора сверху
- режим обхода конденсатора снизу,

способом, показанным на Фиг. 25. Шаговый переход от режима обхода конденсатора сверху к режиму обхода конденсатора снизу, например, может осуществляться, когда напряжение на отрицательном контактом выводе конденсатора снижено до значения всего в несколько вольт. Теперь ни одно из напряжений вообще не достигает отрицательных значений, и наивысшее напряжение, которое вообще возникает, только немного выше пикового значения напряжения питающей сети, в используемом примере, только 355 В при пиковом значении в 325 В RMS-напряжения питающей сети в 230 В.

Для управления переключателями согласно третьему способу управления

переключателем используются два опорных напряжения V_{ref1} и V_{ref2} и два мгновенных напряжения $V_{rect}(t)$ и $V_{Cneg}(t)$, измеряемые в реальном времени. Помимо этого, используется синхронизирующий сигнал *First*.

5 Синхронизирующий сигнал *First* указывает то, находится выпрямленное напряжение $V_{rect}(t)$ питающей сети в первой половине ($0 < t < T/4$) или во второй половине ($T/4 < t < T/2$) полупериода сети $0 \dots T/2$. Следовательно, это представляет собой повторяющуюся последовательность с периодом $T/2$.

$$10 \quad First = \begin{cases} 1 & 0 < t < \frac{T}{4} \\ 0 & \frac{T}{4} < t < \frac{T}{2} \end{cases} \quad (23).$$

Опорные напряжения V_{ref1} и V_{ref2} должны быть постоянными напряжениями, т.е. напряжениями, которые могут считаться постоянными во времени.

15 Существует несколько способов формировать фактическое значение для первого опорного напряжения V_{ref1} . Первый способ состоит в том, чтобы измерять разность напряжений в аноде и катоде первой гирлянды светодиодов (например, типично 128 В при RMS-напряжении питающей сети 230 В) и добавлять минимальный запас напряжения (например, 5 В), необходимый для того, чтобы надлежащим образом смещать
20 транзисторный стабилизатор тока. Этот способ является подходящим для светодиодных формирователей сигналов питания без регулирования яркости с низким мерцанием светового вывода.

Второй способ состоит в том, чтобы измерять входное напряжение питающей сети в реальном времени и формировать выходное напряжение, пропорциональное RMS-значению, например, согласно вышеприведенным вычислениям, а именно, $V_{ref1} = 0,619$
25 $V_{mains,RMS}$. Этот способ является подходящим для светодиодных формирователей сигналов питания с регулируемой яркостью с низким мерцанием светового вывода.

Другое требуемое опорное напряжение представляет собой V_{ref2} , что отражает
30 минимальный запас напряжения (например, 2 В или 5 В), необходимый для того, чтобы надлежащим образом смещать транзисторный стабилизатор тока. Это напряжение может быть сформировано посредством транзисторной схемы.

Два мгновенных напряжения, измеряемые в реальном времени, которые могут быть использованы для того, чтобы управлять переключателями, представляют собой
35 выпрямленное напряжение $V_{rect}(t)$ питающей сети и напряжение $V_{Cneg}(t)$ на отрицательном контактом выводе конденсатора, включенного в полный мост.

Вышеуказанные напряжения $V_{rect}(t)$, $V_{Cneg}(t)$ сравниваются с опорными напряжениями V_{ref1} , V_{ref2} , что приводит к цифровым управляющим сигналам А, В и С.

40 Модуль сравнения (В6 на Фиг. 26) сравнивает выпрямленное напряжение $V_{rect}(t)$ питающей сети с опорным напряжением V_{ref1} :

$$A = \begin{cases} 1 & V_{rect}(t) \geq V_{ref1} \\ 0 & V_{rect}(t) < V_{ref1} \end{cases} \quad (24).$$

45 Модуль сравнения (В5 на Фиг. 26) сравнивает напряжение $V_{Cneg}(t)$ на отрицательном контактом выводе конденсатора с опорным напряжением V_{ref1} :

$$B = \begin{cases} 1 & V_{Cneg}(t) \geq V_{ref1} \\ 0 & V_{Cneg}(t) < V_{ref1} \end{cases} \quad (25).$$

Модуль сравнения (В4 на Фиг. 26) сравнивает напряжение $V_{Cneg}(t)$ на отрицательном контактом выводе конденсатора с опорным напряжением V_{ref2} :

$$C = \begin{cases} 1 & V_{Cneg}(t) \geq V_{ref2} \\ 0 & V_{Cneg}(t) < V_{ref2} \end{cases} \quad (26).$$

С помощью четырех цифровых управляющих сигналов First, A, B и C два независимых переключателя S_2 и S_3 в полном мосте 40 могут управляться согласно третьему способу управления переключателем. Два RS-триггера, со встроенными логическими элементами “NAND” с двумя входами и со входами Snot (логическая инверсия S) и Rnot, используются для того, чтобы создавать возбуждающие сигналы M_2 и M_3 для двух MOSFET-переключателей S_2 и S_3 . Фиг. 26 показывает примерную принципиальную схему, которая реализует требуемую функциональность третьего способа управления переключателем.

Фиг. 27 показывает различные формы сигналов напряжений и логических сигналов в качестве функции от времени в промежуток времени в один полный цикл сети (или в два полупериода сети). Фиг. 27А показывает опорные напряжения V_{ref1} и V_{ref2} на уровнях приблизительно в 135 В и 5 В, соответственно, выпрямленное напряжение $V_{rect}(t)$ питающей сети и напряжение $V_{Cneg}(t)$ на отрицательном контактом выводе конденсатора.

Логический сигнал First, показанный на Фиг. 27В, может извлекаться из выпрямленного напряжения $V_{rect}(t)$ питающей сети.

Фиг. 27С, 27D, 27Е показывают логические сигналы A, B и C, соответственно, сформированные посредством трех модулей В6, В5 и В4 сравнения по Фиг. 26. Фиг. 27F и 27G показывает сигналы M_2 и M_3 управления переключателем двух независимых переключателей. Эти сигналы формируются посредством RS-триггеров со встроенными логическими элементами “NAND” в этом варианте осуществления.

Фиг. 27H, 27I, 27J, 27K показывают логические сигналы Discharge, Charge, Top_bypass и Bottom_Bypass, которые указывают соответствующие режимы управления переключателем. В частности, последовательность в ходе отрицательного наклона выпрямленного напряжения питающей сети, в котором после режима Top_Bypass идет Bottom_Bypass, является характерной для третьего способа управления переключателем: ни одно из напряжений вообще не достигает отрицательных значений, и наивысшее напряжение, которое вообще возникает, только немного выше пикового значения напряжения питающей сети, в используемом примере, только 355 В при пиковом значении в 325 В RMS-напряжения питающей сети в 230 В.

Фиг. 27L и 27M показывают напряжения $V_{Cpos}(t)$ на положительном контактом выводе конденсатора и напряжение $V_{LED1}(t)$, предлагаемое для нагрузки.

Фиг. 28 показывает режим работы при запуске в течение первых пяти полных циклов сети, что соответствует 0,1 секундам на частоте напряжения питающей сети в 50 Гц. Фиг. 28А и 28В показывает выпрямленное напряжение питающей сети и напряжения на положительном и отрицательном контактных выводах конденсатора. Фиг. 28С показывает напряжение дифференциального конденсатора. Фиг. 28D показывает результирующее напряжение нагрузки $V_{LED1}(t)$.

Формы сигналов Фиг. 27 и 28 получаются из системы с линейным светодиодным формирователем сигналов питания с отводами в качестве нагрузки. В этой системе первый светодиод высокого напряжения является светодиодом на 128 В, так что соответствует практическому пределу $V_{C,m}$ из уравнения (13). Фиг. 28Е показывает

дифференциальное напряжение в упомянутом светодиоде на 128 В, и он показывает, что приблизительно после 40 мс, светодиод на 128 В проводит ток непрерывно, так что этот конкретный светодиод не показывает мерцание светового выхода. Формы сигналов также показывают, что приблизительно в 60 мс (три полных цикла сети), система

5 достигает равновесия.

Фиг. 28F безусловно показывает, что для этого конкретного линейного светодиодного формирователя сигналов питания с отводами, ток в сети имеет почти нулевое значение только в течение нескольких первых переходов через нуль напряжения. Этот режим работы зависит не только от последовательного конденсатора и окружающей

10 полномостовой переключаемой сети с управлением, но также зависит и от приложенной нагрузки.

Шаговый переход от режима обхода конденсатора сверху к режиму обхода конденсатора снизу в вышеуказанном третьем способе управления переключателем требует размыкания переключателей S_1 и S_3 и замыкания переключателей S_2 и S_4 . Как

15 результат, узлы срос и спег сдвигают уровни по напряжению вплоть до мгновенного напряжения конденсатора. Поскольку переключатели $S_1...S_4$ реализуются посредством

D_{S1} , P_{S2} , P_{S3} и D_{S4} , соответственно, это требует активного управления размыкающим переключателем P_{S3} посредством задания управляющего сигнала M_3 равным

20 логическому 0 и активного управления замыкающим переключателем P_{S2} посредством задания управляющего сигнала M_2 равным логической 1. Пассивные переключатели

D_{S1} и D_{S4} размыкаются и замыкаются автоматически (без необходимости управляющих сигналов). Поскольку влиянием схем сдвига уровня (не показаны), которые возбуждают затворы р-канальных МОП-транзисторов P_{S2} и P_{S3} , нельзя пренебречь, и присутствуют

25 все виды паразитных эффектов, такие как паразитные емкости, паразитная индуктивность и накопленный заряд, установившаяся практика заключается в том, чтобы подготавливаться к случаю, в котором переключатели P_{S2} и P_{S3} не активируются

синхронно, хотя их управляющие сигналы M_2 и M_3 могут переключать состояния

30 синхронно. Если P_{S3} размыкается после того, как P_{S2} замыкается, временно активируется режим разряда конденсатора, что приводит к нарастающему сбою для напряжения нагрузки. Если P_{S3} размыкается до того, как замыкается P_{S2} , временно активируется

режим заряда конденсатора, что приводит к спадающему сбою для напряжения нагрузки.

35 Второй случай очень нежелателен, поскольку напряжение нагрузки временно является недостаточным для того, чтобы создавать световой выход. Дешевое решение в таком случае состоит в том, чтобы создавать временную задержку между передним фронтом

управляющего сигнала M_2 для р-канального МОП-транзистора P_{S2} и задним фронтом управляющего сигнала M_3 для р-канального МОП-транзистора P_{S3} , за счет этого

40 реализуя режим короткого разряда конденсатора. Это показано в качестве сбоя в узле нагрузки, как можно видеть на графике V_{load} на Фиг. 25А в $t=8,1$ мс и в $t=18,1$ мс, если

не предпринимаются специальные меры для того, чтобы гарантировать, что временная задержка точно настраивается, например, посредством стратегии с обратной связью.

45 В реализациях вышеуказанных первого, второго и третьего способов управления переключателем опорное напряжение V_{ref1} формируется посредством измерения

дифференциального напряжения через гирлянды светодиодов высокого напряжения, относительно которых суммированное падение напряжения (скажем 132 В), выбирается равным близко к теоретическому максимуму (142 В). Это является подходящим для

светодиодных формирователей сигналов питания без регулирования яркости с низким мерцанием светового вывода, но не является оптимальным для светодиодных формирователей сигналов питания с регулируемой яркостью с низким мерцанием светового вывода. После того, как входное напряжение питания присутствует со
5 значительным срезанием фазы вследствие регулирования яркости, входное RMS-напряжение значительно падает, и реализации трех способов управления могут приводить к мерцанию светового выхода, поскольку система более не может формировать напряжение нагрузки, большее 132 В.

Выбор значения применяемого последовательного конденсатора С в принципе
10 является вопросом компромисса между затратами и производительностью. Стратегия управления третьего способа управления переключателем является надлежащей, когда выбираемое значение конденсатора является довольно низким, и размах напряжения конденсатора является довольно высоким. Тем не менее, моделирования показывают, что когда значение конденсатора выбирается относительно большим, так что размах
15 напряжения конденсатора является небольшим, отрицательные напряжения могут выявляться, в частности, в момент t_1 времени переключения при переходе из режима разряда конденсатора в режим обхода конденсатора сверху. В частности, узел спег, с которым соединяется отрицательный контактный вывод конденсатора, может показывать отрицательное напряжение в это время, что является нежелательным и
20 должно исключаться.

При включении питания системы все конденсаторы разряжаются. На Фиг. 28 уже показано, что система управления может обеспечивать то, что переключаемый последовательный конденсатор быстро заряжается, и достигается равновесие. Способ
25 управления, который использован для того, чтобы формировать этот режим работы при запуске, показанный на Фиг. 26, имеет основную постоянную времени, определенную посредством последовательного конденсатора непосредственно. Тем не менее, могут быть использованы другие способы управления, к примеру, как представлено ниже, основная постоянная времени которых превышает основную
30 постоянную времени, определенную посредством переключаемого последовательного конденсатора, что может приводить к избыточно заряженному переключаемому последовательному конденсатору и слишком высоким узловым напряжениям в течение последовательности при включении питания.

Следовательно, цель нижеприведенного пояснения заключается в том, чтобы предлагать дополнительные способы управления переключателем, которые
35 обеспечивают больший диапазон значений последовательного конденсатора, приводят к меньшему числу сбоев, имеют лучшую совместимость с регуляторами яркости со срезанием фазы и исключают избыточный заряд переключаемого последовательного конденсатора и слишком высокие узловые напряжения.

Сбой, к примеру, в третьем способе управления переключателем может
40 предотвращаться посредством использования способа управления, которому не требуется (почти) синхронное изменение состояния активных переключателей. Вышеуказанные первый и второй способы управления не имеют такого сбоя, поскольку при каждом изменении режима только один активный переключатель (P_{S2} или P_{S3})
45 изменяет состояние. Тем не менее, эти способы управления имеют недостатки в виде отрицательных напряжений (способ 1 управления) или слишком высоких положительных напряжений (способ 2 управления). Ниже представляется решение в качестве способа 4 управления переключателем.

Дополнительные условия должны удовлетворяться во избежание отрицательных

напряжений на узлах в системе. Это требует измерения мгновенного напряжения дифференциального последовательного конденсатора $V_C = V_{Cpos} - V_{Cneg}$.

Избыточный заряд конденсатора может предотвращаться посредством создания логического сигнала G , указывающего то, выше ($G=0$) или ниже ($G=1$) напряжение V_C конденсатора максимального напряжения, указываемого посредством опорного напряжения V_{ref3} , которое, например, извлекается из напряжения питающей сети или извлекается из напряжений гирлянды светодиодов. В стратегии управления режим заряда конденсатора разрешается только тогда, когда этот логический сигнал G является истинным ($A=1$).

Лучшая совместимость с регуляторами яркости со срезанием фазы может быть создана посредством использования других способов, чтобы создавать опорное напряжение V_{ref1} . По существу, это означает то, что опорное напряжение V_{ref1} должно иметь значение ниже, но близкое к теоретическому максимуму (142 В) в случае напряжения питающей сети без регулирования яркости (230 В RMS). В случае напряжения питающей сети после регулирования яркости значение должно снижаться соответствующим образом.

Способ 4 управления переключателем имеет следующие свойства;

- при каждом изменении режима только один активный переключатель (P_{S2} или P_{S3})

изменяет состояние;

- отрицательные напряжения исключаются посредством обязательности удовлетворения большего числа условий для изменения состояния;

- избыточный заряд конденсатора может исключаться посредством предоставления возможности режима заряда конденсатора только при условии, что напряжение конденсатора ниже предела напряжения.

Способ 4 управления переключателем чередует режимы в порядке, идентичном порядку способа 1 управления переключателем:

- режим разряда конденсатора;

- режим обхода конденсатора сверху;

- режим заряда конденсатора;

- режим обхода конденсатора сверху,

способом, показанным на Фиг. 29, показывающем напряжения в способе 4 управления.

Три мгновенных напряжения, измеряемые в реальном времени, которые могут быть использованы для того, чтобы управлять переключателями, представляют собой:

- выпрямленное напряжение $V_{rect}(t)$ питающей сети;

- напряжение $V_C(t)$ конденсатора для конденсатора, охваченного полным мостом;

- напряжение $V_{Cneg}(t)$ на отрицательном контактом выводе конденсатора.

Помимо этих мгновенных напряжений, необходимы три опорных напряжения.

Опорное напряжение V_{ref3} отражает максимальное напряжение, которое вообще должно возникать в переключаемом последовательном конденсаторе, например, в течение последовательности запуска. Оно может извлекаться, например, из напряжения питающей сети или из прямых напряжений гирлянд светодиодов. При RMS-напряжении питающей сети в 230 В его значение может, например, составлять $V_{ref3}=200$ В, что является значением выше значений напряжения, возникающих в конденсаторе в устойчивом режиме работы.

Опорное напряжение V_{ref2} отражает минимальный запас напряжения (например, 2

В), необходимый для того, чтобы надлежащим образом смещать транзисторный стабилизатор тока в активной области.

Опорное напряжение V_{ref1} может выбираться равным приблизительно максимальному значению минимального напряжения нагрузки, которое может быть сформировано.

5 При напряжении питающей сети без регулирования яркости в 230 В RMS оно равняется приблизительно 140 В. Другие возможности формировать V_{ref1} упоминаются ниже.

Вышеуказанные напряжения $V_{rect}(t)$, $V_C(t)$ и $V_{Cneg}(t)$ сравниваются с опорными напряжениями V_{ref1} , V_{ref2} и V_{ref3} , чтобы формировать цифровые управляющие сигналы

10 А, В, С и G. В модулях А, В и С сравнения члены в правой части смещаются на несколько вольт в соответствии с опорным напряжением V_{ref2} :

- модуль А сравнения сравнивает выпрямленное напряжение $V_{rect}(t)$ питающей сети с напряжением $V_C(t)$ конденсатора;

$$15 \quad A = \begin{cases} 1 & V_{rect}(t) \geq V_C(t) + V_{ref2} \\ 0 & V_{rect}(t) < V_C(t) + V_{ref2} \end{cases} \quad (27)$$

- модуль В сравнения сравнивает выпрямленное напряжение $V_{rect}(t)$ питающей сети с опорным напряжением V_{ref1} :

$$20 \quad B = \begin{cases} 1 & V_{rect}(t) \geq V_{ref1} + V_{ref2} \\ 0 & V_{rect}(t) < V_{ref1} + V_{ref2} \end{cases} \quad (28)$$

- модуль С сравнения сравнивает отрицательное напряжение $V_{Cneg}(t)$ на контактных выводах конденсатора с опорным напряжением V_{ref1} :

$$25 \quad C = \begin{cases} 1 & V_{Cneg}(t) \geq V_{ref1} + V_{ref2} \\ 0 & V_{Cneg}(t) < V_{ref1} + V_{ref2} \end{cases} \quad (29)$$

- модуль G сравнения сравнивает напряжение $V_C(t)$ конденсатора с максимальным значением, указываемым посредством опорного напряжения V_{ref3} :

$$30 \quad G = \begin{cases} 0 & V_C(t) \geq V_{ref3} \\ 1 & V_C(t) < V_{ref3} \end{cases} \quad (30)$$

С помощью четырех цифровых управляющих сигналов А, В, С и G два независимых переключателя S_2 и S_3 в полном мосте могут управляться согласно четвертому способу управления переключателем с помощью управляющих сигналов M_2 и M_3 ,

35 соответственно, как пояснено на схеме состояний по Фиг. 30 (условия, заданные с точки зрения напряжений), или Фиг. 31 (условия, заданные с точки зрения логических сигналов).

Схемы состояний по Фиг. 30 и Фиг. 31 показывают только три состояния. Удобно кодировать режим разряда конденсатора с помощью $Q_1Q_2=11$, поскольку требуемые сигналы управления переключателем представляют собой $M_2=1$ и $M_3=1$. Аналогично, режим обхода конденсатора сверху кодируется с помощью $Q_1Q_2=01$, а режим заряда конденсатора кодируется с помощью $Q_1Q_2=00$.

45 После тщательного исследования влияния состояний переключателя на четыре цифровых управляющих сигнала А, В, С и G, можно понимать, что четвертое состояние необходимо. Чтобы переходить из режима разряда конденсатора в режим обхода конденсатора сверху требуется, чтобы $A=1$ и $B=1$. Так же, чтобы переходить из режима обхода конденсатора сверху в режим заряда конденсатора требуется, чтобы $C=1$. Тем не менее, когда последовательный конденсатор имеет относительно большое значение,

может возникать такая ситуация, что модуль С сравнения показывает высокий логический уровень ($C=1$) в течение времени, когда $A=0$ и $B=1$, и переключается на $C=0$ после того, как модуль А сравнения переключается на логическую 1 ($A=1$). Таким образом, в течение короткого времени $A=1$ и $B=1$ и $C=1$, после перехода из режима разряда конденсатора в режим обхода конденсатора сверху, может налагать последующий немедленный переход в режим заряда конденсатора. Чтобы исключить это, вводится упомянутое четвертое состояние. Система остается в этом втором состоянии обхода конденсатора сверху при условии, что модуль С сравнения показывает высокий логический уровень ($C=1$), и переходит в исходное состояние обхода конденсатора сверху, как только модуль С сравнения показывает низкий логический уровень ($C=0$). Таким образом, два из четырех состояний представляют режим обхода конденсатора сверху.

Для кодирования четырех состояний необходимы, по меньшей мере, два триггера. Если выбирается кодирование этого второго режима обхода конденсатора сверху с оставшейся комбинацией $Q_1Q_2=10$, то переход между двумя режимами обхода конденсатора сверху требует переключения обоих триггеров Q_1 и Q_2 . В зависимости от различий в реализации схемы, одна из них переключается быстрее другой, что подразумевает то, что в течение короткого времени выбирается режим разряда конденсатора ($Q_1Q_2=11$) или режим заряда конденсатора ($Q_1Q_2=00$), что представляет очень нежелательный сбой.

Чтобы исключить этой сбой, выбирается использование третьего триггера Q_{extra} для того, чтобы отличать между двумя состояниями, представляющими режим обхода конденсатора сверху. Они теперь кодируются как $Q_1Q_2Q_{extra}=010$ и $Q_1Q_2Q_{extra}=011$. Режим разряда конденсатора кодируется как $Q_1Q_2Q_{extra}=110$, а режим заряда конденсатора кодируется как $Q_1Q_2Q_{extra}=000$.

Схема состояний расширяется с оставшимися четырьмя состояниями 001, 100, 101 и 111, которые могут выявляться при включении питания, но в принципе не используются. Условия для изменений состояния выбираются так, как показано на Фиг. 32, и все не упомянутые условия подразумевают не представляющие важность позиции в управлении этими тремя триггерами.

Основное отличие относительно вышеуказанного первого способа управления переключением состоит в другом наборе условий, которые должны удовлетворяться, чтобы давать возможность управляющему конечному автомату последовательно проходить через состояния. Это приводит к другому распределению времени.

По сравнению с третьим способом управления переключателем, время разряда возрастает и, как результат, время заряда также возрастает и начинается раньше, как можно легко видеть при изучении графиков по Фиг. 25 и Фиг. 29. Все это за счет немного меньшего гарантированного напряжения нагрузки.

Практические реализации модулей сравнения показывают задержку и смещение. Логические элементы показывают задержку. Гистерезис может добавляться, например, в модулях сравнения, чтобы уменьшать чувствительность к шуму и возмущениям, например, в напряжении питающей сети, а также создавать более стабильные переходы четырех модулей сравнения. Добавление гистерезиса не показано на Фиг. 30.

Реализация с тремя RS-триггерами со встроенными логическими элементами "NAND" с двумя входами показывается на Фиг. 33. Фиг. 33 показывает логическую схему, которая обрабатывает цифровые входные сигналы А, В, С и G, чтобы создавать

управляющие сигналы M_2 и M_3 для переключателей S_2 и S_3 , соответственно, с использованием четвертого способа управления переключателем.

Режим работы предложенного четвертого способа управления переключателем, реализованного посредством конечного автомата по Фиг. 33, проиллюстрирован

5 посредством различных примеров.
В качестве первого примера, рассматривается нагрузка при неизменяющемся постоянном токе 50 мА. Опорное напряжение V_{ref1} задается равным фиксированному уровню 125 В (в дальнейшем называется способом 4а управления переключателем), и опорное напряжение V_{ref2} задается равным фиксированному уровню в 5 В.

10 Анализируются два частных случая: относительно низкое значение применяемого последовательного конденсатора (Фиг. 34, $C=3$ мкФ) или относительно большое значение (Фиг. 35, $C=20$ мкФ). Это приводит к относительно большому (55 В) и небольшому (8 В) размахам напряжения конденсатора, соответственно.

15 Фиг. 34 и 35 показывают различные формы сигналов напряжений и логических сигналов в качестве функции от времени в промежуток времени в один полный цикл сети (в два полуцикла сети) со схемой в равновесии для случая относительно небольшого значения последовательного конденсатора (Фиг. 34) и для случая относительно большого значения последовательного конденсатора (Фиг. 35).

20 Фиг. 34А и 35А показывают опорное напряжение V_{ref1} , которое задается равным уровню 125 В, и выпрямленное напряжение $V_{rect}(t)$ питающей сети и напряжение $V_{Cneg}(t)$ на отрицательном контактом выводе конденсатора.

25 Фиг. 34В-Е и 35В-Е показывают логические сигналы А, В, С и G, соответственно, сформированные посредством четырех модулей сравнения. Эти модули сравнения реализуют сравнения уравнений (27), (28), (29) и (30) и содержат некоторый гистерезис и показывают задержку.

30 Фиг. 34F, G и 35F, G показывают сигналы M_2 и M_3 управления переключателем двух независимых переключателей, сформированных посредством конечного автомата по Фиг. 33.

35 Фиг. 34Н-J и 35Н-J показывают логические сигналы Discharge, Charge и Top_Bypass, которые указывают соответствующие режимы управления переключателем.

Фиг. 34К-М и 35К-М показывают напряжения $V_{Cpos}(t)$ на положительном контактом выводе конденсатора, напряжение $V_{load}(t)$, предлагаемое для нагрузки, и напряжение $V_{Cpos}(t)-V_{Cneg}(t)$ дифференциального последовательного конденсатора.

В обоих случаях минимальное напряжение нагрузки составляет приблизительно 130 В (равно заданному уровню $V_{ref1}+V_{ref2}=130$ В).

40 Для случая относительно небольшого значения последовательного конденсатора (Фиг. 34, $C=3$ мкФ) максимальное напряжение нагрузки составляет приблизительно 355 В. При переходе через нуль напряжения питающей сети напряжение нагрузки составляет 144 В. Напряжение дифференциального последовательного конденсатора циклически изменяется между 121 В и 176 В.

45 Для случая относительно большого значения последовательного конденсатора (Фиг. 35, $C=20$ мкФ) максимальное напряжение нагрузки составляет приблизительно 325 В. При переходе через нуль напряжения питающей сети напряжение нагрузки составляет 151 В. Напряжение дифференциального последовательного конденсатора циклически изменяется между 147 В и 155 В.

Ни одно из схемных узловых напряжений вообще не достигает отрицательных

значений.

В вышеприведенном примере способа 4а управления переключателем, опорное напряжение V_{ref1} задано равным фиксированному значению 125 В, аналогично способу, предложенному в способе 3 управления переключателем.

5 Тем не менее, опорное напряжение V_{ref1} также может быть сформировано другими способами. Другая возможность, лучше подходящая для использования с регуляторами яркости со срезанием фазы, состоит в том, чтобы предлагать меньшее значение опорного напряжения V_{ref1} в случае, если значение минимального напряжения нагрузки близко к теоретическому максимуму (142 В при RMS-напряжении питающей сети без
10 регулирования яркости в 230 В) более не может поддерживаться, например, в ходе запуска или вследствие регулирования яркости со срезанием фазы.

В способе 4b управления переключателем опорное напряжение V_{ref1} выбирается из диапазона возможностей. В примере, показанном ниже, диапазон содержит два значения.
15 Выбор выполняется с использованием логического сигнала Normal, который указывает, является или нет напряжение V_C дифференциального последовательного конденсатора достаточно высоким для того, чтобы подавать питание в две гирлянды светодиодов (125 В в примере). В случае, если логический сигнал Normal является ложным, опорное
20 напряжение V_{ref1} выбирается равным напряжению одной гирлянды светодиодов (63 В в примерах). В случае, если Normal является истинным, опорное напряжение V_{ref1} выбирается равным сумме напряжений первой и второй гирлянды светодиодов (125 в примерах).

$$25 \quad V_{ref1} = \begin{cases} V_{LED1} + V_{LED2} & Normal = 1 \\ V_{LED1} & Normal = 0 \end{cases} \quad (31)$$

Логический сигнал Normal может быть сформирован посредством модуля сравнения, сравнивающего напряжение V_C конденсатора с опорным напряжением V_{ref4} , как указано
ниже:

$$30 \quad Normal = \begin{cases} 1 & V_C(t) \geq V_{ref4} \\ 0 & V_C(t) < V_{ref4} \end{cases} \quad (32)$$

Опорное напряжение V_{ref4} может выбираться таким образом, что оно имеет значение в диапазоне между V_{LED1} и $V_{LED1} + V_{LED2}$, например, $V_{ref4} = 1,1 V_{LED1}$ (73 В в примерах).

Фиг. 36 показывает формы сигналов в первые 300 мс после запуска с пустым
35 последовательным конденсатором со значением $C = 20$ мкФ. На Фиг. 36М опорное напряжение $V_{ref4} = 73$ В показывается вместе с напряжением дифференциального конденсатора $V_C = V_{Cpos} - V_{Cneg}$. В $t = 45$ мс напряжение V_C дифференциального конденсатора пересекает уровень $V_{ref4} = 73$ В. Логический сигнал Normal (не показан)
40 переключается на высокий логический уровень, и первая полоса формы сигнала показывает, что опорное напряжение V_{ref1} переключается с 63 В на 125 В, см. уравнение (31). Эффект переключения опорного напряжения V_{ref1} четко показывается в полосе формы сигнала V_{load} , проиллюстрированной на Фиг. 36L.

В способе 4с управления переключателем, опорное напряжение V_{ref1} ни удерживается
45 на фиксированном уровне, ни выбирается из ограниченного набора вариантов, а представляет собой истинную аналоговую величину, например, управляемую посредством (минимального) пикового детектора. Это способ 4с, в частности, должен быть независимым от прямых напряжений различных светодиодов высокого напряжения

или, обобщая, должен быть независимым от того, какая нагрузка соединена (кроме короткого замыкания, конечно). С этой целью, уровень V_{\min} минимального напряжения извлекается из локальных минимумов напряжения нагрузки, по меньшей мере, в половине цикла сети, но предпочтительно в нескольких циклах, и этот уровень
 5 используется в качестве опорного напряжения V_{ref1} . Активные переключатели управляются с возможностью поднимать максимально высоко этот уровень напряжения.

Пиковый детектор может быть использован для того, чтобы формировать V_{\min} . В простейшей форме, резистор, конденсатор и диод требуются для того, чтобы
 10 реализовывать схему.

Кроме того, анализируются два частных случая: относительно низкое значение применяемого последовательного конденсатора (Фиг. 37, $C=3$ мкФ) или относительно
 15 большое значение (Фиг. 38, $C=20$ мкФ). Оба чертежа показывают режим работы в первые 300 мс после запуска.

Для случая относительно небольшого значения последовательного конденсатора (Фиг. 37, $C=3$ мкФ) минимальное напряжение нагрузки, как только достигнуто
 20 равновесие, составляет приблизительно 133 В. Максимальное напряжение нагрузки достигает значений вплоть до 375 В в фазе запуска и составляет приблизительно 330 В в равновесии. При переходе через нуль напряжения питающей сети напряжение нагрузки
 в равновесии составляет 133 В. Напряжение дифференциального последовательного конденсатора первоначально быстро заряжается до 180 В, причем в это время режим
 25 заряда конденсатора завершается посредством управляющего сигнала G, что указывает то, что ограничивающая функция активируется с тем, чтобы предотвращать избыточный заряд последовательного конденсатора (предельное значение задается равным $V_{\text{ref3}}=180$
 В). Эта ограничивающая функциональность активируется всего семь раз в течение фазы запуска (см. полосу формы сигнала, показанную на Фиг. 37E). В равновесии
 напряжение дифференциального последовательного конденсатора циклически
 30 изменяется между 111 В и 165 В.

Для случая относительно большого значения последовательного конденсатора (Фиг. 38, $C=20$ мкФ) максимальное напряжение нагрузки в фазе запуска составляет 310 В, и
 35 в равновесии уменьшается приблизительно до 290 В. Минимальное напряжение нагрузки, как только достигнуто равновесие, составляет приблизительно 138 В. При переходе через нуль напряжения питающей сети напряжение нагрузки в равновесии составляет 138 В. Напряжение дифференциального последовательного конденсатора циклически
 40 изменяется между 136 В и 144 В. Следует отметить, что ограничивающая функция заряда конденсатора не активируется (см. полосу формы сигнала, показанную на Фиг. 38E).

Ни одно из схемных узловых напряжений вообще не достигает отрицательных значений.

В общих словах, при работе с светодиодом высокого напряжения от источника
 45 напряжения питающей сети, как форма электрического входного сигнала, так и форма оптического выходного сигнала должны удовлетворять определенным критериям. Согласно настоящему изобретению, предлагаются устройство и способ переключаемого емкостного ограничения по току. Конденсатор должен переключаться на путь постоянного тока гирлянды светодиодов. Через некоторые окружающие переключатели
 (например, реализованные посредством ИС с двунаправленными аналоговыми CMOS-переключателями), действующая полярность конденсатора может задаваться
 50 положительной или отрицательной, или конденсатор может обходиться. Когда мгновенное значение выпрямленного напряжения питающей сети выше напряжения

светодиодов, избыточное напряжение используется для того, чтобы заряжать конденсатор. Когда мгновенное значение выпрямленного напряжения питающей сети ниже напряжения светодиодов, (ранее заряженный) конденсатор соединяется с противоположной полярностью, следовательно, повышая напряжение таким образом, что светодиод может работать.

Использование конденсатора для того, чтобы накапливать и высвободить избыточное напряжение (и энергию), должно повышать эффективность всей системы по сравнению с ограничением по току с потерями, используемым обычно. Способ, предложенный здесь, не создает большой сдвиг фаз на входной стороне переменного тока, следовательно, коэффициент мощности является высоким. Общий способ может быть использован с любым светодиодом высокого напряжения, но в комбинации с гирляндами светодиодов с регулируемым прямым напряжением, например, с гирляндой светодиодов с отводами, размер и номинальное напряжение конденсатора могут быть уменьшены.

Настоящее изобретение может использоваться для возбуждения различных типов нагрузок и в различных вариантах применения. Например, изобретение может применяться для светодиодного осветительного оборудования, такого как высокоэффективные “линейные” светодиодные HV-формирователи сигналов питания с высоким коэффициентом мощности для общего освещения с питанием от сети. Этот план может применяться в светодиодном освещении и других вариантах применения, в частности, при возбуждении переменным током высокого и низкого напряжения светодиодных ламп (ACLED), недорогих светодиодных ламп, таких как линейные формирователи сигналов питания с отводами для усовершенствованных светодиодных ламп и модулей и светодиодных ламп и модулей с интегрированными формирователями сигналов питания.

Хотя изобретение подробно проиллюстрировано и описано на чертежах и в вышеприведенном описании, такое иллюстрирование и описание должны считаться иллюстративными или примерными, а не ограничивающими; изобретение не ограничено раскрытыми вариантами осуществления. Другие вариации в раскрытых вариантах осуществления могут пониматься и выполняться специалистами в данной области техники при применении на практике заявленного изобретения, из изучения чертежей, раскрытия сущности и прилагаемой формулы изобретения.

В формуле изобретения, слово “содержащий” не исключает другие элементы или этапы, и признак единственного числа не исключает множество. Один элемент или другой модуль может выполнять функции нескольких элементов, изложенных в формуле изобретения. Простой факт того, что определенные меры упомянуты в различных зависимых пунктах формулы изобретения, не означает того, что комбинация этих мер не может быть использована с выгодой.

Все ссылки с номерами в формуле изобретения не должны рассматриваться как ограничивающие объем.

Формула изобретения

1. Устройство (1, 1', 2, 2') формирователя сигналов питания для возбуждения нагрузки (100, 100'), в частности блока светодиодов, содержащего один или более светодиодов, причем упомянутое устройство формирователя сигналов питания содержит:

- выпрямительный модуль (10) для выпрямления принимаемого переменного напряжения (V_S) питания,
- контактные выводы (20) нагрузки для предоставления напряжения (V_L) возбуждения

и/или тока (I_L) возбуждения для возбуждения упомянутой нагрузки,

- емкостный накопительный модуль (30), соединенный между упомянутым выпрямительным модулем и упомянутыми контактными выводами нагрузки для накопления электроэнергии, предоставленной посредством упомянутого выпрямительного модуля, и предоставления электроэнергии в упомянутую нагрузку, и

- мостовой переключающий модуль (40), соединенный между упомянутым выпрямительным модулем и упомянутой нагрузкой для переключения упомянутого емкостного накопительного модуля на путь тока нагрузки из упомянутого выпрямительного модуля в упомянутые контактные выводы нагрузки с требуемой полярностью и для переключения упомянутого емкостного накопительного модуля из упомянутого пути тока нагрузки, поддерживая путь тока нагрузки в течение всего цикла переменного напряжения.

2. Устройство формирователя сигналов питания по п. 1, в котором упомянутый мостовой переключающий модуль (40) содержит полный мост из двух путей переключателей, соединенных параллельно, каждый из которых содержит два переключателя (S_1, S_2, S_3, S_4), соединенных последовательно, при этом упомянутый емкостный накопительный модуль соединен между последовательно соединенными контактными выводами упомянутых двух параллельных путей переключателей, причем в этих последовательно соединенных контактных выводах соединены два переключателя каждого из упомянутых двух путей переключателей.

3. Устройство формирователя сигналов питания по п. 1, в котором упомянутый емкостный накопительный модуль содержит один конденсатор (C).

4. Устройство формирователя сигналов питания по п. 1, в котором упомянутый емкостный накопительный модуль содержит два или более конденсаторов (C1, C2, C3), соединенных параллельно, причем упомянутый мостовой переключающий модуль (41, 42, 43) выполнен с возможностью отдельного переключения каждого конденсатора на или из упомянутого пути тока нагрузки.

5. Устройство формирователя сигналов питания по пп. 2 и 4, в котором упомянутый мостовой переключающий модуль (41, 42) содержит дополнительный переключатель (S_7, S_8) конденсатора в расчете на конденсатор (C2, C3) для всех или некоторых конденсаторов (C2, C3), причем этот дополнительный переключатель конденсатора соединен последовательно с его ассоциированным конденсатором.

6. Устройство формирователя сигналов питания по пп. 2 и 4, в котором упомянутый мостовой переключающий модуль (43) содержит дополнительный путь переключателей (S_3', S_3'', S_4', S_4'') в расчете на конденсатор (C2, C3) для всех или некоторых конденсаторов (C2, C3) (C1), соединенных параллельно с двумя путями переключателей полного моста.

7. Устройство формирователя сигналов питания по п. 1, дополнительно содержащее источник (50) тока, соединенный между упомянутым выпрямительным модулем и упомянутыми контактными выводами нагрузки.

8. Устройство формирователя сигналов питания по п. 1, в котором упомянутый мостовой переключающий модуль (40) управляется с возможностью переключать упомянутый емкостный накопительный модуль на упомянутый путь тока нагрузки с первой полярностью, когда мгновенное значение выпрямленного напряжения питания выше напряжения нагрузки, и переключать упомянутый емкостный накопительный модуль на упомянутый путь тока нагрузки со второй полярностью, противоположной первой полярности, когда мгновенное значение выпрямленного напряжения питания

ниже напряжения нагрузки.

9. Устройство формирователя сигналов питания по п. 1, в котором упомянутый мостовой переключающий модуль (40) управляется с возможностью попеременно переключать упомянутый емкостный накопительный модуль на упомянутый путь тока нагрузки с первой и второй полярностью, в частности, один раз, два раза или четыре раза в течение полупериода выпрямленного напряжения питания.

10. Устройство формирователя сигналов питания по п. 8, в котором упомянутый мостовой переключающий модуль (40) управляется с возможностью управлять распределением времени переключения упомянутого емкостного накопительного модуля на упомянутый путь тока нагрузки с упомянутыми различными полярностями посредством времени задержки относительно переходов через нуль выпрямленного напряжения питания.

11. Устройство формирователя сигналов питания по п. 1, в котором упомянутый мостовой переключающий модуль (40) управляется с возможностью переключать упомянутый емкостный накопительный модуль из упомянутого пути тока нагрузки, когда электроэнергия, накопленная в емкостном накопительном модуле, не должна использоваться для подачи питания в нагрузку.

12. Устройство формирователя сигналов питания по п. 1, в котором упомянутый мостовой переключающий модуль (40) управляется с возможностью заряжать упомянутый емкостный накопительный модуль до предварительно определенного напряжения конденсатора, в частности, до предварительно определенного начального напряжения конденсатора.

13. Устройство формирователя сигналов питания по п. 2, в котором упомянутые переключатели (S_1, S_2, S_3, S_4) реализованы как двунаправленные или однонаправленные переключатели, в частности, содержащие один или более р-канальных МОП-транзисторов, n-канальных МОП-транзисторов или диодов.

14. Способ возбуждения для возбуждения нагрузки (100, 100'), в частности, блока светодиодов, содержащего один или более светодиодов, причем упомянутый способ возбуждения содержит этапы, на которых:

- выпрямляют принимаемое переменное напряжение (V_S) питания посредством выпрямительного модуля (10),
- обеспечивают напряжение (V_L) возбуждения и/или ток (I_L) возбуждения в контактных выводах (20) нагрузки для возбуждения упомянутой нагрузки,
- накапливают электроэнергию, обеспеченную посредством упомянутого выпрямительного модуля, и обеспечивают электроэнергию в упомянутую нагрузку посредством емкостного накопительного модуля (30), соединенного между упомянутым выпрямительным модулем и упомянутыми контактными выводами нагрузки, и
- переключают упомянутый емкостный накопительный модуль на путь тока нагрузки из упомянутого выпрямительного модуля в упомянутые контактные выводы нагрузки с требуемой полярностью и переключают упомянутый емкостный накопительный модуль из упомянутого пути тока нагрузки посредством мостового переключающего модуля (40), соединенного между упомянутым выпрямительным модулем и упомянутой нагрузкой, поддерживая путь тока нагрузки в течение всего цикла переменного напряжения.

15. Устройство освещения, содержащее:

- осветительный модуль (100, 100'), содержащий один или более светодиодов, и
- устройство (1, 1', 2, 2') формирователя сигналов питания по п. 1, соединенное с

упомянутым осветительным модулем для возбуждения упомянутого осветительного модуля.

5

10

15

20

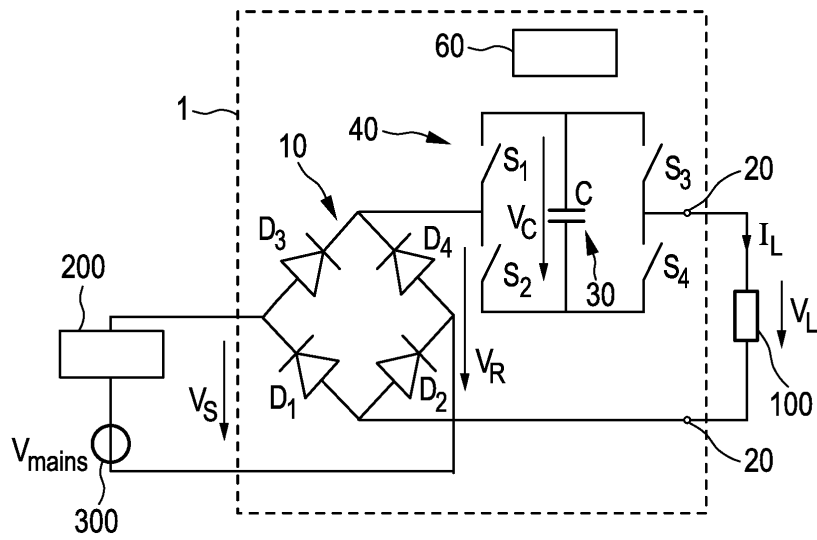
25

30

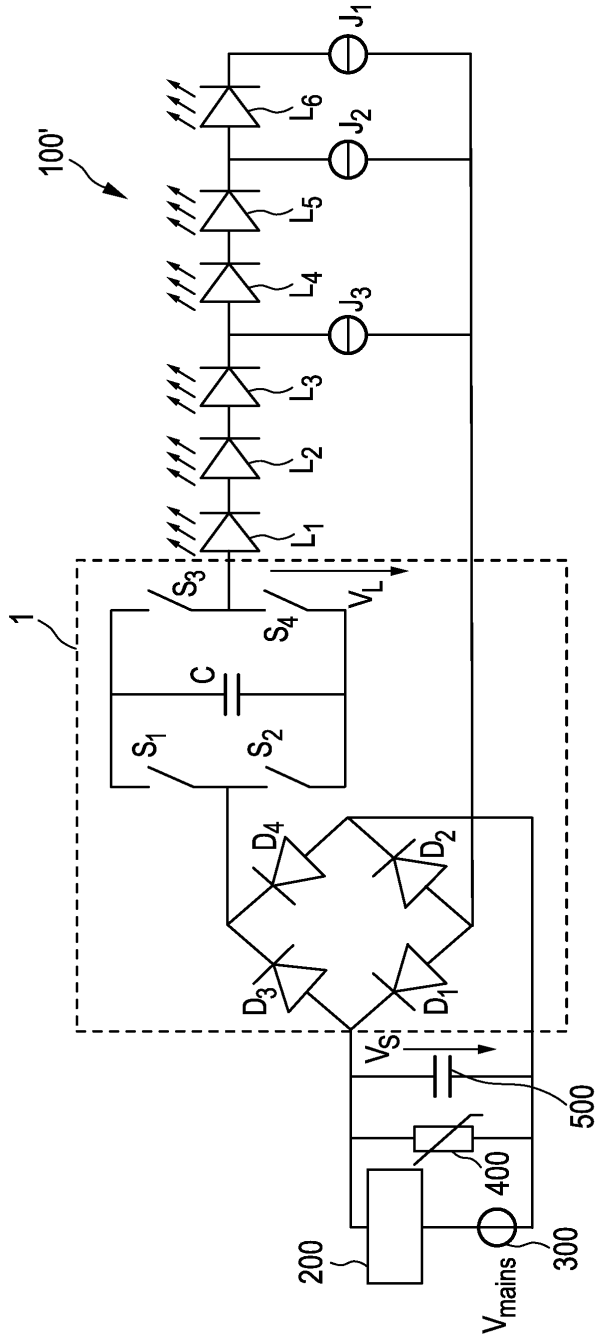
35

40

45

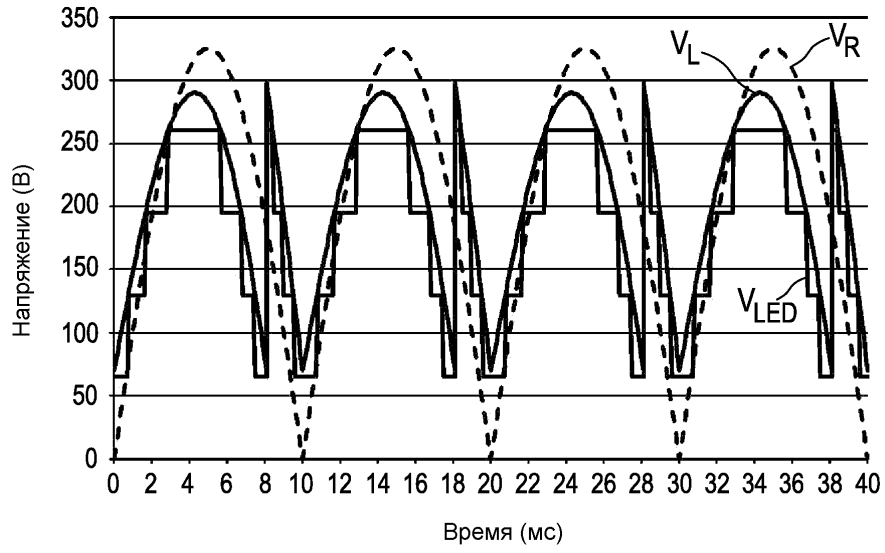


ФИГ.1

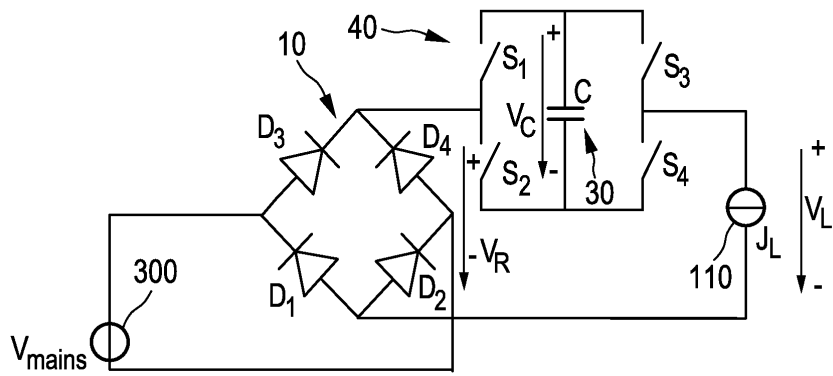


ФИГ.2

3/32

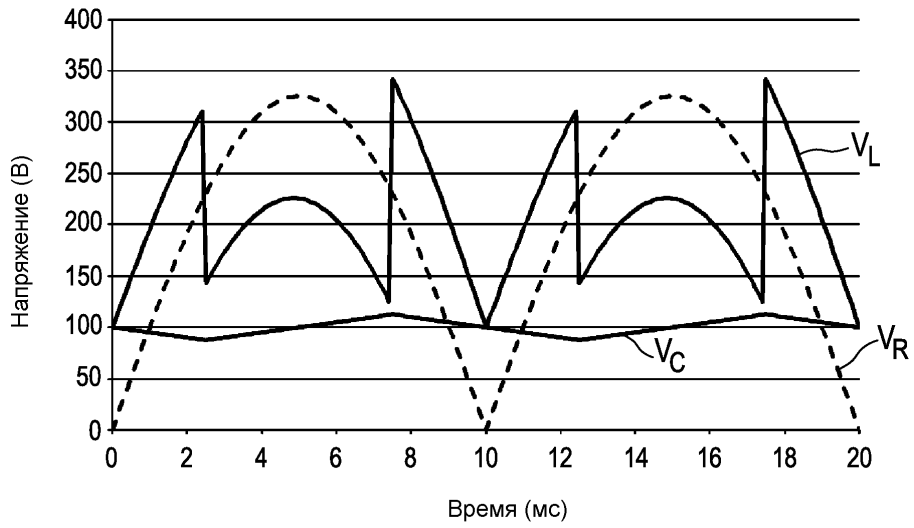


ФИГ.3

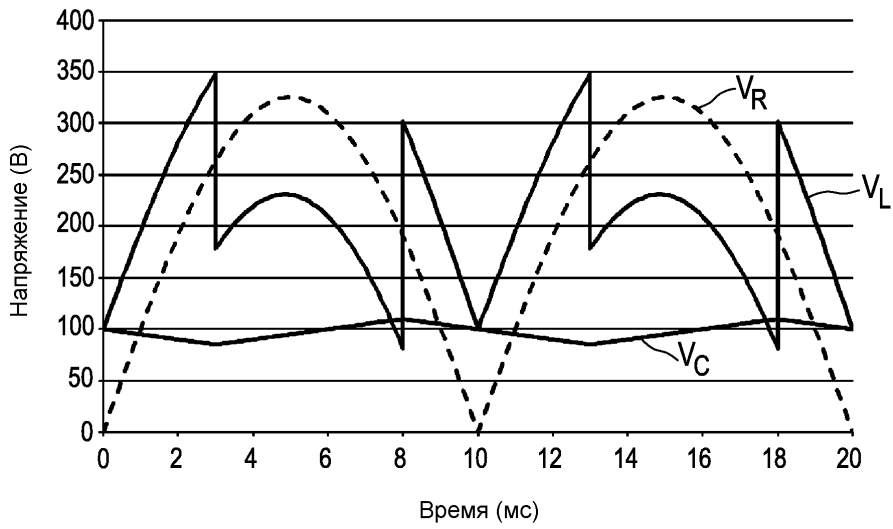


ФИГ.4

4/32

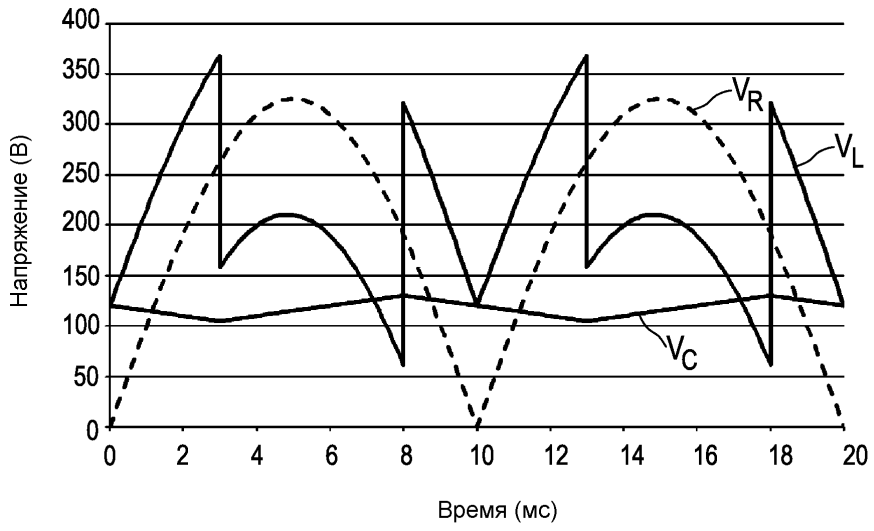


ФИГ.5

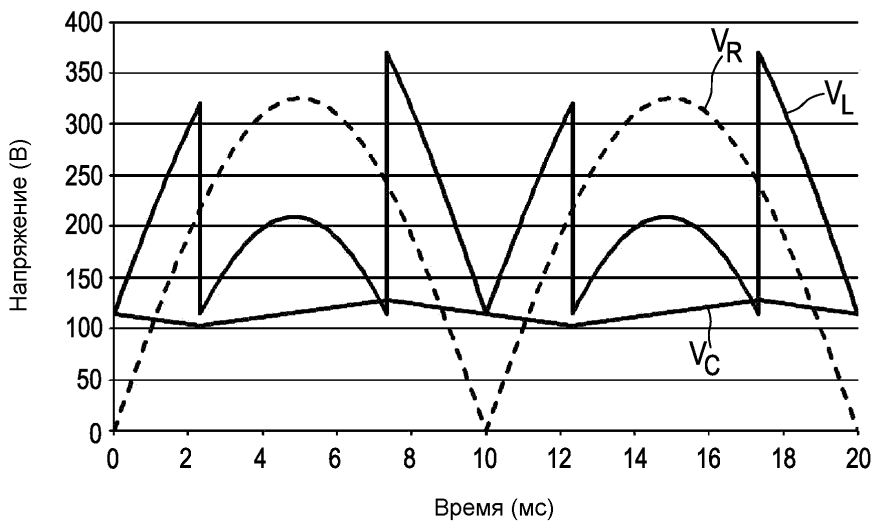


ФИГ.6

5/32

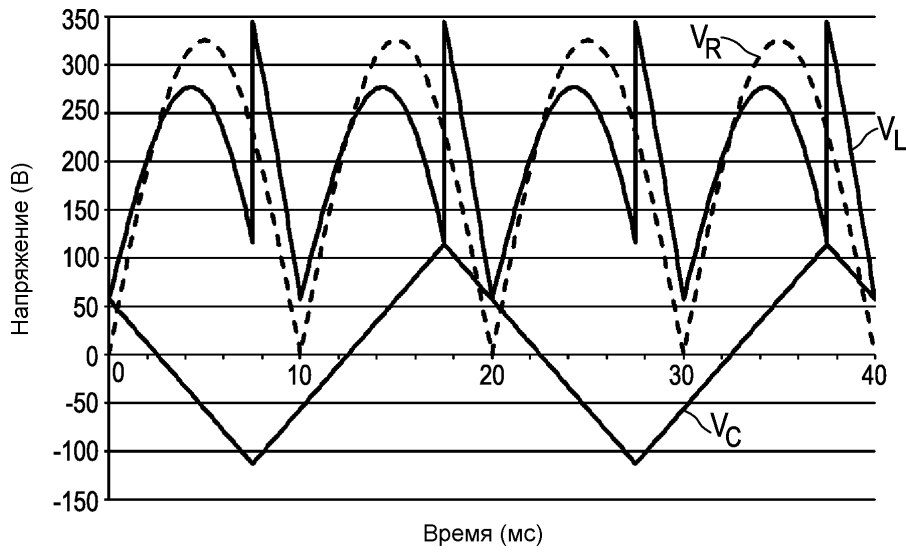


ФИГ.7

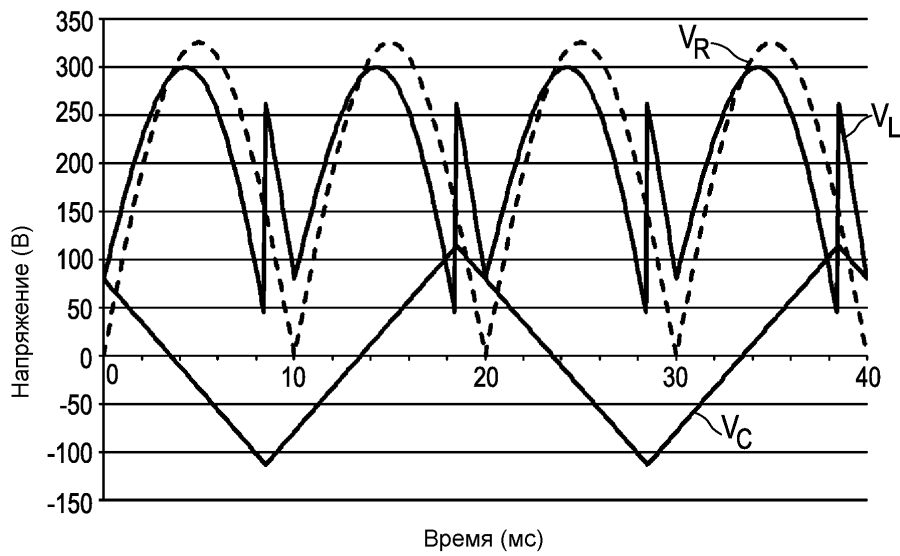


ФИГ.8

6/32

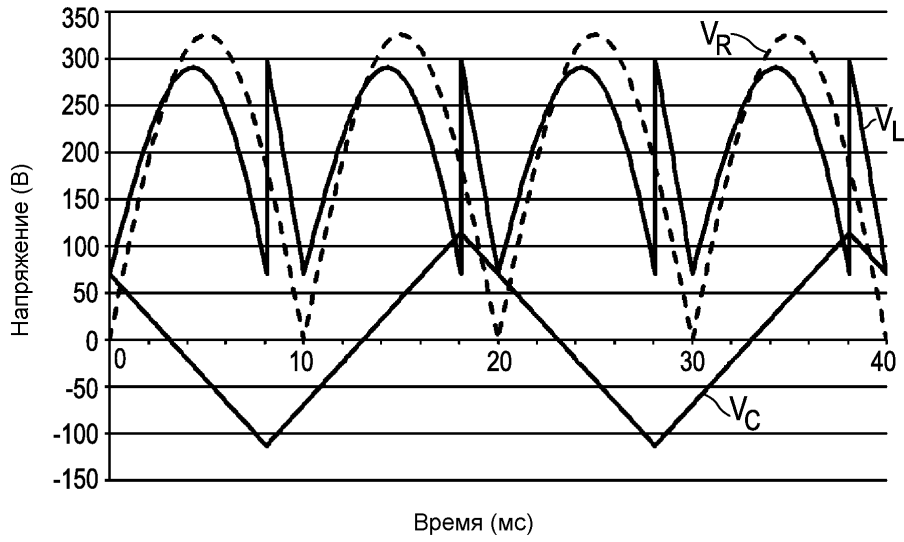


ФИГ.9

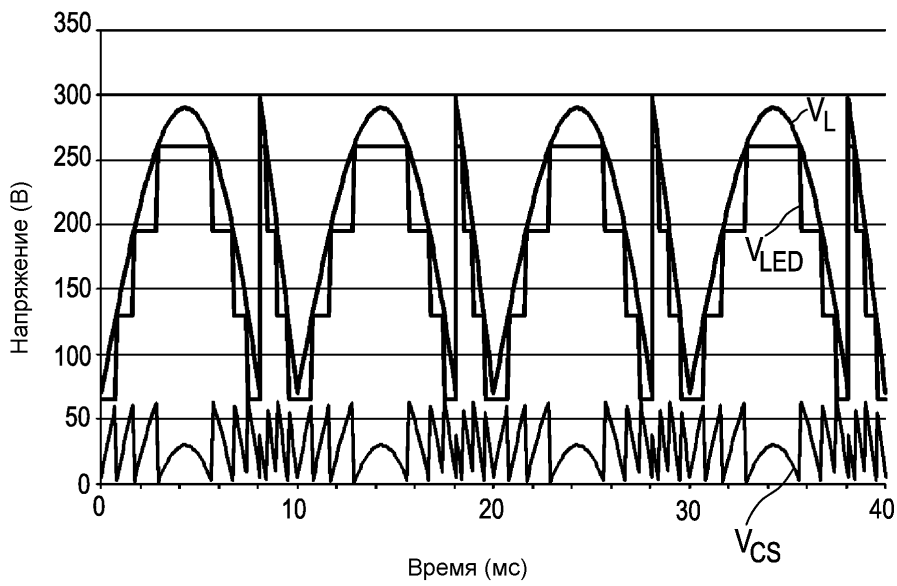


ФИГ.10

7/32

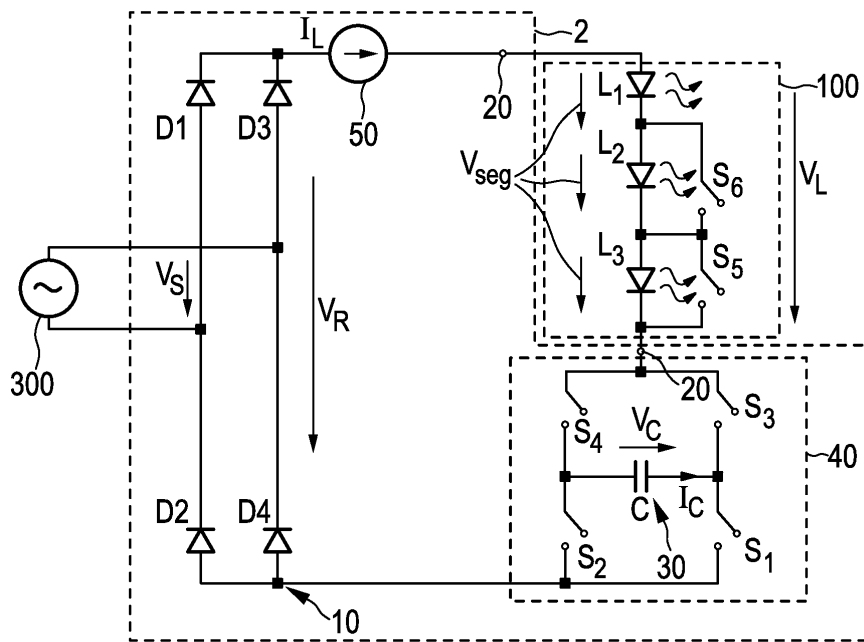


ФИГ.11



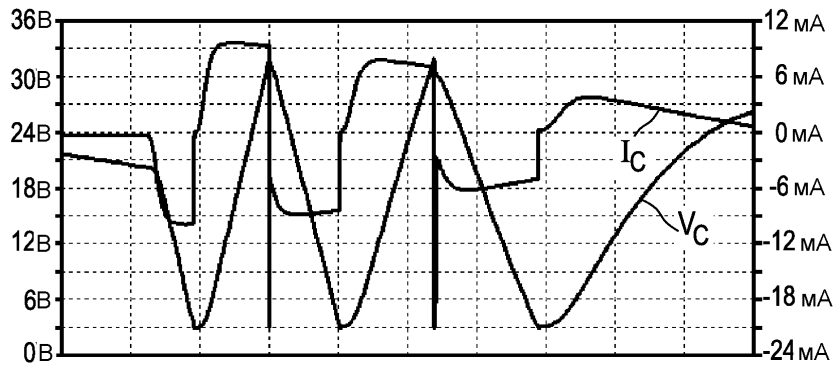
ФИГ.12

8/32

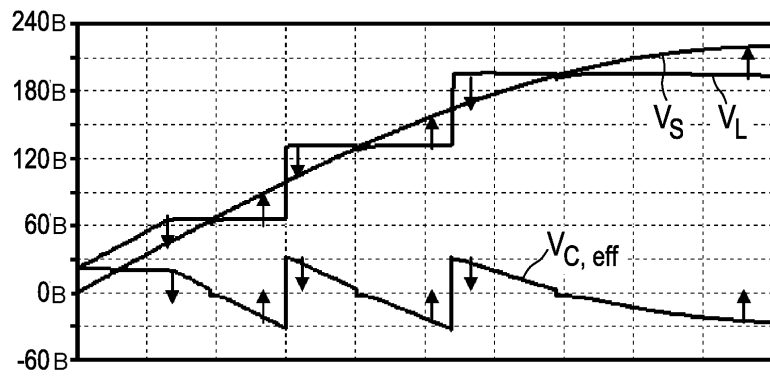


ФИГ.13

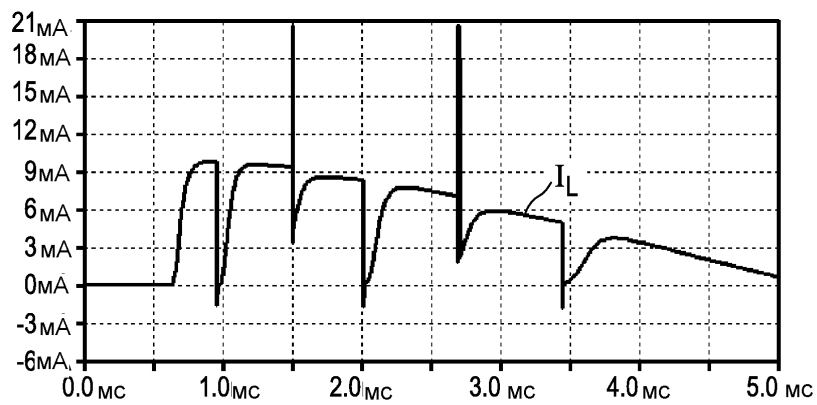
9/32



ФИГ.14А

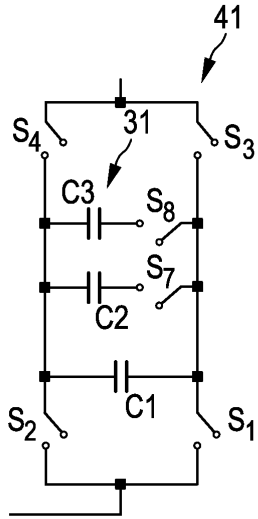


ФИГ.14В

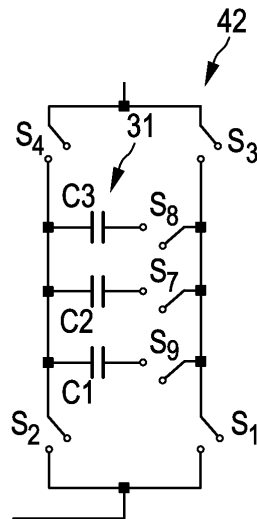


ФИГ.14С

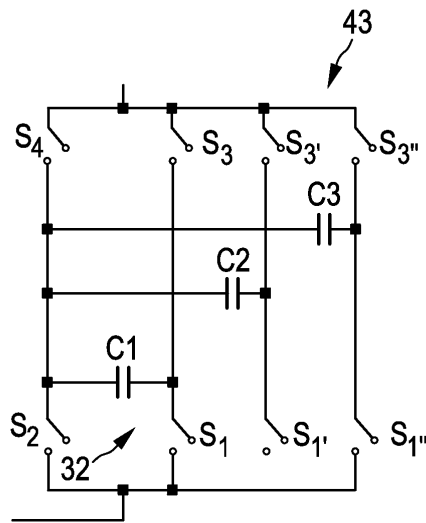
10/32



ФИГ.15А

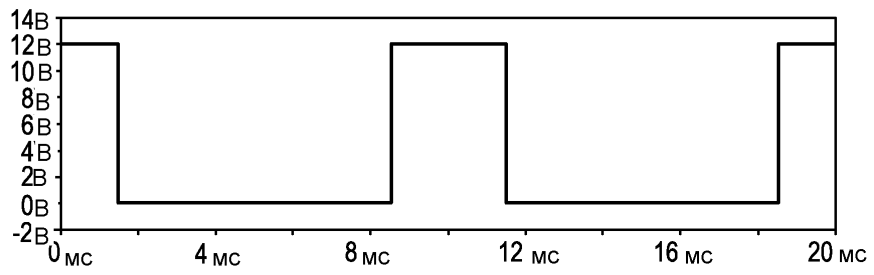


ФИГ.15В

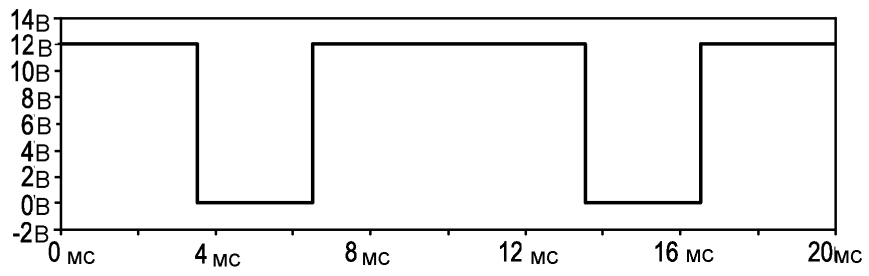


ФИГ.15С

11/32

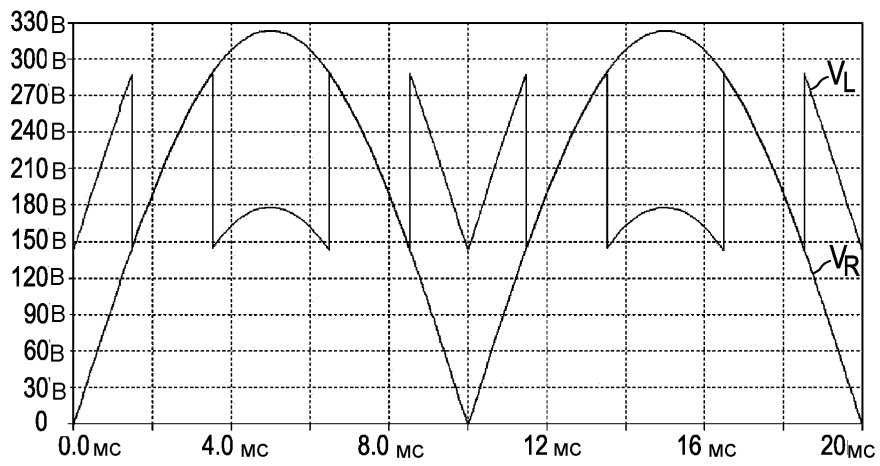


ФИГ.16А



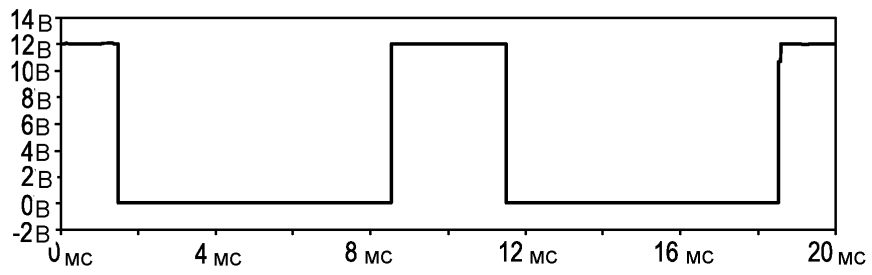
ФИГ.16В

12/32

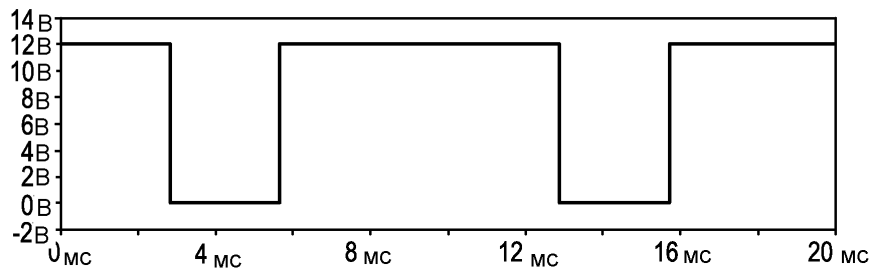


ФИГ.17

13/32

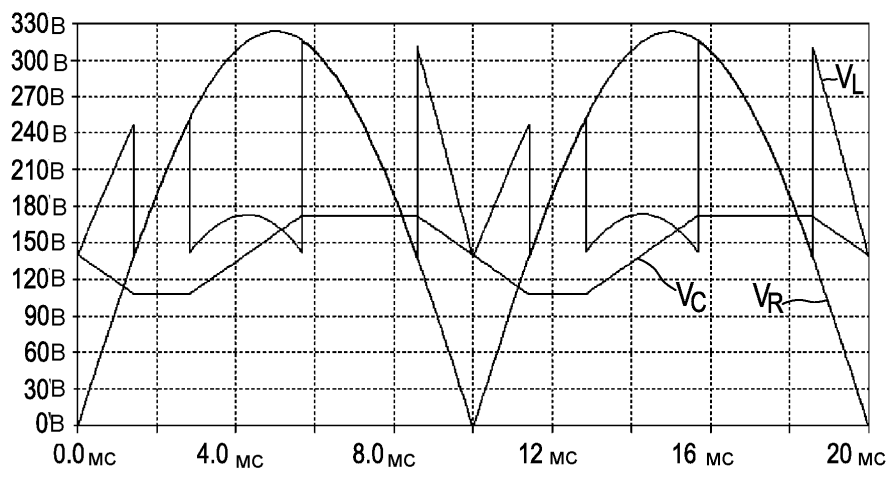


ФИГ.18А



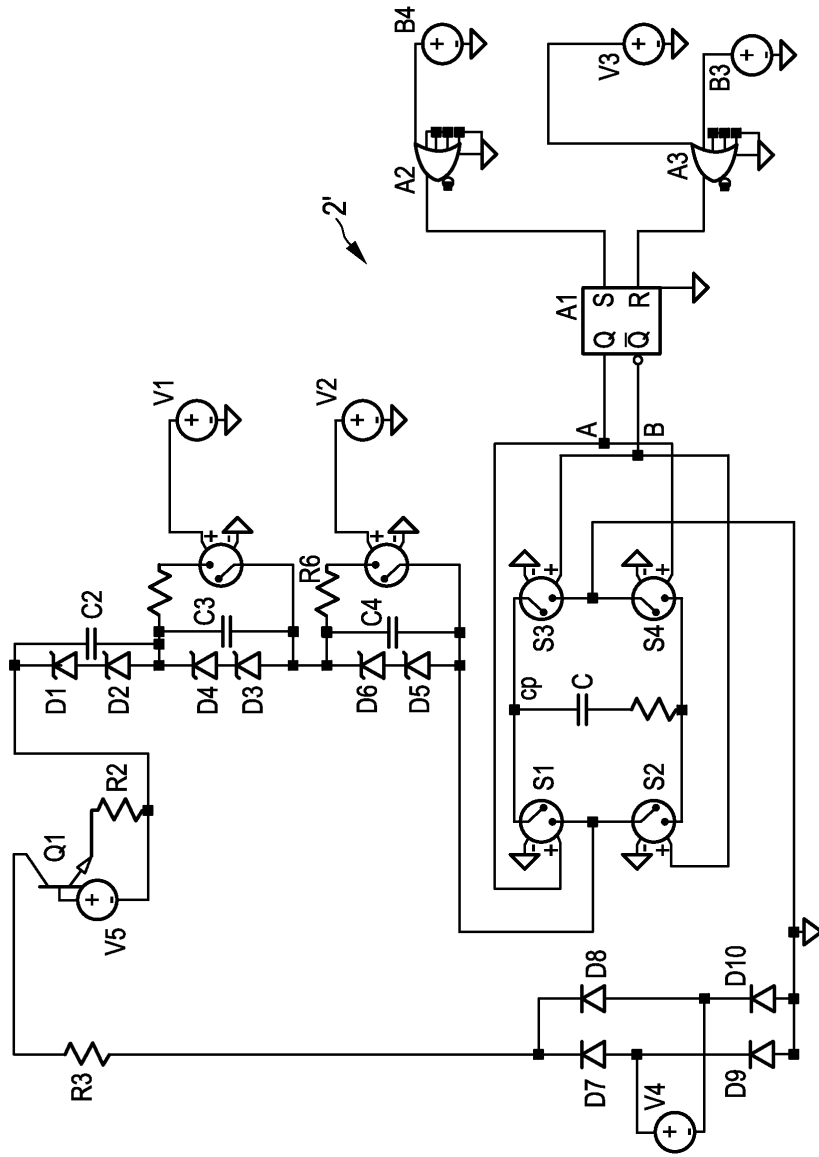
ФИГ.18В

14/32



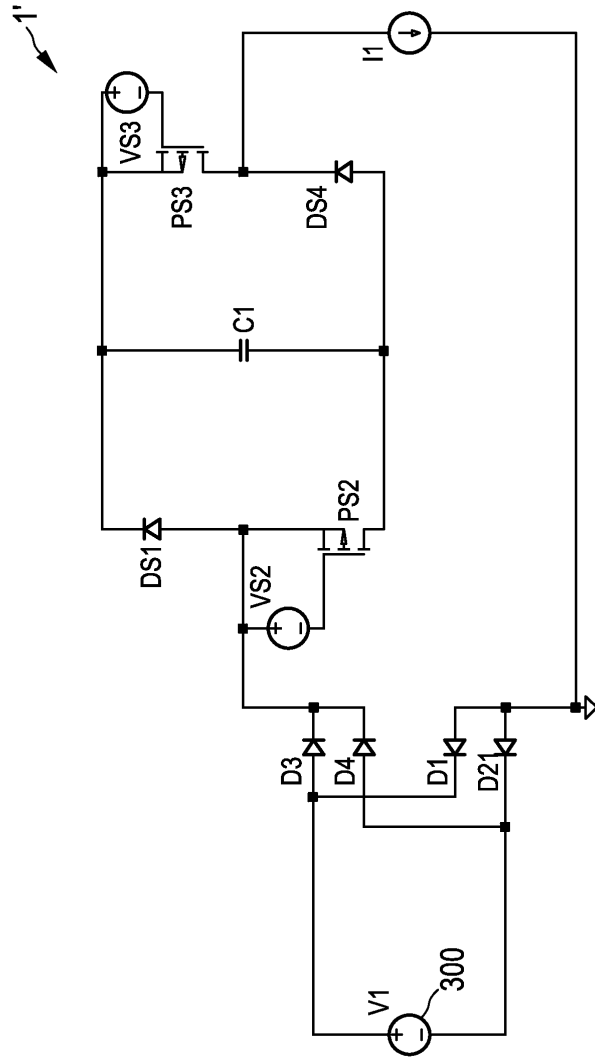
ФИГ.19

15/32



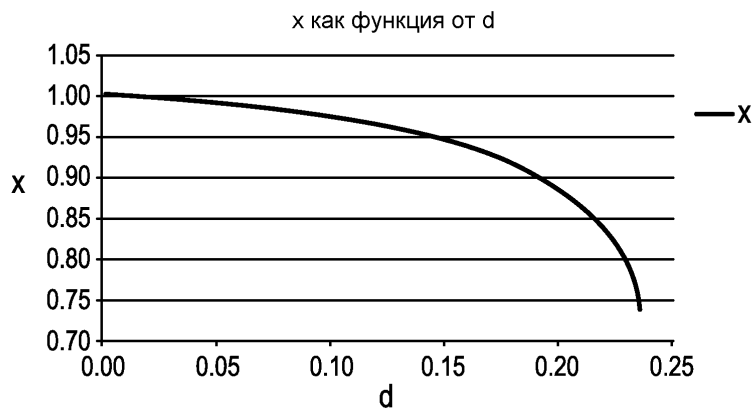
Фиг.20

16/32



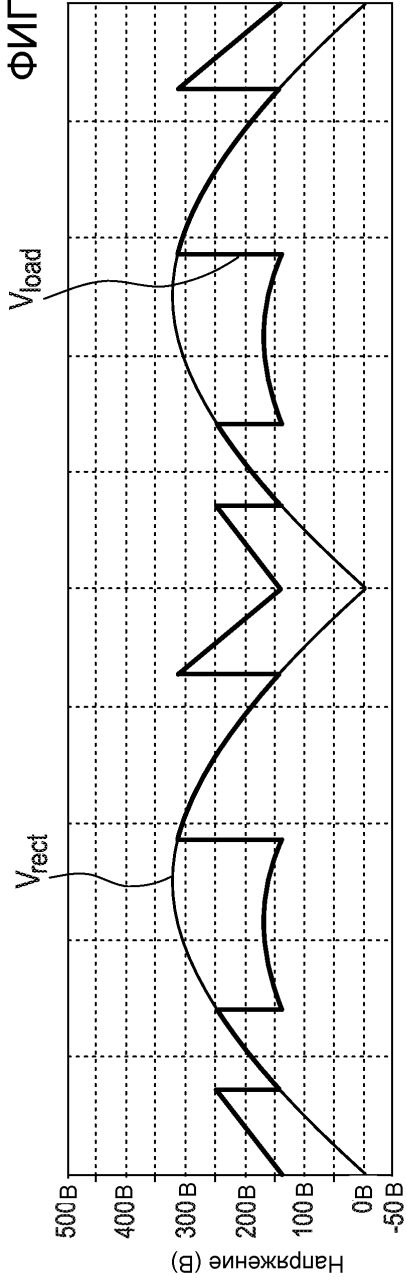
ФИГ.21

17/32

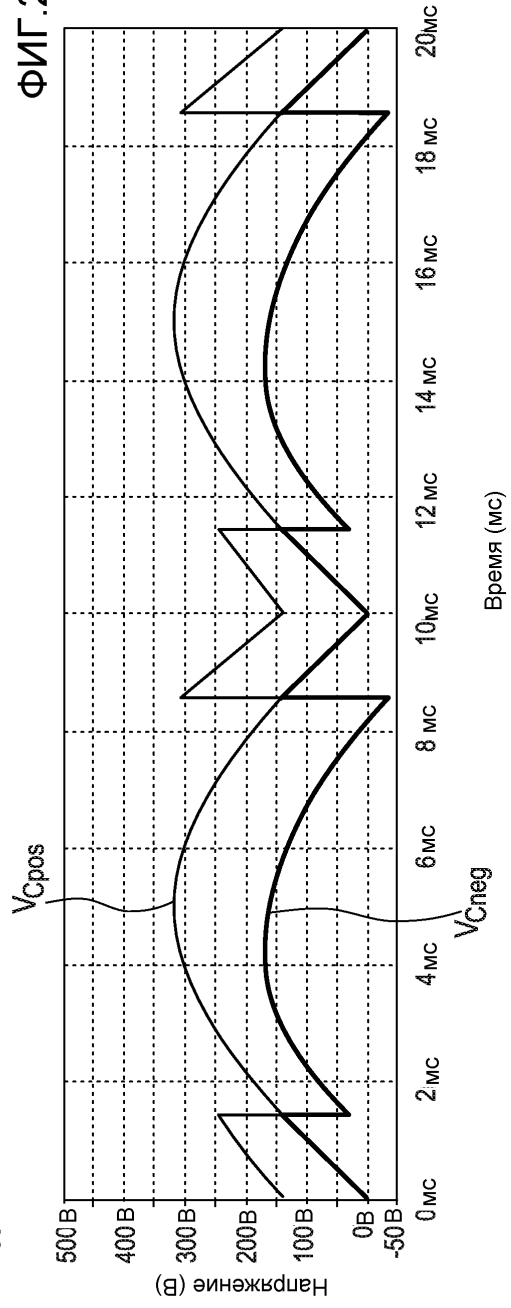


ФИГ.22

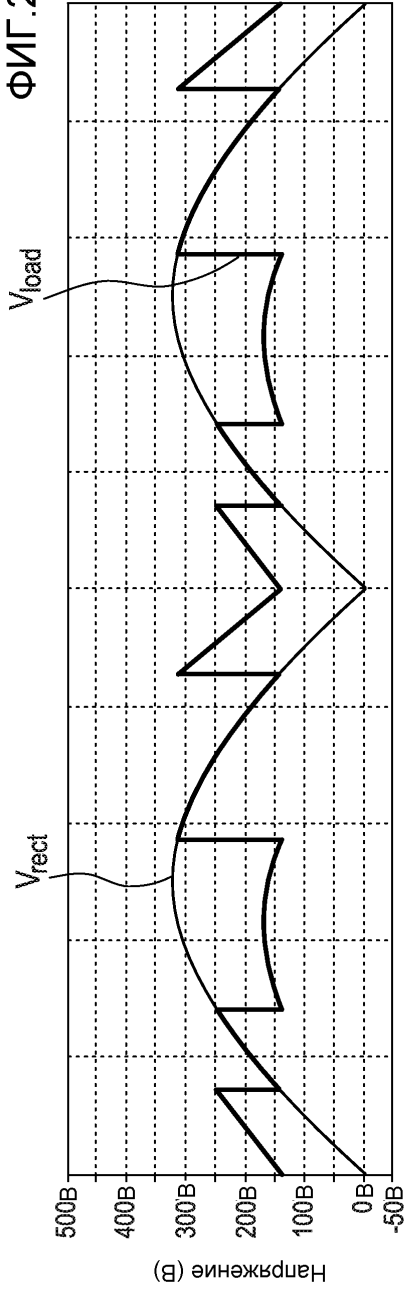
ФИГ. 23А



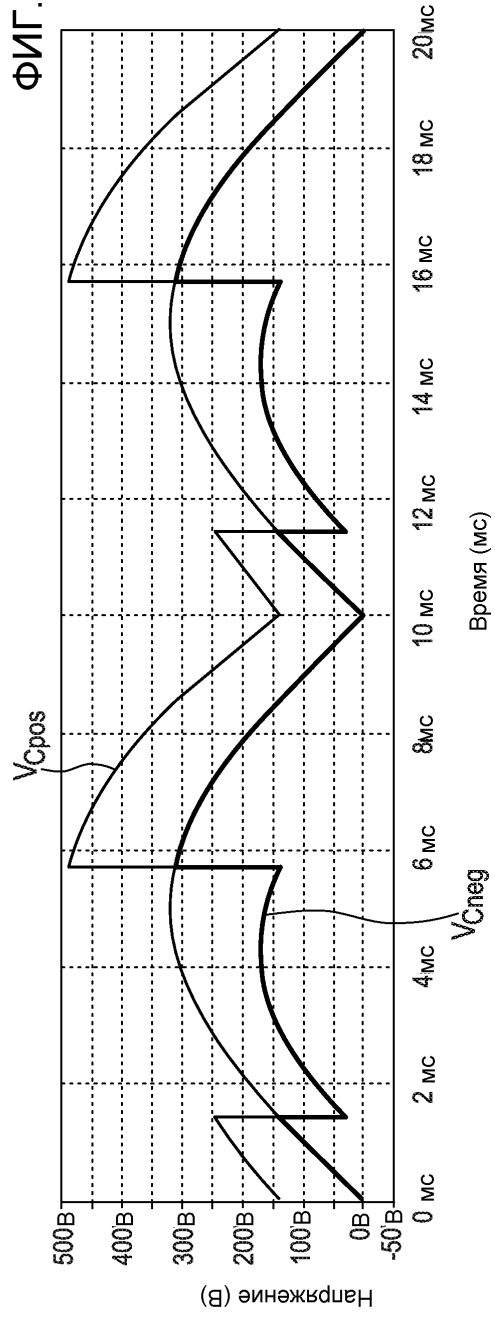
ФИГ. 23В



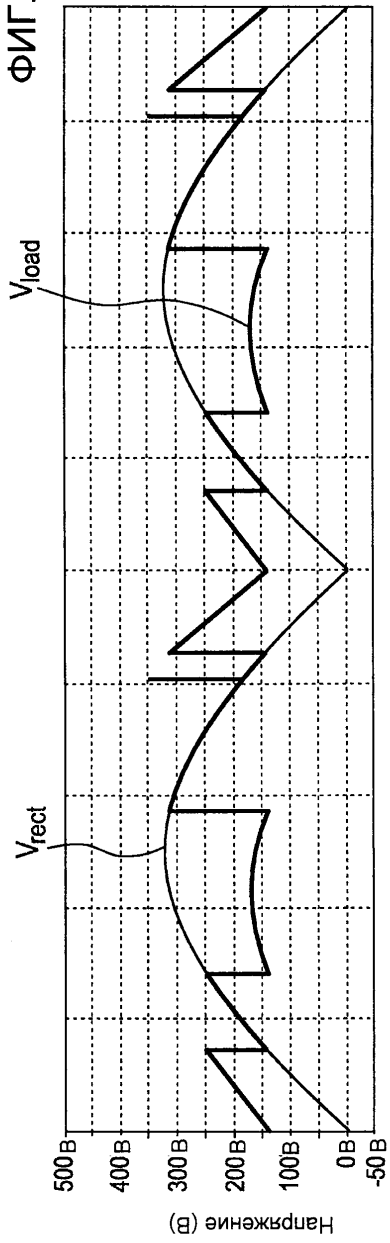
ФИГ. 24А



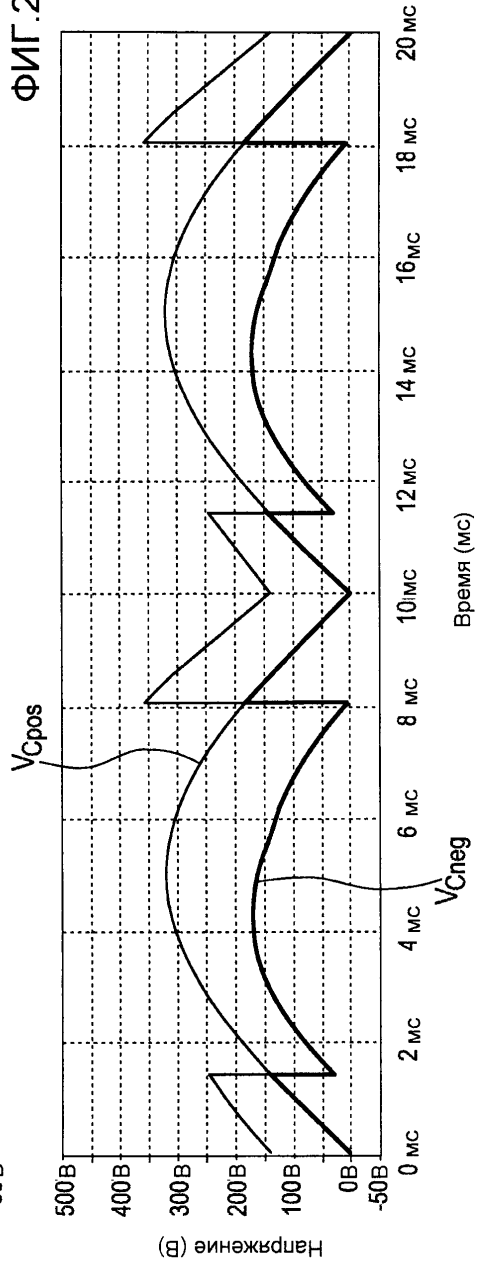
ФИГ. 24В

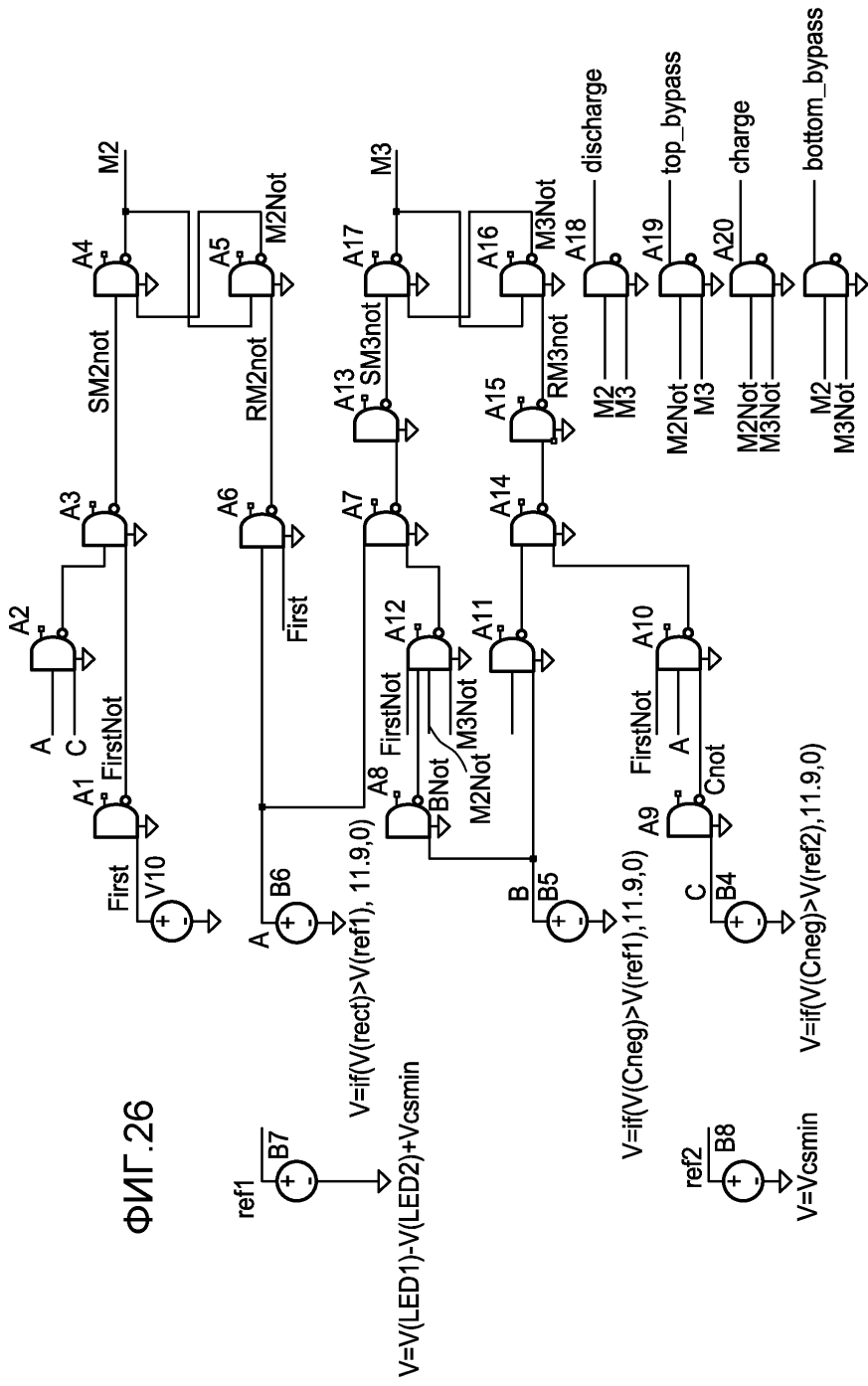


ФИГ. 25А

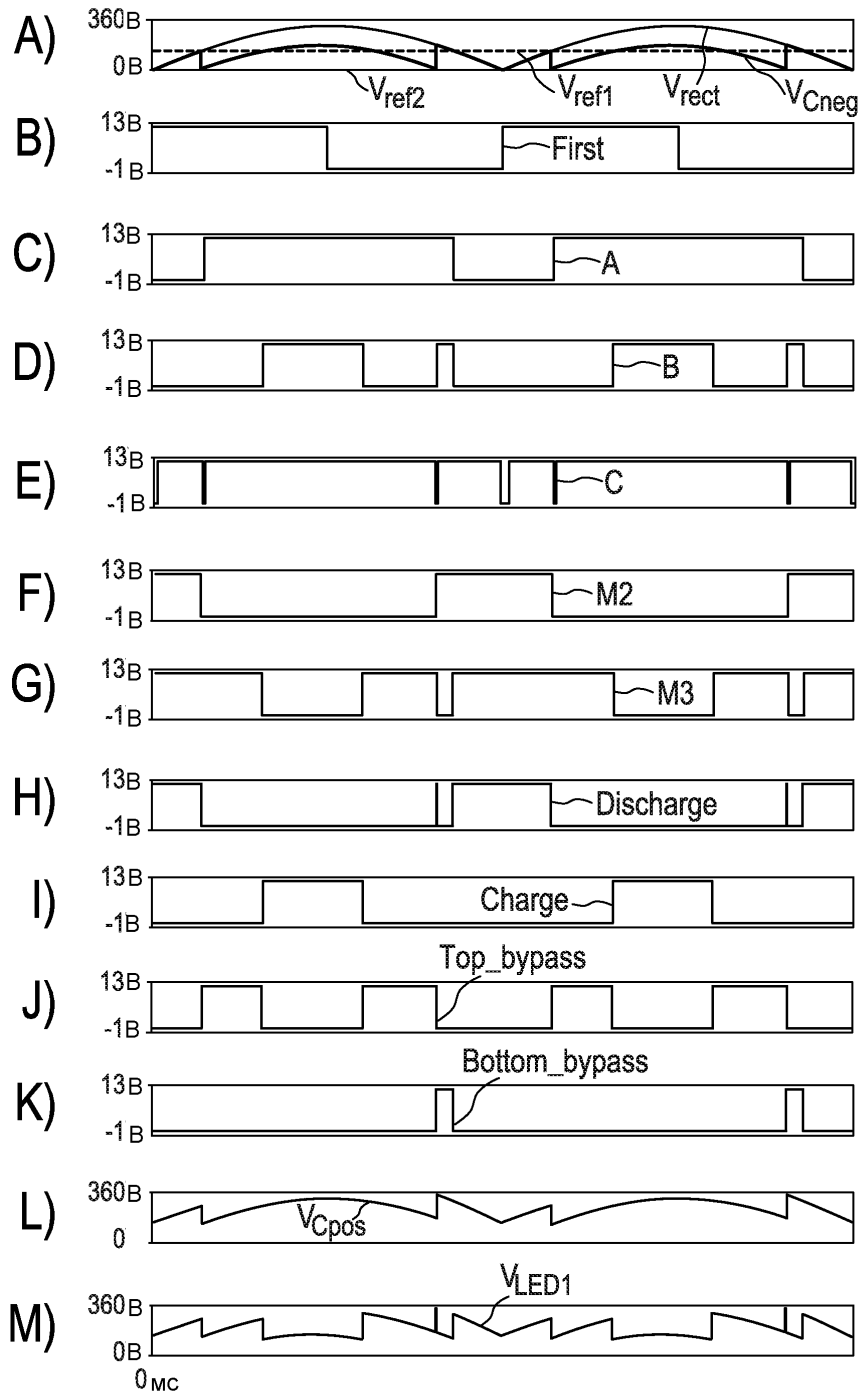


ФИГ. 25В



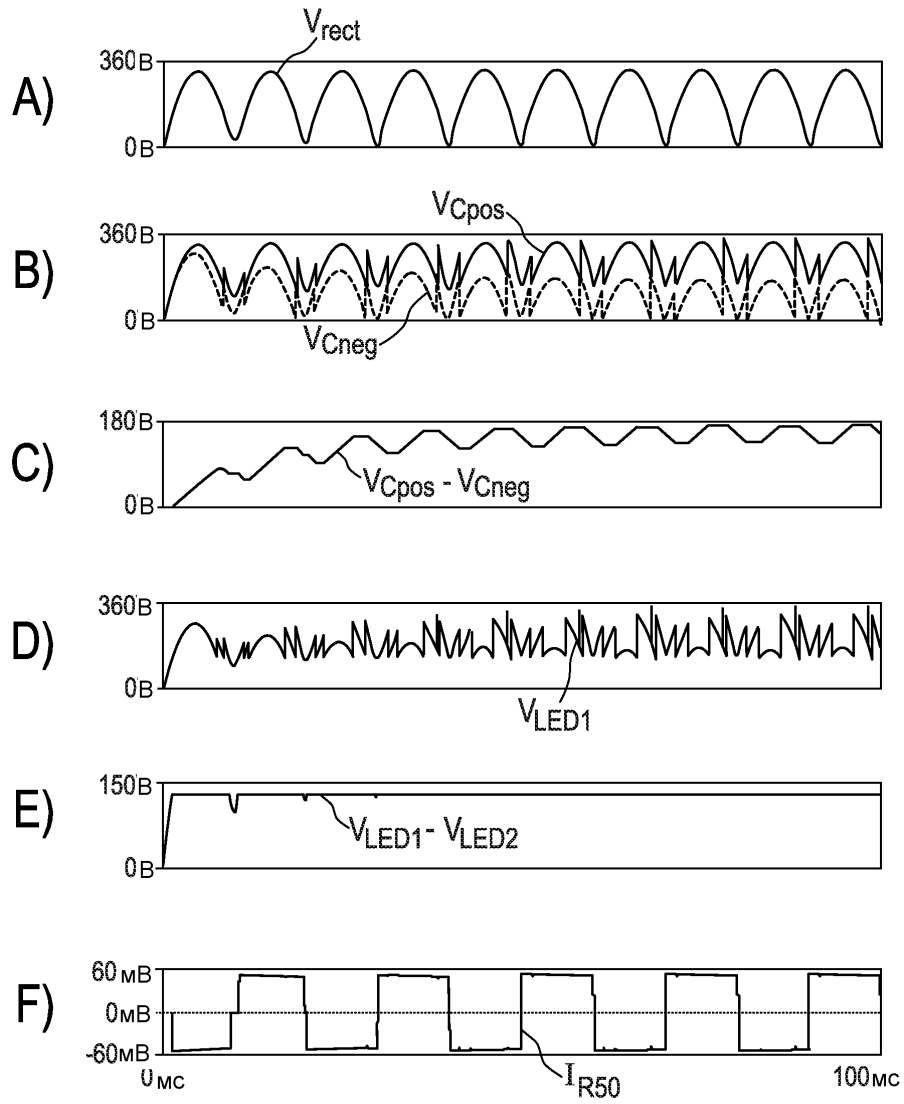


22/32



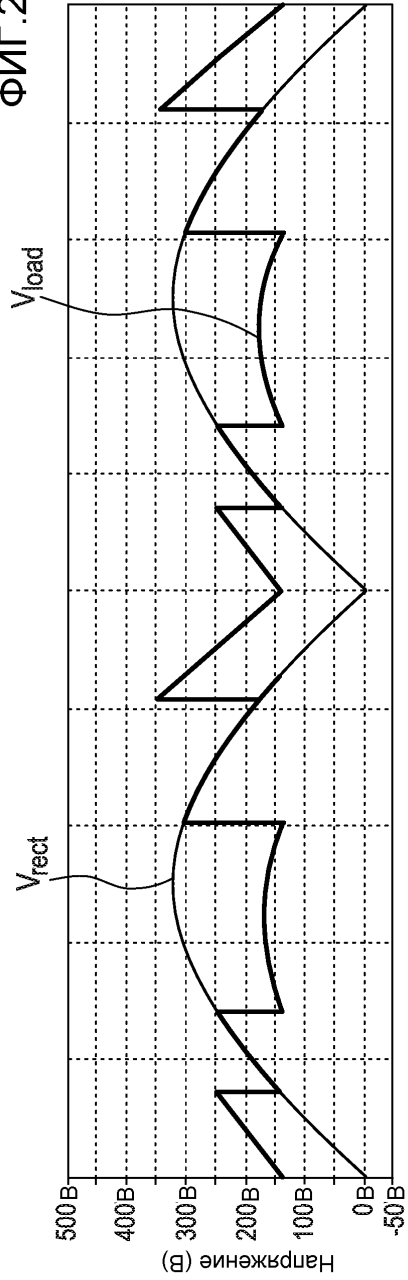
ФИГ.27

23/32

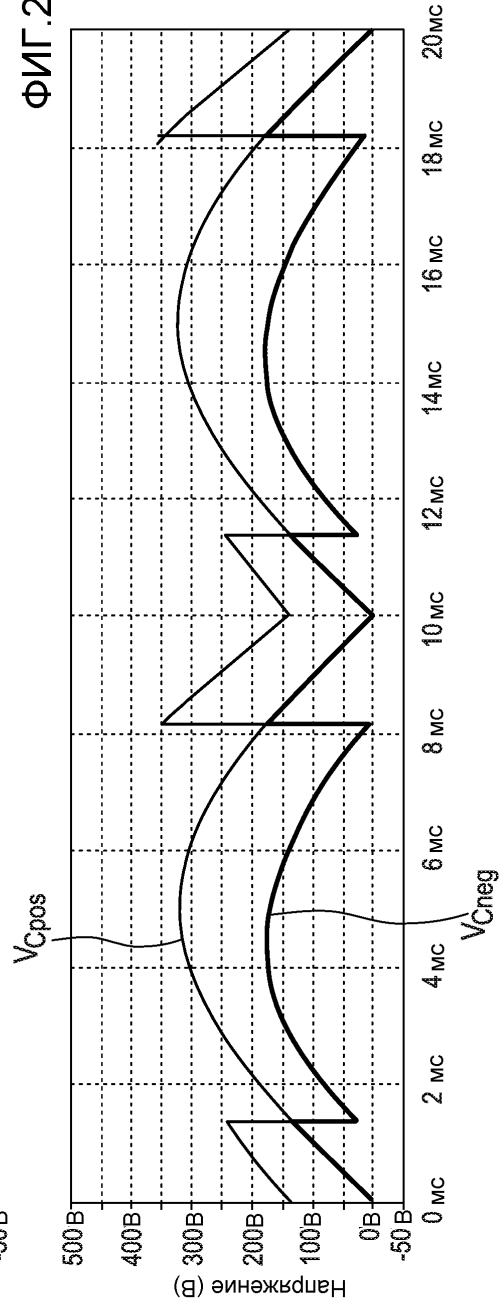


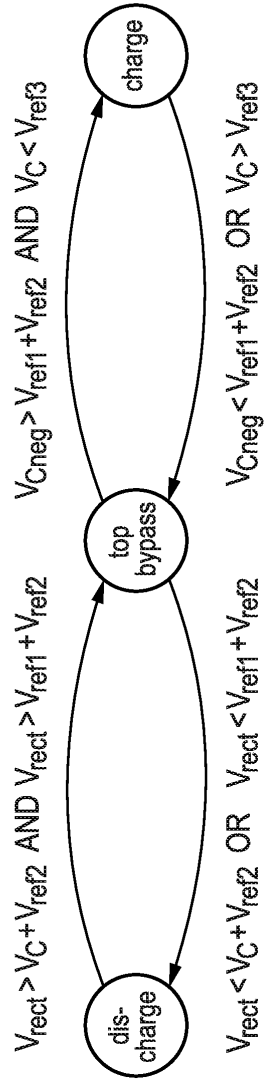
ФИГ.28

ФИГ. 29А

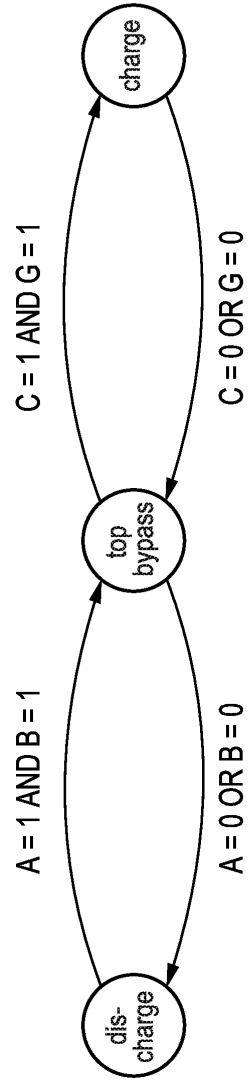


ФИГ. 29В



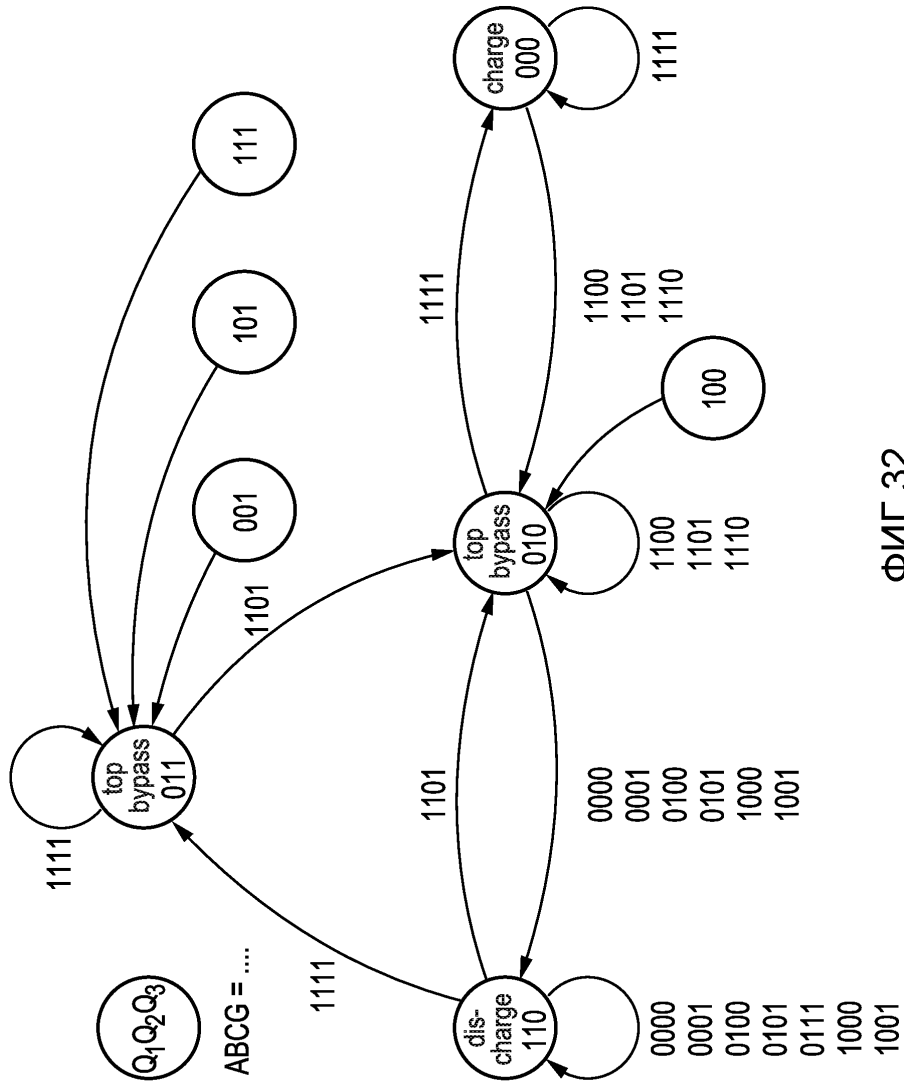


ФИГ.30



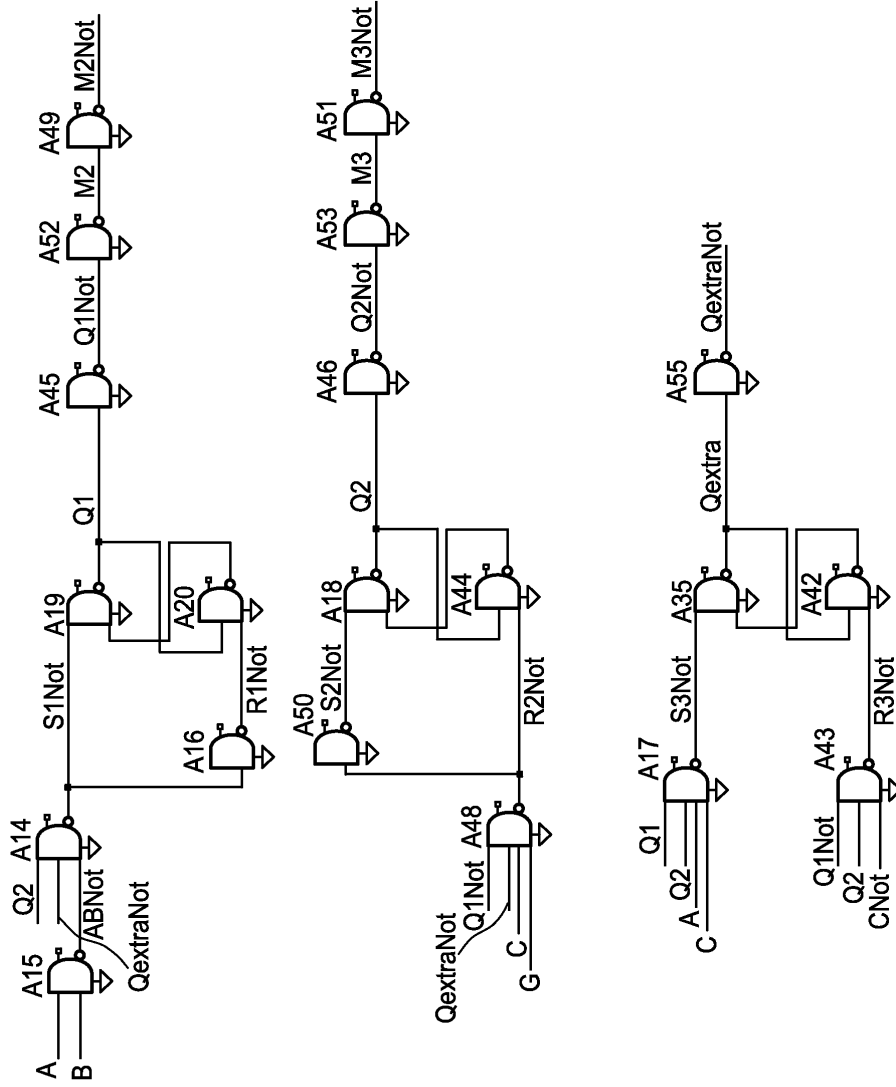
ФИГ.31

26/32



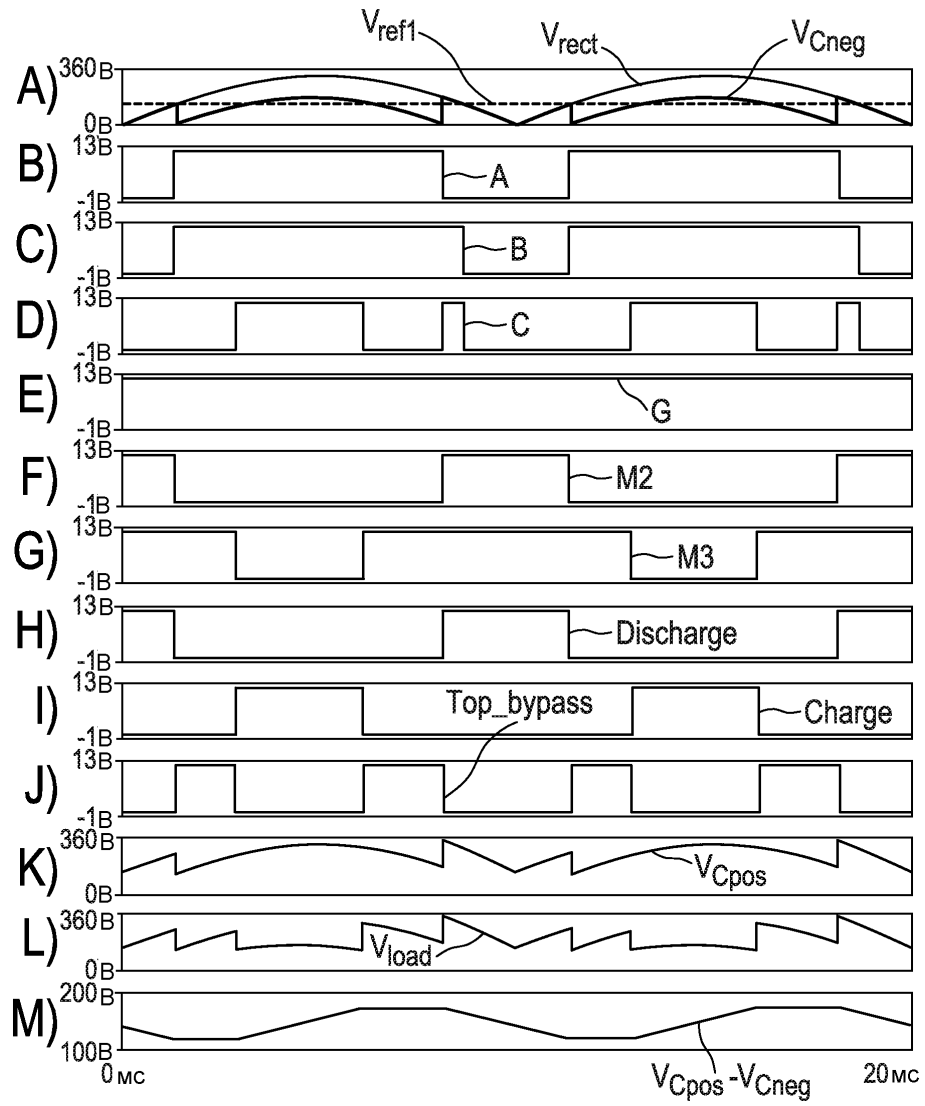
ФИГ.32

27/32



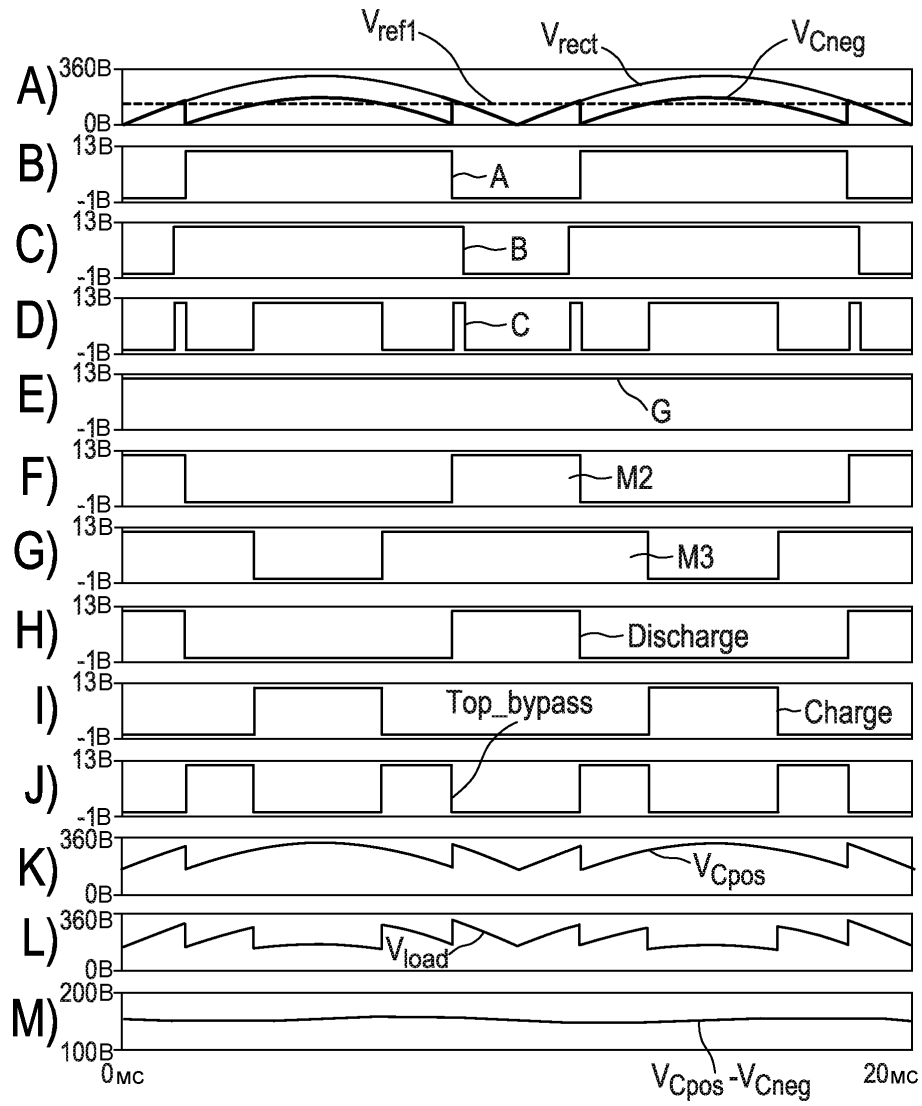
ФИГ.33

28/32



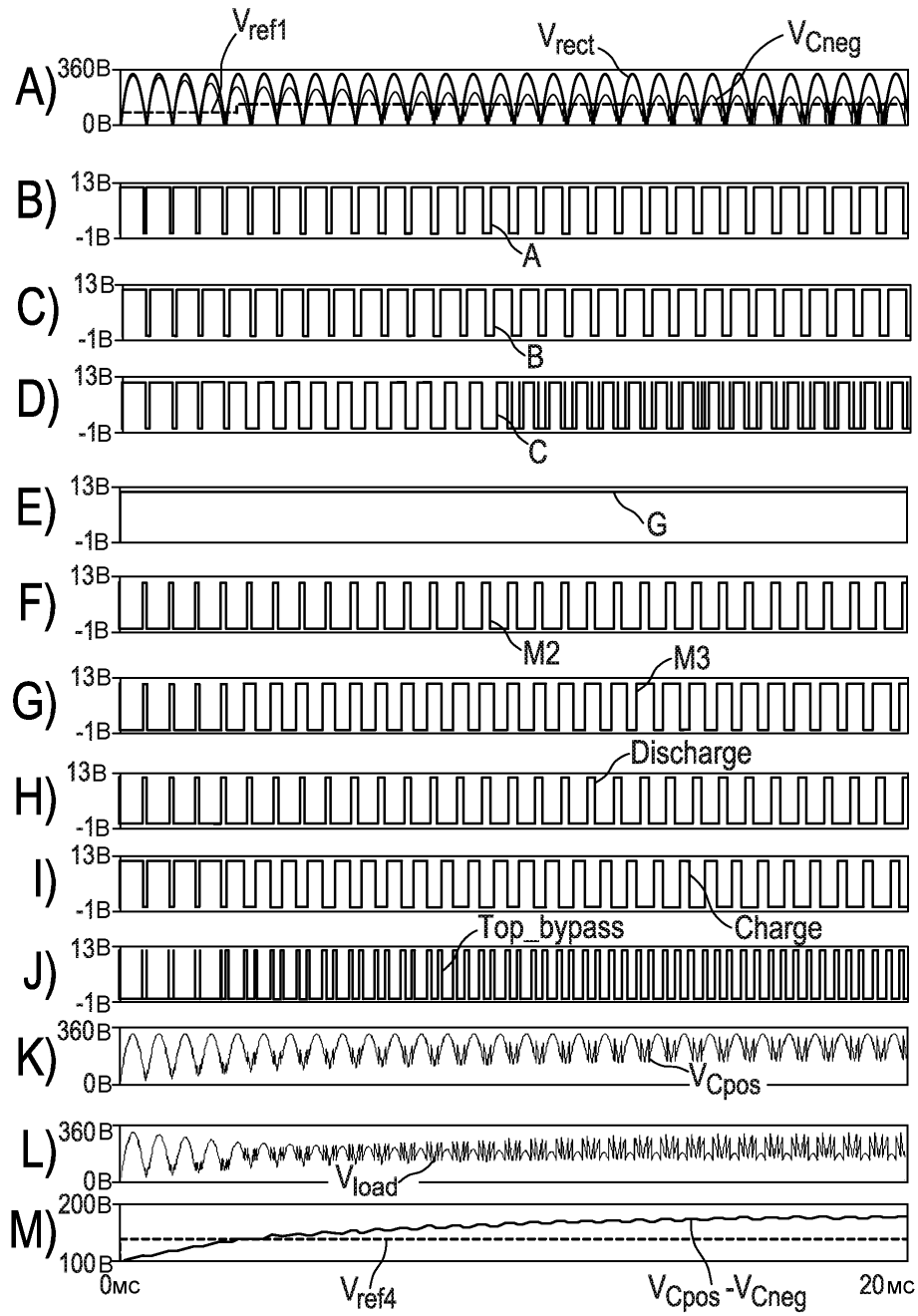
ФИГ.34

29/32



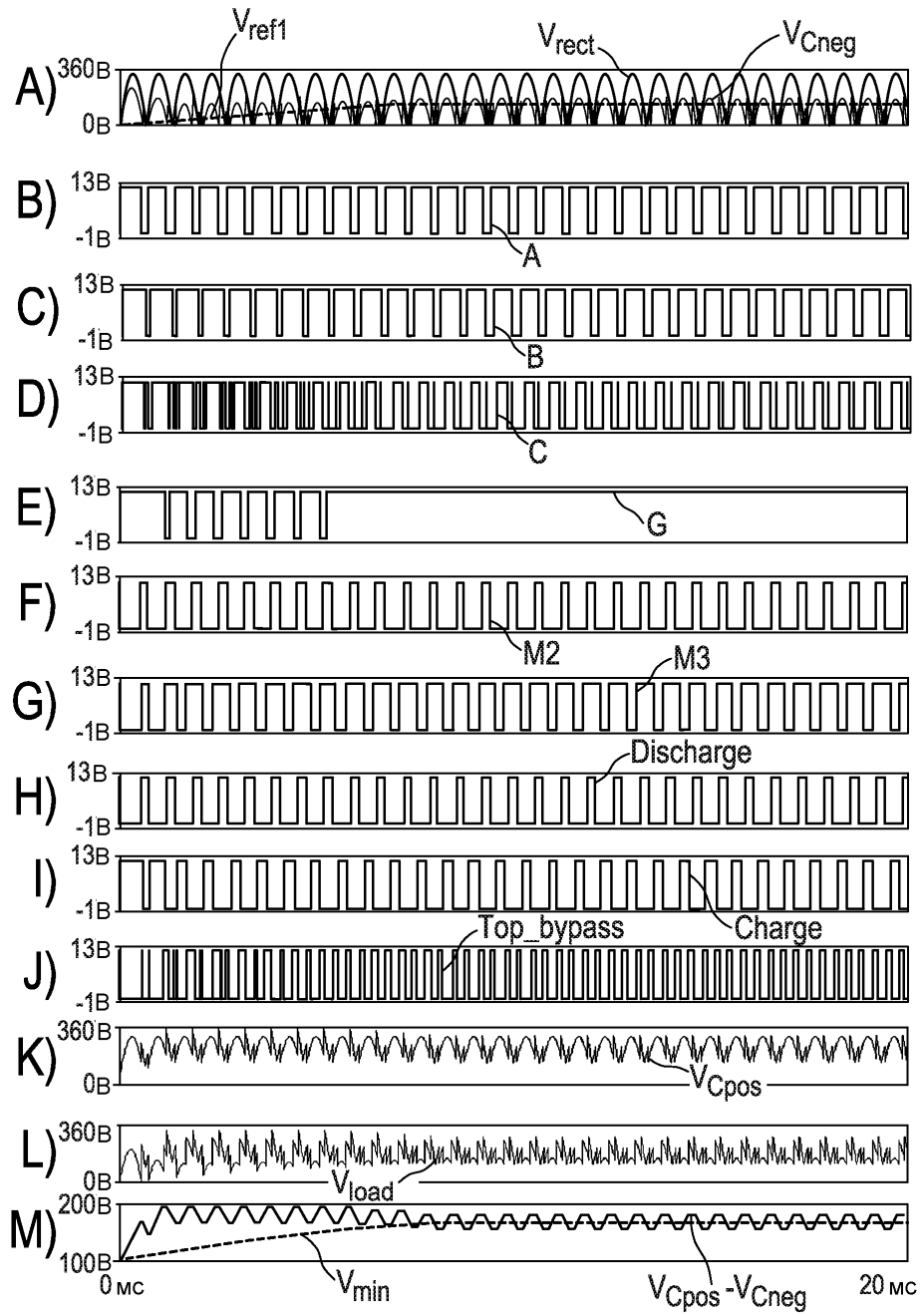
ФИГ. 35

30/32



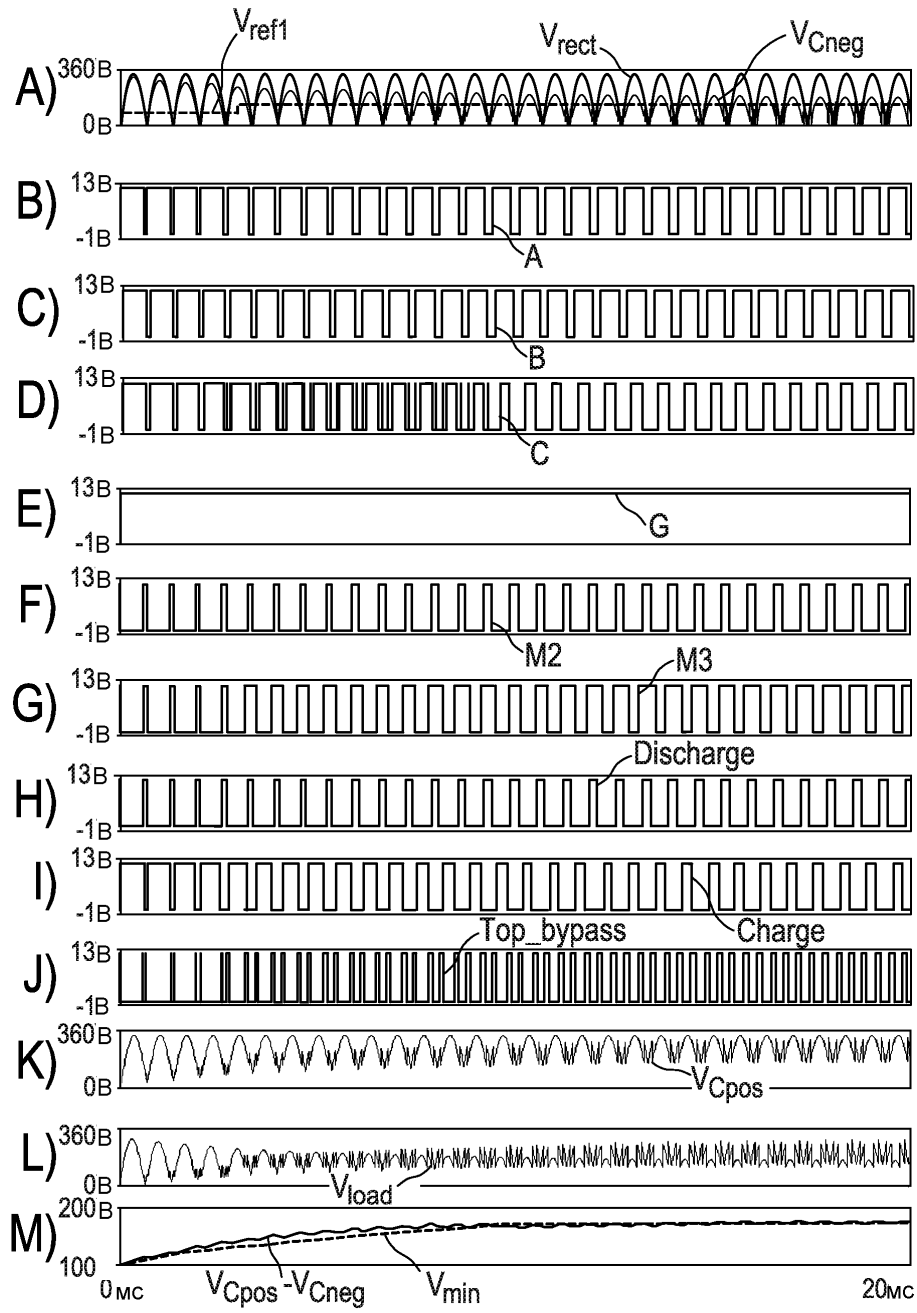
ФИГ.36

31/32



ФИГ.37

32/32



ФИГ.38