


 ФЕДЕРАЛЬНАЯ СЛУЖБА  
 ПО ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНОЙ СОБСТВЕННОСТИ

## (12) ОПИСАНИЕ ИЗОБРЕТЕНИЯ К ПАТЕНТУ

(21)(22) Заявка: 2013105154/07, 07.02.2013

(24) Дата начала отсчета срока действия патента:  
07.02.2013

Приоритет(ы):

(22) Дата подачи заявки: 07.02.2013

(43) Дата публикации заявки: 20.08.2014 Бюл. № 23

(45) Опубликовано: 27.12.2014 Бюл. № 36

(56) Список документов, цитированных в отчете о  
поиске: SU674170A, 15.07.1979. SU1001371A,  
28.02.1983. US2004085785A1, 06.05.2004

Адрес для переписки:

119270, Москва, Фрунзенская наб., 40, кв. 4,  
Мустафе Георгию Марковичу

(72) Автор(ы):

Мустафа Георгий Маркович (RU)

(73) Патентообладатель(и):

Мустафа Георгий Маркович (RU)

## (54) РЕГУЛИРУЕМЫЙ СТАБИЛИЗАТОР ПЕРЕМЕННОГО НАПРЯЖЕНИЯ

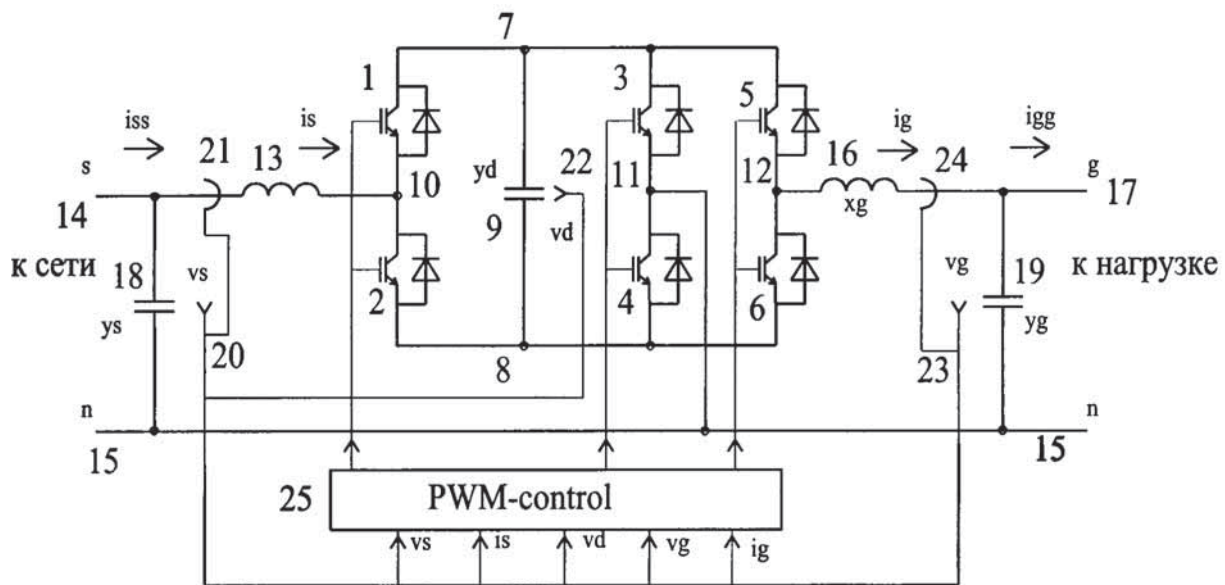
(57) Реферат:

Изобретение относится к области электротехники. Регулируемый стабилизатор переменного напряжения, действующий по принципу широтной модуляции, при однофазном исполнении состоит из шести транзисторов с обратными диодами, соединенных в трехфазную мостовую схему, полюсы постоянного напряжения которой присоединены к конденсатору постоянного напряжения, а три полюса переменного напряжения присоединяются следующим образом: - первый полюс через обмотку сглаживающего дросселя - к фазному вводу сети переменного напряжения; - второй полюс через обмотку сглаживающего дросселя - к фазному вводу нагрузки (потребителя); - третий полюс к общей нейтрали сети переменного напряжения и нагрузки; вводы переменного напряжения сети и нагрузки шунтируются каждый конденсатором переменного напряжения. Система управления стабилизатора содержит стандартные блоки: регулятор напряжения нагрузки, регулятор сетевого тока, блок

синхронизации, блок модуляции, а также два специфических блока: а) блок распределения напряжений, который получает на своем входе реферирующие уровни напряжений нагрузочной и сетевой стороны и вычисляет референции, которые поступают в модулятор, вырабатывающий широтно-модулированные переключательные функции; б) блок управления PWM-выпрямителем, построенный в виде двухконтурной системы подчиненного регулирования; который используется для получения синусоидального задания подчиненному регулятору тока. Стабилизатор может быть выполнен как для трехпроводной, так и для четырехпроводной нагрузки. Может быть выполнен по трехуровневой схеме. Система управления PWM-конвертором может быть осуществлена либо аппаратно, либо программно, с помощью быстродействующего сигнального процессора. Технический результат - понижение уровня напряжения в звене постоянного тока PWM-конвертора. 4 з.п. ф-лы, 14 ил., 1 табл.

 RU  
 2 536 875  
 C 2

 RU  
 2 536 875  
 C 2



Фиг. 1

RU 2536875 C2

RU 2536875 C2



FEDERAL SERVICE  
FOR INTELLECTUAL PROPERTY

(12) ABSTRACT OF INVENTION

(21)(22) Application: 2013105154/07, 07.02.2013

(24) Effective date for property rights:  
07.02.2013

Priority:

(22) Date of filing: 07.02.2013

(43) Application published: 20.08.2014 Bull. № 23

(45) Date of publication: 27.12.2014 Bull. № 36

Mail address:

119270, Moskva, Frunzenskaja nab., 40, kv. 4,  
Mustafe Georgiju Markovichu

(72) Inventor(s):

Mustafa Georgij Markovich (RU)

(73) Proprietor(s):

Mustafa Georgij Markovich (RU)

(54) AC VOLTAGE STABILISER

(57) Abstract:

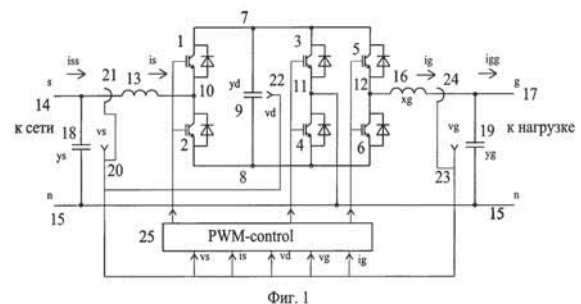
FIELD: electricity.

SUBSTANCE: invention relates to electrical engineering. Regulated AC voltage stabiliser using the principle of width modulation, in a single-phase version comprises six transistors with free wheeling diodes, connected in a three-phase bridge circuit, DC poles of which are connected to DC capacitor, and three AC poles are connected as follows: - first pole through the winding of smoothing choke - to the phase entry of AC network; - the second pole through the winding of the smoothing choke - to the phase lead of the load (consumer); - the third pole - to common neutral of AC network and the load; the entries of AC network and load are shunted each by AC capacitor. The stabiliser control system contains the following standard units: load voltage regulator, network current regulator, synchronization unit, modulation unit, and also two special units: a) voltage distribution unit, which gets at the input referring load voltage levels and network side and calculates the references, entering the modulator generating width-modulated switching functions; b)

control unit of PWM-rectifier designed as a double-loop system of the slave regulation; which is used for generation of sine setting signal for the slave current regulator. The stabiliser can be designed both using the three-wire, and four-wire load. It can be designed using the three-level circuit. The control system of the PWM-converter can be implemented either as hardware, or software, using the fast signal processor.

EFFECT: decrease of voltage level in DC link of PWM-converter.

5 cl, 14 dwg, 1 tbl



RU 2 536 875 C2

RU 2 536 875 C2

1. Предлагаемое устройство относится к классу транзисторных широтно-модулированных (pulse width modulation, PWM) конверторов напряжения (voltage source converter, VSC). Оно включается между однофазной или трехфазной сетью переменного напряжения (alternate current, ac) и потребителем, питающимся однофазным или трехфазным переменным напряжением, и обеспечивает при этом стабилизацию напряжения питания при отклонениях сетевого напряжения и изменениях нагрузки, а в случае необходимости - регулирование напряжения нагрузки, и может применяться в качестве стабилизатора напряжения сетевой частоты, регулируемого источника напряжения сетевой частоты.

Известны устройства [1, 2], применяемые в устройствах бесперебойного питания и прочих источниках, где требуется стабилизированное переменное напряжение. Такие устройства распространены довольно широко.

Известно также устройство [3] такого же класса, принятое за прототип. Оно содержит четыре транзистора (IGBT или MOSFET), соединенных в однофазную мостовую схему. Транзисторы переключаются по принципу широтной модуляции таким образом, чтобы обеспечивать синусоидальность и заданный уровень напряжения потребителя, и одновременно - синусоидальность и малый фазовый сдвиг потребляемого из сети тока.

Характерным для аналогов, в частности [1, 2], и прототипа [3] является сравнительно высокий уровень напряжения звена постоянного тока, что имеет следствием:

- сравнительно высокие потери мощности в полупроводниковых элементах, составляющими которых являются кондуктивные потери мощности (зависящие от падения напряжения на насыщенном транзисторе  $V_{CESat}$  и падения напряжения на диоде  $V_F$ ) и коммутационные потери (потери на переключения). В типичном случае коммутационные потери составляют 30-70% от кондуктивных потерь;

- значительные потери мощности в сглаживающих дросселях, что обуславливает необходимость увеличивать их габариты, вес и стоимость. Задача, на решение которой направлено заявляемое техническое решение, заключается в том, чтобы обеспечить:

- пониженное значение уровня напряжения в звене постоянного тока (напряжения) PWM-конвертора,  
- пониженный уровень пульсаций тока.

При решении поставленной задачи достигаемый технический результат заключается в:

- возможности применения транзисторов пониженного класса, с соответствующим понижением потерь мощности как кондуктивных, так и коммутационных,

- уменьшении пульсаций потокосцепления сглаживающих дросселей с соответствующим уменьшением установленной мощности дросселей, а также потерь мощности в них, что в итоге позволяет повысить КПД, уменьшить массу, габариты и стоимость заявляемого устройства в сравнении с прототипом при повышении надежности и удобства обслуживания.

Заявляемое техническое решение (как и прототип) благодаря применению широтно-модулированных транзисторных конверторов, в отличие от стабилизаторов, выполненных на трансформаторах с отпайками или с плавным регулированием, позволяет:

- не пропускать в нагрузку возмущения со стороны сети,  
- не пропускать в сеть возмущения со стороны нагрузки;  
- обеспечивать потребление энергии из сети с желаемым коэффициентом мощности.

2. В соответствии с предложенным техническим решением указанная выше задача решается тем, что в известном регулируемом стабилизаторе переменного напряжения,

действующем по принципу широтной модуляции, содержащем регулятор напряжения нагрузки, регулятор сетевого тока, блок синхронизации, блок модуляции, датчики токов и напряжений, согласно предлагаемому техническому решению:

5 - при однофазном исполнении упомянутого стабилизатора он составляется из шести транзисторов (IGBT или MOSFET) с обратными диодами, соединенных в трехфазную мостовую схему, полюсы постоянного напряжения которой присоединены к конденсатору постоянного напряжения, а три полюса переменного напряжения присоединяются следующим образом:

10 - первый полюс через обмотку сглаживающего дросселя - к фазному вводу сети переменного напряжения;

- второй полюс через обмотку сглаживающего дросселя - к фазному вводу нагрузки (потребителя);

15 - третий полюс к общей нейтрали сети переменного напряжения и нагрузки; ввод сети переменного напряжения и ввод переменного напряжения нагрузки шунтируются каждым конденсатором переменного напряжения;

- в систему управления PWM-конвертора в дополнение к неспецифическим (стандартным) блокам управления введены два специфических блока:

20 а) блок  $grg$  распределения напряжений, который получает на своем входе реферирующие (опорные, задающие) уровни напряжений нагрузочной  $vgrf(t)$  и сетевой  $vsrf(t)$  стороны и вычисляет референции  $vrf0$ ,  $vrf1$ ,  $vrf2$ , которые поступают в модулятор, вырабатывающий широтно-модулированные переключательные функции; блок  $grg$  определяет наибольшую по модулю из двух переменных  $vgrf(t)$  и  $vsrf(t)$ , переменной  $vrf0$  присваивается половина полученного значения, далее вычисляются оставшиеся две переменные:  $vrf1=vsrf-vrf0$  и  $vrf2=vgrf-vrf1$ ;

25 б) блок  $regds$  управления PWM-выпрямителем, построенный в виде двухконтурной системы подчиненного регулирования; в качестве подчиненного регулятора действует регулятор  $regis$  сетевого тока  $i_s$ , действующий по синусоидальному заданию  $isz=Isz \cdot \cos(\theta)$  и обеспечивающий соответствие сетевого тока  $i_s$  заданию  $isz$ , (т.е.  $i_s \approx isz$ ); амплитуда задания  $Isz$  вырабатывается доминирующим регулятором  $regpd$  - регулятором энергии

30  $E_d$  конденсаторов звена постоянного напряжения  $E_d=Cd \cdot v_d^2/2$ ,

где  $Cd$  - емкость конденсаторов звена постоянного напряжения,

$v_d$  - напряжение в звене постоянного напряжения, по рассогласованию энергий  $dE=E_dz-E_d$ ,

35 где  $E_dz$  - задание энергии,

следующим образом:

регулятор  $regpd$  вырабатывает задание мощности  $Pdz$ , требуемой для поддержания энергии конденсаторов  $E_d$  на заданном уровне;

по заданию мощности  $Pdz$  далее вычисляется требуемый модуль сетевого тока:

$$Isz=2 \cdot Pdz/V_s,$$

40 где  $V_s$  - напряжение сети,

который используется далее для получения синусоидального задания  $isz(t)$  подчиненному регулятору  $regis$  тока.

3. При трехфазном исполнении упомянутого стабилизатора в него введены три модуля, каждый из которых составлен из шести транзисторов с обратными диодами, соединенных в трехфазную мостовую схему; полюсы постоянного напряжения каждого модуля присоединены к собственному конденсатору постоянного напряжения, а три полюса переменного напряжения каждого модуля присоединяются следующим образом:

- первый полюс каждого модуля через обмотку соответствующего сглаживающего

реактора присоединяется к выводу соответствующей фазы трехфазной сети;

- второй полюс каждого модуля через обмотку соответствующего сглаживающего

реактора присоединяется к выводу соответствующей фазы трехфазной нагрузки;

- третьи полюсы всех трех модулей соединяются между собой;

5 три сетевых ввода стабилизатора шунтируются конденсаторами переменного напряжения, и равным образом три нагрузочных вывода стабилизатора также шунтируются конденсаторами переменного напряжения; принципы действия стабилизатора при трехфазном и однофазном исполнении совпадают; алгоритмы управления с естественными дополнениями переносятся с однофазного исполнения на

10 трехфазное.

4. При трехфазном исполнении упомянутого стабилизатора для трехфазной нагрузки с четырехпроводной схемой питания в него введены три модуля, каждый из которых составлен из шести транзисторов с обратными диодами, соединенных в трехфазную мостовую схему; полюсы постоянного напряжения каждого модуля присоединены к

15 собственному конденсатору постоянного напряжения, а три полюса переменного напряжения каждого модуля присоединяются следующим образом:

- первый полюс каждого модуля через обмотку соответствующего сглаживающего реактора присоединяется к выводу соответствующей фазы трехфазной сети;

- второй полюс каждого модуля через обмотку соответствующего сглаживающего

20 реактора присоединяется к выводу соответствующей фазы трехфазной нагрузки;

- третьи полюсы всех трех модулей соединяются между собой;

шунтирующие нагрузку конденсаторы соединяются в схему звезды; нейтраль нагрузки присоединяется к общей точке звезды конденсаторов, а эта общая точка

непосредственно или через дополнительную обмотку реакторов присоединяется к

25 соединенным между собой третьим полюсам переменного напряжения всех трех модулей.

5. В предложенном техническом решении каждый элементарный PWM-конвертор может быть выполнен по трехуровневой схеме.

6. В предложенном техническом решении система управления PWM-конвертором может быть осуществлена либо аппаратно, либо программно, с помощью

30 быстродействующего сигнального процессора.

7. Для пояснений представлены следующие иллюстрации.

На фиг.1 представлена схема предлагаемого технического решения - сетевого стабилизатора.

На фиг.2 представлена структурная схема системы управления сетевого

35 стабилизатора.

На фиг.3 представлена схема замещения предлагаемого сетевого стабилизатора по переменному току (а) и по постоянному току (б).

На фиг.4а и 4б представлены результаты моделирования: показаны процесс пуска (включения) и следующий за ним установившийся режим сетевого стабилизатора.

40 На фиг.5а и 5б представлены результаты моделирования: показаны детали широтной модуляции на небольшом интервале ( $\approx 108^\circ$ ) при установившемся режиме.

На фиг.6 представлены результаты моделирования: показана работа блока распределения реферирующих напряжений.

На фиг.7 представлена схема, характеризующая техническое решение, принятое для

45 построения прототипа.

На фиг.8 представлена структурная схема преобразователя частоты, связывающего две системы переменного напряжения

На фиг.9 показана пульсация потокосцепления сглаживающего дросселя при

двухуровневой широтной модуляции.

На фиг.10 изображена схема предлагаемого трехфазного сетевого стабилизатора для трехпроводной нагрузки.

На фиг.11 изображена схема предлагаемого трехфазного сетевого стабилизатора для четырехпроводной нагрузки.

На фиг.12 изображена трехпозиционная составная фазная цепь (а) и сетевой стабилизатор на ее основе (б).

8. Устройство предлагаемого технического решения представлено на фиг.1, 2.

На фиг.1 представлена схема предлагаемого технического решения - сетевого стабилизатора.

Устройство содержит шесть транзисторов 1, 2, 3, 4, 5, 6 (IGBT или MOSFET) с обратными диодами, соединенных в трехфазную мостовую схему. К полюсам 7 и 8 звена постоянного тока (dc=direct current) моста подключен конденсатор 9 постоянного напряжения. Три полюса 10, 11, 12 переменного напряжения трехфазной мостовой схемы присоединяются следующим образом:

- первый полюс 10 через обмотку сглаживающего дросселя 13 присоединяется к фазному вводу 14 сети переменного напряжения;

- второй полюс 11 присоединяется к общей нейтрали сети переменного напряжения и потребителя к фазному вводу потребителя;

- третий полюс 12 через обмотку сглаживающего дросселя 16 присоединяется к фазному вводу 17 потребителя.

Устройство можно рассматривать как соединение трех трехполюсников, каждый из которых образован парой транзисторов (с обратными диодами) 1 и 2, 3 и 4, 5 и 6.

Сетевой ввод 14, 15 шунтируется конденсатором 18 переменного напряжения. Ввод потребителя 15, 17 также шунтируется конденсатором 19 переменного напряжения. На схеме обозначены также датчик 20 напряжения vs сети, датчик 21 тока is сети, датчик 22 напряжения vd в звене постоянного тока, датчик 23 напряжения vg нагрузки (потребителя), датчик 24 тока ig нагрузки, сигналы с которых поступают в систему управления 25 (PWM-control).

Транзисторы 1-6 переключаются по принципу широтной модуляции таким образом, чтобы обеспечивать синусоидальность и заданный уровень напряжения потребителя, и одновременно - синусоидальность и малый фазовый сдвиг потребляемого из сети тока.

9. На фиг.2 представлена структурная схема системы управления 25 сетевого стабилизатора.

Задачами системы управления 25 сетевого стабилизатора являются поддержание синусоидального напряжения vgz заданной амплитуды Vgz на нагрузке

$$vgz = Vgz \cdot \cos(\theta - \varphi)$$

и обеспечение потребления из сети неискаженного синусоидального тока is с такой амплитудой, которая определяется мощностью нагрузки. Выполнение этих задач осуществляется путем выработки широтно-модулированных переключательных функций s0, s1, s2, транзисторных трехполюсников предлагаемой схемы. Структурная схема системы управления 25, обеспечивающей решение этих задач, представлена на фиг.2. В эту схему входит ряд неспецифических (стандартных) блоков. Это, во-первых, модулятор 26 (mdl), который вырабатывает функции s0, s1, s2, по референциям vrf0, vrf1, vrf2. Этот блок такой же, как и в любом широтно-модулированном конвертере напряжения (PWM-VSC). Второй неспецифический блок - это регулятор 27 (regg) выходного напряжения vgg. Он также ничем не отличается от регулятора напряжения

любого PWM-VSC, работающего на нагрузку через LC-фильтр. Третий неспецифический блок - это блок синхронизации 28 (synch), который по сигналу датчика 20 сетевого напряжения  $v_s$  вырабатывает опорные синусоиды  $\cos(\theta)$ ,  $\sin(\theta)$  и модуль сетевого напряжения  $V_s$ . Он ничем не отличается от соответствующих блоков, применяемых в PWM-VSC, присоединяемых к сети переменного напряжения, или даже коммутируемых сетью тиристорных конверторов (line commutated converters, LCC).

Блок 29 (regds) системы управления 25 является менее типичным, чем перечисленные выше блоки. Однако по выполняемым функциям он такой же, как для схемы-прототипа, и может рассматриваться как блок управления PWM-выпрямителем.

Блок 29 (regds) содержит регулятор 30 (regis) сетевого тока  $i_s$  и регулятор 31 (regpd) мощности  $P_dz$ , требуемой для поддержания энергии конденсатора 9 на заданном уровне.

Специфическую функцию в системе управления предлагаемой схемы исполняет блок распределения напряжений 32 (rpr), включающий в себя блок 33 выделения максимального по модулю сигнала и два сумматора 34, 35.

Для реализации задания напряжения нагрузки в соответствии с выражением  $v_{gz} = V_{gz} \cdot \cos(\theta - \varphi)$

в систему управления 25 введен блок 36 умножения.

Система управления 25 может быть осуществлена либо аппаратно, путем соединения аналоговых (или даже цифровых, с применением ПЛИС) функциональных элементов, либо программно, с помощью быстродействующего сигнального процессора. В первом случае структурная схема на фиг.2 является упрощенным представлением схемы соединений функциональных элементов, а во втором - структурным представлением программы процессора.

10. Работа предлагаемого устройства - сетевого стабилизатора (фиг.1) с описанной системой управления (фиг.2) поясняется с использованием метода усреднения, когда изучаются соотношения между основными составляющими переменных схемы, а пульсации временно отбрасываются.

Схема на фиг.1 составлена из трех элементарных транзисторных конверторов (трех трехполюсников, образованных транзисторами 1 и 2, 3 и 4, 5 и 6) напряжения с общим звеном  $d_c$ . Каждый из них описывается парой уравнений

$$v_k = s_k \cdot v_d / 2 \quad (1)$$

$$i_{dk} = s_k \cdot i_k \quad (2)$$

В этих уравнениях:

\* - символ умножения,

$k=0, 1, 2$  - индексы, присвоенные параметрам трех элементарных конверторов, образованных парами транзисторов 3 и 4, 1 и 2, 5 и 6 соответственно.

$v_k, i_k$  - основные составляющие напряжения и тока полюсов 10, 11, 12 переменного напряжения элементарных конверторов;

$s_k$  - основные составляющие переключательных функций элементарных конверторов;  $v_d$  - напряжение звена  $d_c$ , общее для элементарных конверторов.

Отсчет переменных напряжений  $v_k$  элементарных конверторов ведется от средней точки звена  $d_c$ , хотя физическая средняя точка в предлагаемой схеме не предусмотрена. Выбор начала отсчета, в общем то, произволен, но при отсчете от средней точки формулы проще.

Значения переключательных функций  $s_k$  вырабатываются модулятором 26 и могут устанавливаться в диапазоне  $-1 \leq s_k \leq 1$ .

Соответственно напряжения элементарных конверторов регулируются в диапазоне



$$-vd/2 \leq vk \leq vd/2 \quad (3)$$

Задавая  $s_k$  для получения напряжения конвертора, мы одновременно задаем и ток  $id_k$ , вливаемый конвертором в звено  $dc$ . Ток, втекающий в общий конденсатор 9 трех

элементарных конверторов, равен сумме

$$id = s_0 \cdot i_0 + s_1 \cdot i_1 + s_2 \cdot i_2$$

Представление элементарных конверторов уравнениями (1, 2) приводит к схемам замещения предлагаемого устройства для переменного (фиг.3а) и для постоянного (фиг.3б) тока.

Каждый из трех элементарных конверторов, параметрам которых также приданы индексы 0, 1, 2, представлен в схеме замещения переменного тока управляемым источником напряжения

$$vk = sk \cdot vd/2,$$

а в схеме замещения постоянного тока представлен зависимым источником тока

$$idk = sk \cdot ik.$$

В рамках предварительного анализа падениями напряжения на реактансах фильтров можно пренебречь. При этом напряжения управляемых источников связаны с сетевым напряжением  $vs$  и напряжением потребителя  $vg$  двумя равенствами

$$v_1 + v_0 = vs,$$

$$v_2 + v_0 = vg$$

Эти два равенства не определяют три напряжения  $vk$  однозначно. Предлагаемая схема имеет избыточность. Требуемые  $vs$ ,  $vg$  могут получиться при варьировании в некоторых диапазонах значениях  $vk$ .

Алгоритм управления должен содержать дополнительное условие, определяющее выбор осуществляемого режима. Самым простым алгоритмом распределения напряжений является получение задания  $v_0$  путем деления наибольшего напряжения пополам.

Если  $vg > vs > 0$  или  $vg < vs < 0$ , то  $v_0 = vg/2$ ,

а если  $vs > vg > 0$  или  $vs < vg < 0$ , то  $v_0 = vs/2$ .

При этом остальные напряжения  $v_1$ ,  $v_2$  оказываются не превышающими  $v_0$ :

$$|v_0| \geq |v_1|, |v_2|,$$

и выполнение ограничения (3) для  $v_0$  обеспечивает одновременно выполнение ограничений (3) для  $v_1, v_2$ . Требуемое напряжение  $vd$  звена постоянного тока для осуществления режима работы с амплитудами  $V_{sm}$ ,  $V_{gm}$  равно при этом наибольшему из этих двух амплитуд:

$$vd = \max(V_{sm}, V_{gm}). \quad (4)$$

Описанный алгоритм реализуется при помощи блока распределения напряжений 32. На вход блока 33 выделения максимального (по модулю) сигнала с выхода регулятора 27 выходного напряжения  $v_{gg}$  поступает переменная  $v_{grf}$  - реферирующая уровень нагрузочной стороны, а с выхода блока 29 поступает переменная  $v_{srf}$  - реферирующая уровень сетевой стороны. Блок 33 вырабатывает по ним референцию  $v_{rf0}$  следующим образом:

- определяется максимальная по модулю из двух переменных ( $v_{grf}$  или  $v_{srf}$ );

- переменной  $v_{rf0}$  присваивается половина полученного значения.

Сумматоры 34, 35 реализуют вычисления двух оставшихся переменных:

$$v_{rf1} = v_{srf} - v_{rf0},$$

$$v_{rf2} = v_{grf} - v_{rf1}.$$

По вычисленным референциям  $v_{rf0}$ ,  $v_{rf1}$ ,  $v_{rf2}$  модулятор 26 вырабатывает широтно-

модулированные переключательные функции  $s_0, s_1, s_2$ , трех элементарных конверторов.

Блок 29 (regds) в качестве входных сигналов использует:

- $v_d$  - напряжение в звене постоянного тока, измеренное датчиком 22,
- $E_{dz}$  - задание (референция) энергии конденсатора 9 звена постоянного напряжения

5 dc,

- $V_s$  - модуль сетевого напряжения  $v_s$ .

Блок 29 построен в виде двухконтурной системы подчиненного регулирования (master-slave). В качестве подчиненного регулятора (slave) действует регулятор 30 (regis), получающий сигнал от датчика 21 сетевого тока  $i_s$ , действующий по синусоидальному заданию  $i_{sz} = I_{sz} \cdot \cos(\theta)$

10

Регулятор 30 обеспечивает соответствие сетевого тока заданию  $i_s \approx i_{sz}$ .

Амплитуда задания  $I_{sz}$  вырабатывается доминирующим регулятором 31 (regpd) (master) - регулятором энергии конденсатора 9 звена постоянного напряжения dc.

$$E_d = C_d \cdot v_d^2 / 2,$$

15

где  $C_d$  - емкость конденсаторов звена постоянного напряжения,  
 $v_d$  - напряжение в звене dc.

По рассогласованию энергий  $dE = E_{dz} - E_d$

регулятор 31 (regpd) вырабатывает задание мощности  $P_{dz}$ , требуемой для поддержания энергии конденсатора 9 на заданном уровне. По заданию мощности далее вычисляется требуемый модуль сетевого тока  $I_{sz}$

20

$$I_{sz} = 2 \cdot P_{dz} / V_s,$$

который используется далее для получения синусоидального задания  $i_{sz}(t)$  подчиненному регулятору 30 тока, выходом которого является переменная  $v_{srf}$ .

Регулятор 27, вырабатывающий переменную  $v_{grf}$ , получает на входе сигнал  $v_g$  от датчика 23 напряжения нагрузки и референцию напряжения на нагрузке

25

$$v_{gz} = V_{gz} \cdot \cos(\theta - \varphi),$$

вычисляемую при помощи блока 28 синхронизации и блока 36 умножения.

11. Работа предлагаемого устройства - сетевого стабилизатора с описанной системой управления иллюстрируется несколькими осциллограммами (фиг.4а, б; 5а, б; 6), полученными на математической модели, в которой отображается силовая схема (см. фиг.1) и система управления со структурой, изображенной на фиг.2. Сеть представлена источником ЭДС с адмиттансом короткого замыкания  $x_{gg}, r_{gg}$ . Система управления процессорная, с измерениями переменных в угловых точках опорной пилообразной функции PWM (пила  $pi1$ ). Расчеты производятся внутри такта широтной модуляции.

30

Используются три датчика (делителя) напряжения сетевого  $v_s(\cdot)$ , нагрузки  $v_g(\cdot)$  и напряжения звена dc  $v_d(\cdot)$ , а также два датчика тока - тока реактора сетевой стороны  $i_s(\cdot)$  и тока реактора нагрузочной стороны  $i_g(\cdot)$ . Первый используется в регуляторе сетевого тока, а второй используется только в системе токоограничения. Моделирование осуществляется в относительных единицах, при которых равны единице номинальная

35

амплитуда сетевого напряжения ( $M_v = 220 \times \sqrt{2}$ ), номинальная амплитуда фазного тока ( $M_i = 50 \times \sqrt{2}$ ) и номинальная круговая частота ( $M_t = 10 / \pi \text{ mS}$ ). Частота модуляции для этого класса конверторов довольно низкая ( $f_{PWM} \approx 5.2 \text{ kHz}$ ), сглаживающие реакторы малы ( $x_s, x_g, x_o \approx 2.855\%$ ).

40

45

На фиг.4а (stab 08 1) представлен процесс пуска (включения) и следующего за ним установившегося режима. В оглавлении даны:

$V_s$  - амплитуда сетевого напряжения;

$V_{gzo}$  - амплитуда задания напряжения нагрузки,

$f_{PWM}$  - частота PWM,

$2 \cdot dz$  - задание напряжения звена постоянного тока,

$rg, \varphi$  - адмиттанс нагрузки и ее фазовый сдвиг,

5  $xs, ys, xg, yg, xo$  - параметры фильтров переменного напряжения с одной и другой стороны,

$yd$  - проводимость конденсатора звена постоянного напряжения.

На графике показаны

$vsc, vgc$  - напряжения на конденсаторах фильтра с одной и другой стороны,

10  $iss, igg$  - токи сети и нагрузки.

$is, ig, io$  - токи сглаживающих реакторов.

Кроме того, дан график выхода регулятора энергии конденсаторной батареи звена постоянного напряжения - задание сетевого тока  $Isz$ , а также дан график отклонения

15 напряжения звена постоянного напряжения  $dvd$ . Графики демонстрируют хорошее качество работы устройства. После кратковременного переходного процесса

устанавливаются синусоидальное напряжение нагрузки ( $vgc$ ) заданного уровня и

синусоидальный сетевой ток  $iss(\cdot)$  требуемого уровня. Графики  $dvd(\cdot), Isz(\cdot)$

демонстрируют работу регуляторов напряжения звена постоянного тока  $regpd, regis$ .

Конденсатор  $cd$  был предварительно заряжен до номинального напряжения  $2 \cdot dz$ . В

20 начале пуска напряжение  $vd$  понижается на  $\approx -10\%$ . Регулятор  $regpd$  реагирует на это увеличением амплитуды задания сетевого тока  $Isz$ , а регулятор  $Regis$  осуществляет

задание тока. В результате их действия напряжение  $vd$  восстанавливается до

номинального уровня. Процесс восстановления напряжения экспоненциальный, без

25 перерегулирования, и достаточно быстрый. В установившемся режиме напряжение звена  $dc$  содержит пульсации двойной частоты с небольшой амплитудой.

На втором (фиг.4б) графике показаны токи сглаживающих индуктивностей  $is, ig, io$  в процессе пуска и установления. В отличие от гладкого сетевого тока  $iss$  и гладкого

тока нагрузки  $igg$ , токи сглаживающих индуктивностей имеют пульсации. Из графиков

30 токов видно, что предлагаемый сетевой стабилизатор действует как управляемый трансформатор. Поднимая уровень напряжения с  $V_s=0.8$  до  $V_g=1.2$ , он одновременно

увеличивает потребляемый ток в том же отношении.

На фиг.5а, б (stab 08 2) показаны детали широтной модуляции на небольшом

35 интервале ( $\approx 108^\circ$ ) при установившемся режиме. Каждый из трех трехполюсников, образованных парой транзисторов 1 и 2, 3 и 4, 5 и 6 (см. фиг.1) работает в стандартном

режиме элементарного двухуровневого конвертора. Однако взаимодействие

элементарных конверторов при выборе правильного правила знаков приводит к

специфическому эффекту. Оба контурных PWM напряжений схемы (см. фиг.3а)

$$v10=v1+v0,$$

$$v02=v0+v2$$

40 оказываются трехуровневыми:  $+vd, 0, -vd$  и образуют правильную трехуровневую PWM-последовательность, при которой на одном полупериоде чередуются импульсы

( $vd, 0$ ), а на другом - импульсы ( $-vd, 0$ ). Пульсации токов определяются именно

контурными напряжениями модуляции. В правильной трехуровневой PWM-

45 последовательности эти пульсации вдвое меньше, чем в двухуровневой PWM-последовательности.

Иллюстрация работы специфического блока системы управления 25 предложенного

устройства - блока 20 распределения реферирующих напряжений  $vrf0, vrf1, vrf2$  (см.

фиг.2) дана на фиг.6, где показаны три реферирующих напряжения  $v0, v1, v2$

(обозначения этих напряжений на фиг.6 записаны короче:  $v_{rf0}=v_0$ ,  $v_{rf1}=v_1$ ,  $v_{rf2}=v_2$ ) на одном периоде установившегося режима с  $v_s=0,8$ ,  $v_g=1,2$ . Напряжение  $v_g$  доминирует, и референция  $v_0$  присваивается почти везде половина задания контурного напряжения  $v_0=v_0/2$ .

5 При этом референция  $v_2$  почти везде совпадает с  $v_0$ , а  $v_1$  занимает промежуточное положение. Отклонения от такого распределения возникают только в окрестностях перехода напряжений через ноль. Такое действие блока 20 соответствует тому, как он был описан выше, и обеспечивает правильную и эффективную работу стабилизатора.

10 12. Сравнительный анализ характеристик прототипа и заявляемого технического решения - приведен ниже с использованием фиг.1, 2, 7.

На фиг.7 представлена схема, характеризующая техническое решение, принятое для построения прототипа. На схеме, изображенной на фиг.7, нумерация подобных элементов совпадает с таковой на фиг.1.

15 Действие прототипа становится прозрачным и анализ его становится простым благодаря тому, что прототип может быть представлен как последовательное соединение двух PWM-конверторов напряжения. Каждый из двух фазных транзисторных трехполюсников, каждый из которых образован парой транзисторов (с обратными диодами) 1 и 2, 3 и 4, (схема на фиг.7), является элементарным PWM-конвертором напряжения ac/dc (alternate current / direct current). Последовательное соединение двух  
20 элементарных конверторов напряжения с общим звеном dc дает стандартную структуру преобразователя частоты, связывающего две системы переменного напряжения (фиг.8). Один из конверторов в этой структуре работает в режиме выпрямителя и обеспечивает поддержание напряжения звена dc (звено постоянного тока), потребляя из своей сети ac такой ток, который требуется для поддержания напряжения dc. Второй конвертор  
25 работает при этом в режиме инвертора и обеспечивает поддержание синусоидального напряжения заданного уровня на своем выходе, т.е. напряжение потребителя. Обозначения на фиг.8: ac, s и ac, g соответственно питающая сеть переменного тока и нагрузка, питаемая переменным током; wurg - PWM-конвертор, выполняющий функцию выпрямителя; dc - звено постоянного тока; inv - PWM-конвертор, выполняющий  
30 функцию инвертора.

Мощность на стороне переменного напряжения инвертора определяется нагрузкой; эта мощность потребляется на стороне dc инвертора. Напряжение, поддерживаемое между полюсами ac транзисторного конвертора, не может превышать напряжение  
35 звена dc. В схеме прототипа (фиг.7), составленной из элементарных двухпозиционных конверторов, напряжение  $V_d$  каждого из двух конденсаторов постоянного напряжения должно быть не меньше амплитуды переменного напряжения каждой из сторон ac

$$V_d \geq V_{sm}, V_{gm}$$

где  $V_{sm}$  - амплитуда сетевого напряжения, а  $V_{gm}$  - амплитуда напряжения потребителя (нагрузки).

40 Полное напряжение звена dc в прототипе при этом равно удвоенной наибольшей амплитуде как одной, так и другой стороны ac. Пусть номинальное сетевое напряжение равно 220 В, а возможное превышение его составляет +15%. Напряжение звена dc в этом случае должно составлять не менее чем

$$V_d = 220 \times \sqrt{2} \times 1.15 \approx 358 \text{ В}, 2V_d \approx 716 \text{ В}.$$

45 В этих условиях в прототипе должны быть применены транзисторы класса 1200 В. При этом будет обеспечена возможность стабилизации выходного напряжения с любым задаваемым уровнем из диапазона  $0 \div 220 \times 1.15 \text{ В (r.m.s.)}$ .

Предлагаемый сетевой стабилизатор и его прототип действуют идентичным образом

и отличаются только конфигурацией. Прототип составлен из четырех управляемых вентилях, соединенных в конфигурацию однофазного моста, а предлагаемый сетевой стабилизатор составлен из шести вентилях, соединенных в конфигурацию трехфазного моста. Увеличенное число вентилях представляется на первый взгляд недостатком предлагаемого сетевого стабилизатора. Однако анализ показывает, что при подходящих условиях при переходе от прототипа к предлагаемому решению достигается преимущество.

Как отмечено выше (см. соотношение (4)), в предлагаемом устройстве требуемое напряжение  $v_d$  звена постоянного тока для осуществления режима работы с амплитудами  $V_{sm}$ ,  $V_{gm}$  равно наибольшему из этих двух амплитуд, т.е. удвоение напряжения в предлагаемой схеме, в отличие от прототипа, не требуется.

Пусть номинальное сетевое напряжение равно 220 В, а возможное превышение его составляет +15%. Напряжение звена  $dc$  в этом случае должно составлять не менее чем  $V_d = 220 \times \sqrt{2} \times 1.15 \approx 358 \text{ В}$

Это означает, что при работе с сетью с номинальным напряжением 220 В в схеме предлагаемого стабилизатора может быть применен трехфазный транзисторный модуль с классификационным напряжением 600 В. При этом обеспечивается возможность повышения напряжения на +15% от номинального значения, а при необходимости и несколько больше.

Главное преимущество предлагаемого устройства перед прототипом заключается в уменьшении потерь мощности (увеличении коэффициента полезного действия). Это обеспечивается понижением вдвое уровня напряжения  $v_d$  звена постоянного тока и применением транзисторно-диодных модулей пониженного класса напряжений. При этом уменьшаются все три основные составляющие потерь мощности. При понижении блокируемых напряжений  $V_{CES}$  и  $V_{RRM}$  транзисторов и диодов уменьшаются падения напряжения на насыщенном транзисторе  $V_{CESat}$  и падение напряжения на диоде  $V_F$ . Соответственно этому снижаются кондуктивные потери мощности. Вторая существенная составляющая потерь мощности PWM-конверторов - это коммутационные потери. В типичном случае коммутационные потери составляют 30-70% от кондуктивных потерь. При понижении класса напряжения транзисторов и диодов коммутационные потери радикально снижаются, и вместе с ними потери мощности конвертора.

Иллюстрацию достигаемых преимуществ можно привести на примере сетевого стабилизатора напряжения 220 В. Для предлагаемого устройства и для прототипа сравним падения напряжения на насыщенном транзисторе  $V_{CESat}$  и падение напряжения на обратном диоде  $V_F$ , характеризующие кондуктивные потери мощности, а также потери энергии на включение  $E_{on}$  и потери энергии на выключение  $E_{off}$ , характеризующие коммутационные потери мощности.

В предлагаемом устройстве может быть применен IGBT-модуль фирмы Infineon FS100R07PE4 класса  $V_{CES} = 650 \text{ В}$  с током  $I_{Cnom} = 100 \text{ А}$ .

В схеме прототипа могут быть применены IGBT-модули FF100R12RT4 (две штуки) той же фирмы класса  $V_{CES} = 1200 \text{ В}$  с током  $I_{Cnom} = 100 \text{ А}$ .

И тот и другой модули относятся к 4-му поколению IGBT-модулей Infineon.

Данные для сравнения приведены в таблице 1.

Таблица 1			
Модуль для предлагаемого устройства FS100R07PE4 ( $V_{CES} = 650 \text{ В}$ , $I_{Cnom} = 100 \text{ А}$ )	Значение температуры, °C		
	25	125	150
падение напряжения $V_{CESat}$ , В	1,55	1,70	1,70

падение напряжения $V_F$ , В	1,55	1,50	1,45
потери энергии на включение $E_{on}$ , мДж	0,8	1,3	1,6
потери энергии на выключение $E_{off}$ , мДж	3,70	4,90	5,20
мДж - миллиджоуль			
5 Модуль для прототипа FF100R12RT4 ( $V_{CES}=1200$ В, $I_{Cnom}=100$ А.)	Значение температуры, °С		
	25	125	150
падение напряжения $V_{CESat}$ , В	1,75	2,05	2,10
падение напряжения, $V_F$ , В	1,75	1,65	1,65
потери энергии на включение $E_{on}$ , мДж	6,50	9,50	10,5
потери энергии на выключение $E_{off}$ , мДж	6,0	9,0	10,0

10 Сравнение этих данных показывает, что предлагаемое устройство обеспечивает снижение кондуктивных потерь на величину около 20%.

Потери на выключение сократились на 84%, а потери на включение уменьшились многократно, так что при переходе от прототипа к предлагаемому устройству можно рассчитывать на более чем двукратное снижение коммутационных потерь мощности.

15 Снижением мощности потерь в IGBT-модулях преимущества предлагаемого сетевого стабилизатора не исчерпываются. Сглаживающие дроссели (13 и 16 на фиг.1), обеспечивающие приемлемый уровень пульсаций токов, являются существенной составляющей частью любого широтно-модулированного сетевого стабилизатора.

20 Эти дроссели имеют весьма заметную долю, как в габаритах, весах и цене, так и заметную долю в потерях мощности стабилизатора. При грубой оценке сглаживающих дросселей можно ограничиться рассмотрением элементарного фазного транзисторного трехполюсника и присоединенного к его ас - полюсу дросселя. Для двухуровневого PWM конвертора максимум пульсаций тока достигается при коэффициенте заполнения равном 1/2, то есть при равной нулю основной составляющей напряжения. При этом для схемы-прототипа с уровнями модуляции  $\pm v_d$  получается (см. фиг.9)  $\psi_{pm}=(h/2)*v_d$ ,

где

$\psi_{pm}$  - амплитуда пульсации потокосцепления при коэффициенте заполнения 0,5;

$h$  - такт модуляции (период модуляции равен  $2h$ ),

$v_d$  - напряжение звена  $dc$ .

30 Амплитуда пульсаций тока равна частному  $I_{pm}=\psi_{pm}/L$ ,

где  $L$ -индуктивность сглаживающего дросселя.

В предлагаемом устройстве амплитуда пульсации потокосцепления снижается вдвое уже из-за уменьшения вдвое напряжения модуляции, так что при прочих равных 35 условиях, при переходе к предлагаемому устройству индуктивность и установленные мощности сглаживающих дросселей (реакторов) могут быть уменьшены по крайней мере вдвое. Соответственно уменьшаются размеры, вес и стоимость сглаживающих реакторов, а так же потери мощности в них.

40 Кроме того, как показано выше в предлагаемом устройстве реализуется правильная трехуровневая PWM-последовательность, при которой пульсации потокосцепления вдвое меньше чем в двухуровневой PWM-последовательности.

Таким образом, выявляется дополнительное преимущество предлагаемой схемы сетевого стабилизатора перед схемой - прототипом. Вдобавок к снижению пульсаций за счет снижения вдвое напряжения звена  $dc$ , о чем было сказано ранее, пульсации еще 45 раз снижаются вдвое за счет реализации правильной трехуровневой модуляции контурных напряжений.

Общий выигрыш по PWM-пульсациям таким образом является четырехкратным. Это существенное преимущество предложенной схемы. Уменьшаются масса, размеры

и стоимость сглаживающих реакторов, а также - потери мощности в этих реакторах, с соответствующими эффектами по стоимости, размерам и показателями стабилизатора в целом. Сказанное подтверждается графиками токов  $i_s(\cdot)$  и  $i_g(\cdot)$  (см. фиг.4а, б). При сравнительно низкочастотной модуляции ( $f_{PWM}=5.2$  KHz) и при весьма малых реактансах сглаживающих дросселей ( $x_s=x_g=x_o \cong 2.8\%$ ), пульсации токов  $i_s$ ,  $i_g$  остаются умеренными.

13. Анализ режимов работы предлагаемого сетевого стабилизатора показал, что при определенных значениях фазового сдвига  $\varphi$  между входным  $v_s(\theta)=V_{sm}\times\cos\theta$  и выходным  $v_g(\theta)=V_{gm}\times\cos(\theta-\varphi)$  напряжениями имеются некоторые ограничения. Существование предельных фазовых сдвигов означает, что предлагаемая схема может работать только в ограниченном диапазоне фазовых сдвигов между сетевым напряжением  $v_s$  и напряжением нагрузки  $v_g$ , и вследствие этого не может эффективно работать в режиме преобразователя частоты (В преобразователе частоты при неравенстве частот сети  $f_s$  и нагрузки  $f_g$  ( $f_g \neq f_s$ ) фазовый сдвиг  $\varphi = \int f_g - \int f_s$  непрерывно изменяется в полном диапазоне  $0-360^\circ$ ). Предлагаемая схема является стабилизатором-регулятором сетевого напряжения и не более того; ее применение в качестве преобразователя частоты было бы малоэффективным.

14. Трехфазное исполнение предлагаемого сетевого стабилизатора является естественным расширением подробно описанной выше однофазной схемы, представленной на фиг.1. Оно имеет тот же прототип - преобразователь частоты, образованный объединением по постоянному току двух PWM-конверторов напряжения (фиг.8). В данном случае эти конверторы трехфазные.

При трехфазном исполнении схема предлагаемого сетевого стабилизатора (см. фиг.10) составляется из трех модулей (МА, МВ, МС), каждый из которых составлен из шести транзисторов с обратными диодами, соединенных в трехфазную мостовую схему. Выводы постоянного напряжения каждого модуля присоединяются к собственному конденсатору постоянного напряжения, а выводы «1», «0», «2» переменного напряжения модулей присоединяются следующим образом

- вывод «1» каждого модуля через обмотку соответствующего сглаживающего реактора присоединяется к соответствующей фазе трехфазной сети;
- вывод «2» каждого модуля через обмотку соответствующего сглаживающего реактора присоединяется к соответствующей фазе трехфазной нагрузки;
- оставшиеся свободные выводы «0» всех трех модулей соединяются между собой.

Три сетевых ввода стабилизатора шунтируются конденсаторами переменного напряжения, и равным образом три нагрузочных вывода стабилизатора также шунтируются конденсаторами переменного напряжения.

Предлагаемый трехфазный сетевой стабилизатор изображен на фиг.10. Представленная схема имеет трехпроводный вывод; ввод нейтрали нагрузки в ней не предусмотрен. Однако она легко преобразуется в четырехпроводную схему, с вводом нейтрали нагрузки. Для этого шунтирующие нагрузку конденсаторы соединяются в схему звезды; нейтраль нагрузки присоединяется к общей точке звезды конденсаторов, а эта общая точка непосредственно или через дополнительную обмотку реакторов присоединяется к свободным выводам трех трехфазных транзисторных модулей (фиг.11).

Принципы действия однофазной и трехфазной схем совпадают, и алгоритмы управления с естественными дополнениями переносятся с однофазного исполнения на трехфазное.

Одинаковы также ограничения, недостатки и преимущества предлагаемого стабилизатора по отношению к прототипу. С одной стороны

- предлагаемый стабилизатор может работать только в ограниченном диапазоне

фазовых сдвигов между сетевым напряжением и напряжением нагрузки, и вследствие этого не может эффективно работать в режиме преобразователя частоты;

- предлагаемый стабилизатор содержит в полтора раза больше транзисторных вентилях (в трехфазном исполнении - 18 вентилях против 12-ти).

5 С другой стороны в предлагаемом стабилизаторе вдвое меньше напряжения звеньев dc, значит, могут быть использованы транзисторы пониженного класса напряжения и благодаря этому

- снижаются потери мощности на проводимость (кондуктивные),

- снижаются потери мощности на переключения (коммутационные),

10 - уменьшаются установленные мощности и потери мощности сглаживающих реакторов, фильтрующих пульсации напряжения PWM.

Совокупность указанных преимуществ позволяет повысить КПД, уменьшить массу, габариты и стоимость предлагаемого сетевого стабилизатора в сравнении с прототипом. Эти преимущества оправдывают применение предлагаемого сетевого стабилизатора  
15 для решения тех задач, где он может быть применен, то есть при необходимости стабилизировать или регулировать сетевое напряжение.

14. В предыдущем изложении при построении схемы сетевого стабилизатора рассматривались только простейшие фазные трехполюсники, составленные из двух транзисторов с их обратными диодами, и способные осуществлять только элементарную  
20 двухпозиционную широтную модуляцию. Для наиболее широко распространенных сетей класса 0.4/0.23 кВ, на которые ориентировано настоящее предложение, какие бы то ни были усложнения очевидным образом нецелесообразны. Однако, в принципе схема сетевого стабилизатора может быть построена и из составных фазных трехполюсников, например - из трехпозиционных фазных цепей (фиг. 12а). В некоторых  
25 нечастых случаях такое построение может оказаться востребованным. Пусть, например, требуется стабилизировать однофазное напряжение уровня 0.69 кВ с широким диапазоном подстройки  $\pm 30\%$ . В предложенной схеме для этого случая требуется поддерживать в звене dc уровень напряжения как минимум  $v_d = 690 \times \sqrt{2} \times 1.3 \approx 1269$  В.

Это слишком много даже для транзисторов класса 1700 В. На фиг. 12б приведена  
30 конфигурация схемы сетевого стабилизатора, в которой вместо простейших двухпозиционных фазных трехполюсников применены составные трехпозиционные фазные цепи. В этой схеме к каждому транзистору прикладывается лишь половина напряжения звена постоянного тока  $v_d/2 \approx 634$  В.

35 Это вполне допустимо для транзисторов класса 1200 В; применение составных фазных трехполюсников обеспечивает хорошие решения для рассмотренного экзотического примера.

15. Таким образом, при вышеуказанном исполнении заявляемого устройства решаются поставленные задачи:

40 - обеспечить пониженное значение уровня напряжения в звене постоянного тока (напряжения) PWM-конвертора,

- обеспечить пониженный уровень пульсаций тока.

16. Исходя из вышеизложенного, задача достижения заявленного технического результата, заключающегося:

45 - в возможности применения транзисторов пониженного класса, с соответствующим понижением потерь мощности как кондуктивных, так и коммутационных,

- в уменьшении пульсаций потякосцепления сглаживающих дросселей с соответствующим уменьшением установленной мощности дросселей, а также потерь мощности в них,



что в итоге позволяет повысить КПД, уменьшить массу, габариты и стоимость заявляемого устройства в сравнении с прототипом при повышении надежности и удобства обслуживания, эффективно решена.

Источники информации

- 5 1. Gui-Jia Su, Design and Analysis Low Cost, High Performance Single Phase UPS System, APEC, vol.2, pp.900-906, 2001.
2. US Patent No 5384792, Uninterruptible Power Supply, Katsuya Hirachi, G06F 11/00, H03M 13/00, Date of Patent: Jan. 24, 1995.
- 10 3. US 2004/0085785 A1, Power Supply Apparatus and Methods with Power-Factor Correcting Bypass Mode, Pasi S. Taimela, H02M 5/45, Pub. Date May 6, 2004.

#### Формула изобретения

1. Регулируемый стабилизатор переменного напряжения, действующий по принципу широтной модуляции (PWM), содержащий регулятор напряжения нагрузки, регулятор сетевого тока, блок синхронизации, блок модуляции, датчики токов и напряжений, отличающийся тем, что:

- при однофазном исполнении упомянутого стабилизатора он состоит из шести транзисторов с обратными диодами, соединенных в трехфазную мостовую схему, полюсы постоянного напряжения которой присоединены к конденсатору постоянного напряжения, а три полюса переменного напряжения присоединяются следующим образом:

- первый полюс через обмотку сглаживающего дросселя - к фазному вводу сети переменного напряжения;

- второй полюс через обмотку сглаживающего дросселя - к фазному вводу нагрузки (потребителя);

- третий полюс к общей нейтрали сети переменного напряжения и нагрузки; ввод сети переменного напряжения и ввод переменного напряжения нагрузки шунтируются каждый конденсатором переменного напряжения;

- в систему управления PWM-конвертора в дополнение к неспецифическим (стандартным) блокам управления введены два специфических блока:

а) блок  $grg$  распределения напряжений, который получает на своем входе реферированные (опорные, задающие) уровни напряжений нагрузочной  $vgrf(t)$  и сетевой  $vsrf(t)$  стороны и вычисляет референции  $vrf0$ ,  $vrf1$ ,  $vrf2$ , которые поступают в модулятор, вырабатывающий широтно-модулированные переключательные функции; блок  $grg$  определяет наибольшую по модулю из двух переменных  $vgrf(t)$  и  $vsrf(t)$ , переменной  $vrf0$  присваивается половина полученного значения, далее вычисляются оставшиеся две переменные:  $vrf1=vsrf-vrf0$  и  $vrf2=vgrf-vrf1$ ;

б) блок  $regds$  управления PWM-выпрямителем, построенный в виде двухконтурной системы подчиненного регулирования; в качестве подчиненного регулятора действует регулятор  $regis$  сетевого тока  $is$ , действующий по синусоидальному заданию  $isz=Isz \cdot \cos(\theta)$  и обеспечивающий соответствие сетевого тока  $is$  заданию  $isz$ , (т.е.  $is \approx isz$ ); амплитуда задания  $Isz$  вырабатывается доминирующим регулятором  $regpd$  - регулятором энергии  $E_d$  конденсаторов звена постоянного напряжения  $E_d=Cd \cdot vd^2/2$ ,

где  $Cd$  - емкость конденсаторов звена постоянного напряжения,

$vd$  - напряжение в звене постоянного напряжения,

по рассогласованию энергий  $dE=E_dz-E_d$ ,

где  $E_dz$  - задание энергии,

следующим образом:

регулятор  $regpd$  вырабатывает задание мощности  $Pdz$ , требуемой для поддержания энергии конденсаторов  $E_d$  на заданном уровне;

по заданию мощности  $Pdz$  далее вычисляется требуемый модуль сетевого тока:

$$I_{sz} = 2 * Pdz / V_s,$$

5 где  $V_s$  - напряжение сети,

который используется далее для получения синусоидального задания  $isz(t)$  подчиненному регулятору  $regis$  тока.

2. Регулируемый стабилизатор переменного напряжения по п.1, отличающийся тем, что при трехфазном исполнении упомянутого стабилизатора в него введены три модуля, 10 каждый из которых составлен из шести транзисторов с обратными диодами,

соединенных в трехфазную мостовую схему; полюсы постоянного напряжения каждого модуля присоединены к собственному конденсатору постоянного напряжения, а три полюса переменного напряжения каждого модуля присоединяются следующим образом:

15 - первый полюс каждого модуля через обмотку соответствующего сглаживающего реактора присоединяется к выводу соответствующей фазы трехфазной сети;

- второй полюс каждого модуля через обмотку соответствующего сглаживающего реактора присоединяется к выводу соответствующей фазы трехфазной нагрузки;

- третьи полюсы всех трех модулей соединяются между собой;

20 три сетевых ввода стабилизатора шунтируются конденсаторами переменного напряжения, и равным образом три нагрузочных вывода стабилизатора также шунтируются конденсаторами переменного напряжения; принципы действия стабилизатора при трехфазном и однофазном исполнении совпадают; алгоритмы управления с естественными дополнениями переносятся с однофазного исполнения на трехфазное.

3. Регулируемый стабилизатор переменного напряжения по п.1, отличающийся тем, что при трехфазном исполнении упомянутого стабилизатора для трехфазной нагрузки с четырехпроводной схемой питания в него введены три модуля, каждый из которых 25 составлен из шести транзисторов с обратными диодами, соединенных в трехфазную мостовую схему; полюсы постоянного напряжения каждого модуля присоединены к

30 собственному конденсатору постоянного напряжения, а три полюса переменного напряжения каждого модуля присоединяются следующим образом:

- первый полюс каждого модуля через обмотку соответствующего сглаживающего реактора присоединяется к выводу соответствующей фазы трехфазной сети;

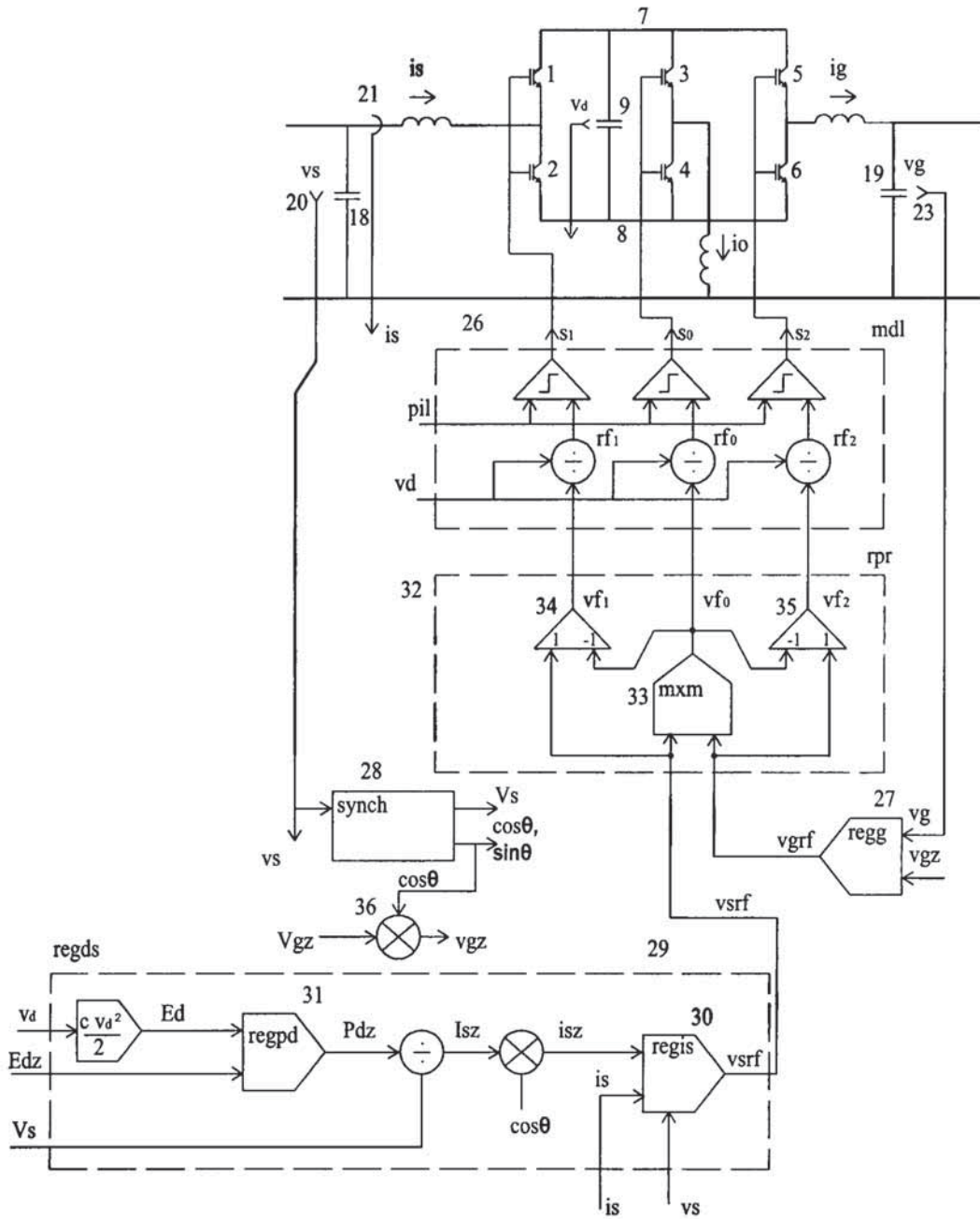
35 - второй полюс каждого модуля через обмотку соответствующего сглаживающего реактора присоединяется к выводу соответствующей фазы трехфазной нагрузки;

- третьи полюсы всех трех модулей соединяются между собой; шунтирующие нагрузку конденсаторы соединяются в схему звезды; нейтраль нагрузки присоединяется к общей точке звезды конденсаторов, а эта общая точка непосредственно или через 40 дополнительную обмотку реакторов присоединяется к соединенным между собой

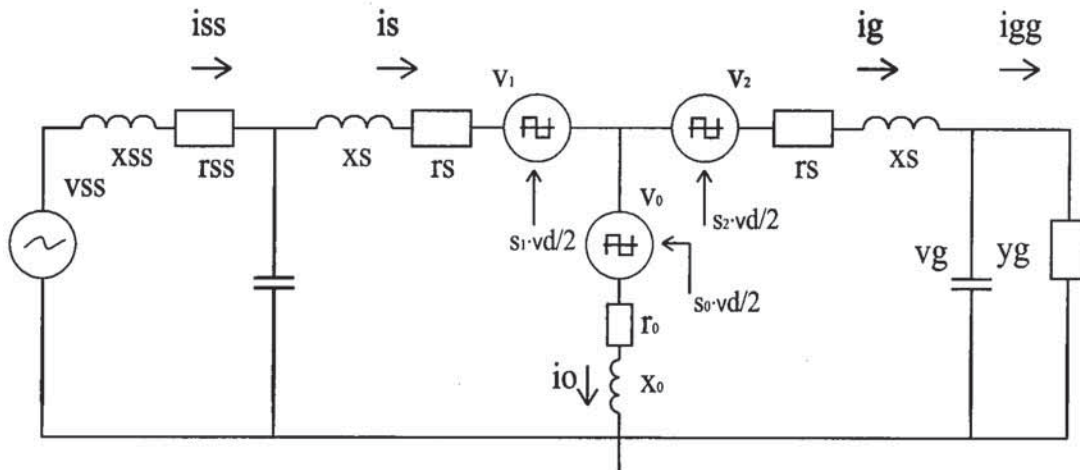
третьим полюсам переменного напряжения всех трех модулей.

4. Регулируемый стабилизатор переменного напряжения по п.1, отличающийся тем, что каждый PWM-конвертор выполнен по трехуровневой схеме.

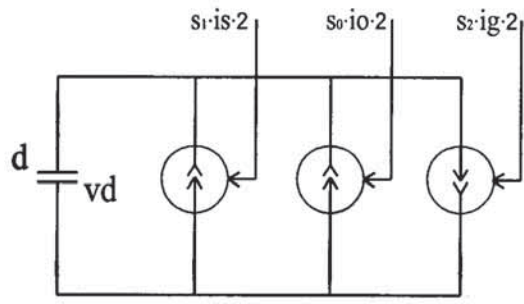
5. Регулируемый стабилизатор переменного напряжения по п.1, отличающийся тем, что система управления PWM-конвертором может быть осуществлена либо аппаратно, 45 либо программно, с помощью быстродействующего сигнального процессора.



Фиг. 2



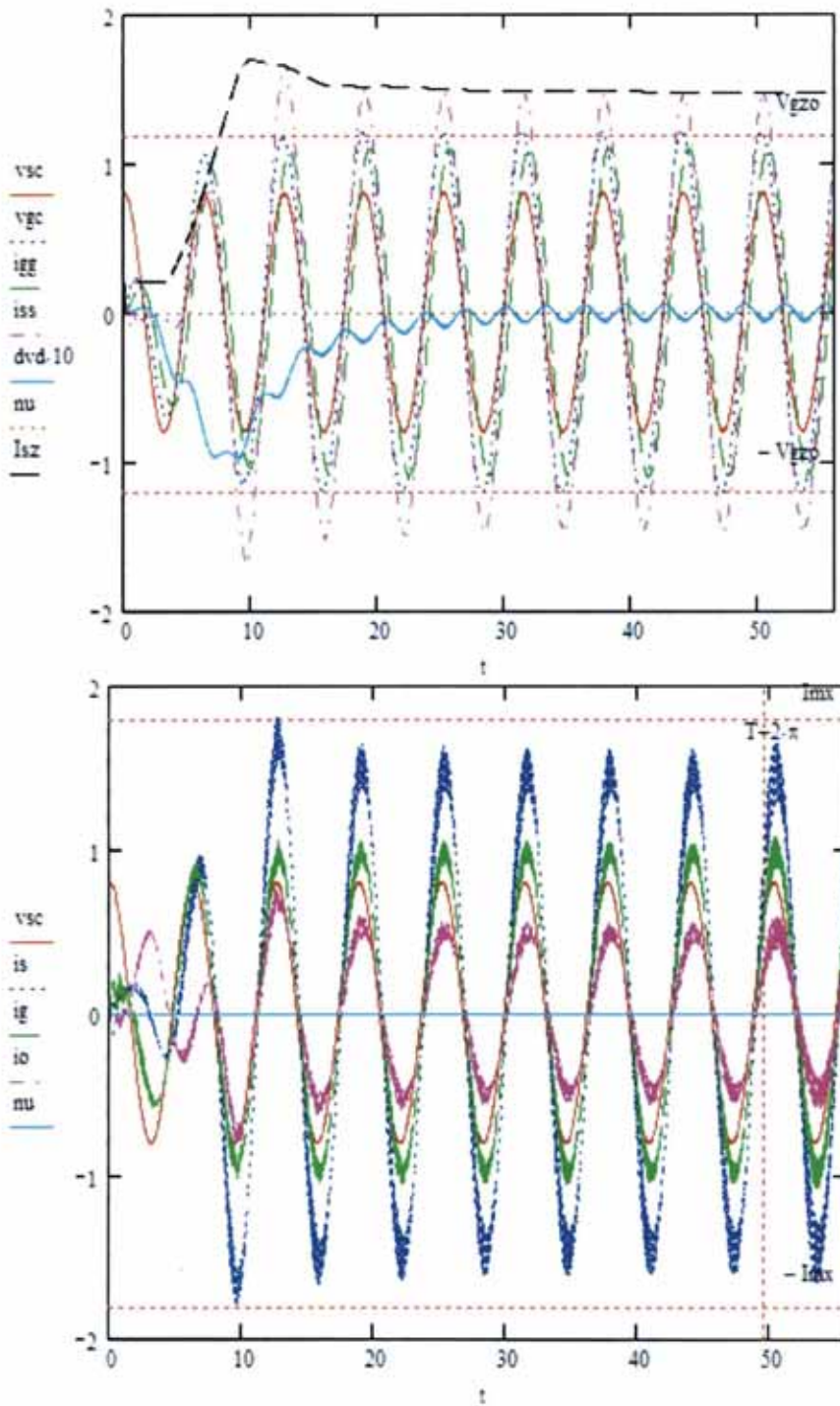
Фиг. 3а



Фиг. 36

stab 08 1

$V_s = 0.8$        $V_{gzo} = 1.2$        $2 \cdot dz = 1.22$        $z_g = 1.1$        $x_s = 2.855\%$        $x_o = 2.855\%$   
 $fpwm = 5.208$  KHz       $\phi_{cc} = 30$        $y_d = 16.588$        $y_s = 0.25$

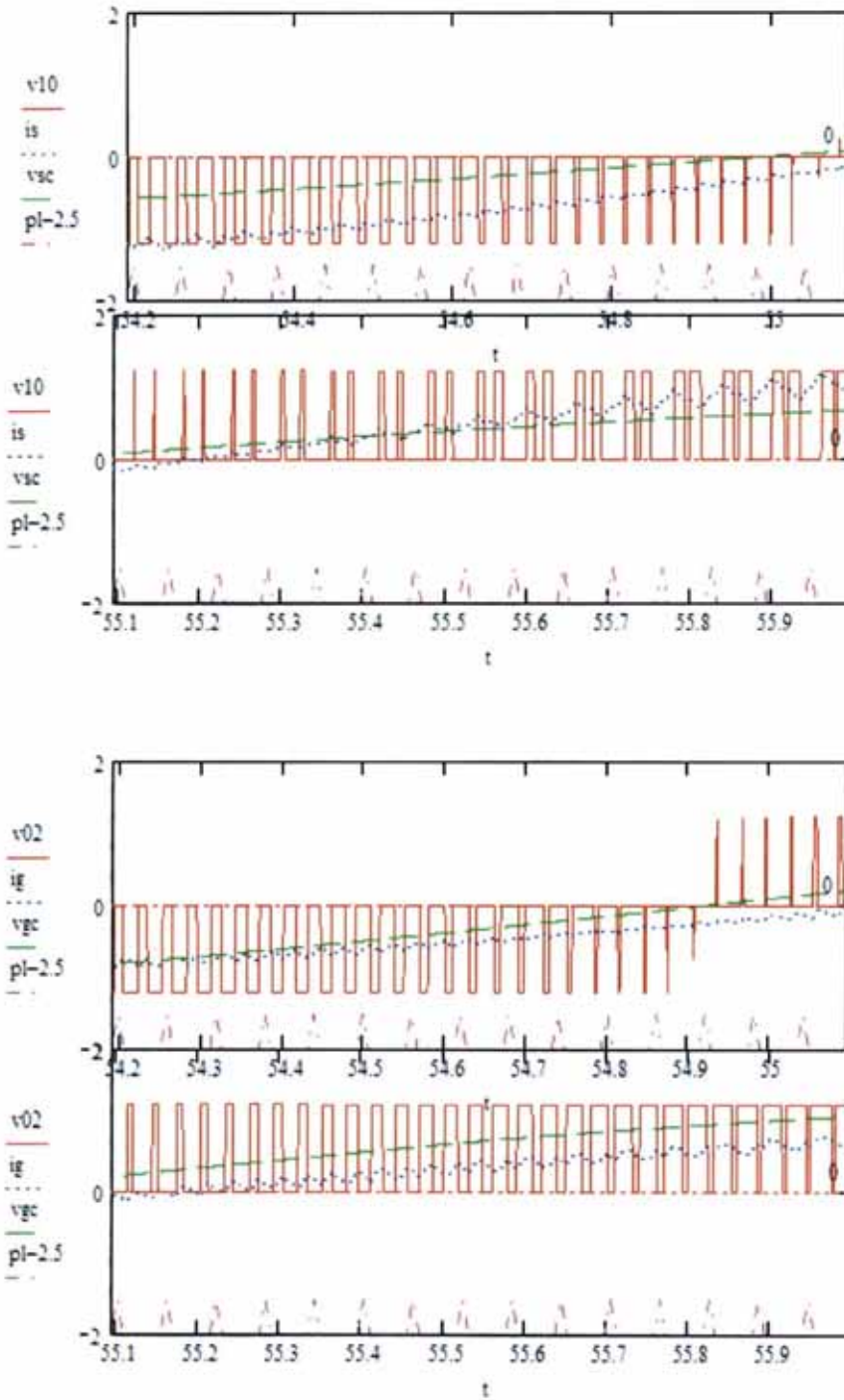


Результаты моделирования. Процесс пуска (включения) и следующий за ним установившийся режим сетевого стабилизатора.

Фиг. 4

stab 08 2

$V_s = 0.8$      $V_{gzo} = 1.2$      $2 \cdot dz = 1.22$      $z_g = 1.1$      $x_s = 2.855\%$      $x_o = 2.855\%$   
 $f_{pwm} = 5.208$  KHz     $\phi_{cc} = 30$  deg     $y_d = 16.588$      $y_s = 0.25$

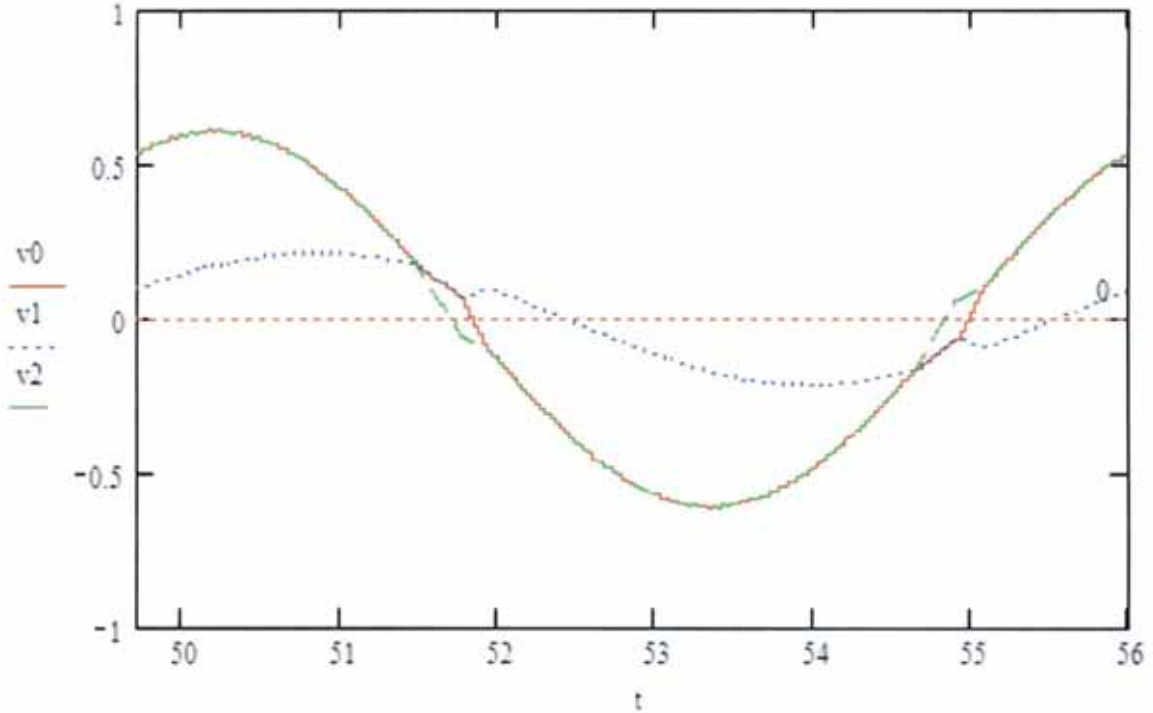


Результаты моделирования. Детали широтной модуляции на небольшом интервале ( $\approx 108^\circ$ ) при установившемся режиме

Фиг. 5

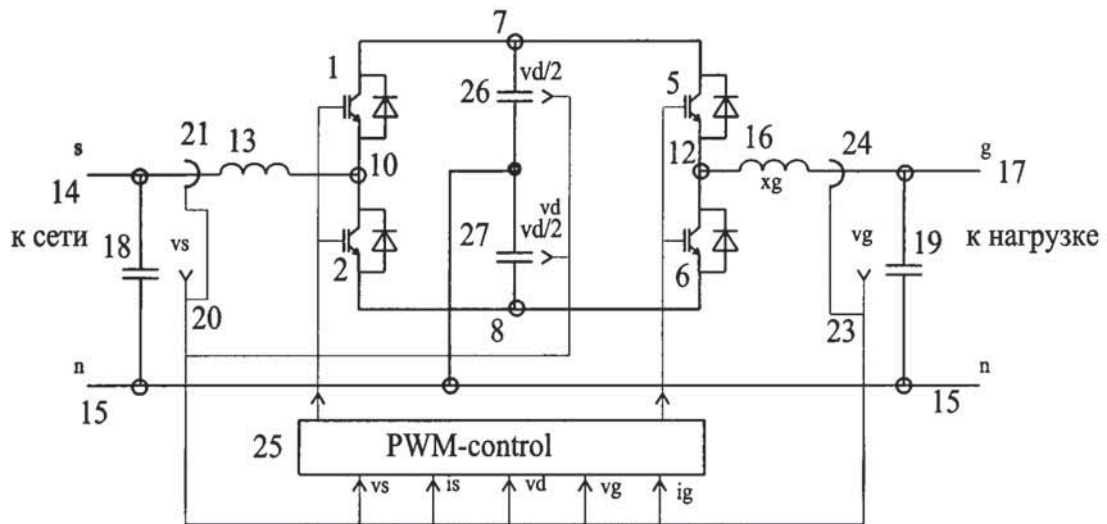
stab 08 3

$V_s = 0.8$      $V_{gzo} = 1.2$      $2 \cdot dz = 1.22$      $z_g = 1.1$      $x_s = 2.855\%$      $x_o = 2.855\%$   
 $f_{pwm} = 5.208$  KHz     $\phi_{cc} = 30$  deg     $y_d = 16.588$      $y_s = 0.25$

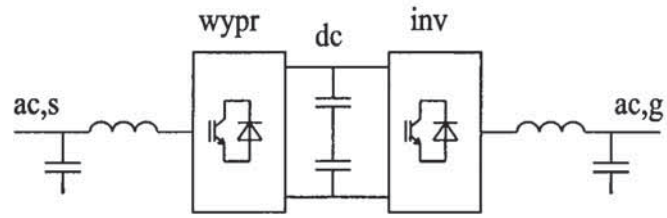


Результаты моделирования. Работа блока (гр) распределения реферирующих напряжений

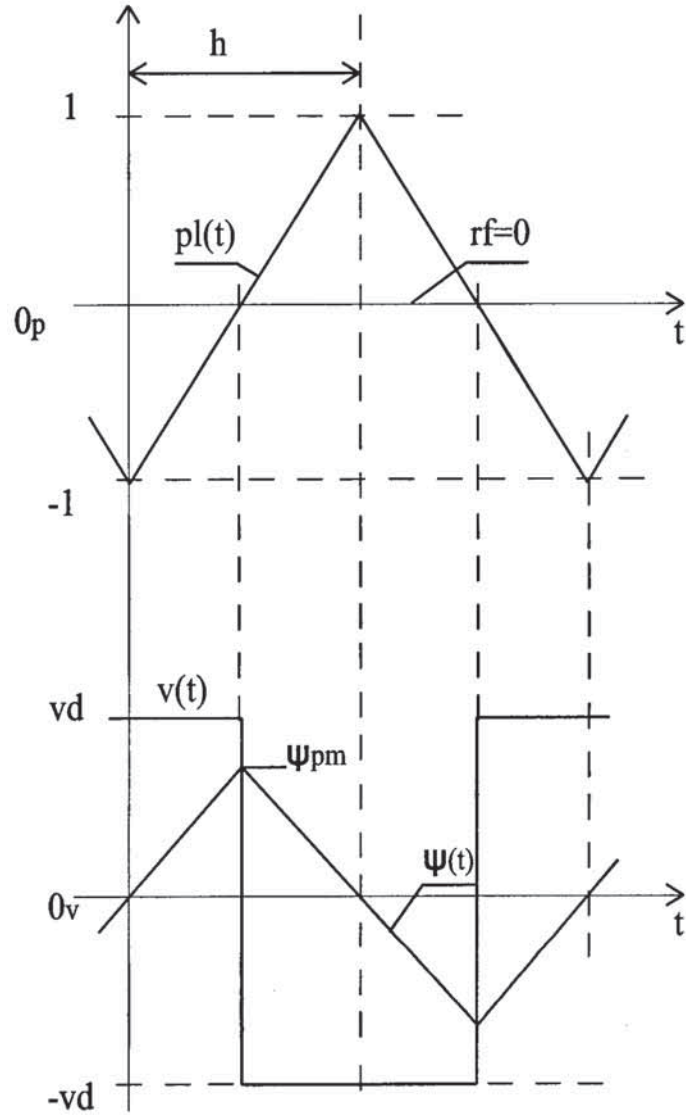
Фиг. 6



Фиг. 7

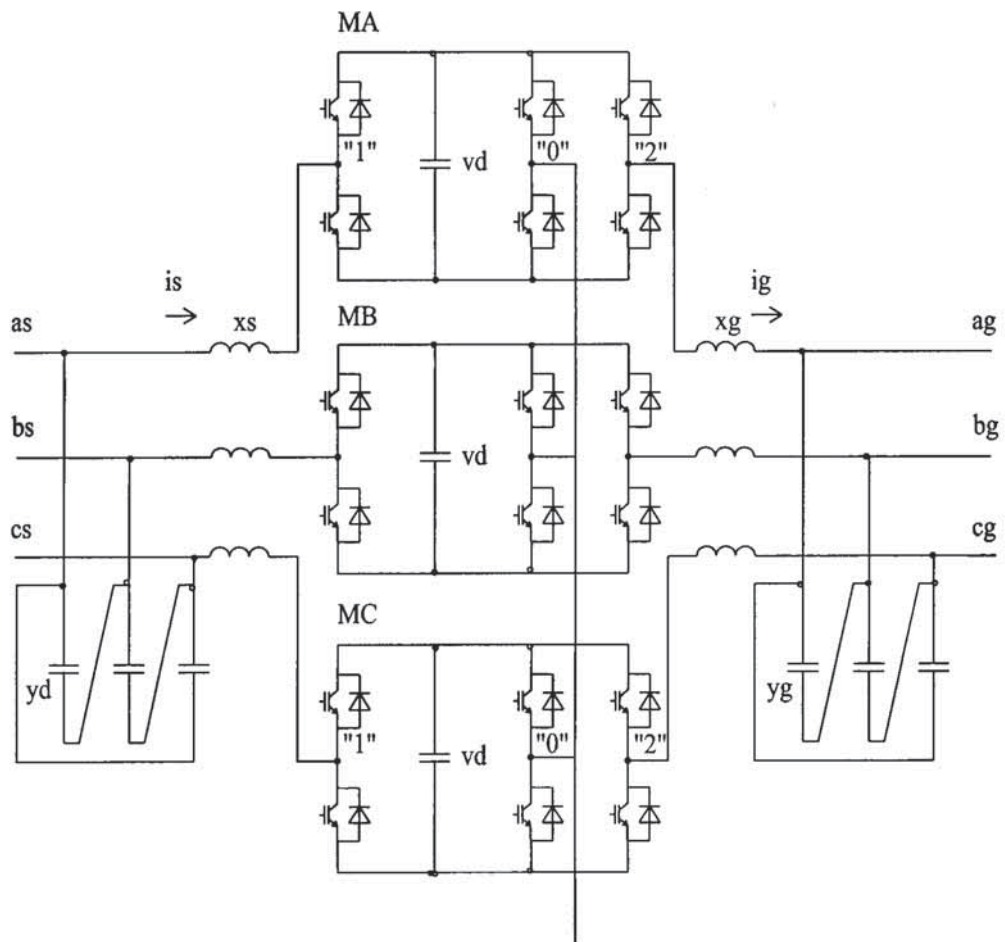


Фиг. 8

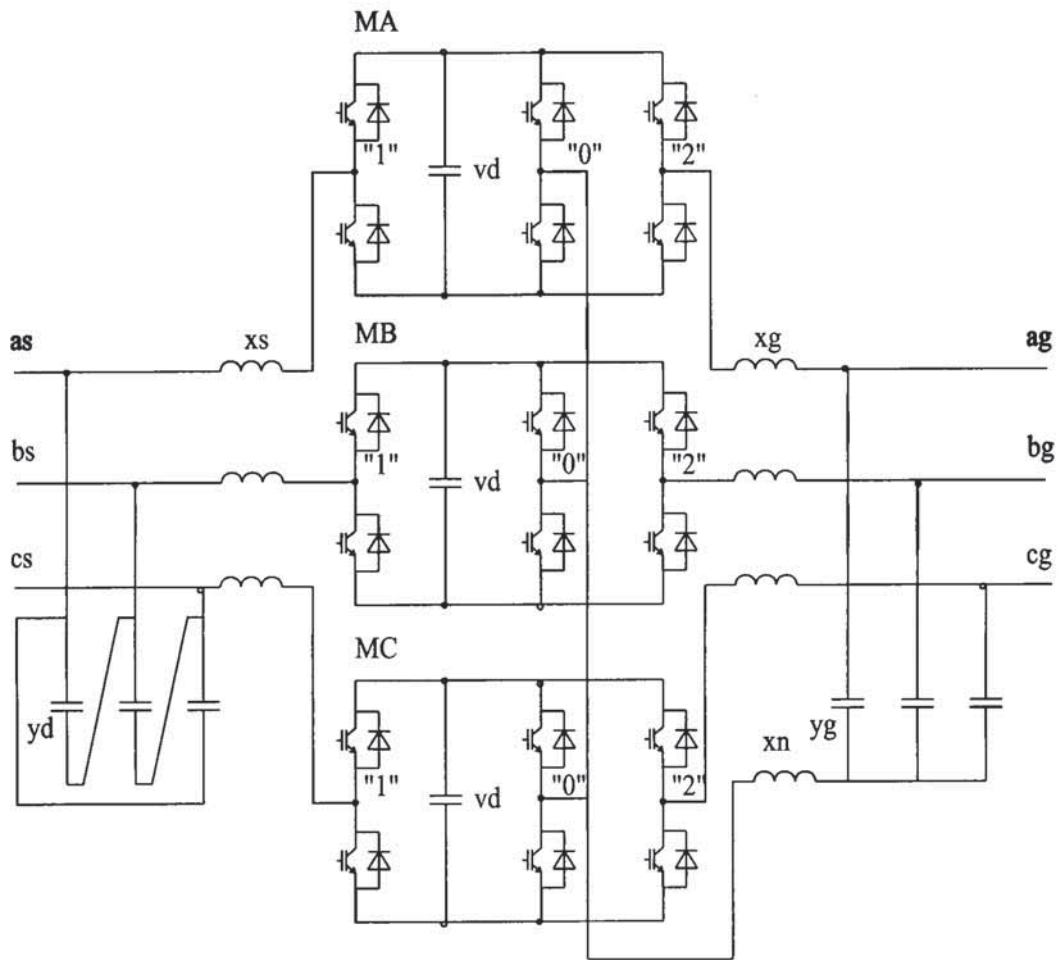


Фиг. 9

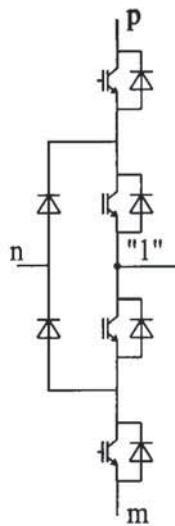




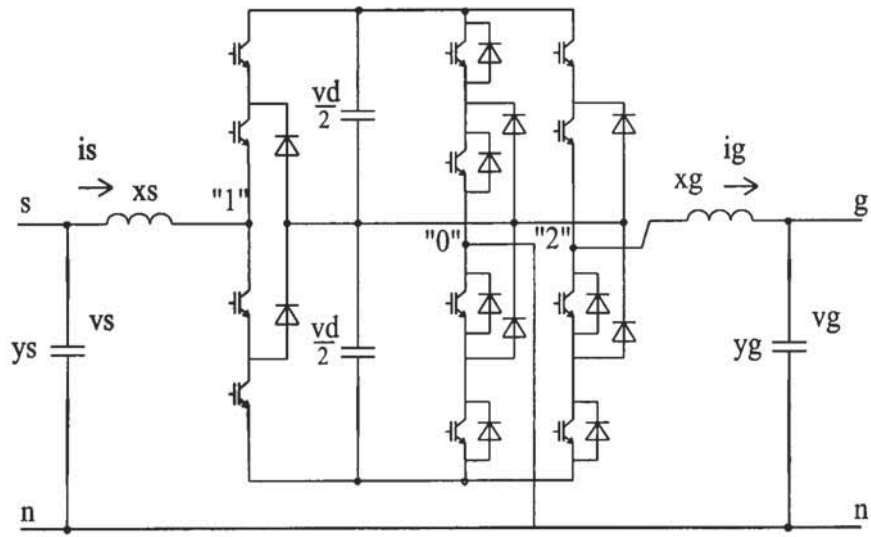
Фиг. 10



Фиг. 11



Фиг. 12а



Фиг. 126