НЕСИММЕТРИЧНЫЕ ВЫПРЯМИТЕЛИ С СИСТЕМОЙ УПРАВЛЕНИЯ НА ОДНОПЕРЕХОДНОМ ТРАНЗИСТОРЕ

А.С. Айрапетян, А.Х. Гёзаян, Д.С. Мартиросян, В.А. Саакян

Национальный политехнический университет Армении

Существует большое число схемотехнических решений однофазных и многофазных выпрямителей на основе полупроводниковых вентилей (диодов и тиристоров). Широкое распространение находят мостовые схемы выпрямителей, обеспечивающие, в частности, лучшие массогабаритные показатели входных трансформаторов.

Рассмотрены однофазные и трехфазные симметричные и несимметричные мостовые выпрямители с импульсно-фазовым управлением. Несимметричные мостовые управляемые схемы выпрямителей выгодно отличаются от симметричных с точки зрения стоимости, простоты силовой части, а также упрощения системы управления. Кроме того, коэффициент мощности таких выпрямителей в определенных случаях выше, чем симметричных, а потребляемая реактивная мощность из питающей сети меньше.

Проведен анализ схем однофазных и трехфазных несимметричных мостовых выпрямителей, в которых диоды включены в анодную группу, а тиристоры – в катодную группу, и наоборот. Показано, что в первом случае при таком схемном решении силовой части выпрямителя становится возможным разработать простые схемы систем управления однофазными и трехфазными несимметричными мостовыми выпрямителями на основе однопереходного транзистора. Описаны структура, характеристики и особенности однопереходного транзистора для применения в системе управления несимметричными мостовыми выпрямителями.

Представлена простая схема релаксационного генератора импульсов на однопереходном транзисторе, рассмотрен принцип его работы. Приведены и рассмотрены схемы импульсно-фазовой вертикальной одноканальной системы управления однофазными и трехфазными несимметричными мостовыми выпрямителями с релаксационным генератором импульсов на базе однопереходного транзистора. Показано, что при неизменной нагрузке такие системы управления на однопереходном транзисторе позволяют простым способом стабилизировать выходное напряжение однофазных и трехфазных несимметричных мостовых выпрямителей при изменении входного напряжения и обеспечить симметричные выходные импульсы управления тиристорами во всех фазах трехфазных несимметричных мостовых выпрямителей. Кроме того, при трехфазном исполнении схемы нечувствительны к перемене порядка следования фаз сети.

Ключевые слова: несимметричный выпрямитель, диод, тиристор, импульсно-фазовая вертикальная одноканальная система управления, релаксационный генератор, однопереходный транзистор, коэффициент мощности.

Введение. В настоящее время практически повсеместно электроэнергия вырабатывается и передается в виде переменного трехфазного тока стандартной частоты промышленной сети. Установлено, что в виде постоянного тока потребляется 20...25% общего количества электроэнергии [1, 2].

Известно, что все полупроводниковые выпрямители, за исключением однофазного однополупериодного выпрямителя, подразделяются на выпрямители со средней точкой и на мостовые выпрямители. В свою очередь, мостовые выпрямители, в зависимости от применяемых вентилях, делятся на симметричные и несимметричные [2, 3]. Симметричными называются управляемые выпрямители, которые полностью построены на тиристорах (четное число тиристоров). Несимметричными называются полууправляемые выпрямители, в которых половина тиристоров заменена на диоды. Очевидно, что однофазные и трехфазные полууправляемые несимметричные мостовые выпрямители выгодно отличаются от симметричных меньшими затратами на вентили и системы управления с точки зрения стоимости.

В данной работе рассматриваются схемы однофазных и трехфазных несимметричных выпрямителей и их системы управления.

Целью работы является выбор схем несимметричных выпрямителей с одновременным упрощением их систем управления.

Методы исследования и обсуждение результатов. Проведен анализ схем несимметричных выпрямителей. Дано обоснование применения несимметричных выпрямителей с катодной группой тиристоров и построения их систем управления на основе однопереходного транзистора.

Существует два варианта построения трехфазного несимметричного мостового выпрямителя.

На рис. 1 представлены две схемы трехфазного несимметричного мостового выпрямителя, где в одном случае тиристоры VS1, VS2 и VS3 включены в анодную группу моста, а диоды VD1, VD2 и VD3 – в катодную группу (рис.1а); во втором случае - тиристоры VS1, VS2 и VS3 включены в катодную группу моста, а диоды VD1, VD2 и VD3 – в анодную группу (рис.1б). В обеих схемах нулевой диод VD0 шунтирует активно-индуктивную нагрузку при угле управления $\alpha \geq \pi/3$. При активной нагрузке во всем диапазоне регулирования $0 \leq \alpha \leq \pi$ и активно-индуктивной нагрузке в интервале $0 \leq \alpha \leq \pi/3$ необходимость нулевого диода отпадает.

Для однофазного несимметричного мостового выпрямителя существует три варианта построения схемы выпрямителя.

На рис. 2 а,б,в приведены три схемы однофазного несимметричного мостового выпрямителя, где в одном случае тиристоры VS1 и VS2 включены в анодную группу моста, а диоды VD1 и VD2 – в катодную группу; во втором случае тиристоры VS1 и VS2 включены в одно плечо моста, а диоды VD1 и VD2 – в другое плечо моста; в третьем случае тиристоры VS1 и VS2 включены в катодную группу моста, а диоды VD1 и VD2 – в анодную группу моста.

Рис.1. Трехфазный несимметричный мостовой выпрямитель: а - с анодной группой тиристоров, б - с катодной группой тиристоров

Рис.2. Однофазные несимметричные мостовые выпрямители: а - с анодной группой тиристоров; б - с группой тиристоров в одном плече моста; в - с катодной группой тиристоров

Как показывает анализ схемы несимметричных мостовых выпрямителей с катодной группой тиристоров, исходя из структуры построения силовой части, имеется возможность применять схемы систем управления, основанные на использовании однопереходного транзистора, выполняющие функции фазосдвигающего устройства и формирователя импульсов, в которых могут отсутствовать блок распределения импульсов, а также выходные импульсные трансформаторы, служащие для потенциального разделения импульсов управления тиристорами.

В этой связи рассмотрим структуру однопереходного транзистора (ОПТ) и его входную вольт-амперную характеристику (ВАХ). На рис. 3 а,б представлены структура ОПТ и входная S-образная ВАХ. ОПТ, называемый также двухбазовым диодом [4], представляет собой монокристаллическую пластинку n типа, на концах которой расположены контакты Б₁ и Б₂, а на боковой стороне - контакт Э (эмиттерный p – n переход).

Важнейшим параметром ОПТ является внутренний коэффициент деления напряжения $U_{ББ}$:

$$\eta = \frac{R_{Б1}}{R_{ББ}}, \quad (1)$$

где $R_{ББ} = R_{Б1} + R_{Б2}$ - междубазовое сопротивление.

Участок между Б₁ и Б₂ имеет линейную ВАХ, как обычное сопротивление, которое повышается линейно с температурой.

Рис. 3. Структура ОПТ (а), входная S-образная вольт-амперная характеристика (б)

Если напряжение эмиттера U_E меньше некоторого максимального напряжения $U_{Эмах}$ (точка М на рис. 3б), то переход эмиттер – база 1 будет закрыт (смещен в обратном направлении), и через него будет течь небольшой обратный ток утечки ($I_{Б0}$). Если же $U_E = U_{Эмах}$ и ток эмиттера будет больше пикового тока (тока включения транзистора $I_{вкл}$), то транзистор откроется, и ток эмиттера ограничится только внешним сопротивлением эмиттера. Процесс нарастания эмиттерного тока происходит лавинообразно, что соответствует ВАХ участка отрицательного сопротивления (участок MN на рис. 3 б). При больших токах эмиттера сопротивление $R_{Б1}$ падает до конечного уровня, которое вместе с напряжением p – n перехода определяет остаточное напряжение $U_{ост}$ и ток $I_{выкл}$ (точка М на рис. 3 б). Такой S – образный вид ВАХ ОПТ позволяет построить простые релаксационные генераторы для систем управления выпрямителями.

На рис. 4 приведены схема релаксационного генератора на основе ОПТ, используемая для включения тиристоров, а также временные диаграммы напряжений. Если выход ОПТ (точка Б₁) соединен непосредственно или через последовательное сопротивление с управляющим электродом тиристора, то требуемую величину R_1 следует выбирать в соответствии со следующим неравенством:

$$\frac{R_1 E}{R_{ББ(min)} + R_1 + R_2} < U_{GD}, \quad (2)$$

где U_{GD} - неотпирающее напряжение выбранного типа тиристора.

Напряжение $U_{Эмах}$ изменяется пропорционально между базовому напряжению $U_{ББ}$ и равно

$$U_{Эмах} = \eta \cdot U_{ББ} + U_D, \quad (3)$$

где U_D - напряжение диода эквивалентного эмиттерного перехода.

Параметр η не зависит от напряжения питания E и температуры транзистора. Напряжение U_D снижается с температурой, так как температурный коэффициент эмиттерного перехода отрицательный.

Рис. 4. Схема релаксационного генератора на однопереходном транзисторе (а), временные диаграммы напряжений (б)

Изменение $U_{эmax}$ в зависимости от температуры можно компенсировать, используя положительный температурный коэффициент $R_{ББ}$. При подключении R_2 увеличение $U_{ББ}$ компенсирует снижение U_D в соответствии с (3). Анализ показывает, что требуемое значение R_2 в первом приближении равно

$$R_2 \approx \frac{0,4R_{ББ}}{\eta E} + \frac{(1-\eta)R_1}{\eta}, \quad (4)$$

где E – числовое значение напряжения питания. Тогда $U_{эmax}$ будет равно

$$U_{эmax} = \eta E. \quad (5)$$

В этом случае период повторения импульсов равен

$$T \cong R_1 C \cdot \ln \left(\frac{1}{1-\eta} \right). \quad (6)$$

На рис. 5 показана схема однофазного несимметричного выпрямителя с системой фазового управления на ОПТ, а на рис. 6 – диаграммы напряжений, поясняющие работу системы управления.

Рис. 5. Схема однофазного несимметричного выпрямителя с системой управления на однопереходном транзисторе

Напряжение U_2 выпрямляется диодами VD_3 и VD_4 (напряжение U_A) и ограничивается параметрическим стабилизатором (балластный резистор R_1 и стабилитрон VD_5) с формированием трапецидального напряжения U_{CT} , которое прикладывается к ОПТ. При этом ОПТ работает в качестве релаксационного генератора колебаний и формирует импульс управляющего тока для тиристора с углом управления, определяемым постоянной времени R_4 , R_5 и C . Любой из двух тиристоров VS_1 и VS_2 , имеющий в момент подачи управляющего импульса положительное напряжение на аноде, отпирается, и на нагрузке в течение оставшейся части полупериода появится выпрямленное напряжение. Угол управления регулируется при помощи переменного резистора R_4 (рис. 5 и 6). В случае, если напряжение вторичной обмотки трансформатора низкое, диоды VD_3 , VD_4 и R_1 могут быть заменены диодным мостом (ДМ) и R_1' , подключенным к

дополнительной повышающей вторичной обмотке трансформатора (на рис. 5 отмечены пунктирными линиями).

Рис. 6. Диаграммы напряжений системы управления однофазным несимметричным выпрямителем по рис. 5

Такая замена позволяет получить импульсы управления с более крутыми фронтами и достаточной амплитудой.

В схеме, приведенной на рис. 5, выходное выпрямленное напряжение изменяется с изменением питающего напряжения.

На рис. 7 приведена схема, которая позволяет стабилизировать выходное выпрямленное напряжение с изменением питающего напряжения. Эта схема аналогична схеме рис. 5, за исключением подключения дополнительного сопротивления $R_{доп}$, как показано на рис. 7. При таком схематехническом решении зарядное напряжение конденсатора равняется напряжению стабилизации стабилитрона и сохраняется, по существу, неизменным в течение полупериода, предшествующего моменту отпирания тиристора.

Рис. 7. Схема однофазного несимметричного выпрямителя с системой управления на однопереходном транзисторе

На рис. 8 приведены диаграммы напряжений схемы управления по рис. 7 при изменении входного напряжения выпрямителя. Напряжение U_B не остается постоянным в течение данного полупериода и равняется сумме напряжения стабилизации стабилитрона и падения напряжения на дополнительном сопротивлении, определяемом отношением сопротивлений R_1 и $R_{доп}$ ($U_B = U_{ст} + U_{R_{доп}}$).

Таким образом, при любом фиксированном данном фазовом угле ($R_4 - const$) напряжение между базами ОПТ будет повышаться с повышением питающего напряжения.

Согласно (5), эмиттерное напряжение включения (максимальное пиковое напряжение $U_{эmax}$) ОПТ равняется напряжению между базами, умноженному на постоянный коэффициент η , и показано на рис. 8 двумя кривыми пунктирными линиями, которые соответствуют двум кривым междубазового напряжения. Поскольку напряжение $U_{ст}$ неизменно, то напряжение эмиттера $U_э$ изменяется по экспоненциальной кривой (рис. 8).

ОПТ и соответствующий тиристор отпираются, когда напряжение эмиттера становится равным напряжению включения ОПТ. Из рис. 8 видно, что с возрастанием напряжения питающей сети запаздывание в отпирании ОПТ и тиристора увеличивается, а угол проводимости тиристора соответственно уменьшается, и наоборот, с уменьшением напряжения питающей сети

запаздывание в отпирании ОПТ и тиристора также уменьшается, а угол проводимости тиристора соответственно увеличивается. При надлежащем подборе сопротивлений R_1 и $R_{доп}$ можно добиться стабилизации выходного напряжения выпрямителя при изменениях напряжения сети.

Рис. 8. Диаграммы напряжений системы управления однофазным несимметричным выпрямителем по рис. 7

Аналогичные системы управления можно построить также для трехфазного несимметричного выпрямителя (рис. 1 б). Только в этом случае питание схемы управления будет осуществляться тремя диодами, аноды которых подключены ко входу выпрямителя. Такие схемы обеспечивают симметричные выходные импульсы управления и нечувствительны к перемене порядка следования фаз сети, что является их достоинством.

В таблице приведен ряд основных параметров трех известных типов ОПТ.

Таблица

Параметры ОПТ типа КТ117, КТ132, КТ133

Тип ОПТ	$P_{\max}$, мВт	η	$U_{ББ, \max}$, В	$U_{ост}$, В	$R_{ББ}$, кОм	$I_{Э\max}$, имп, А	$I_{эвкл, \max}$, мкА	$I_{ЭБО}$, мкА
КТ117Б	300	0,65...0,9	30	5	4-9	1	20	1
КТ132Б	300	0,68...0,82	35	0,7...3,5	4,7...9,1	2	2	0,2
КТ133Б	300	0,7...0,85	35	0,7...2,5	4...9,1	1,5	5	0,1

Заклучение. В несимметричных выпрямителях с катодной группой тиристоров имеется возможность значительно упростить систему управления с применением ОПТ, выполняющую функции фазосдвигающего устройства и формирователя импульсов, с исключением блока распределения импульсов и выходных импульсных трансформаторов.

Литература

1. Электротехнический справочник.- В 4 т. Т.2: Электротехнические изделия и устройства // Под общ. ред. профессоров МЭИ **В.Г. Герасимова** и др. – 9-е изд., стер.- М.: Изд-во МЭИ, 2003.-518 с.
2. Энергетическая электроника: Справочное пособие / Пер. с нем.; Под ред. **В.А. Лабунцова**. - М.: Энергоатомиздат, 1987.-467 с.
3. **Руденко В.С., Сенько В.И., Чиженко И.М.** Преобразовательная техника. – 2-е изд., перераб. и доп. – Киев: Вища школа, Головное изд-во, 1983. - 431 с.
4. **Дьяконов В.П.** Однопереходные транзисторы и их аналоги. Теория и применение.- М.: СОЛОН-ПРЕСС, 2008.- 240 с.

*Поступила в редакцию 20.04.2021.
Принята к опубликованию 15.07.2021.*

ՄԵԿԱՆՅՈՒՄԱՅԻՆ ՏՐԱՆԶԻՍՏՈՐԻ ՎՐԱ ԿԱՌԱՎԱՐՄԱՆ ՀԱՄԱԿԱՐԳՈՎ ՈՉ ՍԻՄԵՏՐԻԿ ՈՒՂԴԻՉՆԵՐ

Ա.Ս. Հայրապետյան, Ա.Խ. Գյոզալյան, Դ.Ս. Մարտիրոսյան, Վ.Ա. Սահակյան

Գոյություն ունեն կիսահաղորդչային վենտիլների (դիոդների և տիրիստորների) հիման վրա միաֆազ և բազմաֆազ ուղղիչների բազմաթիվ սխեմատեխնիկական լուծումներ: Մեծ տարածում ունեն ուղղիչների կամրջակային սխեմաները, որոնք, մասնավորապես, ապահովում են մուտքային տրանսֆորմատորների զանգվածաեզրաչափային լավ ցուցանիշներ:

Քննարկվել են իմպուլսաֆազային կառավարմամբ միաֆազ ու եռաֆազ սիմետրիկ և ոչ սիմետրիկ կամրջակային ուղղիչները: Ոչ սիմետրիկ կամրջակային կառավարվող ուղղիչների սխեմաներն ավելի շահավետ են սիմետրիկ ուղղիչների համեմատ՝ արժեքի, ուժային մասի պարզության, ինչպես նաև կառավարման համակարգի պարզեցման տեսանկյունից: Բացի այդ, այդպիսի ուղղիչների հզորության գործակիցը որոշ դեպքերում ավելի բարձր է, քան սիմետրիկ ուղղիչների, իսկ սնման ցանցից օգտագործվող ռեակտիվ էներգիան ավելի փոքր է:

Ներկայացված է միաֆազ ու եռաֆազ ոչ սիմետրիկ կամրջակային ուղղիչների սխեմաների վերլուծությունը, որոնցում դիոդները միացված են անոդային խմբում, իսկ տիրիստորները՝ կատոդային խմբում, և հակառակը: Ցույց է տրված, որ առաջին դեպքում ուղղիչի ուժային մասի այդպիսի սխեմատիկական լուծմամբ հնարավոր է մշակել միաֆազ ու եռաֆազ ոչ սիմետրիկ կամրջակային ուղղիչների կառավարման համակարգերի պարզ սխեմաներ՝

մեկանցումային տրանզիստորի հիման վրա: Նկարագրված են մեկանցումային տրանզիստորի կառուցվածքը, բնութագրերը և առանձնահատկությունները՝ դրանք ոչ սիմետրիկ կամրջակային ուղղիչների կառավարման համակարգում կիրառելու նպատակով:

Ներկայացված է մեկանցումային տրանզիստորի վրա իմպուլսների ռելաքսացիոն գեներատորի պարզ սխեմա, քննարկվել է դրա աշխատանքի սկզբունքը: Քննարկվել են մեկանցումային տրանզիստորի հիման վրա իմպուլսների ռելաքսացիոն գեներատորով միաֆազ ու եռաֆազ ոչ սիմետրիկ կամրջակային ուղղիչների իմպուլսա-ֆազային ուղղահայաց միակապուղանի կառավարման համակարգի սխեմաները: Ցույց է տրված, որ անփոփոխ բեռնվածքի դեպքում մեկանցումային տրանզիստորով նման կառավարման համակարգերը թույլ են տալիս, մուտքային լարման փոփոխման դեպքում, պարզ տարբերակով կայունացնել միաֆազ ու եռաֆազ ոչ սիմետրիկ կամրջակային ուղղիչների ելքային լարումը և ապահովել տիրիստորների կառավարման սիմետրիկ ելքային իմպուլսներ եռաֆազ ոչ սիմետրիկ կամրջակային ուղղիչի բոլոր ֆազերում: Բացի այդ, սխեման եռաֆազ կատարման դեպքում զգալուն չէ ցանցի ֆազերի հերթականության փոփոխման նկատմամբ:

Առանցքային բաներ. ոչ սիմետրիկ ուղղիչ, դիոդ, տիրիստոր, իմպուլսաֆազային ուղղահայաց միակապուղանի կառավարման համակարգ, ռելաքսացիոն գեներատոր, մեկանցումային տրանզիստոր, հզորության գործակից:

ASYMMETRIC RECTIFIERS WITH A CONTROL SYSTEM ON A UNIJUNCTION TRANSISTOR

A.S. Hayrapetyan, A.Kh. Gyoalyan, D.S. Martirosyan, V.A. Sahakyan

There are a large number of circuit solutions for single-phase and multi-phase rectifiers based on semiconductor gates (diodes and thyristors). Currently, bridge circuits of rectifiers, providing, in particular, the best mass-dimensional parameters of input transformers are more widely used.

Single-phase and three-phase symmetric and asymmetric bridge rectifiers with pulse-phase control are considered. Asymmetric bridge controlled circuits of rectifiers differ favorably from symmetric ones in terms of the cost, the simplicity of the power part in simplifying the control system. In addition, the power factor of such rectifiers in certain cases is higher than that of symmetrical ones, and the reactive power consumed from the supply network is less.

The circuits of single-phase and three-phase asymmetric bridge rectifiers, in which diodes are included in the anode group, and thyristors - in the cathode group, and vice versa, are analyzed. It is shown that in the first case, with such a circuit solution of the power part of the rectifier, it becomes possible to develop simple control systems for single-phase and three-phase asymmetric bridge rectifiers based on a unijunction transistor. The structure, characteristics and features of a unijunction transistor to be used in the control system of asymmetric bridge rectifiers are described.

A simple circuit of a relaxation pulse generator on a unijunction transistor is presented, and the principle of its operation is considered. The schemes of a pulse-phase vertical single-channel control system for single-phase and three-phase asymmetric bridge rectifiers with a relaxation pulse generator based on a unijunction transistor are presented and considered. It is shown that at a constant load, such control systems on a unijunction transistor allow to simply stabilize the output voltage of the single-phase and three-phase asymmetric bridge rectifiers when the input

voltage changes, and to provide symmetric output control pulses of thyristors in all phases of three-phase asymmetric bridge rectifiers. In addition, at a three-phase design, the circuits are insensitive to the change in the order of the network phases.

Keywords: asymmetric rectifier, diode, thyristor, pulse-phase vertical single-channel control system, relaxation generator, unijunction transistor, power factor.