

Выпрямители переменного напряжения для первичных источников энергии ограниченной мощности

БЕСПАЛОВ В.Я., КАРЖАВОВ Б.Н., СИДОРОВ А.О.

Рассматриваются схемы выпрямителей напряжения трехфазных и однофазных источников энергии ограниченной мощности. Такие источники, как правило, имеют повышенное значение внутреннего сопротивления. Это обстоятельство при наличии на выходе выпрямителя сглаживающего фильтра приводит к возникновению помех на выходе источника энергии. В статье показаны способы уменьшения амплитуд указанных помех при увеличении их частоты. Достигается это за счет формирования потребляемого выпрямителем тока в виде многоступенчатой кривой, аппроксимирующей синусоиду. Приведены схемы трехфазных и однофазных выпрямителей.

К л ю ч е в ы е с л о в а: источник энергии, выпрямитель, фильтр, внутреннее сопротивление, потребляемый ток, аппроксимация

Известно, что на малогабаритных автономных объектах, в частности, летательных и космических аппаратах, маломерных плавсредствах и передвижных кино- фототеодолитах, желательно уменьшить массу и габариты не только приборов управления, но и источников энергии (ИЭ) [1–4]. При этом иногда используются источники как переменного, так и постоянного тока. Отметим, что ИЭ переменного тока дают возможность сформировать с помощью вторичных источников питания гальванически не связанные напряжения любого уровня, причем как переменного тока (с помощью трансформаторов), так и постоянного тока (с помощью выпрямителей). А при использовании ИЭ постоянного тока для этого приходится разрабатывать специальный генератор переменного тока и при необходимости выпрямлять уже его напряжение [4].

Следует сказать, что стремление уменьшить массу и габариты ИЭ приводит к тому, что увеличивается внутреннее сопротивление R_0 источника, определяемое в основном сопротивлением обмоточных и монтажных проводов. Это понижает КПД источника и может привести к отрицательному взаимному влиянию разных потребителей. Особенно неприятной в этом смысле для ИЭ является нагрузка в виде выпрямительных устройств с емкостными фильтрами, сглаживающими пульсацию выходного напряжения выпрямителя. Однако при этом в цепи нагрузки ИЭ возникает пульсация тока, вызванная подзарядкой конденсатора фильтра в полупериодах питающей частоты. Этот ток, протекая по внутреннему сопротивлению R_0 , создает на нем и, соответственно, на выходе ИЭ пульсацию напряжения, которая, попадая в цепи питания других потребителей, особенно цифровых приборов, может привести к сбою в их работе.

Для сглаживания (т.е. уменьшения амплитуды) пульсаций тока потребления с помощью схемы выпрямления (СВ) на входе схемы включают линейные дроссели. Но включение конденсатора фильтра на выходе СВ и линейных дросселей на ее входе (в частности, трехфазной) снижает КПД и увеличивает массу и габариты выпрямителя и всей схемы питания, особенно при нескольких выпрямителях на разные значения выходного напряжения. Однако уменьшить амплитуду, а заодно и повысить частоту пульсирующей составляющей тока нагрузки ИЭ можно и схемными методами.

Ниже будут рассмотрены способы уменьшения амплитуды и повышения частоты пульсаций в выпрямителях трехфазного и однофазного напряжения как наиболее распространенных преобразователей переменного напряжения в постоянное.

Рассмотрим построение выпрямителей трехфазного напряжения. Предварительно отметим следующее. Известно, что при выпрямлении m -фазного напряжения m -фазным выпрямителем размах пульсаций выходного напряжения такого выпрямителя определяется выражением [5]:

$$\Delta U = \frac{1,23}{m^2} U_m, \quad (1)$$

а частота

$$f_n = 2mf, \quad (2)$$

где m – число фаз в СВ; f – частота выпрямленного напряжения.

Отсюда следует, что при выпрямлении трехфазного напряжения ИЭ трехфазным выпрямителем пульсация выходного напряжения выпрямителя составит 13,7% при частоте пульсации $f_n = 6f$. Однако не всякий потребитель будет индифферентен к

такому напряжению питания. Поэтому на выходе СВ включают сглаживающую пульсацию емкость и, как следствие, на входе СВ – сглаживающие дроссели. А это, как указывалось выше, ухудшает массогабаритные показатели и снижает КПД, особенно, если частота питания невысока, например 400–500 Гц, не говоря уже о частоте 50 Гц.

Отметим, что улучшить качество выходного напряжения выпрямителя можно за счет увеличения числа N фаз в СВ (см. (1) и (2)). Но для этого нужно на входе СВ сформировать N -фазное напряжение. Это можно сделать, например, с помощью преобразователя (умножителя) числа фаз (ПЧФ), включенного на входе СВ.

Однако выпрямитель можно построить таким образом, чтобы функции преобразования числа фаз (m в N) и функции выпрямления N -фазного напряжения были совмещены в одном устройстве (СВ). Схема такого выпрямителя приведена на рис. 1. Она выполнена на N однофазных выпрямителях (ОВ) (в целях упрощения число ОВ выбрано равным шести) с трансформаторным входом ($m=3$). Трансформаторы имеют одинаковые магнитопроводы, выходные обмотки – одинаковое число витков w , подключенных к входным клеммам соответствующего мостового каскада. Выходы мостовых каскадов включены в параллель и образуют выход выпрямителя. Первичная цепь СВ формируется входными обмотками трансформаторов ОВ. Для этого трансформатор каждого ОВ снабжается тремя (в общем случае m) входными обмотками, каждая из которых включена в соответствующую фазу первичной цепи СВ.

Число витков входных обмоток трансформаторов выбирается в зависимости от порядкового номера ОВ i в выпрямителе и номера фазы j выпрямляемого напряжения:

$$W_{ij} = vw \cos[\alpha_0 + \alpha(i-1) - \varphi(j-1)], \quad (3)$$

где n – коэффициент трансформации (рассчитывается при значении косинуса, равном 1); w – число витков в выходных обмотках; α_0 – произвольный

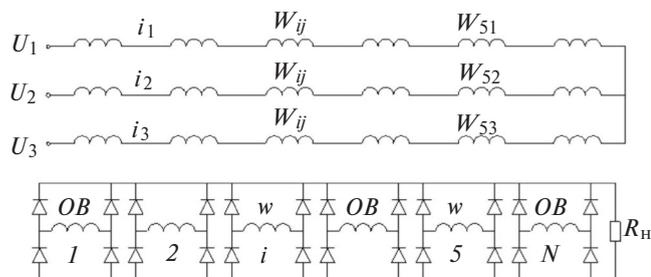


Рис. 1. Схема трехфазного ($m=3$) выпрямителя на шести однофазных выпрямителях (ОВ): 1, 2, ..., N – номера ОВ; w – число витков выходных обмоток трансформаторов ОВ; W_{ij} – число витков (и номер) первичных обмоток трансформаторов ОВ; R_H – сопротивление нагрузки; U_1, U_2, U_3 – напряжения в первичной цепи выпрямителя; i_1-i_3 – токи потребления в фазах

начальный угол (определяющий, в частности, форму фазного напряжения в первичной цепи СВ (см. рис. 3); α – угол (фазовый сдвиг) между i -м и $(i+1)$ -м ОВ:

$$\alpha = \pi / n; \quad (4)$$

значение угла φ при числе фаз выпрямленного напряжения ИЭ $m=3$

$$\varphi = 2\pi / 3 = 120^\circ. \quad (5)$$

Такая схема выпрямителя формирует на выходных обмотках трансформаторов ОВ N -фазную (в данном случае 6-фазную) систему напряжений со сдвигом фаз, равным значению α , обеспечивающую при двухполупериодном выпрямлении пульсацию с частотой $f_n = 2Nf = 12f$ на выходе выпрямителя. При этом, как будет показано ниже, мощность нагрузки равномерно распределяется по ОВ.

Полагая, что ток в первичных (входных) обмотках трансформаторов ОВ имеет синусоидальную форму, т.е. определяется выражением

$$i_j = J_m \sin[\omega t - \varphi(j-1)], \quad (6)$$

и пренебрегая токами холостого хода трансформаторов, можно считать, что результирующая МДС входных обмоток i -го трансформатора

$$F_i = \sum_{j=1}^m i_j W_{ij} = \sum_{i=1}^m J_m \sin[\omega t - \varphi(j-1)] \times w \cos[\alpha_0 + \alpha(i-1) - \varphi(j-1)] \quad (7)$$

или после преобразований

$$F_i = \frac{m}{2} J_m W \sin[\omega t - \alpha_0 - \alpha(j-1)]. \quad (8)$$

Ток в выходной обмотке W трансформатора i -го ОВ с учетом коэффициента трансформации n

$$i_i = \frac{F_i}{W} = \frac{m}{2} n J_m \sin[\omega t - \alpha_0 - \alpha(j-1)]. \quad (9)$$

Отсюда следует, что сдвиг фаз токов в выходных обмотках трансформаторов i -го и $(i+1)$ -го ОВ составляет α , поэтому в данном случае целесообразно записать:

$$\alpha = \pi / n. \quad (10)$$

Поскольку входные обмотки трансформаторов в фазах первичной цепи СВ включены последовательно, то токи во входных обмотках трансформаторов протекают непрерывно, обеспечивая подключение выходных обмоток к нагрузке в течение каждого полупериода выпрямляемого напряжения. При этом, если в фазах первичной цепи СВ происходит суммирование напряжений на входных обмотках трансформаторов ОВ, то в выходной цепи

(на нагрузке) суммируются выходные токи и, соответственно, — значения выходной мощности ОБ. Учитывая, что токи в выходных обмотках трансформаторов ОБ одинаковы, можно считать, что мощность каждого ОБ в такой схеме

$$P_i = \frac{P_H}{N}. \quad (11)$$

Отметим, что в выходном напряжении выпрямителя, кроме постоянной составляющей, содержится пульсация, размах которой определяется формулой [5], аналогичной формуле (1):

$$\Delta U = \frac{1,23}{N^2} U_H. \quad (12)$$

В данном случае при $N=6$ значение $\Delta U=3,4\%$, а амплитуда первой гармоники пульсации

$$a_{n1} = \frac{0,5}{N^2} U_H \quad (13)$$

и составляет 1,4%. Это обстоятельство дает возможность в дальнейшем при выводе некоторых формул пренебречь пульсацией выходного напряжения (особенно при $N \geq 9$, когда $\Delta U \leq 1,5\%$ напряжения U_H) и считать, что напряжение на обмотках трансформаторов имеет прямоугольную форму. Тогда, пренебрегая падением напряжения на диодах, выражение для выходного напряжения ОБ

$$U_i = \frac{4}{\pi} U_H \sum_{v=1}^{\infty} \frac{1}{2v-1} \sin(2v-1)[\omega t - \alpha_0 - \alpha(i-1)]. \quad (14)$$

В таком случае фазное напряжение первичной цепи СВ может быть представлено выражением (с учетом формулы (14)) [2]:

$$U_j = U_{\max} \left\{ \sin[\omega t - \varphi(j-1)] + \sum_{v=1}^{\infty} \frac{1}{2Nl \pm 1} \sin(2Nl \pm 1)\omega t - 2Nl\alpha_0 \pm \varphi(j-1) \right\}, \quad (15)$$

где $U_{\max} = \frac{2}{\pi} NnU_m$; $U_m = U_H$.

Отсюда следует, что фазное напряжение СВ представляет собой сумму: падения напряжения на приведенном сопротивлении нагрузки R от основной гармоники ω тока (первый член в (15)) и падения напряжения от высших гармоник тока (второй член в (15)). При этом первое слагаемое формируется под действием тока питающего напряжения ИЭ, а второе образуется в СВ в связи с ее нелинейностью. Поэтому второе слагаемое можно представить как генератор напряжений высших гармоник

с круговой частотой $\omega_l = (2Nl \mp 1)\omega$ и амплитудой $U_l = \frac{U_{\max}}{(2Nl \mp 1)}$.

В этом случае пульсация напряжения на внутреннем сопротивлении R_0 ИЭ (с учетом суммарной индуктивности рассеяния L выходных обмоток ИЭ и входных обмоток N ОБ) будет определяться: $U_{j0} = U_0 + \Delta U_0$

Поскольку $U_0 = J_j R_0$, то для первой гармоники (когда $v=1$)

$$U_0 = \frac{U_{\max} R_0}{\sqrt{(\omega L)^2 + (R + R_0)^2}}, \quad (16)$$

а для $v=2Nl \mp 1$

$$\Delta U_0 = \sum_{l=1}^{\infty} \frac{U_{\max}}{2Nl \mp 1} \frac{R_0}{\sqrt{[(2Nl \mp 1)\omega L]^2 + (R + R_0)^2}} \times \sin[(2Nl \mp 1)\omega t - 2Nl\alpha_0 \pm \varphi(j-1)]. \quad (17)$$

Анализ этого выражения показывает, что с увеличением числа N ОБ уменьшаются амплитуды высших гармоник и увеличивается их частота. Все это приводит к уменьшению значения ΔU_0 . Отметим, что наибольшую амплитуду из высших гармоник и наименьшую частоту имеют гармоники с номерами $2Nl \mp 1$ (при $l=1$). Этому способствует то обстоятельство, что индуктивное сопротивление рассеяния на этих частотах во много раз меньше приведенного к первичной цепи сопротивления нагрузки, особенно если трансформаторы ОБ выполнены на тороидальных магнитопроводах. Поэтому в (17) величиной $[(2Nl \mp 1)\omega L]^2$ по отношению к $(R + R_0)^2$ можно пренебречь, тогда выражение для амплитуд указанных гармоник будет иметь вид (для $l=1$)

$$\Delta U_{0(l=1)} = \frac{U_{\max}}{2N \mp 1} \frac{R_0}{R + R_0}. \quad (18)$$

Как правило, внутреннее сопротивление не превышает 10% приведенного сопротивления нагрузки, т.е. $R_0 \leq 0,1R$, тогда (18) можно представить в виде

$$\Delta U_{0(l=1)} \leq \frac{U_{\max}}{2N \mp 1} \frac{1}{11} \quad (19)$$

и при $N=6$ амплитуды 11-й и 13-й гармоник будут равны:

$$\Delta U_{0(11)} \leq \frac{U_{\max}}{11 \cdot 11}; \quad \Delta U_{0(13)} \leq \frac{U_{\max}}{13 \cdot 11},$$

т.е. будут составлять 0,83 и 0,7% (а при $N=9$ — $\Delta U_{0(11)} = 0,93\%$, $\Delta U_{0(13)} = 0,48\%$).

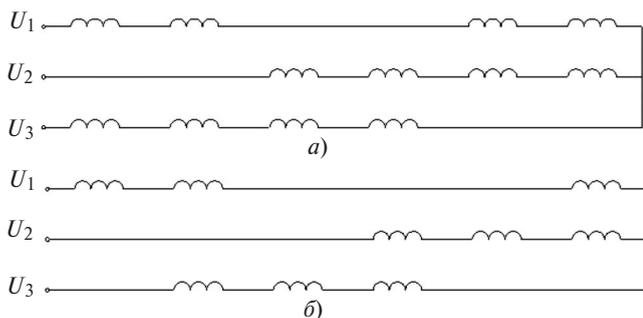


Рис. 2. Схема первичной цепи выпрямителя, приведенного на рис. 1, при использовании усеченного косинусного распределения чисел витков в обмотках трансформаторов ОВ: а – при выборе значения угла $\alpha = \alpha_0/2 = 15^\circ$; б – $\alpha_0 = 0$

Очевидно, с увеличением номера гармоник (при увеличении числа l) происходит уменьшение амплитуды гармоники, особенно когда величиной $[(2Nl \mp 1)\omega L]^2$ по сравнению с $(R + R_0)^2$ в (17) нельзя пренебрегать. При этом амплитуды высших гармоник еще более уменьшаются, как это имеет место при нагрузке индуктивного характера.

Надо сказать, что при числе фаз m , кратном трем, и соединении фаз выпрямителя в звезду первичную цепь выпрямителя можно упростить, уменьшив число входных обмоток в ОВ (например, при $m=3$ – с 3 до 2). Для этого следует применить так называемое усеченное синусное (в данном случае – косинусное) распределение числа витков во входных обмотках трансформаторов ОВ [5, 6]. В общем случае значение числа витков должно определяться по формуле:

$$W_{ij} = nw\{\cos[\alpha_0 + \alpha(i-1) - \varphi(j-1)] - Y\}, \quad (20)$$

где nWY – наименьшее по абсолютному значению число W_{ij} из ряда $1 \leq j \leq m$ в (3). При этом форма кривой линейного напряжения U_L выпрямителя от этой операции не изменяется (см. рис. 3, а и в).

Для иллюстрации на рис. 2 показана схема первичной цепи выпрямителя с усеченным конусным распределением чисел витков в трансформаторах

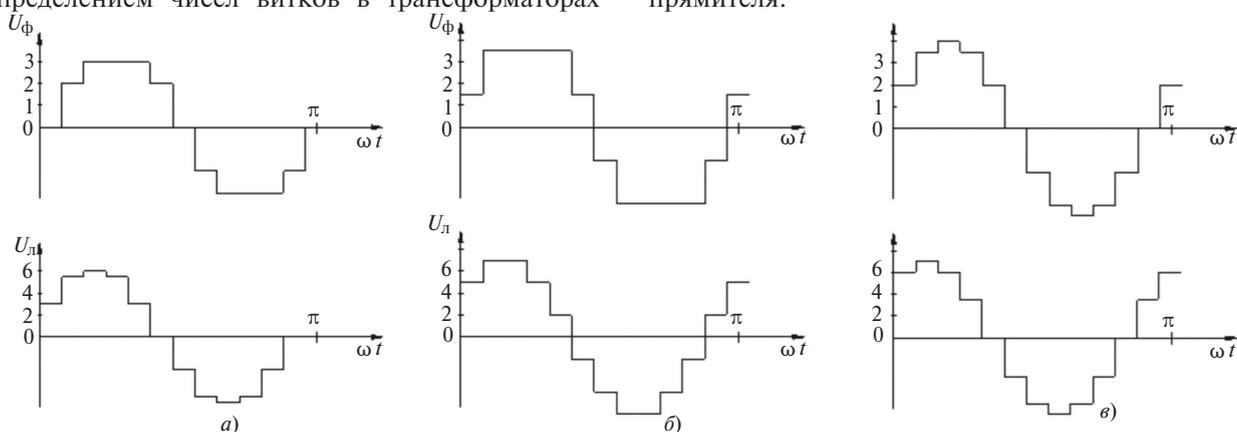


Рис. 3. Форма кривых фазных и линейных напряжений первичной цепи СВ при усеченной косинусной обмотке: а – для $\alpha_0 = 15^\circ$; б – для $\alpha_0 = 0$; в – для $\alpha_0 = 15^\circ$ при полной косинусной обмотке

ОВ трехфазного выпрямителя, выполненного на $N=6$ ОВ при выборе значений угла $\alpha_0 = \alpha/2 = 15^\circ$ (рис. 2, а) и $\alpha_0 = 0$ (рис. 2, б). Из сравнения схем первичной цепи выпрямителей видим, что в первом случае (при $\alpha_0 = 15^\circ$) в фазу СВ включены обмотки трансформаторов четырех из шести ОВ, а во втором (при $\alpha_0 = 0$) – обмотки трансформаторов только трех ОВ. Соответственно, форма фазового и линейного напряжений для них будет различаться (см. рис. 3, а – для первой схемы и 3, б – для второй, на рис. 3, в приведены соответствующие кривые для схемы, приведенной на рис. 1). Однако спектральный состав линейных напряжений, как и коэффициент гармоник, у всех трех схем выпрямителей будет одинаковым [6]:

$$v = 2Nl \pm 1, \quad K_r = \frac{0,907}{N}, \quad (21)$$

где $l=0,1,2,\dots$

В рассматриваемом случае при $N=6$

$$v = 12l \pm 1, \quad K_r = 0,15 \text{ (15\%)}. \quad (22)$$

При повышенных требованиях к выходному напряжению выпрямителя (это крайне редко бывает на автономных объектах) можно применить упомянутую выше схему выпрямителя, построенную на девяти ОВ, в которой коэффициент гармоник в линейном напряжении составляет 10%, или использовать выпрямитель, построенный на шести ОВ с включенным на выходе конденсатором небольшой емкости, отрицательное воздействие которого на выходное напряжение ИЭ могла бы исключить индуктивность рассеяния L .

Именно такая схема выпрямителя (с шестью ОВ) наиболее рациональна для использования на автономных объектах, тем более что емкость конденсатора выходного фильтра сгладит импульсные помехи, возникающие от переключения диодов выпрямителя.

Теперь о выпрямлении однофазного переменного напряжения. Известно, что на выходе однофазного двухполупериодного выпрямителя образуется напряжение в виде полувольтной синусоиды удвоенной частоты с размахом пульсаций в 100%. Для сглаживания пульсаций на выходе выпрямителя ставят конденсатор достаточной для данной частоты емкости. А для сглаживания пульсации тока, образующейся по этой причине, в выходную цепь ИЭ включают линейный дроссель. Другими словами, однофазный выпрямитель, как правило, снабжается Г-образным LC-фильтром. При этом ток, потребляемый выпрямителем от ИЭ, приобретает прямоугольную форму, выражение для него аналогично формуле (14). Очевидно, такая форма потребляемого тока для автономных ИЭ с относительно большим значением внутреннего сопротивления R_0 крайне нежелательна. В этом случае, как и выше, необходимо приближать форму тока к синусоиде (или к квазисинусоиде).

Ниже будет рассмотрен способ формирования квазисинусоидального тока потребления, например в виде кривых, приведенных на рис. 3. Способ заключается в следующем. На интервале времени Δt , не меньшем длительности одного полупериода, в дросселе L обеспечивается постоянство значения МДС:

$$F = IW. \quad (22)$$

При постоянстве тока I значение МДС зависит от числа витков в дросселе, которое определяется значением его индуктивности L . В свою очередь, должно выбираться такое значение индуктивности, которое обеспечило бы постоянство электромагнитной энергии W_L , запасенной дросселем, в течение времени Δt . Поскольку

$$W_L = \frac{1}{2} LI^2, \quad (23)$$

а

$$L = \lambda w^2, \quad (24)$$

то

$$W_L = \frac{\lambda}{2} (Iw)^2. \quad (25)$$

Учитывая (25),

$$Iw = F = \sqrt{\frac{2}{\lambda} W_L}. \quad (26)$$

Отсюда следует, что если на интервале Δt запасенная энергия W_L будет неизменной, то МДС F будет постоянна на этом интервале времени. Поэтому обмотку дросселя можно рассматривать как стабилизатор постоянного тока, который при выбранном числе витков в секции обмотки поддер-

живает в ней соответствующее значение тока. Появляется возможность изменять ток в обмотке дросселя на интервале времени Δt , изменяя число витков в обмотке. Этого можно добиться, если дроссель снабдить N обмотками и переключать их на интервале Δt .

Следовательно, соответствующим выбором числа витков обмоток многообмоточного дросселя можно сформировать квазисинусоидальную кривую потребляемого выпрямителем тока с заданной степенью приближения ее к синусоиде.

Ниже будет рассмотрена схема выпрямителя, в которой реализован рассмотренный выше способ формирования потребляемого тока в виде квазисинусоидальной кривой. На рис. 4 приведена принципиальная схема такого выпрямителя [7]. Она содержит мостовой выпрямитель на четырех диодах D_1-D_4 с LC-фильтром на выходе, параллельно емкости которого подключена нагрузка R_H . Дроссель фильтра L имеет три обмотки с числами витков w_1, w_2, w_3 (в общем случае число обмоток может быть равно N). Переключение обмоток (можно сказать, включение их в общую цепь дросселя и выключение) для данной схемы осуществляется двумя ключами K_1 и K_2 (в общем случае $N-1$ ключами), которые управляются блоками управления БУ1 и БУ2. Отметим, что на рис. 4 ключи условно показаны в виде механических контактов реле, в то время как на практике используются электронные ключи с гальванической развязкой входных и выходных (силовых) цепей. Блоки управления срабатывают при достижении выходным напряжением мостового выпрямителя заданного заранее значения. Очевидно, число срабатываний и значение напряжения зависят от числа ключей и прежде всего от числа N обмоток в дросселе L , а также от способа их включения в схему. Так, для схемы на рис. 4, где $N=3$, можно сформировать максимум шестиступенчатую ($M \leq 2N$) квазисинусоидальную кривую, показанную на рис. 3, в. При этом амплитуда i -го импульса, в общем случае определяемая выражением (9), в данном случае при $M=2N$, $\alpha = \frac{\pi}{2N}$ и

$\alpha_0 = \frac{\pi}{4N}$ будет определяться формулой:

$$I_i = I_m \sin \left[\frac{\pi}{4N} + \frac{\pi}{2N} (i-1) \right]. \quad (27)$$

При $N=3$ значение первой и шестой ступеней (когда в выходную цепь выпрямительного моста включены все три обмотки дросселя $w_1 + w_2 + w_3$) равно:

$$I_1 = I_m \sin \frac{\pi}{12},$$

значение второй и пятой ступеней (когда в выходную цепь включены две обмотки $w_2 + w_3$)

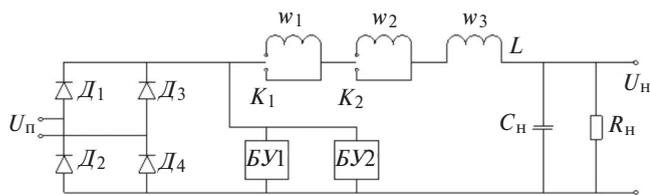


Рис. 4. Схема однофазного выпрямителя с трехобмоточным дросселем фильтра и электронными ключами: D_1 – D_4 – диоды выпрямленного моста; L – дроссель фильтра с обмотками w_1 , w_2 , w_3 ; K_1 , K_2 – электронные ключи с блоками управления $БУ1$ и $БУ2$; $U_{\text{п}}$ – напряжение питания

$$I_2 = I_m \sin \frac{3\pi}{12},$$

а значение третьей и четвертой ступеней (когда в выходную цепь включена только обмотка w_3) равно:

$$I_3 = I_m \sin \frac{5\pi}{12}.$$

Отметим, что числа витков в обмотках дросселя выбраны в соответствии с выражениями:

$$w_1 + w_2 + w_3 = w \operatorname{cosec} \frac{\pi}{12};$$

$$w_2 + w_3 = w \operatorname{cosec} \frac{3\pi}{12};$$

$$w_3 = w \operatorname{cosec} \frac{5\pi}{12}.$$

Поскольку обмотка w_3 включена в выходную цепь постоянно, то ни ключа, ни блока управления для нее в данной схеме нет. А блоки управления ключами K_1 и K_2 переключают при достижении амплитудой входного выпрямляемого напряжения значения (соответственно, для $БУ1$ и $БУ2$):

$$U_m = \sin \frac{\pi}{6}; \quad U_m = \sin \frac{\pi}{3}.$$

Формулу для потребляемого выпрямителем тока от ИЭ можно получить из (15) при $j=1$. Учитывая (27), искомое выражение будет иметь вид [2]:

$$I = I_m \left\{ \sin \omega t + \sum_{l=1}^{\infty} \frac{1}{(4Nl \mp 1)} \sin(4Nl \mp 1)\omega t \right\}, \quad (28)$$

а коэффициент гармоник равен

$$K_{\Gamma} = \frac{0,907}{2N}.$$

Очевидно, увеличение числа N обмоток в дросселе приведет к подавлению большего числа высших гармоник вплоть до номеров $\nu=4N-1$ и уменьшит амплитуды оставшихся гармоник в соответствии с (28) в $(4N \mp 1)$ раз, поскольку, как и в многофазных выпрямителях:

$$A_{\nu} = \frac{1}{(4Nl \mp 1)}, \quad (29)$$

а также уменьшит коэффициент гармоник. Следовательно, выбором соответствующего значения N можно приблизить форму потребляемого выпрямителем тока к синусоиде с заранее заданной точностью. А это, в свою очередь, означает линейризацию входной цепи выпрямителя, поскольку только в линейных цепях при синусоидальном напряжении образуется синусоидальный ток.

Следует сказать, что, несмотря на линейризацию входной цепи выпрямителя, свойства LC -фильтра остаются неизменными. В частности, в рассматриваемой схеме выходное напряжение оказывается больше, чем среднее значение выпрямляемого напряжения, а именно [7] $U_{\text{н}} = 0,75U_m$, что на 17,7% больше $U_{\text{ср}} = \frac{2}{\pi}U_m$.

В случае, когда требуется согласование значений выходного напряжения ИЭ и напряжения на нагрузке выпрямителя, на входе выпрямителя включают трансформатор. При этом схему выпрямителя обычно делают двухполупериодной (а не мостовой). Наличие трансформатора в схеме дает возможность заменить ключи с блоками управления на диоды, подключив их к соответствующим дополнительным выводам вторичной обмотки трансформатора. Такая схема выпрямителя показана на рис. 5,а, а форма потребляемого выпрямителем тока соответствует кривой на рис. 3,б. Принцип работы такого выпрямителя заключается в следующем. В данной схеме он имеет три (в общем случае N) выхода с напряжениями $U_{\text{в1}}$, $U_{\text{в2}}$ и $U_{\text{в3}}$, а три обмотки дросселя w_1 , w_2 , w_3 (в общем случае их может быть N) соединены последовательно, к их выводам подключены выходы соответствующих выпрямителей. Когда мгновенное значение выпрямляемого напряжения равно нулю, ток в дросселе, протекая по всем трем обмоткам, равен

$$I_1 = \frac{F}{w_1 + w_2 + w_3} = I_m \sin \frac{\pi}{2N}.$$

По своим выходным параметрам схема аналогична приведенной на рис. 4.

При достижении выходным напряжением $U_{\text{в2}}$ значения U_1 (на обмотке дросселя w_1) диоды D_1 и D_2 закрываются (так как оказываются под действием запирающего напряжения) и в цепи потребляемого тока оказываются включенными обмотки w_2 и w_3 , тогда амплитуда тока в дросселе

$$I_2 = \frac{F}{w_2 + w_3} = I_m \sin \frac{\pi}{N}.$$

При достижении напряжением $U_{\text{в3}}$ значения U_2 (на обмотках $w_2 + w_3$) диоды D_2 и D_3 закрываются и в цепь потребляемого тока будет включена только

одна обмотка w_3 . В этом случае амплитуда тока в дросселе

$$I_3 = \frac{F}{w_3} = I_m \sin \frac{3\pi}{2N}.$$

Таким значение тока будет до тех пор, пока мгновенное значение выпрямляемого напряжения, уменьшаясь, не станет меньше напряжения U_2 на обмотке дросселя. В результате ток потребления станет равным значению I_2 и так далее.

Следует отметить, что схема выпрямителя на рис. 5,а оказалась несколько усложненной. Действительно, по сравнению со стандартной схемой двухполупериодного выпрямителя, в нее добавлено четыре диода и она имеет четыре дополнительных вывода у вторичной обмотки входного трансформатора. Однако, если незначительно поступиться степенью приближения формы потребляемого тока к синусоиде, то можно несколько упростить схему выпрямителя. Такая схема приведена на рис. 5,б. Она имеет два дополнительных вывода у вторичной обмотки трансформатора и три дополнительных диода D_1, D_2 и D_3 . Основным отличием этой схемы от приведенной на рис. 5,а является то обстоятельство, что начало обмотки дросселя через диод D_1 подключено к среднему выводу вторичной обмотки входного трансформатора, куда также подсоединена «минусовая» шина выхода выпрямителя. Поэтому ток, протекающий по обмоткам $w_1 + w_2 + w_3$ на интервале $-\frac{\pi}{10} \leq \omega t \leq \frac{\pi}{10}$ (рис. 6,а), замыкаясь через диод D_1 , минует вторичную обмотку трансформатора; на этом интервале нет тока и в первичной обмотке, т.е. он равен нулю (рис. 6,а). Когда напряжение U_{B1} превысит напряжение на обмотке w_1 дросселя L , диод D_1 закроется и ток дросселя протекает по обмоткам w_2 и w_3 . При этом его значение на интервале $-\frac{\pi}{10} \leq \omega t \leq \frac{3\pi}{10}$ будет равно:

$$I_2 = \frac{F}{w_2 + w_3} = I_m \sin \frac{2\pi}{10}.$$

Когда напряжение U_{B2} станет больше напряжения на обмотках дросселя $w_1 + w_2$, диоды D_2 и D_3 закроются и ток будет протекать по обмотке w_3 ; амплитуда тока

$$I_3 = \frac{F}{w_3} = I_m \sin \frac{4\pi}{10}.$$

Такое значение будет удерживаться на интервалах

$$\frac{3\pi}{10} \leq \omega t \leq \frac{5\pi}{10} \text{ и } \frac{5\pi}{10} \leq \omega t \leq \frac{7\pi}{10},$$

после чего напряжение U_{B2} станет меньше напряжения на обмотке $w_1 + w_2$ и амплитуда потребляемого тока станет равной значению I_2 (см. рис. 6,а). Поскольку в рассматриваемой схеме число ступеней в полупериоде кривой потребляемого тока $M=5$, то и коэффициент гармоник в такой кривой $K_\Gamma = \frac{0,907}{5} = 0,18$, т.е. на 20% больше, чем в кривой с шестью ступенями (рис. 3,б). Другими словами, отклонение кривой потребляемого тока в схеме выпрямителя на рис. 5,б от синусоиды на 20% больше, чем отклонение кривой на рис. 5,а. Однако это отклонение можно в значительной степени компенсировать, если использовать так называемое оптимальное распределение витков в обмотке дросселя [2]. Характерная особенность оптимальной аппроксимирующей синусоиды кривой в том, что углы аппроксимации (точки пересечения синусоидальной и ступенчатой кривых) располагаются на середине горизонтальных и вертикальных участков ступенчатой кривой [6]. При этом значение i -го горизонтального участка [7]:

$$\Delta x_i = \frac{\pi}{M} q_x \sqrt{\sin x_i^*},$$

а i -го вертикального участка

$$\Delta y_i^* = \frac{\pi}{M} q_y \sqrt{\cos x_i},$$

где x_i^* и x_i — координаты узлов аппроксимации; q_x и q_y — поправочные коэффициенты.

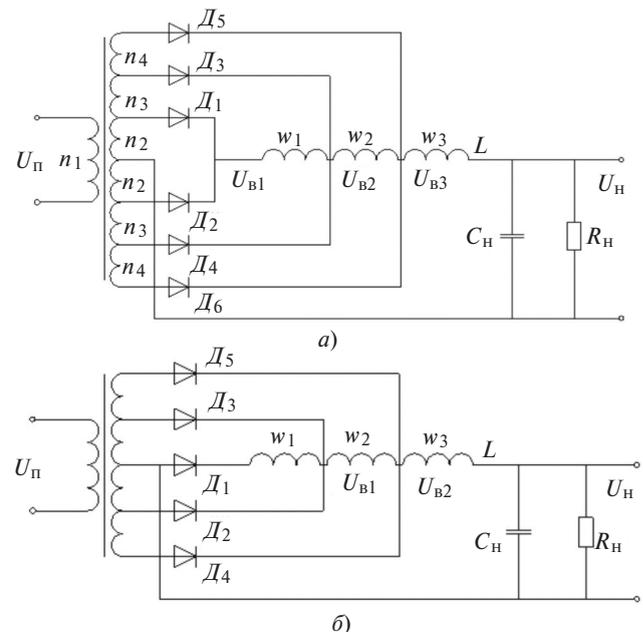


Рис. 5. Схема однофазного двухполупериодного выпрямителя с входным трансформатором: а — с двумя дополнительными выходами U_{B1} и U_{B2} ; б — с одним дополнительным выходом U_{B1} ; w_1-w_3 — число витков и номер обмотки дросселя L между выводами

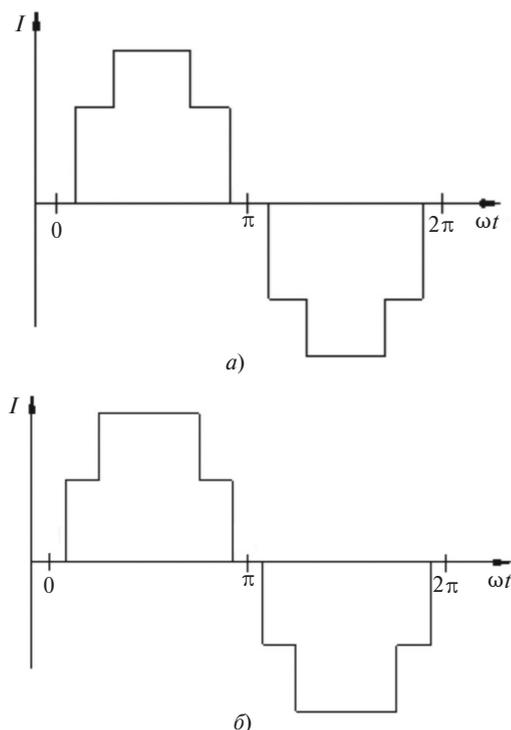


Рис. 6. Форма кривой потребляемого тока выпрямителем, приведенным на рис. 5, б: а – при использовании стандартного косинусного распределения витков в обмотках w_1-w_3 дросселя L ; б – при оптимальном распределении витков в обмотках w_1-w_3

Такая оптимальная аппроксимирующая кривая с числом ступеней $M=5$ приведена на рис. 6, б. Коэффициент гармоник в оптимальной кривой

$$K_{\Gamma} = \frac{0,8}{M}$$

в данном случае при $M=5$ будет равен 16%, т.е. всего на 6% больше, чем в кривой с постоянной длительностью ступеней ($\Delta x = \text{const}$) при $M=6$ (рис. 3). Поэтому представленную на рис. 5, б схему выпрямителя с оптимальной формой потребляемого тока можно рекомендовать к применению наряду со схемой на рис. 5, а.

В 1980-е годы в основном в блоках питания средств связи и на предприятиях авиапрома широко использовались однофазные выпрямители с более простыми схемами LC -фильтров [8].

На рис. 7, а представлена схема однофазного выпрямителя с таким LC -фильтром. Она содержит собственно выпрямитель, выполненный по мостовой схеме на четырех диодах (D_1-D_4), LC -фильтр, дроссель которого снабжен двумя обмотками с одинаковым числом витков. В процессе работы обмотки переключаются на каждом полупериоде с параллельного на последовательное соединение и наоборот. Для этого в схеме используются три диода D_5 , D_6 и D_7 . Обмотки переключаются в момент, когда мгновенное значение выпрямляемого напряжения U_{Π} достигает значения напряжения на на-

грузке $U_{\text{н}}$. Пока напряжение U_{Π} меньше значения $U_{\text{н}}$, обмотки дросселя включены последовательно через диод D_5 , поскольку диоды D_6 и D_7 находятся под запирающим напряжением. При значении U_{Π} , большем $U_{\text{н}}$, диоды D_6 и D_7 открываются, а диод D_5 закрывается, поскольку оказывается под запирающим напряжением.

В таком состоянии элементы схемы будут до тех пор, пока значение $U_{\text{н}}$, достигнув максимума, не уменьшится до $U_{\text{н}}$, после чего диоды D_6 и D_7 закроются, а диод D_5 откроется. При этом в течение полупериода выпрямленного напряжения происходит переключение обмоток дросселя с последовательного на параллельное соединение и обратно с изменением числа витков в дросселе в 2 раза. Последнее означает, что и ток дросселя будет изменяться в 2 раза. При этом форма потребляемого тока будет иметь вид четырехступенчатой ($M=4$) кривой (рис. 7, б). Отметим, что коэффициент гармоник в данной схеме (при $M=4$) $K_{\Gamma} = 22,7\%$ против значения $K_{\Gamma} = 45,4\%$ в стандартной схеме выпрямителя с LC -фильтром и прямоугольной формой потребляемого тока ($M=2$). Отметим также, что выходное напряжение рассматриваемого выпрямителя (рис. 7, а) составляет $U_{\text{н}} = 0,725U_m$ или $U_{\text{н}} = 1,13U_{\text{ср}}$.

Относительно простая схема с хорошим использованием обмоток дросселя (что повышает КПД схемы) и высокие массогабаритные показатели определили повышенный интерес разработчиков вторичных источников питания к этой схеме.

В заключение надо отметить, что использование многообмоточных дросселей в LC -фильтрах с переключением обмоток на каждом полупериоде вы-

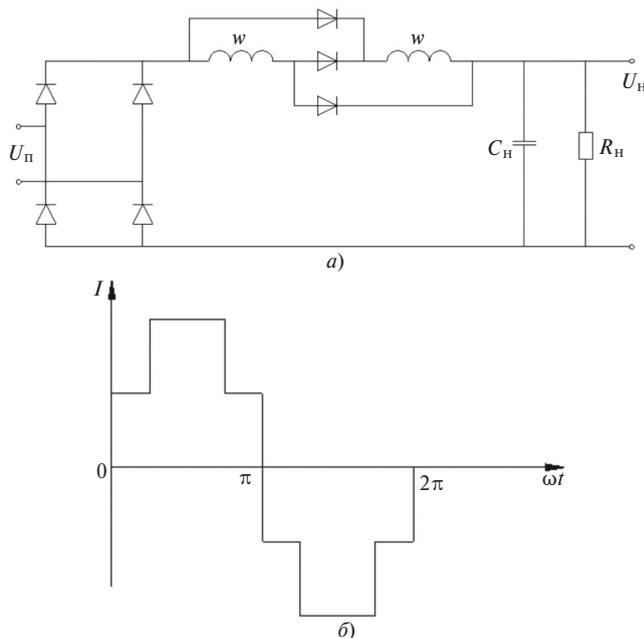


Рис. 7. Однофазный выпрямитель с коммутируемыми обмотками w (а); D_1-D_3 – коммутирующие диоды; форма кривой потребляемого тока (б)

прямоугольного напряжения, дает возможность приблизить форму кривой потребляемого тока к синусоиде с заранее заданной точностью. Или другими словами, позволяет линеаризовать входную часть выпрямителя, что снижает (в том числе и до нуля) амплитуду помех на выходе ИЭ. Учитывая, что достигается это незначительным усложнением стандартных схем выпрямителей с LC-фильтрами, применение рассмотренных в статье выпрямителей для питания электронных устройств от источников энергии ограниченной мощности является весьма перспективным.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. **Константинов В.Г.** Многофазные преобразователи на транзисторах. М.: Энергия, 1974, 96 с.
2. **Гальперин М.В.** Практическая схемотехника в промышленной автоматике. М.: Энергаторомиздат, 1987, 320 с.
3. **Буйлов А.Я.** Основы электроаппаратостроения. М.; Л.: Госэнергоиздат, 1946, 356 с.
4. **Петров Г.Н.** Электрические машины. М.: Госэнергоиздат, 1975, 240 с.

Electrichestvo, 2019, No. 12, pp. 21–29

DOI:10.24160/0013-5380-2019-12-21-29

Rectifiers AC Voltage Development for Primary Energy Limited Power Sources

BESPALOV Victor Ya. (National Research University «Moscow Power Engineering Institute» – NRU «MPEI», Moscow, Russia) – Professor, Dr. Sci. (Eng.)

KARZHAVOV Boris N. (Central Research Institute of Automatics and Hydraulics, Moscow, Russia) – Chief Scientific Researcher, Dr. Sci. (Eng.)

SIDOROV Anton O. (JSC «Corporation «VNIIEМ», Moscow, Russia) – Engineer, Cand. Sci. (Eng.)

The paper considers the construction of voltage rectifier circuits of three-phase and single-phase limited power energy sources. As a rule, such sources have an increased value of internal resistance. This circumstance leads to interference at the output of the energy source in the presence of a smoothing filter at the rectifier output. The article discusses ways to reduce the amplitudes of these interference with increasing frequency. This is achieved by forming the current consumed by the rectifier in the form of a multi-stage curve approximating a sinusoid. The schemes of three-phase and single-phase rectifiers are given.

Key words: energy source, rectifier, filter, internal resistance, input current, approximation

REFERENCES

1. **Konstantinov V.G.** *Mnogofaznye preobrazovateli na tranzistorakh* (Transistor Multiphase Converters). Moscow, Energiya, 1974, 96 p.
2. **Gal'perin M.V.** *Prakticheskaya skhemotekhnika v promyshlennoi avtomatike* (Practical circuitry in industrial automation). Moscow, Energoatomizdat, 1987, 320 p.
3. **Builov A.Ya.** *Osnovy elektroapparatostroeniya* (Basics of electrical engineerin). Moscow, Leningrad, Gosenergoizdat, 1946, 356 p.
4. **Petrov G.N.** *Elektricheskiye mashiny* (Electrical machines). Moscow, Gosenergoizdat, 1975, 240 p.

5. **Каржавов Б.Н.** Аппроксиматоры синусоидальных функций в электроприводах с управлением моментом исполнительных двигателей. – *Электричество*, 2015, № 9, с. 39–48.

6. **Каржавов Б.Н.** Функциональные квазисинусоидальные преобразователи. М.: НТЦ «Информтехника», 2003, 53 с.

7. **Каржавов Б.Н.** Некоторые вопросы построения однофазных выпрямителей. – *Вопросы оборонной техники*, 1997, сер. 9, вып. 2–3, с. 14–21.

8. **Бродовский В.Н., Иванов Е.С.** Приводы с частотно-токовым управлением. М.: Энергия, 1974, 169 с.

[29.07.2019]

А в т о р ы: **Беспалов Виктор Яковлевич** – доктор техн. наук, профессор Национального исследовательского университета «Московский энергетический институт» – НИУ «МЭИ», диссертацию защитил в 1960 г.

Сидоров Антон Олегович – кандидат техн. наук, диссертацию защитил в 2019 г. в НИУ «МЭИ», инженер АО «ВНИИЭМ».

Каржавов Борис Николаевич – доктор техн. наук, главный научный сотрудник Центрального научно-исследовательского института автоматики и гидравлики, диссертацию защитил в 1990 г.

[29.09.2019]