

Майре ОЯВЕЭР

ЭНЕРГЕТИЧЕСКИЕ ПРОЦЕССЫ В УПРАВЛЯЕМОМ ВЫПРЯМИТЕЛЕ С ПРОМЕЖУТОЧНЫМ УМНОЖЕНИЕМ ЧАСТОТЫ

(Представил И. Эпик)

На основе целенаправленного междуфазного энергообмена в многофазных вентильных цепях преобразования параметров электроэнергии можно синтезировать перспективные силовые преобразователи, в том числе многопульсные управляемые выпрямители с промежуточным умножением частоты. В целях дальнейшего развития этих выпрямителей и для более полного понимания происходящих в них электромагнитных процессов представляет интерес изучить обмен энергии между гармониками в вентилях как в основных преобразовательных элементах.

В данной статье анализируется процесс энергообмена в схеме 12-пульсного выпрямителя с промежуточным утроением частоты.

Предлагаемая схема [1, 2] (рис. 1) содержит автотрансформатор АТ, работающий на утроенной частоте питания. Его обмотка имеет две последовательно-согласно соединенные секции ω_1 и ω_2 с отводом. Параллельно основному мосту с управляемыми вентилями 1—6 соединена активно-индуктивная нагрузка RL и цепочка из двух последовательно соединенных неуправляемых диодов D_1 и D_2 , средняя точка которых подключена к отводу автотрансформатора. Характерным является применение двух вспомогательных вентильных мостов, построенных на управляемых вентилях 7—12 и 13—18.

Так как токи в обмотке автотрансформатора переменные, и накопления энергии в нем не требуется, то его сердечник может быть изготовлен без немагнитного зазора, что позволяет при анализе работы пренебречь намагничивающим током. Соответственно суммарная намагничивающая сила двух секций обмотки равна нулю и токи в секциях ω_1 и ω_2 (следовательно, и в соответствующих дополнительных вентильных мостах) обратно пропорциональны числам витков секций. Ток основного вентильного моста равен сумме токов дополнительных мостов.

Для исключения из тока питания высших гармоник ниже 11-й, соотношение чисел витков секций обмотки автотрансформатора должно быть выбрано равным

$$\omega_1/\omega_2 = i_{w2}/i_{w1} = \cos 45^\circ/\cos 75^\circ = 2,73. \quad (1)$$

Учитывая, что

$$i_0 + i_{w1} + i_{w2} = 0 \quad \text{и} \quad i_{w1}\omega_1 - i_{w2}\omega_2 = 0, \quad (2)$$

можно получить

$$i_{w1} = -i_0\omega_2/(\omega_1 + \omega_2) = -0,268i_0, \quad (3)$$

$$i_{w2} = -i_0\omega_1/(\omega_1 + \omega_2) = -0,732i_0. \quad (4)$$

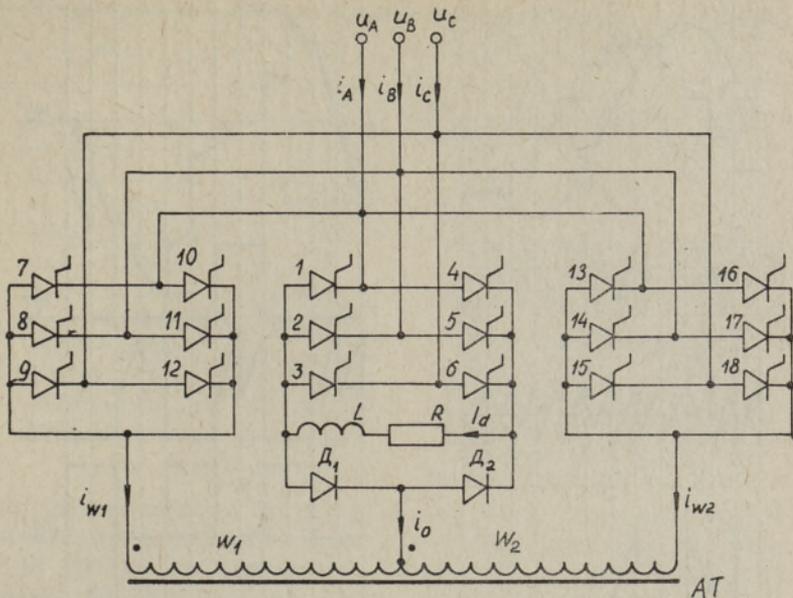


Рис. 1.

При этом выпрямленный ток в нагрузке $I_d = |i_o|$.

В каждый момент времени включенными являются только три вентиля, находящихся в разных фазах и в разных трехфазных мостах.

Рассмотрим рабочий интервал схемы, когда включены вентили 4, 9, 14. Тогда начало обмотки w_1 соединено через вентиль 9 с фазой C, конец обмотки w_2 — через вентиль 14 с фазой B, а отвод автотрансформатора — через диод D_1 , нагрузку RL и вентиль 4 с фазой A (рис. 2).

При пренебрежении падениями напряжений на включенных вентилях напряжение на обмотке автотрансформатора равно линейному напряжению питания u_{BC} .

Обозначив напряжения на секциях обмотки автотрансформатора u_{w1} и u_{w2} соответственно, можно написать

$$\frac{w_1}{w_1 + w_2} = \frac{u_{w1}}{u_{(w1+w2)}} \quad \text{и} \quad \frac{w_2}{w_1 + w_2} = \frac{u_{w2}}{u_{(w1+w2)}}. \quad (5)$$

Учитывая, что в рассматриваемом интервале $u_{(w1+w2)} = u_{CB}$ и напряжение на нагрузке $u_{RL} = u_{AO} = u_{AB} + u_{w2}$ и, так как $w_1 : w_2 = 0,732 : 0,268$, получим для мгновенного значения напряжения нагрузки

$$u_{RL} = u_{AB} + 0,268 u_{BC}. \quad (6)$$

Если линейные напряжения u_{AB} и u_{BC} являются синусоидальными, то в рассматриваемом интервале мгновенное напряжение нагрузки u_{RL} также изменяется по отрезку синусоиды.

Для получения 12-пульсного режима работы выпрямителя необходимо, чтобы напряжение нагрузки формировалось из одинаковых отрезков синусоид, сдвинутых относительно друг друга на 30° . Это можно получить выбором подходящих комбинаций включенных вентилях (очередность замыкания вентилях, обеспечивающая 12-пульс-

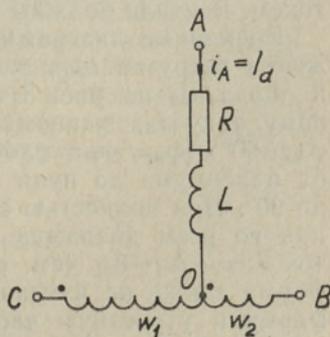


Рис. 2.

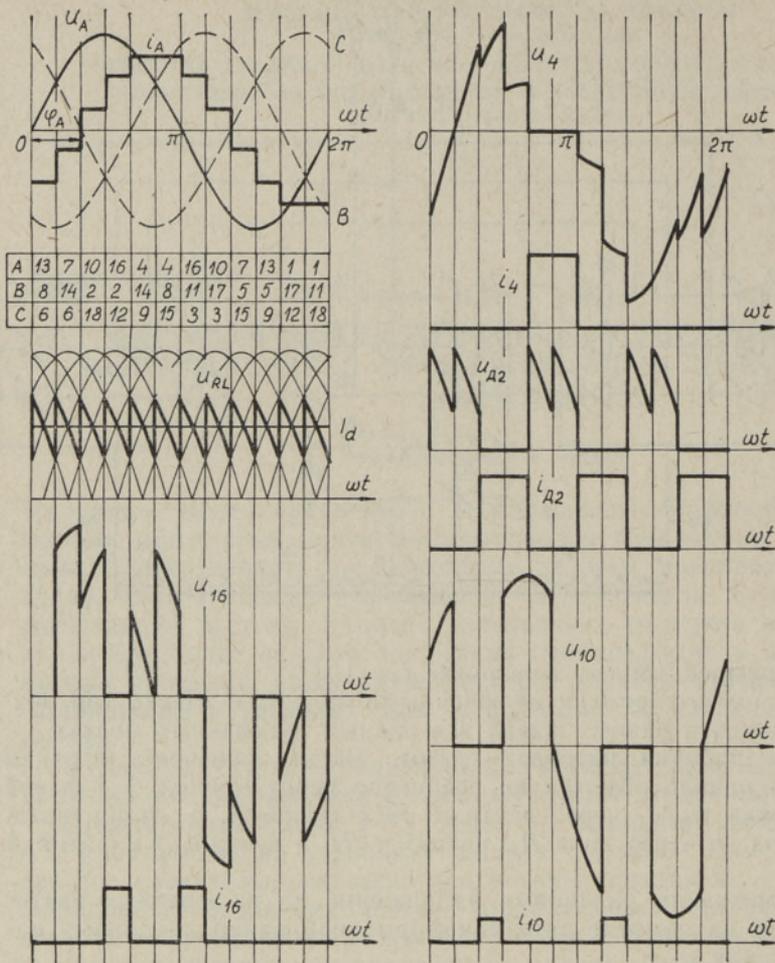


Рис. 3.

ный режим работы выпрямителя, показана на рис. 3).

Для каждой комбинации включенных вентилях приведены выражения напряжений нагрузки u_{RL} одного из вентилях как основного, так и дополнительных мостов u_4, u_{10}, u_{16} (все 6 вентилях каждого моста работают одинаково с учетом сдвига во времени) и диода D_2 (таблица).

Регулирование выходного напряжения осуществляется сдвигом моментов включения вентилях относительно напряжения питания. При этом регулирование возможно как отстающим, так и опережающим током. Вентили должны быть полностью управляемыми.

Временные диаграммы напряжения и тока питания u_A, i_A , напряжения нагрузки u_{RL} , а также напряжений и токов вентилях 4, 10, 16 и диода D_2 на рис. 3 соответствуют полностью сглаженному выходному току I_d , равному амплитуде токов питания, и сдвигу фазы $\varphi_A = 60^\circ$ ($\varphi_A = \varphi_B = \varphi_C = \varphi_1$). Регулированию выходного напряжения от максимума до нуля соответствует изменение сдвига фазы φ_1 от 0 до 90° . При полностью сглаженном токе нагрузки I_d форма тока питания во всем диапазоне регулирования остается неизменной. Так как ток $i_0 = -i_{w1} - i_{w2}$ (см. рис. 1) жестко связан с током питания, его форма также не изменяется, причем этот ток имеет прямоугольную форму и утроенную частоту, его амплитуда равна амплитуде тока

Включенные вентили	u_{RL}	u_4	u_{10}	u_{16}	u_{12}
13, 8, 6	$0,268u_{AB} - u_{AC}$	u_{AC}	u_{AB}	0	u_{RL}
7, 14, 6	$-0,268u_{AB} - u_{BC}$	u_{AC}	0	u_{AB}	u_{RL}
10, 2, 18	$0,268u_{AC} - u_{BC}$	$0,732u_{AC}$	0	u_{AC}	0
16, 2, 12	$u_{AB} - 0,268u_{AC}$	$0,268u_{AC}$	u_{AC}	0	0
4, 14, 9	$0,268u_{BC} + u_{AB}$	0	u_{AC}	u_{AB}	u_{RL}
4, 8, 15	$u_{AC} - 0,268u_{BC}$	0	u_{AB}	u_{AC}	u_{RL}
16, 11, 3	$u_{AC} - 0,268u_{AB}$	$0,268u_{AB}$	u_{AB}	0	0
10, 17, 3	$u_{BC} + 0,268u_{AB}$	$0,732u_{AB}$	0	u_{AB}	0
7, 5, 15	$u_{BC} - 0,268u_{AC}$	u_{AB}	0	u_{AC}	u_{RL}
13, 5, 9	$0,268u_{AC} - u_{AB}$	u_{AB}	u_{AC}	0	u_{RL}
1, 17, 12	$-0,268u_{BC} - u_{AB}$	$-u_{RL}$	u_{AC}	u_{AB}	0
1, 11, 18	$0,268u_{BC} - u_{AC}$	$-u_{RL}$	u_{AB}	u_{AC}	0

нагрузки. Этот прямоугольный ток распадается через отвод автотрансформатора на два прямоугольных тока с амплитудами, обратно пропорциональными числам витков секций обмотки автотрансформатора.

Выпрямленное напряжение на выходе u_{RL} (см. рис. 3) равняется [3]:

$$u_{RL} = U_{dm} \left\{ \cos \varphi_1 + \sum_{n=1}^{\infty} \left[\frac{1}{(12n-1)^2} + \frac{1}{(12n+1)^2} - \frac{2 \cos \varphi_1}{(12n-1)(12n+1)} \right]^{1/2} \sin(12n\omega t + \gamma_{12n}) \right\}, \quad (7)$$

где U_{dm} — постоянная составляющая выпрямленного выходного напряжения при $\varphi_1 = 0$. Используя любой интервал из таблицы, можно найти ее значение

$$U_{dm} = \frac{1}{T} \int_{x_0 - \varphi_1}^{x_0 - \varphi_1 + T} u_{RL}(\omega t) d(\omega t) = 1,535 U_{Am}, \quad (8)$$

где $x_0 = n\pi/6$, ($n=0, 1, 2, \dots, 11$), $\varphi_1 = \pi/3$, $T = \pi/6$.

Постоянная составляющая выходного напряжения при $\varphi \neq 0$ равна по (7) $U_d = U_{dm} \cos \varphi_1$, для $\varphi_1 = \pi/3$ можно ее значение найти по таблице

$$U_d = \frac{6}{\pi} \int_{x_0}^{x_0 + \pi/6} u_{RL}(\omega t) d(\omega t) = 0,768 U_{Am}. \quad (9)$$

Выходное напряжение u_{RL} содержит лишь гармоники порядка $12n$; по (7) амплитуда 12-й гармоники равна $0,22 U_{Am}$, 24-й — $0,11 U_{Am}$.

Проанализируем процесс энергообмена в предлагаемом выпрямителе. Рассмотрим сначала баланс мгновенных мощностей в схеме.

Известно, что в цепи, содержащей ключевые и нелинейные элементы, токи и напряжения в общем случае выражаются несинусоидальными периодическими функциями и, следовательно, могут быть представлены в виде рядов Фурье [4]

$$u = \sum_{n=0}^{\infty} u_n = U_0 + \sum_{n=1}^{\infty} U_{mn} \sin(n\omega t + a_n), \quad (10)$$

$$i = \sum_{k=0}^{\infty} i_k = I_0 + \sum_{k=1}^{\infty} I_{mk} \sin(k\omega t + \beta_k). \quad (11)$$

Каждую гармонику тока можно разделить на активную и реактивную составляющие [4]

$$i_h = i_{ah} + i_{rh}. \quad (12)$$

Мгновенная мощность ключевого или нелинейного элемента принимает вид [4]

$$s = ui = \sum_{n=0}^{\infty} u_n \sum_{h=0}^{\infty} i_h = \sum_{n=0}^{\infty} u_n i_{an} + \sum_{n=0}^{\infty} u_n i_{rn} + \sum_{\substack{h,n=0 \\ h \neq n}}^{\infty} u_n i_{rh} = p + q + d; \quad (13)$$

где $p = \sum_{n=0}^{\infty} u_n i_{an}$ — мгновенная активная мощность,

$q = \sum_{n=0}^{\infty} u_n i_{rn}$ — мгновенная реактивная мощность,

$d = \sum_{\substack{h,n=0 \\ h \neq n}}^{\infty} u_n i_{rh}$ — мгновенная мощность искажения.

Последние два компонента полной мощности названы в [5] реактивными мощностями сдвига и искажения.

В исследуемой схеме мгновенную мощность питания каждой фазы, например фазы A , также можно рассматривать состоящей из трех составляющих (см. рис. 4)

$$s_A = u_A i_A = p_A + q_A + d_A. \quad (14)$$

Так как напряжение питания фазы A синусоидальное $u_A = U_{Am} \sin \omega t$, а ток питания несинусоидальный $i_A = \sum_{h=1}^{\infty} i_{Ah}$ (см. рис. 3), то мгновенные активная и реактивная мощности питания фазы A равны $p_A = u_A i_{A1a}$ и $q_A = u_A i_{A1r}$, а мгновенная искажающая мощность $d_A = u_A \sum_{h=2}^{\infty} i_{Ah}$, где i_{A1a} и i_{A1r} — активная и реактивная составляющие

первой гармоники тока питания фазы A .

В [6-8] также используются понятия мгновенных мощностей, причем в [7] ограничиваются случаем синусоидального напряжения и несинусоидального переменного тока. Однако ток разделяется на три составляющие $i = i_a + i_p + i_u$. По нашим обозначениям $i_a = i_{A1a}$, $i_p = i_{A1r}$, а i_u равен току высших (неосновных) гармоник.

Известно, что в идеальном случае, когда в преобразователе отсутствуют потери, $p_A + p_B + p_C = p_R = 3p_A = P_R$. Реактивная мощность характеризует процессы, при которых среднее значение переданной за один период мощности равно нулю [5], т. е. $q_A + q_B + q_C = 0$. Мгновенная мощность искажения питающей сети $d_A + d_B + d_C = d$ равна мгновенной мощности дросселя L , $s_L = u_L \cdot I_d = d$, т. е. на дросселе выделяется только мощность искажения (см. рис. 4).

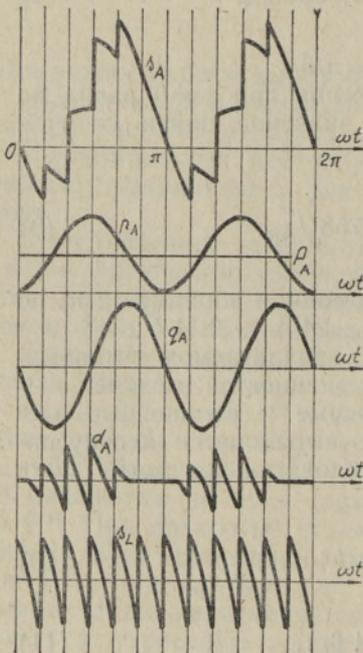


Рис. 4.

Мощность передается от питающей сети в выходную цепь через ключевые и нелинейные элементы. Баланс полных мощностей в цепях, содержащих ключевые элементы, сохраняется только при учетывании мощности, выделяемой на ключевых элементах [9]. На ключевом элементе без активных потерь выделяются только мощность искажений и реактивная мощность [9], суммарная активная мощность ключа (но не активная мощность отдельных гармоник) всегда равна нулю. Также всегда равна нулю мгновенная мощность ключа или диода. В исследуемой схеме, например,

$$s_4 = i_4 \cdot u_4 = 0. \quad (15)$$

Ток и напряжение ключа (диода) выражаются по (10) и (11) и в общем случае содержат как четные, так и нечетные гармоники. Эту мгновенную мощность можно разделить по аналогии с (13) на три составляющие

$$s_4 = p_4 + q_4 + d_4 = 0, \quad (16)$$

которые в общем случае отличаются от нуля, но их сумма всегда равна нулю для каждого ключевого или нелинейного элемента.

Анализ энергетических процессов в выпрямителе показывает, что постоянная составляющая мощности передается нагрузке диодами D_1 , D_2 и вентилями основного моста 1—6 [10]. Значит,

$$P_R = P_{(0)D1} + P_{(0)D2} + 6P_{(0)4}, \quad (17)$$

где $P_{(0)D1} = P_{(0)D2} = 0,25P_R$ и $P_{(0)1} + \dots + P_{(0)6} = 6P_{(0)4} = 0,5P_R$.

Все три вентильных моста потребляют мощность на основной частоте. Вентили дополнительных мостов 7—12 и 13—18 генерируют ее на утроенных частотах. Их напряжения содержат лишь переменную составляющую (см. на рис. 3 u_{16} и u_{10}).

Мощность утроенных нечетных гармоник потребляется диодами D_1 и D_2 , которые генерируют постоянную составляющую мощности

$$P_{(0)D1} + \sum_{n=0}^{\infty} P_{[3(2n+1)]D1} = 0, \quad (18)$$

при этом мощность третьей гармоники превышает 80% мощности, потребляемой диодами.

Напряжение вентиля основного моста содержит как постоянную, так и переменную составляющую (см. u_4 на рис. 3). Вентили 1—6 генерируют главным образом постоянную составляющую мощности.

Таков общий характер энергообмена в исследованной схеме. На основе таблицы были вычислены активные мощности всех элементов схемы, учитывая 60 гармоник в ряду Фурье. Вычисления подтвердили вышесказанное.

В заключение можно сказать, что предлагаемая схема 12-пульсного управляемого выпрямителя с промежуточным утроением частоты позволяет улучшить спектральный состав как потребляемого из сети переменного тока, так и выпрямленного выходного тока. Главным преимуществом ее является предельная простота и малая масса требуемого автотрансформатора.

Анализ энергетических процессов показывает, что в предлагаемой схеме сохраняется баланс мгновенных мощностей. Мощность передается от питающей сети в нагрузку через ключевые и нелинейные элементы, работающие преобразователями частоты. Вентили трех управляемых мостов потребляют мощность на основной частоте. Вентили основного моста генерируют главным образом постоянную составляющую мощности, т. е. мощность на нулевой частоте. Вентили двух вспо-

могательных мостов генерируют мощность на утроенных частотах, которая потребляется диодами D_1 и D_2 , генерирующими в свою очередь мощность на нулевой частоте.

Половина мощности нагрузки получается через диоды D_1 и D_2 , половина — через вентили основного моста.

ЛИТЕРАТУРА

1. Ранне И. Э., Сарв В. В., Сооярв Ю. Э. Авт. свид. СССР № 913529. Бюл. изобр., № 10 (1982).
2. Саккос Т. Ю., Сарв В. В. В кн.: Проблемы электромагнитной совместимости силовых полупроводниковых преобразователей. Таллин, ИТЭФ АН ЭССР, 1982, 76—77.
3. Pelly, V. R. Thyristor Phase-Controlled Converters and Cycloconverters. New York, 1971.
4. Оявезр М., Сарв В. Изв. АН ЭССР. Физ. Матем., 24, № 4, 442—443 (1975).
5. Солодухо Я. Ю. Состояние и перспективы внедрения в электропривод статических компенсаторов реактивной мощности (обобщение отечественного и зарубежного опыта). М., Информэлектро, 1981.
6. Зиновьев Г. С. В кн.: Тиристорные преобразователи частоты. Новосибирск, Новосиб. электротехн. ин-т, 1981, 3—28.
7. Зиновьев Г. С. В кн.: Силовая полупроводниковая техника. Новосибирск, Новосиб. электротехн. ин-т, 1982, 133—141.
8. Зиновьев Г. С. Критерий эффективности энергопроцессов в вентильных преобразователях. Препринт-342 ИЭД АН УССР, Киев, 1983.
9. Милых А. Н., Жарский Б. К. В кн.: Проблемы технической электродинамики, вып. 62. Киев, 1977, 3—7.
10. Оявезр М. Р. В кн.: Проблемы электромагнитной совместимости силовых полупроводниковых преобразователей. Таллин, ИТЭФ АН ЭССР, 1982, 78—79.

*Институт термофизики и электрофизики
Академии наук Эстонской ССР*

Поступила в редакцию
5/1 1984

Maire OJAVEER

ENERGEETILISED PROTSESSID REGULEERITAVAS KOLMEKORDSE VAHESAGEDUSEGA ALALDIS

On tutvustatud uut reguleeritavat alaldit ning analüüsitud energia muundamis- ja ülekankeprotsesse selles.

Maire OJAVEER

ANALYSIS OF POWER CONVERSION PROCESSES IN THE AC TO DC CONVERTER WITH TRIPLED-FREQUENCY LINK

A novel twelve-pulse AC to DC converter circuit employing an interphase autotransformer, the main controllable bridge and two auxiliary controllable bridges, is presented and analyzed. In the proposed converter, the autotransformer operates at tripled supply frequency. The main bridge, two series-connected diodes and the resistive-inductive load are in parallel connection.

During the circuit operation only three switches are on at a time.

The analysis of the power conversion processes in the proposed converter shows that the power is transferred from the power supply to the load through the switching and nonlinear elements, operating as frequency converters. The switches of three bridges consume power at the supply frequency. The switches of the main bridge generate power mostly at the zero frequency, the switches of the two auxiliary bridges — at tripled frequencies. The diodes consume the power at tripled frequencies and generate it at zero frequency. The power generated in the switches of the main bridge and in the diodes is consumed in the load.

The proposed AC to DC converter allows to improve the waveshapes of both the alternative input current and rectified output current.