

ХАРАКТЕРИСТИКИ МОЩНОГО ШЕСТИПУЛЬСНОГО МОСТОВОГО НЕУПРАВЛЯЕМОГО ВЫПРЯМИТЕЛЯ С ЕМКОСТНЫМ ФИЛЬТРОМ

У даній статті розглядаються режими роботи і характеристики шестипульсного мостового некерваного випрямляча з ємнісним фільтром на виході.

В данной статье рассматриваются режимы работы и характеристики шестипульсного мостового неуправляемого выпрямителя с емкостным фильтром на выходе.

ВВЕДЕНИЕ

В последние годы разработаны и освоены в производстве новые типы полупроводниковых преобразователей – активные выпрямители (АВ), многоуровневые инверторы (МИ), силовые активные фильтры (САФ). Использование этих преобразователей в системах электроснабжения (СЭ) позволяет существенно улучшить уровень электромагнитной совместимости преобразовательных систем с питающей сетью и уменьшить потери электроэнергии.

В ряде случаев питание многоуровневых инверторов осуществляется от промышленной сети переменного тока через мощный неуправляемый выпрямитель (НВ) с C -фильтром на выходе. В этих системах НВ является отдельным независимым звеном, работающим во всех режимах преобразователя. В СЭ, которые используют АВ и САФ, НВ является составной частью схемы. По принципу действия АВ и САФ в основном режиме работы являются повышающими преобразователями. Напряжение на выходе АВ и САФ, поддерживаемое в процессе работы постоянным, должно быть больше амплитуды линейного напряжения питающей сети. В этом режиме работы АВ и САФ неуправляемый выпрямитель является звеном повышающего преобразователя. Однако возможны режимы, когда транзисторы АВ и САФ находятся в отключенном состоянии, например, при начальном заряде конденсатора на выходе АВ и САФ или при отказе работы транзисторов. В этих случаях нагрузка питается от промышленной сети через НВ.

Особенностью НВ в установках средней и большой мощности является высокий коэффициент полезного действия (КПД). В результате, при анализе работы НВ можно пренебречь активным сопротивлением в цепях неуправляемого выпрямителя и учитывать только индуктивность системы.

Хотя шестипульсные мостовые НВ применяются в силовой электронике почти полсотни лет, публикаций, в которых подробно рассматривались бы особенности их работы, практически нет. Так, например, в [1, 2] неуправляемый выпрямитель с C -фильтром на выходе не рассматривается, а в [3] приводятся лишь результаты моделирования с помощью программы *Pspice*.

Настоящая статья посвящена рассмотрению режимов работы и характеристик шестипульсного мостового неуправляемого выпрямителя с C -фильтром на выходе.

МАКСИМАЛЬНЫЙ И РЕАЛЬНЫЙ КПД МОЩНОГО НВ С C -ФИЛЬТРОМ НА ВЫХОДЕ

Эквивалентная схема шестипульсного мостового неуправляемого выпрямителя с C -фильтром на выходе, на первом этапе рассмотрения при $R_S = 0$ и $L_S = 0$, представлена на рис. 1.

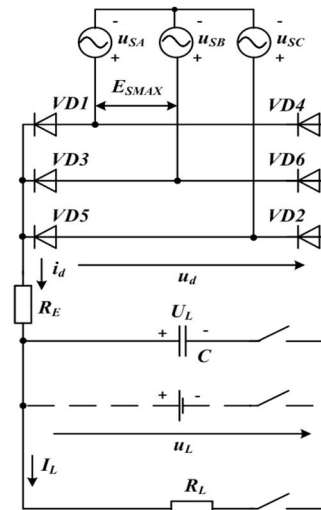


Рис. 1. Схема неуправляемого выпрямителя с C -фильтром на выходе при $R_S = 0$ и $L_S = 0$

В эквивалентной схеме по рис. 1 фазные омические сопротивления и индуктивности равны нулю, следовательно, коммутация тока в диодах в режиме непрерывного тока мгновенна. Среднее напряжение на выходе диодного моста

$$U_d = \frac{3}{\pi} E_{S\text{MAX}}, \quad (1)$$

где $E_{S\text{MAX}}$ – амплитуда линейного напряжения вентильных обмоток.

Мгновенное напряжение на выходе моста представлено на рис. 2 жирной линией.

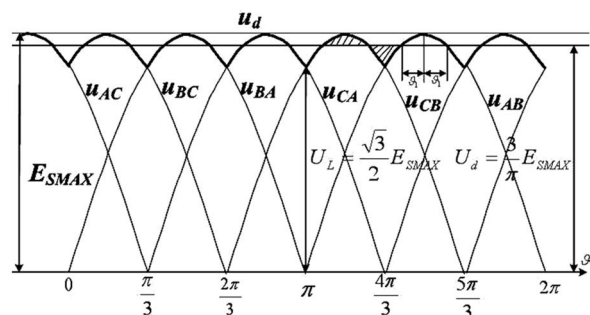


Рис. 2. Напряжение на выходе шестипульсного мостового НВ

Очевидно, что ток i_d будет непрерывным, если в любой точке периода повторяемости равного $\pi/3$, мгновенное значение выпрямленного напряжения будет больше напряжения на нагрузке (рис. 2), то есть:

$$U_L \leq \frac{\sqrt{3}}{2} E_{S\text{MAX}}. \quad (2)$$

В этом случае мгновенное значение тока i_d определяется из соотношения:

$$i_d = \frac{u_d - U_L}{R_E}. \quad (3)$$

Сопротивление R_E в соотношении (3) учитывает омические сопротивления источника, кабелей и диодов и может быть определено через КПД НВ.

При анализе схемы по рис. 1 будем считать, что напряжение U_L идеально сглажено за счет выбора конденсатора C большой емкости или за счет подключения на выходе вместо конденсатора C идеального источника постоянного напряжения, показанного на рис. 1 пунктиром. При работе схемы с C -фильтром средний за период повторяемости выпрямленный ток равен среднему току нагрузки:

$$I_d = \frac{U_d - U_L}{R_E} = I_L = \frac{U_L}{R_L}. \quad (4)$$

Из (4) и (1)

$$\frac{3}{\pi} E_{SMAX} - U_L = \frac{U_L}{R_L}. \quad (5)$$

Обозначив

$$U_{L*} = \frac{U_L}{E_{SMAX}}, \quad (6)$$

из (5) и (6) получим:

$$U_{L*} = \frac{3}{\pi} \left(\frac{R_L}{R_L + R_E} \right). \quad (7)$$

Из (7) следует, что среднее напряжение на нагрузке однозначно определяется величинами сопротивлений R_L и R_E . В соответствии с (6) и (2) условие непрерывного тока i_d :

$$U_{L*} \leq \frac{\sqrt{3}}{2}. \quad (8)$$

Если предположить, что ток i_d не имеет пульсаций, то $I_d = I_L$ и максимальный КПД системы:

$$\eta_{MAX} = \frac{R_L}{R_L + R_E}. \quad (9)$$

В этом случае в соответствии с (7) и (9)

$$U_{L*} = \frac{3}{\pi} \eta_{MAX}. \quad (10)$$

Из (8) и (10)

$$\eta_{MAX} \leq 0,9069. \quad (11)$$

Другой способ расчета максимального КПД при допущении $i_d = I_d = I_L$:

$$\eta_{MAX} = \frac{\frac{\sqrt{3}}{2} E_{SMAX} I_L}{\frac{3}{\pi} E_{SMAX} I_d} = 0,9069 \quad (11')$$

– дает такой же результат.

Учтем пульсации тока i_d и определим точное значение КПД по соотношению:

$$\eta = \frac{U_L I_L}{U_L I_L + R_E I_{dRMS}^2}, \quad (12)$$

где I_{dRMS} – действующее значение выпрямленного тока.

Если $U_{L*} = \sqrt{3}/2$, в соответствии с рис. 2 при от-

счете времени от максимума напряжения u_s :

$$i_d = \frac{E_{SMAX} \cos \vartheta - \frac{\sqrt{3}}{2} E_{SMAX}}{R_E} = I_{dMAX} \left(\cos \vartheta - \frac{\sqrt{3}}{2} \right), \quad (13)$$

где $I_{dMAX} = E_{SMAX} / R_E$.

В относительных единицах:

$$i_{d*} = \frac{i_d}{I_{dMAX}} = \cos \vartheta - \frac{\sqrt{3}}{2}, \quad (14)$$

$$I_{d*RMS}^2 = \frac{I_{dRMS}^2}{I_{dMAX}^2} = \frac{6}{\pi} \int_0^{\pi/6} i_{d*}^2 d\vartheta = 0,00951, \quad (15)$$

$$I_{d*RMS} = \frac{I_{dRMS}}{I_{dMAX}} = 0,0975. \quad (16)$$

Рассчитаем КПД системы по (12), учитывая что

$$U_L = \frac{\sqrt{3}}{2} E_{SMAX}, \quad (17)$$

$$I_L = \frac{\sqrt{3}}{2} \frac{E_{SMAX}}{R_L}, \quad (18)$$

$$I_{dRMS}^2 = \frac{E_{SMAX}^2}{R_E^2} 0,00951. \quad (19)$$

Из (12), (17)-(19):

$$\eta = \frac{1}{1 + \frac{R_L}{R_E} 0,0127}. \quad (20)$$

Отношение R_L/R_E определяем из условия равенства средних значений токов I_d и I_L :

$$\frac{3}{\pi} E_{SMAX} - \frac{\sqrt{3}}{2} E_{SMAX} = \frac{\sqrt{3}}{2} \frac{E_{SMAX}}{R_L}, \quad (21)$$

откуда

$$\frac{R_L}{R_E} = 9,741. \quad (22)$$

Из (20) и (22) находим реальный КПД в рассматриваемом режиме:

$$\eta = 0,8899. \quad (23)$$

Как видно из сравнения (23) и (11) реальный КПД на 1,7 % меньше максимального КПД, что совпадает с результатами, полученными в [4, 5].

Итак, получаем, что режим непрерывного тока ($U_{L*} \leq \sqrt{3}/2$) соответствует реальному КПД не превышающему 90 %. Мощный НВ, мощностью более 1 МВт, имеет, как правило, КПД 97-99 %. Такому значению КПД в первом приближении соответствует соотношение:

$$\frac{R_L}{R_L + R_E} = 0,97...0,99. \quad (24)$$

Откуда

$$\frac{R_E}{R_L} = 0,031...0,010. \quad (25)$$

Учитывая (24) и (25), приходим к выводу, что рабочим режимом мощного шестипульсного мостового НВ является режим прерывистых токов.

РАБОТА МОЩНОГО ШЕСТИПУЛЬСНОГО
МОСТОВОГО НВ В РЕЖИМЕ ПРЕРЫВИСТОГО
ТОКА

Возможны три варианта анализа прерывистого режима:

- 1) $R_S \neq 0, L_S = 0, \eta < 1,$
- 2) $R_S = 0, L_S \neq 0, \eta = 1,$
- 3) $R_S \neq 0, L_S \neq 0, \eta < 1.$

Особенностью НВ средней и большой мощности является высокий коэффициент полезного действия (КПД). В результате, при анализе его работы можно пренебречь активным сопротивлением в цепях неуправляемого выпрямителя и учитывать только индуктивность системы. Рассмотрим более подробно работу схемы НВ при втором варианте анализа прерывистого режима.

Эквивалентная схема для анализа работы мощного шестипульсного мостового НВ в режиме прерывистых токов приведена на рис. 3.

Режим прерывистого тока может возникать при определенных соотношениях между амплитудой линейного напряжения сети E_{SMAX} и напряжением на нагрузке $U_d = U_L$. Если $U_d = U_L \geq E_{SMAX}$, ток i_d и фазные токи i_{SA}, i_{SB}, i_{SC} равны нулю.

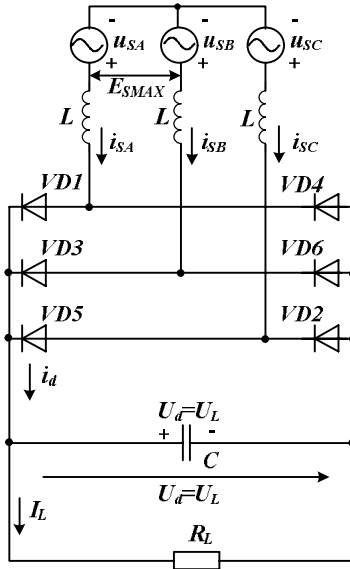


Рис. 3. Эквивалентная схема мощного шестипульсного НВ при $R_S = 0$

Конденсатор фильтра C медленно (величина емкости конденсатора велика) разряжается на сопротивление нагрузки R_L . Когда величина $U_d = U_L$ становится меньше E_{SMAX} , но больше некоторого значения $U_{днач.непр.}$, соответствующего равенству положительной и отрицательной площади на рис. 2, возникает прерывистый ток i_d , максимальное значение которого соответствует начально-непрерывному току при

$$U_d = U_L = U_{днач.непр.} \quad (27)$$

Эквивалентная силовая схема, соответствующая прерывистому току, представлена на рис. 4.

Установившийся режим работы при прерывистом токе i_d возможен в случае, если средний ток нагрузки равен среднему значению тока i_d :

$$I_L = I_{dAV} = \frac{3}{\pi} \int_{\vartheta_1}^{\vartheta_1 + \frac{\pi}{3}} i_d d\vartheta. \quad (28)$$

Дифференцированное уравнение для схемы по рис. 4:

$$E_{SMAX} \cos \vartheta - U_d = 2X_S \frac{di_d}{d\vartheta}, \quad (29)$$

где

$$X_S = 2\pi f_S L_S, \quad (30)$$

где f_S – частота напряжения сети.

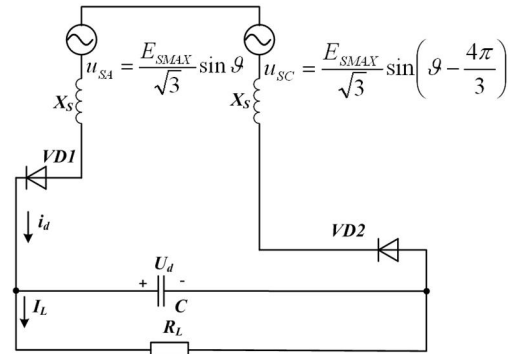


Рис. 4. Эквивалентная силовая схема в режиме прерывистого тока

Обозначив интервал времени между максимумом напряжения источника и точкой пересечения линейного напряжения источника с прямой $U_{дпер.}$ через ϑ_1 (рис. 2), проинтегрируем (29):

$$\int_0^{\vartheta_1} (E_{SMAX} \cos \vartheta - U_{дпер.}) d\vartheta = 2X_S \int_0^{I_{дпер.МАХ}/2} di_d. \quad (31)$$

Из (31) находим амплитуду прерывистого тока:

$$I_{дпер.МАХ} = \frac{1}{X_S} (E_{SMAX} \sin \vartheta_1 - U_{дпер.} \vartheta_1). \quad (32)$$

При

$$U_d = \frac{3}{\pi} E_{SMAX} \quad (33)$$

возникает режим начально-непрерывного тока, в котором в соответствии с (32), (33) и рис. 2:

$$I_{днач.непр.МАХ} = \frac{E_{SMAX}}{X_S} \left(\sin \arccos \frac{3}{\pi} - \frac{3}{\pi} \arccos \frac{3}{\pi} \right). \quad (34)$$

При произвольном значении отношения $U_{d*} = U_d / E_{SMAX}$ в диапазоне $\frac{3}{\pi} \leq U_{d*} \leq 1$ максимум прерывистого тока:

$$I_{дпер.МАХ} = \frac{E_{SMAX}}{X_S} (\sin \arccos U_{d*} - U_{d*} \arccos U_{d*}). \quad (35)$$

Соотношение (35) удобно представить в относительных единицах, приняв за базисную величину действующее значение фазного тока короткого замыкания

$$I_{base} = \frac{E_{SMAX}}{\sqrt{6} X_S}. \quad (36)$$

Из (35) и (36) получим:

$$I_{дпер.МАХ*} = \sqrt{6} (\sin \arccos U_{d*} - U_{d*} \arccos U_{d*}). \quad (37)$$

По (37) рассчитана зависимость относительного значения максимума прерывистого тока от величины относительного напряжения на выходе НВ, представленная на рис. 5.

Даная зависимость подтверждена экспериментально на *MatLab*-модели (рис. 6.). Также были получены зависимости относительного значения максимума прерывистого тока от величины относительного напряжения на выходе НВ с $R_S \neq 0$, то есть при $\eta = 0,97-0,99$ (рис. 5). Данные виртуального эксперимента приведены в табл. 1.

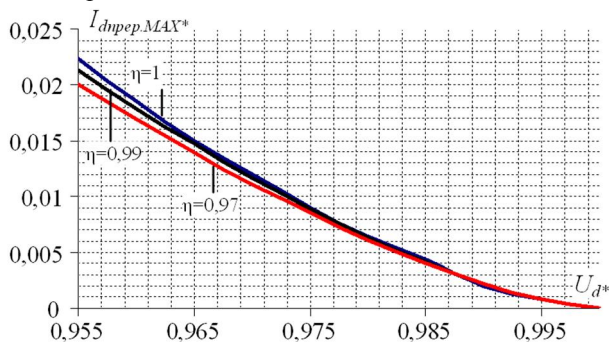


Рис. 5. Амплитуда прерывистого тока выпрямителя с емкостной нагрузкой

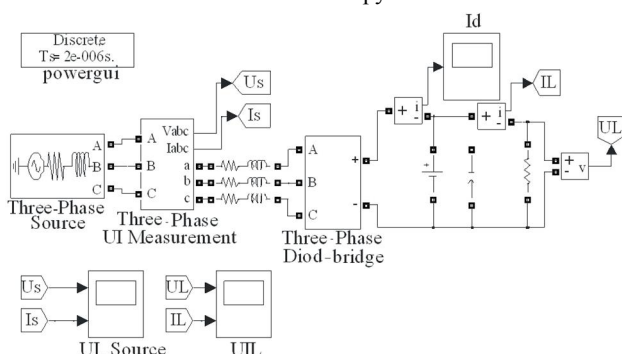


Рис. 6. *MatLab*-модель мощного шестипульсного мостового НВ с С-фильтром на выходе

Таблица 1

Экспериментальные данные зависимости относительного значения максимума прерывистого тока от величины относительного напряжения на выходе НВ

U_{d^*}	$I_{d\text{пер.МАХ}^*}$					
	$\eta=1,0$	$\eta=0,99$	$\eta=0,985$	$\eta=0,98$	$\eta=0,975$	$\eta=0,97$
0,955	0,0223	0,0213	0,021	0,0207	0,0204	0,0201
0,96	0,0185	0,0179	0,0176	0,0174	0,0171	0,0169
0,965	0,015	0,0147	0,0145	0,0143	0,0141	0,0139
0,97	0,012	0,0116	0,0115	0,0114	0,0112	0,0111
0,975	0,009	0,0089	0,0088	0,0087	0,0086	0,0085
0,98	0,0064	0,0063	0,0063	0,0062	0,0061	0,0061
0,985	0,0044	0,0041	0,0041	0,004	0,004	0,004
0,99	0,002	0,0022	0,0022	0,0022	0,0022	0,0022
0,995	0,0008	0,0008	0,0008	0,0008	0,0008	0,0008
1	0	0	0	0	0	0

На рис. 7, 8 приведены осциллограммы токов и напряжений, иллюстрирующие работу *MatLab*-модели мощного шестипульсного мостового НВ в режиме прерывистого тока (рис. 6).

Как следует из рис. 5, значение амплитуды начально-непрерывного тока при $U_{d^*} = 0,955$ равно 2,21 % от фазного действующего тока короткого замыкания. При напряжении короткого замыкания

$e_K = 0,1$, действующее значение тока короткого замыкания приблизительно в 10 раз больше среднего значения номинального тока выпрямителя, а амплитуда прерывистого тока будет в этом случае составлять 22,1 % от среднего номинального тока. При $e_K = 0,05$, амплитуда прерывистого тока увеличивается до 44 % от номинального тока.

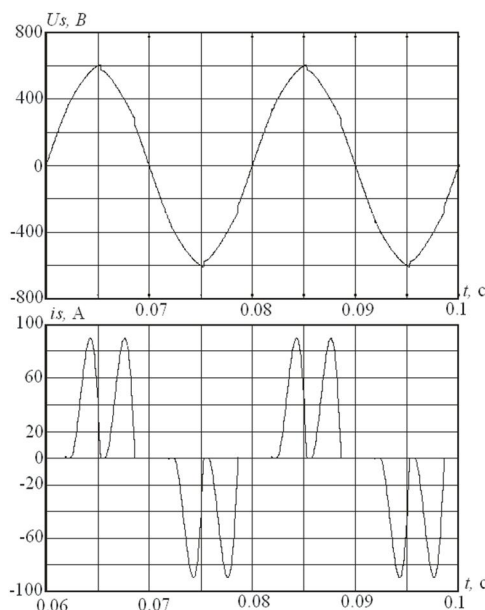


Рис. 7. Осциллограммы фазного тока и напряжения сети в режиме прерывистого тока

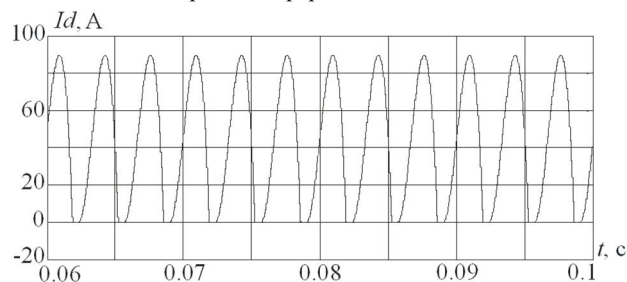


Рис. 8. Осциллограмма тока на выходе НВ в режиме прерывистого тока

РАБОТА МОЩНОГО ШЕСТИПУЛЬСНОГО МОСТОВОГО НВ В РЕЖИМЕ НЕПРЕРЫВНОГО ТОКА

Если в рассмотренном выше режиме работы НВ ($R_S = 0$) уменьшить напряжение $U_d = U_L$ ниже величины $\frac{3}{\pi} E_{S\text{МАХ}}$, ток становится непрерывным, появляются интервалы коммутации, которые приводят к снижению напряжения на нагрузке. Равновесие достигается, когда $U_{d^*} = U_{L^*}$. Запишем соотношение, связывающее величины $U_{d^*} = U_{L^*}$ и угол коммутации γ :

$$U_{d^*} = \frac{U_d}{E_{S\text{МАХ}}} = \frac{3}{\pi} (\cos \alpha - 0,5(\cos \alpha - \cos(\alpha + \gamma))). \quad (38)$$

Учитывая, что $\cos \alpha = 1$, упростим (38):

$$U_{d^*} = \frac{U_d}{E_{S\text{МАХ}}} = \frac{3}{\pi} \left(\frac{1}{2} + \frac{1}{2} \cos \gamma \right). \quad (39)$$

Соотношение (38) получено с использованием известных формул для угла коммутации и внешней характеристики управляемого выпрямителя (УВ):

$$\cos \alpha - \cos(\alpha + \gamma) = e_{K\Sigma} \frac{I_{d\gamma}}{I_{dnom}}, \quad (40)$$

$$U_d = \frac{3}{\pi} E_{SMAX} \left(\cos \alpha - 0,5 e_{K\Sigma} \frac{I_{d\gamma}}{I_{dnom}} \right), \quad (41)$$

где

$$e_{K\Sigma} = \frac{2\pi f_S L_S}{X_{base}} = \frac{2\pi f_S L_S}{E_{SMAX}} 2I_{phnom}, \quad (42)$$

I_{phnom} – номинальный действующий фазный ток, $I_{d\gamma}$ – мгновенное значение выпрямленного тока в момент окончания коммутации, I_{dnom} – номинальное значение выпрямленного тока.

Использование соотношений (41), (42) предполагает справедливость отношения:

$$\frac{I_{phnom}}{I_{dnom}} = \sqrt{\frac{2}{3}}, \quad (43)$$

что проверено на *MatLab*-модели (рис. 6).

Результаты виртуального эксперимента показали, что предполагаемое значение соотношения (43) отличается от реального на 10 %.

Рассчитаем внешнюю характеристику НВ в режиме 2 из (26).

Последовательность расчета:

- задаемся значением $U_{d*} = U_{L*}$ в диапазоне

$$\frac{\sqrt{3}}{2} \leq U_{d*} = U_{L*} \leq \frac{3}{\pi};$$

- по (39) определяем γ ;

- по (40), приняв $e_{K\Sigma} = 0,05; 0,075; 0,1; 0,125$, определяем

$$g = e_{K\Sigma} \frac{I_{d\gamma}}{I_{dnom}}. \quad (44)$$

При расчетах полагаем в соотношениях (40) и (41) $\alpha = 0$. В табл. 2 приведены результаты расчетов, с использованием которых построены внешние характеристики и зависимость угла коммутации γ от параметра g (44), приведенные на рис. 9.

Таблица 2

Результаты расчета для построения внешней характеристики и зависимости угла коммутации γ от параметра g

$U_{d*} = U_{L*}$	$\cos \gamma$	γ		$g = e_{K\Sigma} \frac{I_{d\gamma}}{I_{dnom}}$
		Рад	Град	
1	2	3	4	5
0,9549	0,9999	0,0109	0,6241	0,0001
0,95	0,9901	0,1405	8,0523	0,0099
0,94	0,9701	0,2450	14,0367	0,0299
0,93	0,9501	0,3171	18,1690	0,0499
0,92	0,9301	0,3760	21,5432	0,0699
0,91	0,9101	0,4272	24,4752	0,0899
0,9	0,8901	0,4731	27,1091	0,1099
0,89	0,8701	0,5153	29,5250	0,1299
0,88	0,8501	0,5545	31,7730	0,1499
0,87	0,8301	0,5914	33,8868	0,1699
0,866	0,8221	0,6056	34,7003	0,1779

Из соотношений (39), (41) и (44) несложно получить аналитические выражения для внешней характеристики и зависимости угла коммутации γ от параметра g :

$$U_{d*} = \frac{U_d}{E_{SMAX}} = \frac{3}{\pi} (1 - 0,5g), \quad (45)$$

$$\gamma = \arccos \left(1 - \frac{3}{\pi} g \right). \quad (46)$$

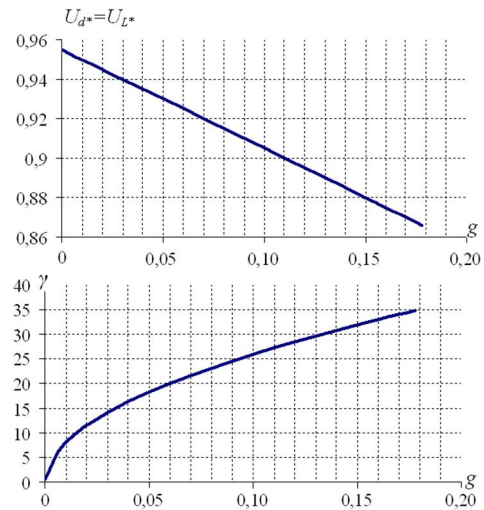


Рис. 9. Внешняя характеристика и зависимость угла коммутации γ от параметра g

Внешняя характеристика, как следует из (45) и рис. 2, представляет собой прямую линию. Отметим, что при определении g в соответствии с (44) необходимо подставить, в отличие от аналогичной формулы для УВ, мгновенное значение тока $i_d = I_{d\gamma}$ в момент окончания коммутации.

На рис. 10, 11 приведены осциллограммы токов и напряжений, иллюстрирующие работу *MatLab*-модели мощного шестипульсного мостового НВ в режиме непрерывного тока (рис. 6).

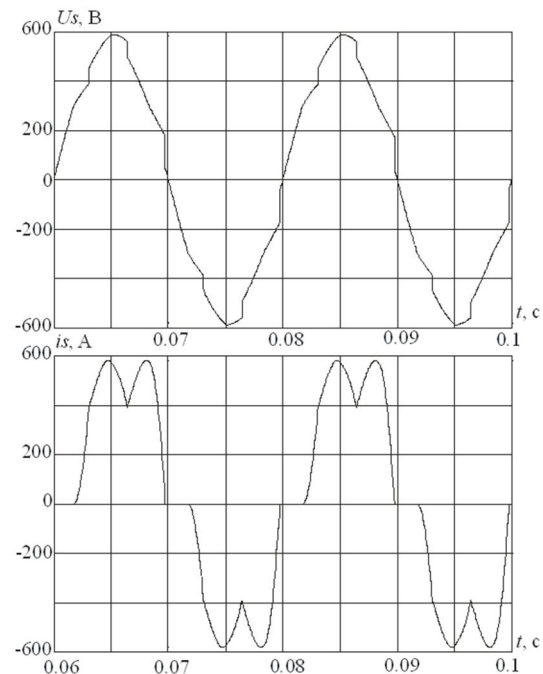


Рис. 10. Осциллограммы фазного тока и напряжения сети в режиме непрерывного тока

В заключение рассмотрения режима непрерывного тока рассмотрим упрощенный метод расчета переменной составляющей тока через конденсатор. В первом приближении этот ток по форме близок к си-

нусоиде с частотой в шесть раз большей, чем частота сети, а его амплитуда слабо зависит от величины постоянной составляющей тока нагрузки.

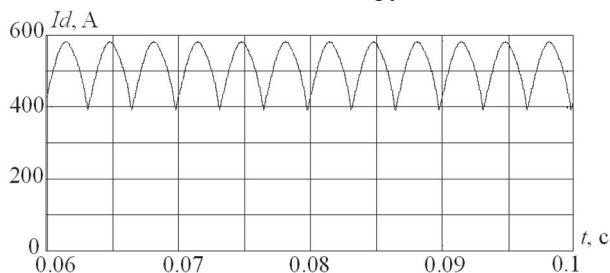


Рис. 11. Осциллограмма тока на выходе НВ в режиме непрерывного тока

Схема замещения для определения переменной составляющей тока конденсатора представлена на рис. 12. На рис. 13 приведена осциллограмма тока через конденсатор С.

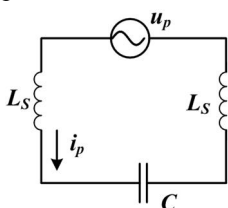


Рис. 12. Схема замещения для определения переменной составляющей тока конденсатора

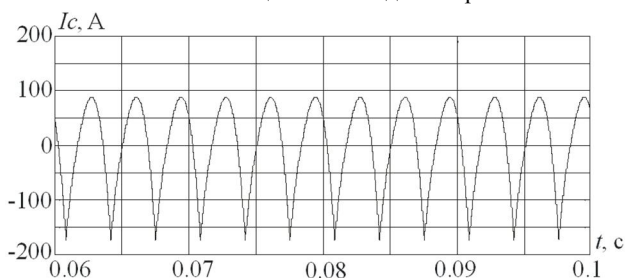


Рис. 13. Осциллограмма тока через конденсатор С

Поскольку пульсации напряжения на конденсаторе составляют несколько процентов от постоянной составляющей, можно считать, что его сопротивление для шестой гармоники тока равно нулю. Ток в контуре эквивалентной схемы определяется по приближенному соотношению, следующему из рис. 2:

$$I_{P\text{MAX}} \cong \frac{E_{S\text{MAX}} \left(1 - \frac{\sqrt{3}}{2}\right)}{24\pi f_S L_S}. \quad (47)$$

Точность соотношения (47) была оценена экспериментально при помощи *MatLab*-модели (рис. 6). Экспериментальные и теоретические значения переменной составляющей тока через конденсатор при разных значениях напряжения короткого замыкания e_K представлены в табл. 3.

ВЫВОДЫ

1. Выполнено адекватное описание электромагнитных процессов в мощных НВ ($\eta \geq 0,97$) с *C*-фильтром на выходе при их работе в режиме прерывистого и непрерывного тока.

2. Получены расчетные формулы и графические зависимости для определения максимума прерывистого тока НВ по известному относительному выпрямленному напряжению.

Таблица 3

Экспериментальные и теоретические значения переменной составляющей тока через конденсатор

e_K	L_S , Гн	$I_{P\text{MAX}} \cong \frac{E_{S\text{MAX}} \left(1 - \frac{\sqrt{3}}{2}\right)}{24\pi f_S L_S}$, А	$I_{P\text{MAX}}$, А (экспериментальное)
0,05	0,000079	450	405
0,06	0,000095	374	350
0,07	0,000111	320	310
0,08	0,000127	280	290
0,09	0,000143	249	270
0,10	0,000159	224	255
0,11	0,000175	203	250
0,12	0,000191	186	240

3. Получены уравнение внешней характеристики НВ в режиме непрерывного тока и приближенное выражение для определения переменной составляющей тока через конденсатор.

4. Полученные расчетные формулы и выражения подтверждены виртуальным экспериментом на *MatLab*-модели.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Глинтнерник С.Р. Электромагнитные процессы и режимы мощных статических преобразователей. – Л.: Наука, 1968. – 308 с.
2. Поссе А.В. Схемы и режимы электропередач постоянного тока. – Л.: Энергия, 1973. – 304 с.
3. Mohan N., Undeland T.M., Robbins W.P. Power Electronics. Converters, Application and Design. John Willy & Sons, INC, N.Y. – 1995. – 802 p.
4. Жемеров Г.Г., Ильина Н.А., Ильина О.В., Ковальчук О.И., Сокол Е.И. КПД системы электроснабжения постоянного напряжения и трехфазной симметричной системы синусоидальных напряжений // Технічна електродинаміка. Тем. вип. "Проблеми сучасної електроніки". – Ч.2. – 2010. – С. 107-118.
5. Жемеров Г.Г., Ильина Н.А., Ильина О.В., Ковальчук О.И., Сокол Е.И. КПД трехфазной четырехпроводной системы электроснабжения с асимметричной нагрузкой // Технічна електродинаміка. Тем. вип. "Проблеми сучасної електроніки". – Ч.1. – 2010. – С. 22-31.

Поступила 14.10.2010

Жемеров Георгий Георгиевич, д.т.н., проф.

Ковальчук Ольга Игоревна

Национальный технический университет "Харьковский политехнический институт" кафедра "Промышленная и биомедицинская электроника" 61002, Харьков, ул. Фрунзе 21 тел./факс: (057) 707-63-12 e-mail: zhemerov@online.kharkiv.net, Olha.kov@mail.ru

G.G. Zhemerov, O.I. Kovalchuk

The characteristics of the high-power three-phase full-bridge diode rectifier with the capacitance filter.

The article deals with modes of operation and characteristics of the high-power three-phase full-bridge diode rectifier with the dc-side capacitance filter.

Key words – diode rectifier, efficiency, line frequency, power, intermittent current, uninterrupted current.