

А.А. Шавёлкин, канд. техн. наук

(Украина, Донецк, Донецкий национальный технический университет)

УПРАВЛЯЕМЫЙ ВЫПРЯМИТЕЛЬ С АКТИВНЫМ ФОРМИРОВАНИЕМ ВХОДНОГО ТОКА

В настоящее время широко применяются активные выпрямители на полностью управляемых ключах (IGBT, IGCT) с формированием синусоидального входного тока [1]. Принцип их действия предполагает то, что выпрямленное напряжение $U_d > U_{Лм}$ ($U_{Лм}$ – амплитуда линейного напряжения на входе).

Регулирование напряжения в управляемых выпрямителях (УВ) с фазовым управлением связано с существенной проблемой – несинусоидальным входным током. Усугубляется проблема при работе на емкостную нагрузку.

Задача регулирования выпрямленного напряжения может быть решена при использовании в схеме полностью управляемых ключей и импульсных методов регулирования. При этом схема и алгоритм управления должны решать две задачи: обеспечения регулирования при высоком качестве выходного напряжения и формирование синусоидального входного тока.

Цель работы. Исследование возможностей схемы трехфазного мостового выпрямителя на полностью управляемых ключах и разработка алгоритма, обеспечивающего регулирование напряжения при синусоидальном входном токе.

Изложение материала и результатов работы. Схема УВ (рис.1) обеспечивает одностороннюю проводимость с передачей энергии в цепь нагрузки. Принцип действия аналогичен понижающему импульсному преобразователю.

Для этого в схему введена выходной $L_B C_B$ фильтр с обратным диодом VD на входе. Регулирование U_C достигается изменением коэффициента заполнения импульсов включения ключей. При этом $i_{\phi A1}$ имеет импульсный характер (рис. 6).

Для сглаживания пульсаций входного тока используется $R_\phi L_\phi C_\phi$ – фильтр, причем емкость C_ϕ на входе УВ необходима также для исключения перенапряжений в ключах при разрыве тока сети и сглаживания пульсаций напряжения на входе выпрямителя.

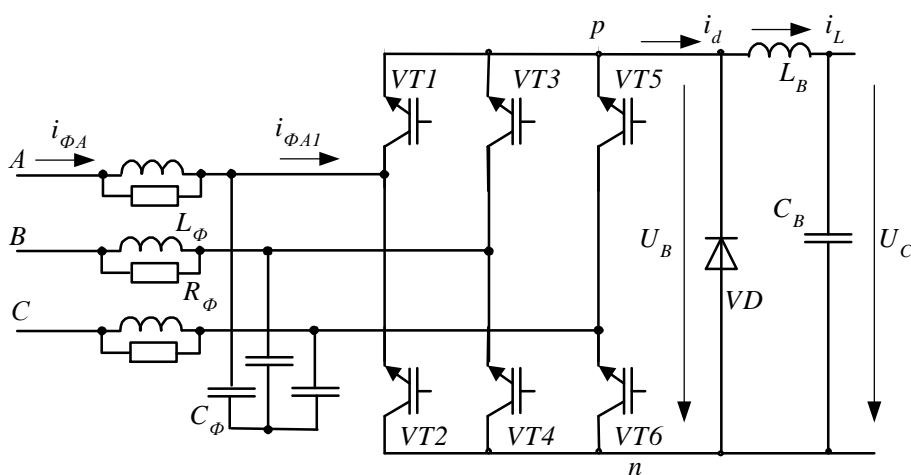


Рис. 1. Схема управляемого выпрямителя

В мостовой схеме выпрямления ток, потребляемый из сети, – несинусоидальный при длительности $2/3$ периода. Зажимы $УВ$ p и n через два ключа (рис.1) присоединяются к двум фазам сети на линейное напряжение u_L – ток протекает в двух фазах. Равномерное распределение тока по фазам сети во времени можно обеспечить при поочередном подключении выходных зажимов к разным фазам при $u_L > 0$. Так, при включении $VT1$ и $VT4$ напряжение $u_B = u_{AB}$ (рис. 2) и ток протекает в фазах A и B , при запираии $VT4$ и отпираии $VT6$ $u_B = u_{AC}$ ток протекает в фазах A и C и т.д. Полагаем, что напряжение U_C и соответственно ток i_L в дросселе L_B идеально сглажены. При этом токи i_d на выходе и $i_{\phi 1}$ на входе $УВ$ за счет периодического переключения ключей выпрямителя будут иметь форму импульсов постоянной амплитуды.

Используя ШИМ можно обеспечить изменение среднего значения тока $i_{\phi 1}$ по синусоидальному закону. Рассмотрим применение векторной ШИМ (SVC), поскольку этот метод обеспечивает минимальное количество переключений ключей схемы.

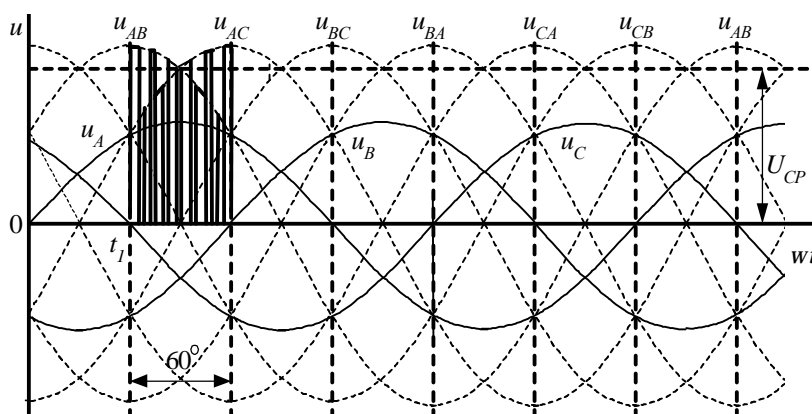


Рис. 2. Временные диаграммы напряжений

Для $\cos\varphi = 1$ пространственные вектора напряжения \underline{U}_S и тока сети \underline{I}_S совпадают по фазе. Разбиваем период (рис. 2) на 6 интервалов в моменты изменения полярности напряжения сети u_ϕ . Интервалы соответствуют максимумам u_ϕ и определяют положение \underline{U}_S и \underline{I}_S в секторе 60° . При этом имеется 6 ненулевых векторов и 1 нулевой, когда $УВ$ от сети отключен. Возможные состояния схемы $УВ$ представлены в табл. 1, где показаны фазы сети, которые соединяются с выводами p и n , u_B , токи в фазах и угол сдвига пространственного вектора тока β . Вектор \underline{I}_S представлен на рис.3,а (нумерация положений \underline{I}_S соответствует табл. 1). При этом для сектора между векторами 1 и 5 (интервал в 60° выделен на рис. 2) первый базовый (ненулевой) вектор задается u_{AB} , второй u_{AC} .

Таблица 1

Состояния схемы выпрямителя

№	p	n	u_B	i_A	i_B	i_C	$\beta, ^\circ$
1	A	B	u_{AB}	i	$-i$	0	-30
2	B	A	u_{BA}	$-i$	i	0	150
3	B	C	u_{BC}	0	i	$-i$	90
4	C	B	u_{CB}	0	$-i$	i	-90
5	A	C	u_{AC}	i	0	$-i$	30
6	C	A	u_{CA}	$-i$	0	i	-150
0			0	0	0	0	0

Относительные (к периоду коммутации T_K) длительности нахождения схемы в состояниях, которые обеспечивают формирование пространственного вектора для сектора в 60° (рис. 3, б):

$$\delta_1 = \mu \sin(60 - \theta); \quad \delta_2 = \mu \sin \theta; \quad \delta_0 = 1 - \delta_1 - \delta_2, \quad (1)$$

где μ – коэффициент модуляции по амплитуде (относительное значение U_C).

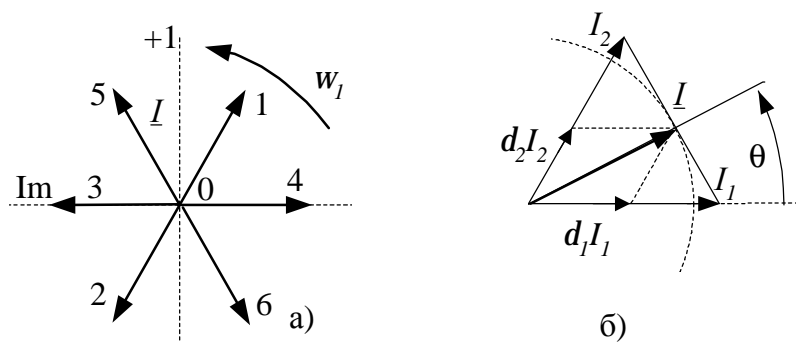


Рис. 3. Формирование пространственного вектора входного тока

Принимаем в качестве начала отсчета времени момент t_1 (рис.2), тогда $u_{AB}=U_{Лm}\cos\theta, u_{AC}=U_{Лm}\cos(\theta-60^\circ)$, ($U_{Лm}$ – амплитуда линейного напряжения $u_{Л}$ сети). Среднее на интервале T_K значение выпрямленного напряжения

$$U_{CP}=u_{AB} \cdot d_1 + u_{AC} \cdot d_2 = \mu U_{Лm} [\cos\theta \cdot \sin(60^\circ - \theta) + \cos(\theta - 60^\circ) \cdot \sin\theta] = \mu U_{Лm} \cdot \sqrt{3}/2. \quad (2)$$

Соотношение (2) запишем в виде $U_{CP} = m(U_{Лm} \cdot \sqrt{3}/2) = mU_{CP1}$.

Алгоритм управления при $\mu=1$ и дискретности формирования вектора 6° (частота $f_k=1/T_K=3000\text{Гц}$) иллюстрирует рис. 4. Расчетные соотношения для сектора $\theta=0^\circ-30^\circ$ (для $\theta=30^\circ-60^\circ$ значения те же) приведены в табл. 2. Для перехода от δ_i к временным интервалам t_i использовано модулирующее напряжение u_{TP} треугольной формы единичной амплитуды с частотой $f_k/2$, которое сравнивается по уровню с напряжениями, соответствующими δ_1 и $(\delta_1+\delta_2)$. Импульсы, соответствующие t_1 и t_2 , подаются на пару ключей соединяющих выход выпрямителя с фазами сети A и B , A и C . При этом ключ в фазе A включен в течение времени, которое соответствует сектору 1-5 ($T/6$), а переключаются ключи в фазах B и C .

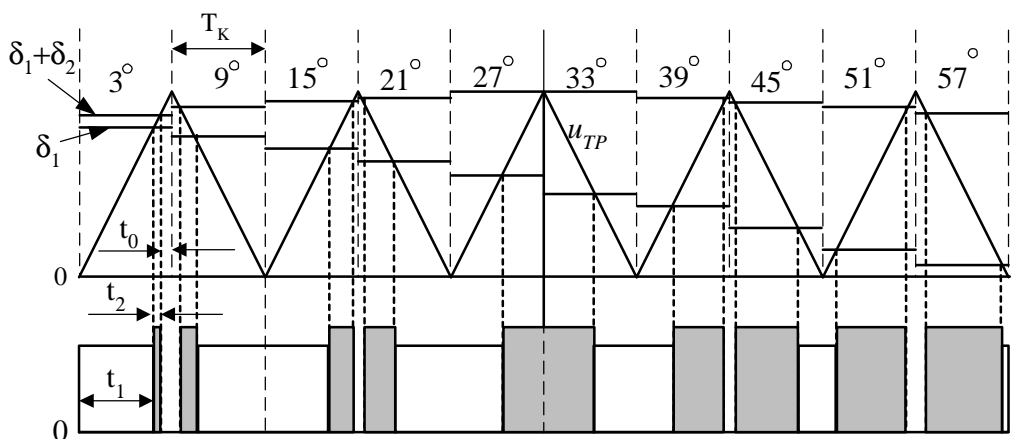


Рис. 4. Принцип реализации векторной ШИМ

Основные соотношения для сектора 30°

θ , град	0	3	6	9	12	15	18	21	24	27	30
$60 - \theta$	60	57	54	51	48	45	42	39	36	33	30
δ_1	0,866	0,839	0,809	0,777	0,743	0,707	0,67	0,629	0,406	0,545	0,5
δ_2	0	0,052	0,105	0,156	0,208	0,259	0,309	0,358	0,588	0,454	0,5
γ	0,866	0,891	0,914	0,933	0,951	0,966	0,979	0,987	0,994	0,999	1
$1-\gamma$	0,133	0,109	0,086	0,066	0,049	0,033	0,021	0,013	0,006	0,001	0

Напряжение u_B (рис.6) имеет форму импульсов с частотой $f_M=f_K/2$, длительность которых определяется суммой (t_1+t_2) для соседних интервалов, соответствующих положению вектора 9° и 15° , 21° и 27° , 33° и 39° , 45° и 51° , 57° и 63° (рис. 4). Среднее значение выпрямленного напряжения на интервале T_K – постоянное (2), меняется длительность импульса. Полагаем, что емкость C_B

достаточно велика и U_C идеально сглаженное, $U_H = U_C = m \frac{\sqrt{3}}{2} U_{Лм} = m U_{CP1}$.

Тогда можно считать, что ток i_L пульсирует, изменяясь при этом по линейному закону. Полагаем, что импульс напряжения на выходе УВ при коэффициенте заполнения $mg = m \frac{t_1 + t_2}{T_K} = m(d_1 + d_2)$ имеет постоянную амплитуду в пределах

T_K , значение которой при постоянном U_C составит $U_B = \frac{U_C}{mg} = \frac{m U_{CP1}}{mg} = \frac{U_{CP1}}{g}$.

Длительность импульса $t_i = \Delta t = \mu \gamma T_K$. В середине сектора при $\theta \rightarrow 30^\circ$ и $\gamma=1$ напряжение $U_B = U_{CP1}$. Амплитуда пульсаций тока относительно I_{LCP}

$$\Delta I_L = \frac{(U_B - U_C) \Delta t}{L_B} = \frac{U_{CP1} (1 - mg) m}{L_B f_K}. \quad (3)$$

Амплитуда пульсаций i_L в пределах сектора изменяется в соответствии со значением γ – минимальна в середине сектора $\theta=30^\circ$ и возрастает по краям (рис.5, а). При $\mu=1$ значение ΔI_L пропорционально $(1-\gamma)$ (табл. 2), максимальное значение $\Delta I_{LMAX} = A = 0.133 (U_{CP1} / L_B f_K)$ соответствует $\theta=0^\circ$ и $\theta=60^\circ$. При этом получаем модулированные по амплитуде колебания $Di(t) = F(t) \sin w_M t$, где $F(t)$ – периодическая несинусоидальная функция с частотой, кратной частоте напряжения сети, которая с некоторым приближением может быть представлена как $F(t) = A - |A \sin 3\omega t|$. Используя стандартное разложение в ряд Фурье для $|A \sin 3\omega t|$, получаем

$$F(t) = A \left(1 - \frac{2}{p} - \frac{4}{p^3} \cos 2(3wt) + \frac{4}{p^3 \cdot 5} \cos 4(3wt) - \frac{4}{p^5 \cdot 7} \cos 6(3wt) + \dots \right).$$

Если пренебречь высшими гармониками, то

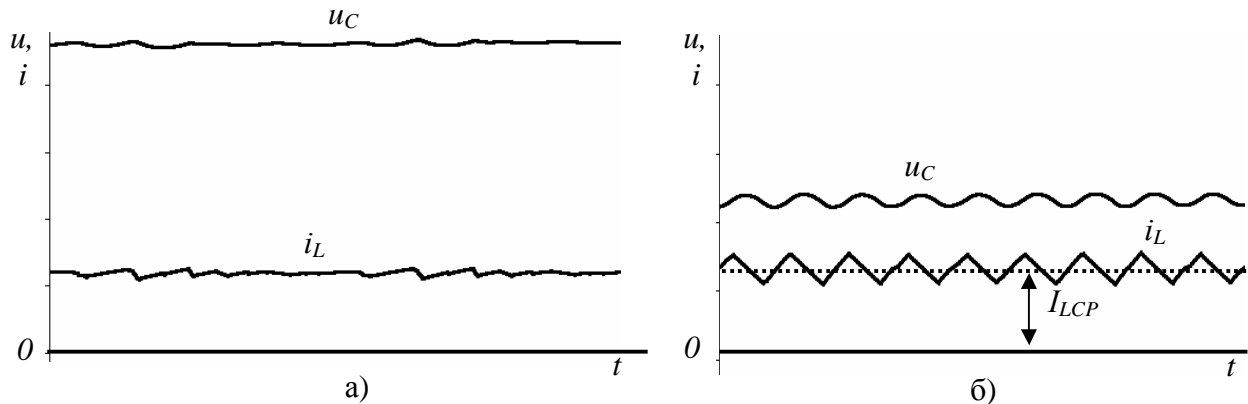


Рис.5. Диаграммы работы выходного фильтра выпрямителя

$$\begin{aligned} \Delta i(t) &= A\left(\frac{p-2}{p} - \frac{4}{3p} \cos 6\omega t\right) \sin w_M t = \\ &= A(0.363 \sin w_M t - 0.212 \sin(w_M + 6\omega)t - 0.212 \sin(w_M - 6\omega)t) \end{aligned} \quad (4)$$

Таким образом, пульсации i_L обусловлены действием гармоники с частотой модуляции (при амплитуде ее $0.048(U_{CP1}/L_B f_K)$) и близких по частоте боковых гармоник $(\omega_M + 6\omega)$ и $(\omega_M - 6\omega)$. При этом в разложении отсутствуют низкочастотные составляющие.

Вместе с тем, анализ (3) показывает, что максимальная амплитуда пульсаций имеет место при $\mu=0.5$. Так, для $\theta=0^\circ$ значение $\mu(1-\mu\gamma)=0.283$, а для $\theta=30^\circ$ значение $\mu(1-\mu\gamma)=0.25$. Относительное изменение амплитуды пульсаций при этом составляет те же 13.3%, что и при $\mu=1$, абсолютное изменение амплитуды пульсаций $A^1=0.033(U_{CP1}/L_B f_K)$ и с учетом (4) его влияние на гармонический состав при расчете параметров схемы (f_K, L_B) можно не учитывать. Это подтверждает и диаграмма тока на рис.5, б.

Расчет производится при $\mu=0.5$ в соответствии с (3) исходя из допустимого значения ΔI_L (например, 10% от среднего значения I_{LCP}). Переменные составляющие тока замыкаются через конденсатор C_B , обуславливая колебания выходного напряжения u_{II} , величина которых определяется коэффициентом пульсаций напряжения, $K_{ПН}=U_{Пм}/U_{CP}$. Принимаем, что переменная составляющая тока конденсатора $i_C(t) = \Delta I_L \sin w_M t$.

Соответствующие пульсации u_C относительно среднего значения U_{CP}

$$u_{II} = \frac{1}{C} \int i_C(t) dt = -\frac{\Delta I_L}{C w_M} \cos w_M t = U_{Пм} \cos w_M t. \quad (5)$$

Емкость конденсатора C_B при этом:

$$C = \frac{DI_L}{w_M 05U_{CP1} K_{ПН}}. \quad (6)$$

Диаграммы $i_{\Phi A1}$ и u_B показаны на рис. 6. Ток $i_{\Phi A1}$ имеет форму импульсов постоянной амплитуды, формируемых методом однополярной ШИМ из постоянного тока i_L . При этом $i_{\Phi A1}$ имеет такой же гармонический состав как напряжение инвертора напряжения [1] и содержит основную гармонику с частотой сети (50Гц) и высшие гармоники с частотами кратными, f_M . Амплитуда основной гармоники зависит от сопротивления нагрузки R_H на выходе УВ и μ :

$$I_{m\Phi(1)} = mI_{LCP} = m \frac{mU_{CP1}}{R_H}.$$

Гармоника с частотой f_M определяется I_{LCP} и ее амплитуда I_m составляет порядка $I_{LCP}/3$ [1]. Максимальное значение I_m имеет место при $\mu=1$. Замыкается эта гармоника через конденсатор фильтра C_Φ и обуславливает соответствующие пульсации напряжения на нем – в фазном напряжении на входе выпрямителя (рис. 7). По аналогии с (5) и (6) получаем: $C_\Phi = \frac{I_m}{w_M \sqrt{2} U_\Phi K_{ПН}}$.

Искажения формы u_Φ обуславливают дополнительные пульсации тока i_L и u_B , по возможности их следует сводить к минимуму. Значение L_Φ выбирается из условия, чтобы резонансная частота f_P (частота среза) $L_\Phi C_\Phi$ – фильтра была меньше f_M . Амплитудно-частотная характеристика имеет «подъем» в области f_P , поэтому для снижения добротности фильтра введен резистор R_Φ (рис. 1).

На рис.7 показаны диаграммы i_Φ и u_Φ . Частота $f_M=1500$ Гц ($f_R=3000$ Гц при дискретности перемещения вектора 6°), параметры фильтра на входе: $L_\Phi=0.5$ мГн, $R_\Phi=6$ Ом, $C_\Phi=100$ мкФ. Ток i_Φ опережает u_Φ , что обусловлено присутствием C_Φ на входе и соответствующей емкостной составляющей тока, которая не зависит от нагрузки. Исходя из баланса активных мощностей, при $\cos\varphi=1$ найдем соотношение между входным и выходным токами выпрямителя:

$$P_1 = \sqrt{3} I_{1Л} U_{Л} = \frac{\sqrt{3}}{\sqrt{2}} I_{1Л} U_{Лm} = P_d = (m \frac{\sqrt{3}}{2} U_{Лm}) I_H,$$

где $I_{1Л}$ – линейный ток, потребляемый из сети. Отсюда $I_{1Л} = m \frac{I_H}{\sqrt{2}}$.

Транзисторы схемы проводят ток половину периода напряжения сети, среднее значение тока транзистора и диода $I_{VTCР} = m \frac{I_H}{p\sqrt{2}}$, $I_{VDСР}=I_H(1-\mu)$ при амплитуде $I_{VTm}=I_H$.

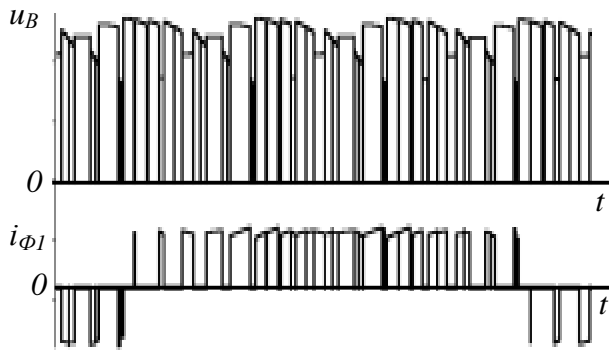


Рис. 6. Выходное напряжение и входной ток выпрямителя

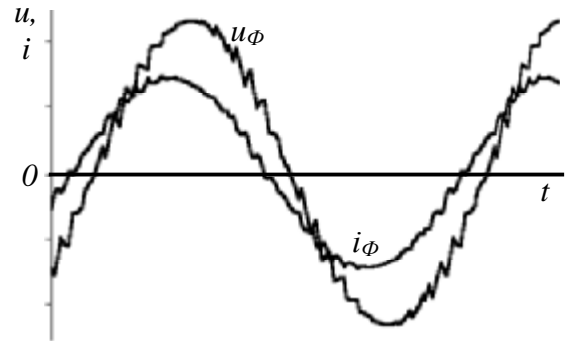


Рис. 7. Диаграммы напряжения u_{Φ} и тока i_{Φ}

Выводы. Возможности регулирования напряжения УВ из условия обеспечения синусоидального входного тока ограничены значением $0.866U_{Лт}$. Поэтому применение схемы предполагает использование соответствующего согласующего трансформатора

1. Костенко В.І., Шавьолкін О.О. Перетворювальна техніка.: Навч. посібник. – Донецьк: ДонНТУ, 2006. – 232с.