

УДК 621.314

**А.А. Шавелкин, канд. техн. наук.**

(Украина, Донецк, Донецкий национальный технический университет)

## **ПОТЕРИ ЭНЕРГИИ В МНОГОУРОВНЕВЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯХ ЧАСТОТЫ ПРИ РАЗНЫХ ТОПОЛОГИЯХ СХЕМ**

КПД полупроводниковых преобразователей высокий – 95-97%. Но при мощностях многоуровневых преобразователей частоты (МПЧ) 1МВт и выше потери энергии составляют десятки кВт. Основная их доля приходится на инверторный блок. Можно выделить две базовые топологии МПЧ [1]: каскадные и многоуровневые инверторы. Каскадные (КМПЧ) имеют лучшие показатели, но более сложную схему инверторного блока из  $3n$  однофазных автономных инверторов напряжения (АИН) при  $9n$  ( $n$  – количество уровней напряжения фазы МПЧ) изолированных источников постоянного тока (ИПТ). Достоинство многоуровневых инверторов при  $n = 1$  – общий ИПТ, но при увеличении  $n$  требуются дополнительные ИПТ, схема инверторного блока усложняется за счет фиксирующих диодов. В настоящее время как перспективные рассматриваются решения с использованием принципа несимметрии для каскадных МПЧ [2], а также несимметричные гибридные МПЧ [3] на базе трехуровневого инвертора напряжения (ТАИН) с каскадным включением в фазах однофазных инверторов напряжения. При этом достигается наименьшее количество ключей на уровень выходного напряжения. Несимметрия напряжений ИПТ предполагает переход на высоковольтные ключи (IGBT, IGCT), имеющие большие потери проводимости и переключения. Поэтому для оценки эффективности схемных решений необходимо оценить потери энергии в схеме, улучшение каких-либо показателей не должно приводить к снижению КПД. Известна работа [4] по сравнению базовых схем МПЧ при 4.16кВ, в том числе и потерь в инверторном блоке. При этом сравнение ориентировано на оценку возможных значений полной мощности при одинаковых ключевых элементах. Кроме того, отсутствуют расчетные соотношения, приводятся только результаты. Отсутствуют методики расчета загрузки элементов схемы для несимметричных и гибридных МПЧ.

**Цель работы:** исследование и сопоставление потерь энергии в МПЧ при разных топологиях схем. При этом необходимо решить следующие задачи:

- выполнить анализ процессов в различных схемах МПЧ и получить расчетные соотношения для оценки загрузки ключей по току;
- выполнить расчеты и сопоставить потери энергии для различных схем МПЧ.

**Основные результаты работы.** Рассмотрим варианты МПЧ при одинаковой мощности ( $S_{НОМ}=2.2\text{МВт}$ ) и нагрузке ( $P_H=1784\text{кВт}$ ) с  $I_{ЛН}=212\text{А}$  (амплитуда  $I_{Hm}=300\text{А}$ ),  $\cos\varphi=0.9$ ,  $\eta=0.9$ , при  $U_{Л}=6000\text{В}$ .

Варианты схем приведены на рис.1: а - каскадный МПЧ с  $n$  АИН на фазу, каждый инвертор имеет изолированный ИПТ (В); б и в – фазы гибридного МПЧ на базе ТАИН и пятиуровневого АИН.

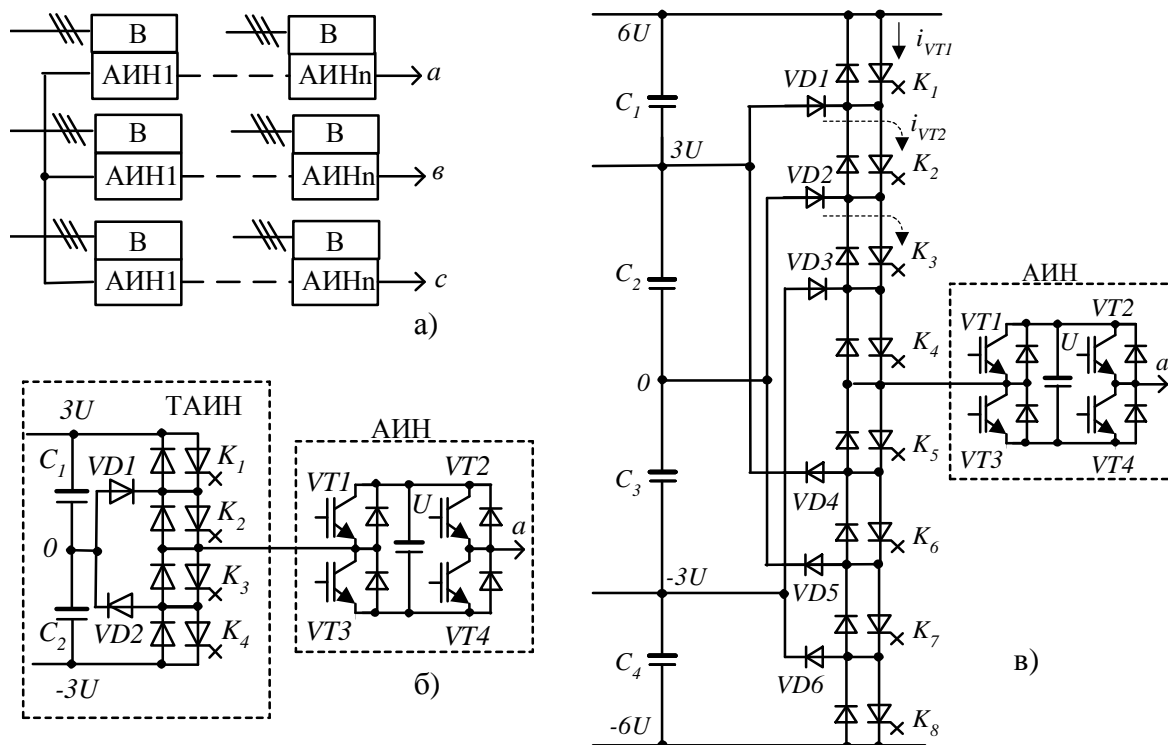


Рис.1. Схемы МПЧ

Рассмотрим вариант КМПЧ (типа "ТМ Drive") при 6 АИН на фазу и использовании однополярной синусоидальной многоуровневой ШИМ со сдвигом модулирующих напряжений по фазе. Работа всех АИН при этом идентична. Частота модуляции 600 Гц при эквивалентной частоте пульсаций результирующего выходного напряжения 3600 Гц. Для сравнения рассмотрим равноценный по количеству уровней выходного напряжения вариант несимметричного КМПЧ (НКМПЧ) с 3 АИН на фазу при соотношении напряжений 3:2:1 [2].

При равной мощности потери в звене постоянного тока одинаковы, будем учитывать только инверторный блок МПЧ. Для оценки потерь необходимо выполнить расчет загрузки ключей по току. При однополярной синусоидальной ШИМ среднее и действующее значения токов транзистора и диода в схеме однофазного АИН [1]

$$I_{VTCP} = \frac{I_{Hm}}{2p} \left(1 + \frac{mp}{4} \cos j\right) = 0.272 I_{Hm}, \quad I_{VDCP} = \frac{I_{Hm}}{2p} \left(1 - \frac{mp}{4} \cos j\right) = 0.047 I_{Hm},$$

$$I_{VT} = \frac{I_{Hm}}{\sqrt{2}} \sqrt{\left(\frac{1}{4} + \frac{2m}{3p} \cos j\right)} = 0.47 I_{Hm}, \quad I_{VD} = \frac{I_{Hm}}{\sqrt{2}} \sqrt{\left(\frac{1}{4} - \frac{2m}{3p} \cos j\right)} = 0.172 I_{Hm}.$$

Амплитуда первой гармоники выходного фазного напряжения при синусоидальной ШИМ  $U_{\Phi m(1)} = (U_{\text{л}}/\sqrt{3})\sqrt{2} = 6U$ . Отсюда напряжение постоянного тока на входе АИН  $U = 816\text{В}$ . Выбираем IGBT типа SKM400GB176D (1700В).

Потери проводимости при аппроксимации выходных характеристик ключей (ломаной кривой  $U = U_{TO} + IR_{CE}$ ) определим как

$$P_{COND} = U_{TO} I_{CP} + I^2 R_{CE}, \quad (1)$$

где  $U_{TO}$  – пороговое напряжение,  $I_{CP}$ ,  $I$  – среднее и действующее значения прямого тока ключа.

Потери переключения транзистора IGBT, диода и тиристора

$$P_{SW} = f \cdot E_{tot} \cdot \left(\frac{I_{CP}}{I_{CT}}\right)^{K_I} \left(\frac{U}{U_{CT}}\right)^{K_V}, \quad (2)$$

где  $I_{CT}$ ,  $U_{CT}$  – стандартные значения тока и напряжения, при которых заданы значения энергии потерь;  $K_I$ ,  $K_V$  – коэффициенты аппроксимации, определяющие зависимость потерь энергии от фактических значений тока и напряжения (для IGBT  $K_I=1$ ,  $K_V=1.4$ , для тиристора и диода  $K_I=K_V=0.6$ ).

НКМПЧ с 3 АИН на фазу при соотношении напряжений 1:2:3. Используется квантование по уровню с отработкой ошибки квантования методом ШИМ АИН1 [2] с минимальным напряжением  $U=1$  (относительные единицы). Принцип формирования иллюстрирует рис.2. Уровни квантования 1, 3, 4: АИН2 включается при достижении напряжением задания  $u_{3AD}$  значений 1 и 4, АИН3 при 3. Напряжения АИН2 и АИН3 суммируясь образуют фигуру ступенчатой формы  $u_{CT}$ , разность между  $u_{3AD}$  и  $u_{CT}$  – ошибка квантования  $u_I$ .

Для сохранения качества в сравнении с рассмотренным выше вариантом КМПЧ частота модуляции АИН1 должна быть равна 3600Гц. Ток в ключах имеет импульсный характер. При этом положительная полуволна  $i_\Phi$  ( $i_H$ ) формируется в первом плече моста транзистором VT1 и диодом VD2 (во втором плече моста VT4 и VD3). Заменяем импульсный ток транзистора непрерывной функцией [1], значение которой на периоде модуляции определяется относительной продолжительностью включения транзистора  $i_{VT} = \gamma i_H$  ( $g = 0.5(1 + g_{\Pi i})$ ) – коэффициент заполнения импульсов,  $\gamma_{\Pi i}$  – функция, определяющая закон изменения напряжения  $u_I$  на соответствующем интервале времени – табл.1). Тогда

$$I_{VTICP} = \frac{1}{2p} \int_j^{p+j} 0.5(1 + g_{\Pi i}) I_{Hm} \sin(q - j) dq = \frac{I_{Hm}}{2p} \left[ 1 + 0.5 \int_j^{p+j} g_{\Pi i} \sin(q - j) dq \right]. \quad (3)$$

Рассмотрим случай, когда  $A=6$  (относительные единицы). Среднее значение тока в соответствии с (3) и табл.1

К расчету токов несимметричного КМПЧ

№	$\gamma_{\Pi i}$	$\theta_{НАЧ}$	$\theta_{КОН}$	№	$\gamma_{\Pi i}$	$\theta_{НАЧ}$	$\theta_{КОН}$
1	$A \sin q$	0	$q_2 = \sin^{-1}[1/A]$	10	$A \sin q - 2$	$\pi - \theta_3$	$\pi - \theta_2$
2	$A \sin q - 2$	$\theta_2$	$q_3 = \sin^{-1}[2/A]$	11	$A \sin q$	$\pi - \theta_2$	$\pi$
3	$A \sin q - 2$	$\theta_3$	$q_4 = \sin^{-1}[3/A]$	12	$A \sin q$	$\pi$	$\pi + \theta_2$
4	$A \sin q - 3$	$\theta_4$	$q_5 = \sin^{-1}[4/A]$	13	$A \sin q + 2$	$\pi + \theta_2$	$\pi + \theta_3$
5	$A \sin q - 5$	$\theta_5$	$q_6 = \sin^{-1}[5/A]$	14	$A \sin q + 2$	$\pi + \theta_3$	$\pi + \theta_4$
6	$A \sin q - 5$	$\theta_6$	$\pi - \theta_6$	15	$A \sin q + 3$	$\pi + \theta_4$	$\pi + \theta_5$
7	$A \sin q - 5$	$\pi - \theta_6$	$\pi - \theta_5$	16	$A \sin q + 5$	$\pi + \theta_5$	$\pi + \theta_6$
8	$A \sin q - 3$	$\pi - \theta_5$	$\pi - \theta_4$	17	$A \sin q + 5$	$\pi + \theta_6$	$3\pi/2$
9	$A \sin q - 2$	$\pi - \theta_4$	$\pi - \theta_3$				

$$I_{VT1CP} = \frac{I_{Hm}}{2p} \left[ 1 + 0.5 \left( \int_j^{q_4} (A \sin q - 2) \sin(q - j) dq + \dots + \int_{p+q_3}^{p+j} (A \sin q + 2) \sin(q - j) dq \right) \right].$$

В результате расчета получаем:  $I_{VT1CP} = 0.214 I_{Hm}$ . Среднее значение полу-волны выходного тока  $I_{HCP} = \frac{I_{Hm}}{p}$ . С учетом этого для обратного диода

$$I_{VD2CP} = \frac{I_{Hm}}{p} - I_{VT1CP} = 0.104 I_{Hm}.$$

Действующее значение тока  $VTI$

$$I_{VTI} = \sqrt{\frac{1}{2p} \int_j^{p+j} 0.25 (1 + g_{\Pi i})^2 I_{Hm}^2 \sin^2(q - j) dq}.$$

С учетом табл.1

$$I_{VTI} = \sqrt{\frac{I_{Hm}^2}{8p} \left[ \int_j^{q_4} (1 + A \sin q - 2)^2 \sin^2(q - j) dq + \dots + \int_{p+q_3}^{p+j} (1 + A \sin q + 2)^2 \sin^2(q - j) dq \right]}.$$

В результате расчета получаем:  $I_{VTI} = 0.385 I_{Hm}$ .

Полуволна тока нагрузки складывается из токов транзистора и диода, которые взаимно дополняют друг друга. Действующее значение тока диода

$$I_{VD2} = \sqrt{(I_H^I)^2 - (I_{VT1})^2} = \sqrt{\left(\frac{I_{Hm}}{2}\right)^2 - (I_{VT1})^2} = 0.32 I_{Hm}.$$

АИН2 работает в режиме переключения, при этом имеем 3 импульса (рис.2) в полуволне напряжения фазы МПЧ. Для однополярной модуляции напряжения количество коммутаций ключей меньше ( $K1_2$  и  $K3_2$  на рис.2). В зависимости от  $\cos\varphi$  количество переключений тиристора – одно за период, диодов - два. При этом несимметричной будет и нагрузка ключей (для иллюстрации этого на рис.2 показаны кривые тока  $i_H$  и  $-i_H$ ) – ключи плеч моста, формирующие относительно выводов плеч положительную и отрицательную полуволны тока нагружены по-разному. Среднее значение тока  $VT1$  ( $VT3$ )

$$I_{VT1CP} = \frac{I}{2p} \int_j^{p-q_2} I_{Hm} \sin(q-j) dq = \frac{I_{Hm}}{2p} (1 + \cos(j + q_2)) = 0.289 I_{Hm}.$$

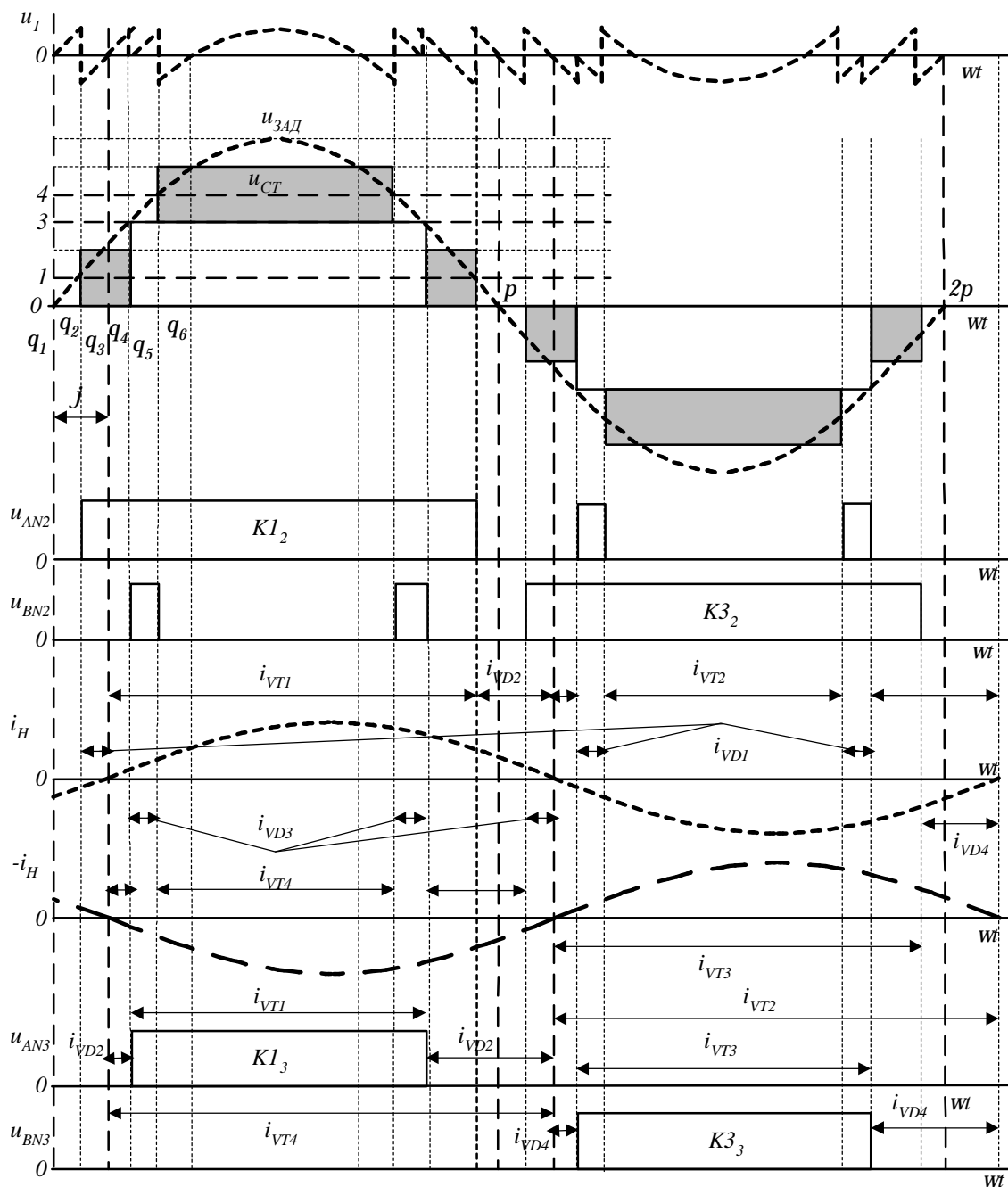


Рис.2. К расчету загрузки ключей несимметричного МПЧ

Среднее значение тока диода VD2 (VD4)  $I_{VD2CP} = \frac{I_{Hm}}{p} - I_{VT1CP} = 0.0293I_{Hm}$ .

Действующие значения токов VT1 и тока диода VD2:

$$I_{VT1} = \frac{I_{Hm}}{2} \sqrt{\frac{\cos(j + q_2)\sin(j + q_2) + p - q_2 - j}{p}} = 0.488I_{Hm};$$

$$I_{VD2} = \sqrt{(I_H^1)^2 - (I_{VT1})^2} = \sqrt{\left(\frac{I_{Hm}}{2}\right)^2 - (I_{VT1})^2} = 0.11I_{Hm}.$$

Средние значения токов VT4 (VT2) и обратного диода VD3 (VD1):

$$I_{VT4CP} = \frac{I_{Hm}}{2p} \left[ \int_j^{q_4} \sin(q - j) dq + \int_{q_5}^{p-q_5} \sin(q - j) dq + \int_{p-q_4}^{p+q_2} \sin(q - j) dq \right] = 0.277I_{Hm};$$

$$I_{VD3CP} = \frac{I_{Hm}}{p} - I_{VT4CP} = 0.041I_{Hm}.$$

Действующие значения токов тиристора VT4 и обратного диода VD3:

$$I_{VT4} = \sqrt{\frac{I_{Hm}^2}{2p} \left[ \int_j^{q_4} \sin^2(q - j) dq + \int_{q_5}^{p-q_5} \sin^2(q - j) dq + \int_{p-q_4}^{p+q_2} \sin^2(q - j) dq \right]} = 0.471 I_{Hm};$$

$$I_{VD3} = \sqrt{(I_H^1)^2 - (I_{VT4})^2} = \sqrt{\left(\frac{I_{Hm}}{2}\right)^2 - (I_{VT4})^2} = 0.167I_{Hm}.$$

АИНЗ также работает в режиме переключения, при этом (рис.2) имеем 1 импульс в полуволне напряжения фазы МПЧ. Загрузка ключей по току различна: VT1 и VT3 проводят ток в соответствии с коммутационными функциями, а VT2 и VT4 – в течение соответствующей полуволны тока.

При этом среднее и действующее значение тока транзисторов VT2 и VT4:  $I_{VTCP} = 0.318I_{Hm}$ ;  $I_{VT} = 0.5I_{Hm}$ . Среднее значение тока транзисторов VT1 и VT3

$$I_{VT1CP} = \frac{1}{2p} \int_{q_4}^{p-q_4} I_{Hm} \sin(q - j) dq = \frac{I_{Hm}}{2p} (\cos(j - q_4) + \cos(j + q_4)) = 0.248I_{Hm}.$$

Среднее значение тока обратного диода  $I_{VD2CP} = \frac{I_{Hm}}{p} - I_{VT1CP} = 0.07I_{Hm}$ .

Действующее значение тока транзистора VT1 и диода:

$$I_{VT1} = \frac{I_{Hm}}{2} \sqrt{\frac{\cos(j - q_4)\sin(j - q_4) + \cos(j + q_4)\sin(j + q_4) + p - 2q_4}{p}} = 0.458I_{Hm};$$

$$I_{VD2} = \sqrt{(I_H^1)^2 - (I_{VT1})^2} = \sqrt{\left(\frac{I_{Hm}}{2}\right)^2 - (I_{VT1})^2} = 0.201I_{Hm}.$$

Для АИН1, который работает в режиме ШИМ ( $f=3600\text{Гц}$ ), используем IGBT типа SKM400GA173D. Для АИН2 и АИН3, которые работают при минимуме переключений при напряжениях  $2U=2\cdot 816=1636\text{В}$  и  $3U=3\cdot 816=2448\text{В}$  можно использовать RC IGCT со встроенным диодом типа 5SHX08F4510.

ТАИН при напряжении 6кВ. При синусоидальной ШИМ напряжение в звене постоянного тока  $U=(U_{\text{л}}/\sqrt{3})\sqrt{2}=4898\text{В}$ . Это предполагает последовательное соединение IGCT на напряжение 4.5кВ (6кВ), тогда напряжение ключа 2449В. В соответствии с методикой [1] для расчета средних значений токов в ключах инвертора получены соотношения для расчета действующих значений (при  $\mu=1$ ). Среднее и действующее значения токов тиристора  $K1$  и диода:

$$I_{VTK1CP} = \frac{mI_{Hm}}{4p} [(p-j)\cos j + \sin j] = 0.227I_{Hm};$$

$$I_{VTK1} = \frac{mI_{Hm}}{2} \sqrt{\frac{1}{2p} [(p-j)(\cos^2 j + 0.5) + 0.75\sin 2j]} = 0.405I_{Hm};$$

$$I_{VDK1CP} = \frac{mI_{Hm}}{4p} [j\cos j - \sin j] = 0.0024I_{Hm};$$

$$I_{VDK1} = \frac{mI_{Hm}}{2} \sqrt{\frac{1}{2p} (j\cos^2 j - 0.75\sin 2j + 0.5j)} = 0.0106I_{Hm}.$$

Нагрузка диодов  $K1$  и  $K2$  одинаковая, т.е.  $I_{VDK1CP}=I_{VDK2CP}$ .

Среднее и действующее значение тока ключа  $K2$ :

$$I_{VTK2CP} = \frac{I_{Hm}}{p} - I_{VDKCP} = 0.3156I_{Hm};$$

$$I_{VTK2} = I_{Hm} \sqrt{\frac{1}{2p} \left[ \frac{p}{2} - \frac{m}{4} + \frac{1}{3}m\cos j - \frac{1}{12}m\cos 2j + \frac{m^2}{4}j\cos^2 j + \frac{m^2}{8}j - \frac{3m^2}{16}\sin 2j \right]} = 0.499I_{Hm}.$$

Среднее и действующее значение тока фиксирующего диода  $VD1$ :

$$I_{VD1CP} = I_{VTK2CP} - I_{VTK1CP} = 0.0886I_{Hm};$$

$$I_{VD1} = I_{Hm} \sqrt{\frac{1}{2p} \left[ \left( \frac{1}{2} + \frac{m^2}{4}(\cos^2 j + 0.5) \right) p - \frac{8m}{3}\cos j \right]} = 0.178I_{Hm}.$$

Следует отметить, что все ключи, за исключением  $VTK2$ , работают в режиме ШИМ с частотой модуляции. Тиристор  $VTK1$  переключается с частотой ШИМ на интервале  $(0, \pi-\varphi)$ . Тиристор  $VTK2$  переключается с частотой ШИМ

только на интервале  $(\pi - \varphi, \pi)$ , это касается и диодов  $VD1K$  и  $VD2K$ . Соответствующие средние значения:

$$\text{для интервала } (0, \pi - \varphi) \quad I_{HCP1} = \frac{mI_{Hm}}{p} \frac{1 + \cos j}{2} = 0.302I_{Hm};$$

$$\text{для интервала } (\pi - \varphi, \pi) \quad I_{HCP2} = \frac{mI_{Hm}}{p} - I_{HCP1} = 0.016I_{Hm}.$$

В качестве ключей используем RC IGCT типа 5SHX08F4510 ( $I_{TGQM}=630A$ ), фиксирующий диод  $VD1$  типа 5SDF03D4502 ( $I_{FAVM}=255A$ ).

МПЧ на базе ТАИН выпускается на выходное напряжение 4.16кВ. Для двигателя на бкВ это предполагает использование схемы "треугольник", соответственно, ток МПЧ повышается в  $\sqrt{3}$ . Линейное напряжение  $U_{Л}=6/\sqrt{3}=3464В$ . Напряжение в звене постоянного тока при использовании предварительной модуляции третьей гармоникой или векторной ШИМ [1]  $U=U_{Л}/\sqrt{2}=2450В$ . Амплитуда тока нагрузки  $I_m=519.6A$ . При этом используем тиристор RC IGCT типа 5SHX14H4510 ( $I_{TGQM}=1100A$ ), фиксирующий диод типа 5SDF05F4502 ( $I_{FAVM}=570A$ ).

Расчет гибридного МПЧ на базе ТАИН производим для максимальной амплитуды  $A=3.5$  (рис.3). Однофазный АИН формирует напряжение в режиме однополярной ШИМ. Если использовать IGBT на 1700В, то следует рассматривать вариант на пониженное выходное напряжение. При двукратном запасе по напряжению  $U=850В$  амплитуда фазного напряжения  $3.5U=2975В$  и выходное линейное напряжение 3644В. При схеме соединения АД "треугольник" линейное напряжение  $U_{Л}=6000/\sqrt{3}=3464В$ . Соответственно значение  $U=3464\sqrt{2}/3.5\sqrt{3}=808В$ , для ТАИН напряжение  $3U=2424В$ .

Рассмотрим использование: в ТАИН тиристоров RC IGCT типа 5SHX14H4510 (4.5кВ,  $I_{TGQM}=1100A$ ), диодов 5SDF03D4502 (4.5кВ,  $I_{FAVM}=570A$ ), в АИН IGBT типа SKM800GA176D ( $U_{CE}=1.7кВ$ ,  $I_{C25\varphi75^\circ}=830(590)A$ ).

ТАИН работает в режиме ШИМ только на интервале  $(\theta_1, \theta_2)$ , причем синхронно с АИН и фактически является ведущим: на интервалах, когда его выходное напряжение  $U_3=3$  напряжение АИН равно  $u_1=-1$ , и когда  $U_3=0$  то  $u_1=1$ . При этом модулирующие напряжения для ТАИН сдвинуты по уровню ( $u_{TP2}$  и  $u_{TP3}$  на рис. 3) и среднее значение  $u_{3CP}(t)=3(A\sin\theta-1)$  (на рис. 3 показан закон изменения напряжения  $u_3$ ). АИН обрабатывает разницу напряжений  $u_1=u_{3AD}-u_3$ . Напряжение  $u_1$  определяет закон изменения коэффициента заполнения импульсов  $\gamma(t)$ . Для модуляции используется двухполярное напряжение ( $u_{TP1}$  на рис. 3). При однополярной модуляции для одного плеча моста (ключи 1 и 3)  $\gamma(t)=0.5+0.5u_1$ , для другого плеча (ключи 2 и 4), который формирует напряжение отрицательной полярности (на рис. 3 показано пунктиром)  $\gamma^1(t)=0.5-0.5u_1$ . В соответствии с этим для интервалов, показанных на рис. 3 получаем:

$$\begin{aligned} (\theta_2, \theta_3) \quad \gamma_3 &= 0.5 + 0.5(A\sin\theta - 3) = 0.5A\sin\theta - 1, \quad \gamma^1_3 = 0.5 + 0.5(3 - A\sin\theta) = 2 - 0.5A\sin\theta; \\ (\theta_3, \pi - \theta_3) \quad \gamma_4 &= \gamma_3 = 0.5A\sin\theta - 1; \quad (\pi - \theta_3, \pi - \theta_2) \quad \gamma_5 = \gamma_3 = 0.5A\sin\theta - 1; \quad (\pi - \theta_2, \pi - \theta_1) \\ \gamma_6 &= \gamma^1_2; \quad (\pi - \theta_1, \pi) \quad \gamma_1 = 0.5 + 0.5A\sin\theta; \quad (\pi, \pi + \theta_1) \quad \gamma_1 = 0.5 + 0.5A\sin\theta, \\ \gamma^1_1 &= 0.5 - 0.5A\sin\theta; \quad (\pi + \theta_1, \pi + \varphi) \quad \gamma^1_2. \end{aligned}$$



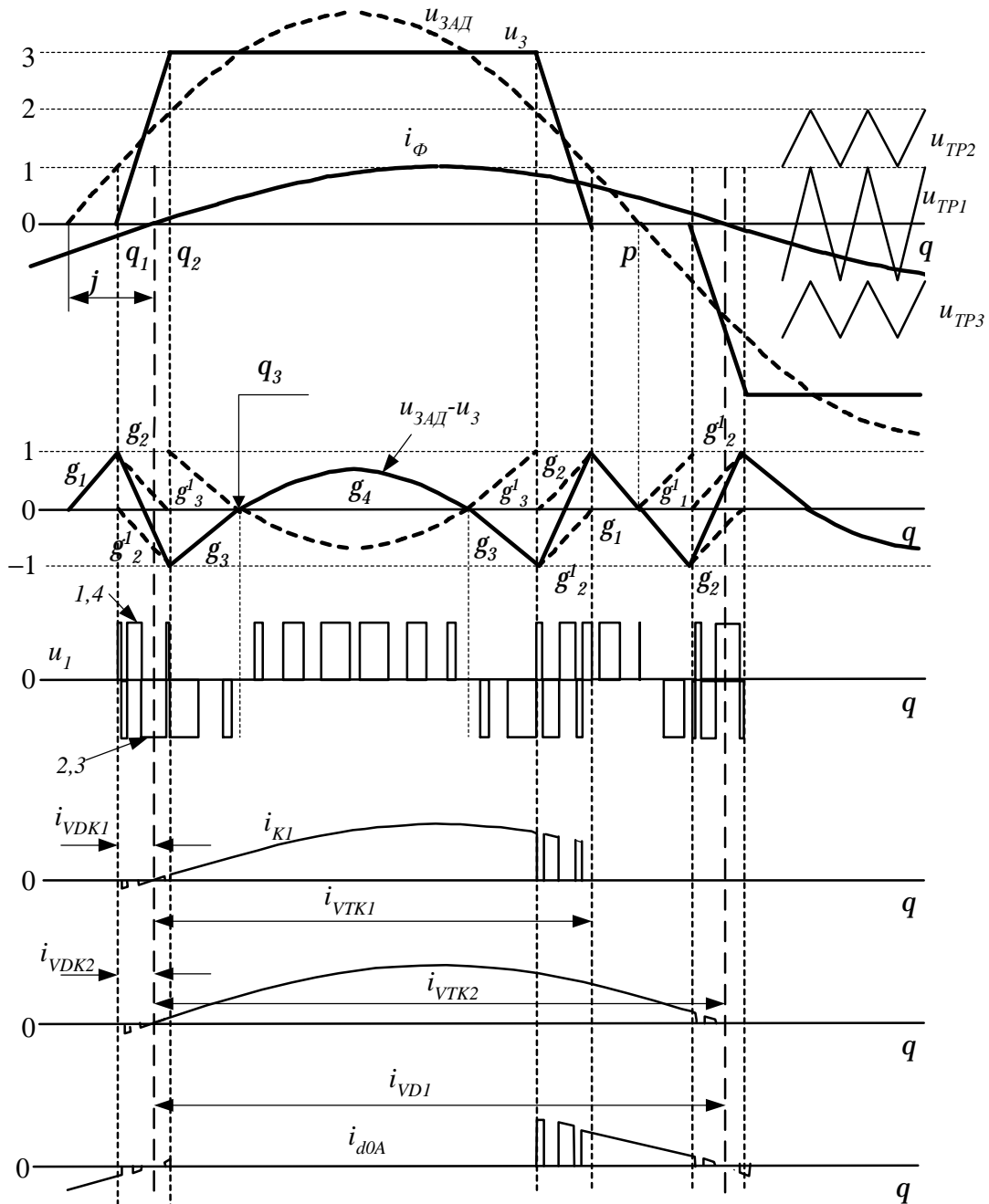


Рис.3. Диаграммы работы гибридного МПЧ

Некоторую особенность имеют интервалы, где модуляция двухполярная. Так, на интервале  $(\varphi, \theta_2)$  при положительной полярности тока и  $\gamma_2^1 = 1 - A \sin \theta$  ток проводят диоды ключей 2 и 3 (отрицательная полярность напряжения), транзисторы ключей 1 и 4 формируют положительную полярность напряжения при  $\gamma_2 = 2 - A \sin \theta$ . Токи ключей АИН имеют импульсный характер, поэтому перейдем к непрерывной функции [1], значение которой на каждом такте модуляции равно среднему значению:  $i_K = \gamma i_\phi$ . Это позволяет представить ток транзистора  $i_{VT}$  в виде кусочной функции:  $(\varphi, \theta_2) \quad i_1 = g_2 i_\phi$ ;  $(\theta_2, \theta_3) \quad i_2 = g_3^1 i_\phi$ ;  $(\theta_3, \pi - \theta_3) \quad i_3 = g_3 i_\phi$ ;  $(\pi - \theta_3, \pi - \theta_2) \quad i_4 = i_2$ ;  $(\pi - \theta_2, \pi - \theta_1) \quad i_5 = i_1$ ;  $(\pi - \theta_1, \pi) \quad i_6 = g_1 i_\phi$ ;  $(\pi, \pi + \theta_1) \quad i_7 = g^1 i_\phi$ ;  $(\pi + \theta_1, \pi + \varphi) \quad i_8 = g_2 i_\phi = i_1$ .

Среднее значение тока транзистора  $i_{VT}$ :

$$I_{VTCP} = \frac{1}{2p} \left[ \int_j^{q_2} g_2 i_\phi dt + \int_{q_2}^{q_3} g_3^1 i_\phi dt + \int_{q_3}^{p-q_3} g_3 i_\phi dt + \int_{p-q_3}^{p-q_2} g_3^1 i_\phi dt + \right. \\ \left. + \int_{p-q_2}^{p-q_1} g_2 i_\phi dt + \int_{p-q_1}^p g_1 i_\phi dt + \int_p^{p+q_1} g_1^1 i_\phi dt + \int_{p+q_1}^{p+j} g_2 i_\phi dt \right] = 0.216 I_{Hm}$$

Действующее значение тока найдем из соотношения:

$$I_{VT} = \sqrt{\frac{1}{2p} \int_0^{2p} i_{VT}^2 dq} = \sqrt{\frac{1}{2p} \sum_0^{2p} \int_0^{2p} i^2 dq} = \\ = \sqrt{\frac{1}{2p} \left[ \int_j^{q_2} (g_2 i_\phi)^2 dt + \int_{q_2}^{q_3} (g_3^1 i_\phi)^2 dt + \int_{q_3}^{p-q_3} (g_3 i_\phi)^2 dt + \int_{p-q_3}^{p-q_2} (g_3^1 i_\phi)^2 dt + \right. \\ \left. + \int_{p-q_2}^{p-q_1} (g_2 i_\phi)^2 dt + \int_{p-q_1}^p (g_1 i_\phi)^2 dt + \int_p^{p+q_1} (g_1^1 i_\phi)^2 dt + \int_{p+q_1}^{p+j} (g_2 i_\phi)^2 dt \right]} = 0.344 I_m.$$

Среднее значение тока диода  $I_{VDCP} = \frac{I_m}{p} - I_{VTCP}$ ;  $I_{VDCP} = 0.102 I_m$ .

Действующее значение  $I_{VD} = \sqrt{\left(\frac{I_m}{2}\right)^2 - (I_{VT})^2}$ ;  $I_{VD} = 0.363 I_m$ .

Расчет загрузки ключей ТАИН. Ток транзистора ключа  $VTK1$  (рис.3) содержит три участка:  $(\varphi, \theta_2)$  модулирован с  $\gamma = A \sin \theta - 1$  и  $i_1 = g i_\phi$ ;  $(\theta_2, \pi - \theta_2)$  модуляция отсутствует  $i = i_\phi = A \sin(\theta - \varphi)$ ;  $(\pi - \theta_2, \pi - \theta_1)$  модулирован с  $\gamma = A \sin \theta - 1$  и  $i_1 = g i_\phi$ . Ток транзистора  $VTK2$  (рис.3) содержит два участка:  $(\varphi, \pi + \theta_1)$  модуляция отсутствует  $i = i_\phi = A \sin(\theta - \varphi)$ ;  $(\pi + \theta_1, \pi + \varphi)$  модулирован с  $\gamma = A \sin \theta - 1$  и  $i_1 = g i_\phi$ .

Ток фиксирующего диода  $VDK1$  (рис.3) содержит четыре участка:  $(\varphi, \theta_2)$  модулирован с  $\gamma^1 = 1 - \gamma = 2 - A \sin \theta$  и  $i = g^1 i_\phi$ ;  $(\pi - \theta_2, \pi - \theta_1)$  модулирован с  $\gamma^1 = 1 - \gamma = 2 - A \sin \theta$  и  $i = g^1 i_\phi$ ;  $(\pi - \theta_1, \pi + \theta_1)$  модуляция отсутствует  $i = i_\phi = A \sin(\theta - \varphi)$ ;  $(\pi + \theta_1, \pi + \varphi)$  модулирован с  $\gamma = A \sin \theta - 1$  и  $i = g i_\phi$ .

Среднее значение тока диода  $VDK1$

$$I_{VDK1CP} = \frac{I_m}{2p} \left[ \frac{A}{4} \sin(2q_1 - j) + \frac{A}{2} \cos(j - q_1) - \frac{A}{4} \sin j + 1 - \cos(q_1 - j) \right],$$

$I_{VDK1CP} = 0.00037 I_m$ , действующее значение  $I_{VDK1} = 0.00251 I_m$ .

Для транзистора  $VTK1$  среднее значение тока  $I_{VTK1CP} = 0.258 I_m$  содержит в себе две составляющие: с модуляцией  $I_{VTK1CPm} = 0.0228 I_m$  и без модуляции  $I_{VTK1CP}^1 = 0.235 I_m$ . Действующее значение тока  $I_{VTK1} = 0.46 I_m$ . Аналогично для транзистора  $VTK2$  среднее значение тока  $I_{VTK2CP} = 0.316 I_m$  содержит в себе две состав-

ляющие: с модуляцией  $I_{VTk2CPm}=0.002I_m$  и без модуляции  $I_{VTk2CP}^l=0.314I_m$ . Действующее значение тока  $I_{VTk2}=0.5I_m$ . Аналогично для фиксирующего диода  $VD1$  среднее значение тока  $I_{VD1CP}=0.0539I_m$  содержит в себе две составляющие: с модуляцией  $I_{VD1CPm}=0.0142I_m$  и без модуляции  $I_{VD1CP}^l=0.0397I_m$ . Действующее значение тока  $I_{VD1}=0.17I_m$ .

Расчет гибридного МПЧ на базе пятиуровневого АИН [3] произведен для максимальной амплитуды выходного напряжения ( $A=6.6$ ). Выходное линейное напряжение  $U_{Л}=6кВ$ . При этом напряжение одного уровня  $U = \frac{U_{Л} \sqrt{2}}{A\sqrt{3}} = 742В$ , напряжение уровня для схемы пятиуровневого АИН  $3U=2226В$ .

Напряжение МПЧ образовано совместным действием пятиуровневого АИН и однофазного АИН выходное напряжение которого  $u_1$  (рис. 4).

*Однофазный АИН.* Номера ключей, которые формируют соответствующие участки  $u_1$ , приведены на рис.4. Для положительной полуволны тока  $i_\phi$  положительному значению  $u_1$  соответствуют транзисторы 1, 4, отрицательному значению  $u_1$  – диоды 2, 3, нулевому уровню – транзистор 1 и диод 2. Таким образом, получаем следующее распределение полуволны тока через ключи АИН:

- $VT1: (\varphi, \theta_5), (\theta_6, \pi - \theta_6), (\pi - \theta_5, \pi - \theta_3), (\pi - \theta_2, \pi + \theta_1), (\pi + \theta_2, \pi + \varphi);$
- $VD2: (\varphi, \theta_4), (\theta_5, \theta_7), (\pi - \theta_7, \pi - \theta_5), (\pi - \theta_4, \pi - \theta_2), (\pi - \theta_1, \pi + \theta_2);$
- $VD3: (\theta_5, \theta_6), (\pi - \theta_6, \pi - \theta_5), (\pi - \theta_3, \pi - \theta_2), (\pi + \theta_1, \pi + \theta_2), (\pi + \theta_3, \pi + \varphi);$
- $VT4: (\theta_4, \theta_5), (\theta_7, \pi - \theta_7), (\pi - \theta_5, \pi - \theta_4), (\pi - \theta_2, \pi - \theta_1), (\pi + \theta_2, \pi + \theta_3).$

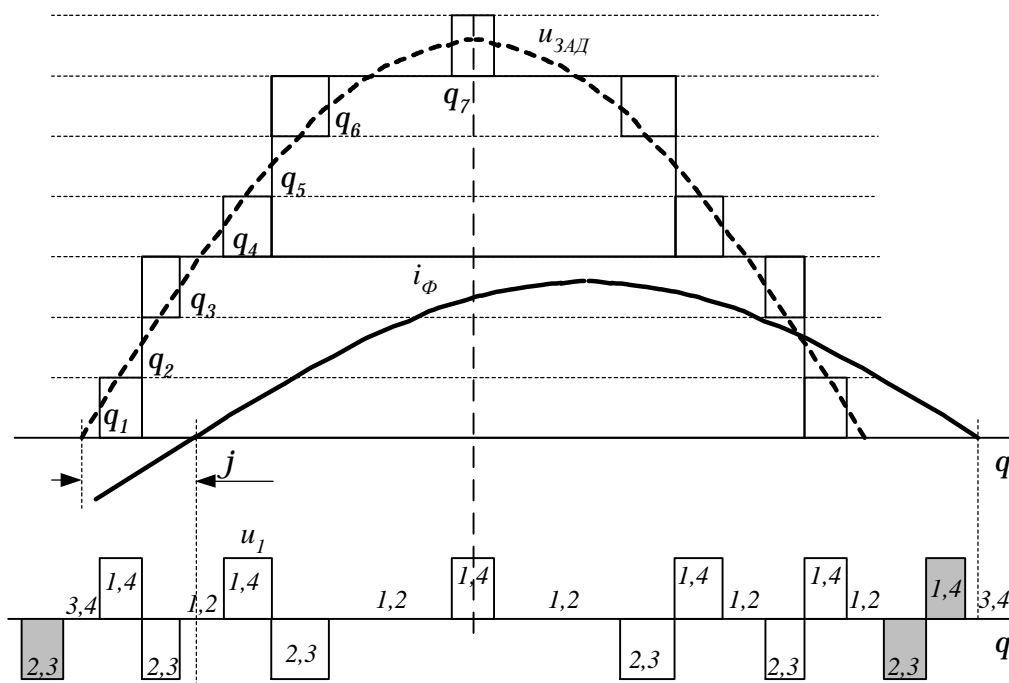


Рис.4. Формирование выходного напряжения гибридного МПЧ

Среднее и действующее значения токов для ключей АИН:

$$I_{VT1CP} = \frac{1}{2p} \int_0^{2p} i_{\phi A} dq = \frac{1}{2p} \sum_{q_{Hi}}^{q_{Ki}} \int I_m \sin(q - j) dq;$$

$$I_{VT1} = \sqrt{\frac{1}{2p} \int_0^{2p} i_{\phi A}^2 dq} = \sqrt{\frac{1}{2p} \sum_{q_{Hi}}^{q_{Ki}} \int I_m^2 \sin^2(q-j) dq},$$

где  $\theta_{Hi}$ ,  $\theta_{Ki}$  – начальное и конечное значения угла для соответствующих интервалов. С учетом этого  $I_{VT1CP}=I_{VT3CP}=0.243I_m$ ,  $I_{VT1}=I_{VT3}=0.441I_m$ ,  $I_{VT4CP}=I_{VT2CP}=0.1I_m$ ,  $I_{VT4}=I_{VT2}=0.28I_m$ ,  $I_{VD1CP}=I_{VD3CP}=0.076I_m$ ,  $I_{VD1}=I_{VD3}=0.235I_m$ ,  $I_{VD2CP}=I_{VD4CP}=0.218I_m$ ,  $I_{VD2}=I_{VD4}=0.414I_m$ .

Полупериоду выходного тока соответствует 5 переключений ключей и при частоте 50 Гц реальная частота переключений ключей составит 500 Гц.

Расчет токовых нагрузок для 5-уровневого АИН произведен по методике [5].

$$I_{VTK1CP} = \frac{1}{2p} \int_0^{2p} i_{\phi A} dq = \frac{1}{2p} \int_{q_5}^{p-q_5} I_m \sin(q-j) dq = \frac{I_m}{p} \cos j \cdot \cos q_5;$$

$$I_{VTK1} = \sqrt{\frac{1}{2p} \int_{q_5}^{p-q_5} I_m^2 \sin^2(q-j) dq} = I_m \sqrt{\frac{1}{4p} (p - 2q_5 + \sin 2q_5 \cos 2j)};$$

$$I_{VTK2CP} = \frac{1}{2p} \int_0^{2p} i_{\phi A} dq = \frac{1}{2p} \int_j^{p-q_2} I_m \sin(q-j) dq = \frac{I_m}{p} \frac{1 + \cos(j + q_2)}{2};$$

$$I_{VTK2} = \sqrt{\frac{1}{2p} \int_j^{p-q_2} I_m^2 \sin^2(q-j) dq} = I_m \sqrt{\frac{1}{4p} [p - q_2 - j + \frac{1}{2} \sin(2q_2 + 2j)]};$$

$$I_{VTK3CP} = \frac{1}{2p} \int_0^{2p} i_{\phi A} dq = \frac{1}{2p} \int_j^{p+q_2} I_m \sin(q-j) dq = \frac{I_m}{p} \frac{1 + \cos(j - q_2)}{2};$$

$$I_{VTK3} = I_m \sqrt{\frac{1}{4p} [p + q_2 - j + \frac{1}{2} \sin(2j - 2q_2)]};$$

$$I_{VTK4CP} = \frac{1}{2p} \int_0^{2p} i_{\phi A} dq = \frac{1}{2p} \int_j^{p+j} i_{\phi A} dq = \frac{I_m}{p};$$

$$I_{VTK4CP} = \frac{I_m}{2}.$$

Фиксирующие диоды.

$$I_{VD1CP} = \frac{I_m}{2p} [1 + \cos(q_2 + j) - 2 \cos q_5 \cos j];$$

$$I_{VD1} = I_m \sqrt{\frac{1}{4p} [2q_5 - q_2 - j + \frac{1}{2} \sin(2j + 2q_2) - \sin 2q_5 \cos 2j]};$$

$$I_{VD4CP} = \frac{1}{2p} \int_0^{2p} i_{\phi A} dq = \frac{1}{2p} \int_{q_2}^j I_m \sin(q-j) dq = \frac{I_m}{2p} [-1 + \cos(j - q_2)];$$

$$I_{VD4} = \sqrt{\frac{1}{2p} \int_{q_2}^j I_m^2 \sin^2(q-j) dq} = I_m \sqrt{\frac{1}{4p} [j - q_2 + \frac{1}{2} \sin(2q_2 - 2j)]};$$

$$I_{VD2CP} = \frac{1}{2p} \int_0^{2p} i_{\phi A} dq = \frac{1}{2p} \int_{p-q_2}^{p+q_2} I_m \sin(q-j) dq = \frac{I_m}{p} \sin j \sin q_2;$$

$$I_{VD2} = \sqrt{\frac{1}{2p} \int_{p-q_2}^{p+q_2} I_m^2 \sin^2(q-j) dq} = I_m \sqrt{\frac{1}{2p} [q_2 - \frac{1}{2} \sin 2q_2 \cos 2j]};$$

$$I_{VD5CP} = \frac{1}{2p} \int_0^{2p} i_{\phi A} dq = \frac{1}{2p} \int_{-q_2}^{q_2} I_m \sin(q-j) dq = -\frac{I_m}{p} \sin q_2 \sin j .;$$

$$I_{VD5} = \sqrt{\frac{1}{2p} \int_0^{2p} i_{\phi A}^2 dq} = \sqrt{\frac{1}{2p} \int_{-q_2}^{+q_2} I_m^2 \sin^2(q-j) dq} = I_m \sqrt{\frac{1}{2p} [q_2 - \frac{1}{2} \sin 2q_2 \cos 2j]} .$$

Исходя из симметрии работы схемы для положительной и отрицательной полуволн тока токи одинаковы для пар ключей ( $K1$  и  $K8$ ), ( $K2$  и  $K7$ ), ( $K3$  и  $K6$ ), ( $K3$  и  $K6$ ). Одинакова загрузка и фиксирующих диодов  $I_{VD1}$  и  $I_{VD6}$ ,  $I_{VD3}$  и  $I_{VD4}$ :

$$\begin{aligned} I_{VTK1CP} &= 0.209I_m; I_{VTK1} = 0.424I_m; I_{VTK2CP} = 0.283I_m; I_{VTK2} = 0.485I_m; I_{VTK3CP} = 0.314I_m; \\ I_{VTK3} &= 0.499I_m; I_{VTK4CP} = 0.318I_m; I_{VTK4} = 0.5I_m; I_{VD1CP} = I_{VD6CP} = 0.073I_m; \\ I_{VD1} &= I_{VD6} = 0.234I_m; I_{VD4CP} = I_{VD3CP} = 0.0039I_m; I_{VD4} = I_{VD3} = 0.0674I_m; \\ I_{VD2CP} &= I_{VD5CP} = 0.031I_m; I_{VD2} = I_{VD5} = 0.12I_m. \end{aligned}$$

Токи диодов ключей при данном коэффициенте мощности нагрузки равны нулю. Результаты расчетов потерь мощности приведены в табл. 2.

Таблица 2

Потери мощности в инверторном блоке МПЧ

Схема	Каскадный 6АИН	Каскадный 3АИН	ТАИН 6кВ	ТАИН 6/√3 кВ	Гибридный ТАИН	Гибридный 5ур АИН
Общие ( $\Delta P_o$ ), кВт, % к баз. варианту	20.394 89	12.81 56	26.165 114	22.904 100	13.552 59	8.994 39.3
Переключения ( $\Delta P_{sw}$ ), кВт, % от общих	3650 17.9	3.487 27.2	21.177 80.9	18.790 82	5.909 44.6	2.207 39.3

Таким образом, для КМПЧ характерно преобладание потерь проводимости, в схеме ТАИН преобладают потери переключения, что обусловлено применением высоковольтных ключей. Для КМПЧ эффективным с позиции потерь является принцип несимметрии, потери проводимости переводятся на более мощный инвертор, потери коммутации на инвертор с минимальным напряжением, где они сводятся к минимуму. Снижение потерь для ТАИН возможно при снижении частоты модуляции и использовании алгоритмов с заданным гармо-

ническим составом напряжения. Наилучшие показатели при минимуме потерь имеет гибридный МПЧ на базе пятиуровневого инвертора.

### Список литературы

1. Шавьолкін О.О., Наливайко О.М. Перетворювальна техніка: Навч. посібник. – Краматорськ: ДДМА, 2008.- 328с.
2. Шавелкин А.А. Анализ возможностей реализации несимметричных каскадных многоуровневых преобразователей частоты. // Электротехника. – 2008. – №9. – С.39–45.
3. Шавелкин А.А. Несимметричные гибридные многоуровневые преобразователи частоты на базе многоуровневого инвертора напряжения. // Вест. НТУ “ХПИ”: Сер. Электротехника, электроника и электропривод. – 2008. – Вып. 30. – С. 437–438.
4. Seyed Saeed., Fazel Dietmar., Krug Tahar., Taleb Steffen Bernet. Comparison of Power Semiconductor Utilization, Losses and Harmonic Spectra of State-of-the-Art 4.16kV Multi-Level Voltage Source Converters. EPE 2005 – Dresden, 11С.
5. Шавелкин А.А. Многоуровневый преобразователь частоты среднего напряжения на базе пятиуровневого автономного инвертора напряжения. // Наук. праці ДонНТУ: Сер. Електротехніка та енергетика. – 2008. – Вип. 8 (140). – С.142–147.