

## РАСЧЕТ ПОТЕРЬ МОЩНОСТИ В СИЛОВЫХ КЛЮЧАХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ ЧАСТОТЫ С ПРОМЕЖУТОЧНЫМ ИМПУЛЬСНЫМ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕМ НАПРЯЖЕНИЯ

Шавѐлкин А. А., Мирошник Д. Н.

Донецкий национальный технический университет  
sha@dgtu.donetsk.ua

*Work is devoted to definition of power losses in semi-conductor devices with the purpose of a substantiation of the circuit decision of the frequency converter with the intermediate step-up converter. It is obvious, that, the additional device (step up converter) calculated on full power of motor and working at high switching frequencies leads to increase in the general power losses in the scheme of the frequency converter. Therefore, in work is estimated the opportunity of reduction of losses in the voltage source inverter due to application of various algorithms of control by its keys.*

Современные тенденции развития электропривода предполагают использование электрических машин переменного тока (асинхронных или вентильных двигателей) в сочетании с полупроводниковым преобразователем энергии. Вместе с тем в приводах, питание которых осуществляется от сети постоянного тока низкого напряжения или первичного источника (аккумуляторная или солнечная батарея) возникает проблема согласования напряжений источника и двигателя. Конечно же, существует возможность изготовления специальных двигателей на пониженное напряжение, однако при этом номинальная мощность преобразователя (инвертора) значительно завышается за счет увеличения тока ключей при том же классе по напряжению (до 400 - 690 В). Следует отметить, что ток инвертора, потребляемый от источника постоянного напряжения, носит пульсирующий характер, что негативно влияет на его работу и требует установки сглаживающего *L-C* фильтра.

В работе [1] показана возможность использования двигателя на стандартное напряжение (380/660 В) в системе электропривода с автономным инвертором напряжения (АИН) и низковольтным источником питания постоянного тока. При этом в схему вводится промежуточный повышающий импульсный преобразователь (ИП) постоянного напряжения с двухсторонней проводимостью, причем последний может выполняться на базе входного *L-C* фильтра инвертора при добавлении двух ключей с обратными диодами.

Постановка проблемы. Очевидно, что введение дополнительного устройства - ИП, рассчитанного на полную мощность двигателя и работающего при высоких частотах переключения ключей [1], приведет к увеличению общих потерь мощности и снижению КПД преобразователя частоты (ПЧ). В свою очередь, повышение напряжения позволяет снизить ток инвертора и уменьшить потери в нем.

Таким образом, возникает вопрос оценки потерь в элементах схемы, возможности их перераспределения и снижения путем применения различных алгоритмов управления и выбора соответствующей элементной базы.

### Обзор существующих решений:

При проектировании полупроводникового преобразователя, обосновании и выборе его структуры и алгоритма управления немаловажным является вопрос оценки и расчета потерь мощности в схеме. В связи с этим, фирмами - производителями силовых электронных компонентов (*EUPEC, Toshiba, Mitsubishi, Fuji, Semikron* и др.) разработаны методики расчета потерь, в которых используются паспортные данные полупроводниковых приборов [2, 3, 4, 5]. Так, например, фирмой *Semikron* разработана программа [4, 5], выполняющая расчет потерь мощности и температур в полупроводниковых приборах для различных схемных решений. При этом расчет потерь для АИН производится только применительно синусоидальной ШИМ и не пригоден при использовании векторной ШИМ [6, 7, 8, 9].

Цель работы: 1) Разработать методику расчета потерь мощности в ключах ПЧ с промежуточным ИП и учетом возможности использования в инверторе векторной ШИМ. Исходя из расчетных данных при разных алгоритмах и типах *IGBT*, выявить решение, обеспечивающее минимальные потери в схеме преобразователя;

2) выполнить сопоставление потерь для вариантов: низковольтный источник - АИН - низковольтный двигатель и низковольтный источник - ИП - АИН - двигатель на стандартное напряжение (660/380 В);

3) сделать вывод о целесообразности использования преобразователя частоты с промежуточным импульсным преобразователем

Результаты исследований. Общие потери мощности условного полупроводникового прибора (УПП) (силовые *IGBT*-транзисторы, диоды) на интервале модуляции включают в себя: статические потери (потери проводимости) в открытом и закрытом состояниях; потери коммутации при переключении; потери управления.

Обычно статическими потерями УПП в закрытом состоянии и потерями управления можно пренебречь [2, 3, 4, 5]. Поскольку потери мощности при включении диода, вызванные процессом прямого восстановления, достаточно малы, даже в сравнении с потерями выключения, ими также можно пренебречь [2, 3, 4, 5].

Для расчета статических потерь используется линейная аппроксимация вольтамперной характеристики УПП в открытом состоянии (кривая 2 на рис. 1), которая описывается выражением (линия 1):

$$U_n = U_{n0} + R_{\text{дн}} I_n$$

где  $U_{n0}$  - напряжение отсечки;  $R_{\text{дн}}$  - динамическое сопротивление;  $I_n$  - прямой ток УПП.

В паспортах на УПП не всегда прямо указываются значения  $R_{\text{дн}}$  и  $U_{\text{н0}}$ , в некоторых случаях их необходимо вычислять, используя значения  $I_{\text{пном}}$ ,  $KI_{\text{пном}}$ ,  $U_{\text{н1}}$ ,  $U_{\text{пнас}}$  (рис1), принадлежащие реальной кривой 2. При этом очень важным параметром является напряжение насыщения в открытом состоянии  $U_{\text{пнас}}$ , которое используют для оценки статических свойств УПП.

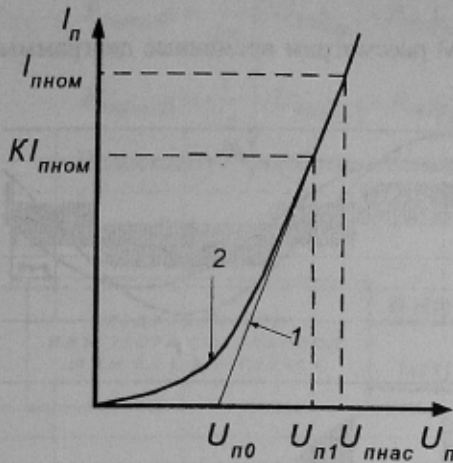


Рисунок 1 – Линейная аппроксимация вольтамперной характеристики УПП в открытом состоянии

Параметры  $U_{\text{н0}}$ ,  $R_{\text{дн}}$ , зависят от температуры кристалла  $T_{\text{кр}}$ . Это можно учесть, используя следующие соотношения, аппроксимирующие значения  $U_{\text{н0}}$ ,  $R_{\text{дн}}$  от  $T_{\text{кр}}$ :

$$U_{\text{н0}}\{T_{\text{кр}}\} = U_{\text{н0}}\{25^{\circ}\text{C}\} + TK_U(25 + T_{\text{кр}}),$$

$$R_{\text{дн}}\{T_{\text{кр}}\} = R_{\text{дн}}\{25^{\circ}\text{C}\} + TK_R(25 + T_{\text{кр}}),$$

где:  $TK_U$ ,  $TK_R$  – коэффициенты аппроксимации функций  $U_{\text{н0}}$ ,  $R_{\text{дн}}$  от  $T_{\text{кр}}$ , определяются по паспортным данным УПП ( $U_{\text{н0}}$ ,  $R_{\text{д}}$  при температурах кристалла  $25^{\circ}\text{C}$  и  $125^{\circ}\text{C}$ ).

Статическая мощность  $P_{\text{ст}}$ , потребляемая одним УПП на интервале модуляции  $T_k$  определяется в соответствии с выражением:

$$P_{\text{ст}(n)} = \frac{1}{T_k} \int_0^{T_k} (U_n\{T_{\text{кр}}\} I_n) dt = \frac{1}{T_k} \int_0^{T_k} (U_{\text{н0}}\{T_{\text{кр}}\} I_n + R_{\text{дн}}\{T_{\text{кр}}\} I_n^2) dt. \quad (1)$$

Для расчета потерь при коммутации используются нормированные значения энергии включения  $E_{\text{вкл}}$  и энергии выключения  $E_{\text{выкл}}$  УПП, зависящие от: а) коммутируемого тока УПП  $I_n$ ; б) коммутируемого напряжения УПП  $U_n$ ; в) тока управления УПП  $I_y$ , зависящего от напряжения управления  $U_y$  и сопротивления в цепи управления  $R_y$ ; г) температуры кристалла  $T_{\text{кр}}$ .

Аппроксимация зависимости энергии коммутации от температуры  $T_{\text{кр}}$  производится в соответствии:

$$(E_{\text{вкл}(n)}\{T_{\text{кр}}\} + E_{\text{выкл}(n)}\{T_{\text{кр}}\}) = (E_{\text{вкл}(n)}\{25^{\circ}\text{C}\} + E_{\text{выкл}(n)}\{25^{\circ}\text{C}\}) + TK_E(25 + T_{\text{кр}}),$$

где:  $(E_{\text{вкл}(T_{\text{кр}})} + E_{\text{выкл}(T_{\text{кр}})})$  – суммарная энергия коммутации УПП за период  $T_k$ , принимается равной нормированному значению для определенных паспортных параметров  $U_{y(\text{пасн})}$ ,  $R_{y(\text{пасн})}$ ,  $I_{n(\text{пасн})}$ ,  $U_{n(\text{пасн})}$ .

$TK_E$  – коэффициент аппроксимации  $(E_{\text{вкл}} + E_{\text{выкл}})$  от  $T_{\text{кр}}$ , определяется косвенным путем, используя программу теплового расчета SEMISEL [4, 5].

Тогда мощность потерь коммутации  $P_{\text{ком}}$ , потребляемая УПП за период  $T_k$ , с учетом аппроксимации зависимости  $(E_{\text{вкл}} + E_{\text{выкл}})$  от  $I_n$ ,  $U_n$  – определяется в соответствии с:

$$P_{\text{ком}(n)} = f_k (E_{\text{вкл}(n)}\{T_{\text{кр}}\} + E_{\text{выкл}(n)}\{T_{\text{кр}}\}) \left[ \frac{I_n}{I_{n(\text{пасн})}} \right]^{K_i} \left[ \frac{U_n}{U_{n(\text{пасн})}} \right]^{K_u}, \quad (2)$$

где:  $I_{n(\text{пасн})}$ ,  $U_{n(\text{пасн})}$  – паспортные значения коммутируемого тока и напряжения УПП, при которых задано значение нормированной энергии коммутации;  $I_n$ ,  $U_n$  – текущие значения коммутируемого тока и напряжения УПП;  $f_k = 1/T_k$  – частота модуляции УПП;  $K_u$ ,  $K_i$  – эмпирические коэффициенты, учитывающие изменение энергии потерь при изменении  $I_n$ ,  $U_n$ . Они имеют следующие значения [5]:

для IGBT:  $K_u = 1.35$  (1700 В),  $K_u = 1.4$  (1200 В),  $K_i = 1$ ; для диода:  $K_u = 0.6$ ,  $K_i = 0.6$

Используя (1,2), можно рассчитать потери мощности трехфазного АИН, используя методики к программе теплового расчета SEMISEL [5, 6, 10]. В общем виде, статические потери мощности и потери коммутации для одного УПП инвертора при синусоидальной ШИМ, описываются выражениями (3) и (4) соответственно:

$$P_{\text{ст}(син)n} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} (U_{\text{н0}}\{T_{\text{кр}}\} I_n + R_{\text{дн}}\{T_{\text{кр}}\} I_n \sin(\alpha t)) I_m \sin(\alpha t) \tau(\alpha t) d\alpha t = \quad (3)$$

$$= \frac{1}{2} (U_{\text{н0}}\{T_{\text{кр}}\} \frac{I_m}{\pi} + R_{\text{дн}}\{T_{\text{кр}}\} \frac{I_m^2}{4}) \pm K_m \cos(\varphi) (U_{\text{н0}}\{T_{\text{кр}}\} \frac{I_m}{8} + \frac{1}{3\pi} R_{\text{дн}}\{T_{\text{кр}}\} I_m^2)$$

$$P_{\text{ком}(син)n} = f_k (E_{\text{вкл}(n)}\{T_{\text{кр}}\} + E_{\text{выкл}(n)}\{T_{\text{кр}}\}) \left[ \frac{I_m}{I_{n(\text{пасн})}\pi} \right]^{K_i} \left[ \frac{U_{\text{вх}}}{U_{n(\text{пасн})}} \right]^{K_u} \quad (4)$$

где:  $\tau(\omega t) = 1/2(1 \pm K_m \sin(\omega t + \varphi))$  – коэффициент заполнения импульсов (знак + для IGBT, знак - для диода);  $\omega$  – круговая частота основной гармоники выходного напряжения;  $\varphi$  – сдвиг фаз между основными гармониками напряжения и тока;  $K_m$  – коэффициент модуляции;  $I_m$  – амплитудное значение основной гармоники фазного тока на выходе инвертора,  $U_{\text{вх}}$  – входное напряжение инвертора.

При этом выражение (4) основывается на предположении, что потери коммутации в IGBT, возникающие в течение одной полуволны синусоиды выходного тока, такие же, как и потери коммутации при протекании эквивалентного постоянного тока, который будет соответствовать среднему значению полуволны синусоиды.

Недостатком методик [4, 5, 10] является отсутствие соотношений для расчета потерь мощности в инверторе при использовании векторной ШИМ. Между тем последняя, в сравнении с синусоидальной ШИМ, имеет ряд преимуществ [6, 7, 8, 9]. Так число переключений ключей инвертора снижается примерно на 33%; выход-

ное напряжение на 15% выше (при синусоидальной ШИМ такое же значение выходного напряжения можно получить либо при переходе в нелинейную зону модуляции, что ухудшает гармонический состав выходного напряжения, либо введением третьей гармоники нулевой последовательности, что сильно усложняет систему управления ключами инвертора); - удобство при построении системы управления ключами с использованием современных DSP-контроллеров [6,11].

Для расчета потерь в инверторе при использовании векторной ШИМ рассмотрим временные диаграммы работы ключей одного плеча (рис.2 а,б).

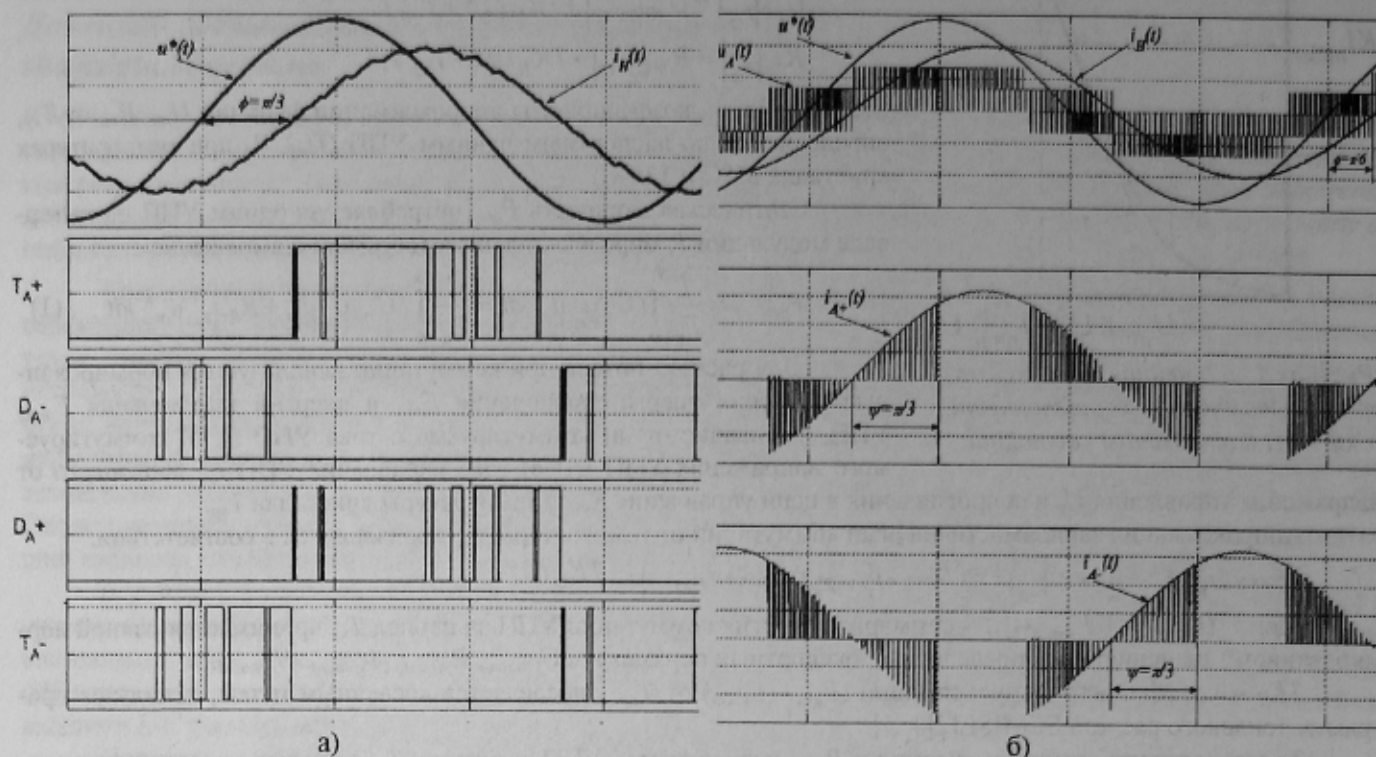


Рисунок 2 – Временные диаграммы работы одного плеча инвертора:

- а) напряжение задания  $u^*(t)$ , фазный ток нагрузки  $i_H(t)$ ,  $T_{A+}$  и  $T_{A-}$  сигналы, соответствующие интервалам проводимости транзисторов соответственно верхнего и нижнего ключей фазы А,  $D_{A+}$  и  $D_{A-}$  сигналы, соответствующие интервалам проводимости диодов верхнего и нижнего ключей при  $f_k = 1$  кГц,  $\cos\varphi = 1/2$ ;  
 б) напряжение задания  $u^*(t)$ , фазный ток нагрузки  $i_H(t)$ ,  $u_{A+}(t)$  – выходное напряжение на нагрузке,  $I_{A+}$  – ток через верхний ключ,  $I_{A-}$  – ток через нижний ключ фазы А при  $f_k = 5$  кГц,  $\cos\varphi = \sqrt{3}/2$

Предположим, что потери проводимости в ключах на интервале модуляции, когда ток поочередно проводит транзистор и диод, одинаковы как при использовании векторной ШИМ и синусоидальной ШИМ. Тогда, потери проводимости на интервалах, где коммутация отсутствует (рис.2,б), возрастают за счет разности потерь транзистора и диода  $\Delta P$ :

$$P_{cm(svc)(T+D)} = P_{cm(cun)(T+D)} + \Delta P,$$

где  $P_{cm(svc)(T+D)}$ ,  $P_{cm(cun)(T+D)}$  – суммарные потери в одном ключе инвертора при использовании векторной и синусоидальной ШИМ соответственно. Значение  $\Delta P$ :

$$\Delta P = \frac{I}{2\pi} \int_{\psi}^{\psi+\pi/3} \left[ U_{T0}(t_{kp}) - U_{D0}(t_{kp}) + (R_{dT}(t_{kp}) - R_{dD}(t_{kp})) I_m \sin(\omega t) \right] I_m \sin(\omega t) \tau_D(\omega t) d(\omega t),$$

где:  $U_{T0}(t_{kp})$ ,  $U_{D0}(t_{kp})$  – напряжение отсечки IGBT и диода соответственно;  $R_{dT}(t_{kp})$ ,  $R_{dD}(t_{kp})$  – динамическое сопротивление IGBT и диода соответственно;  $\tau_D(\omega t)$  – коэффициент заполнения импульсов для диода;  $\psi = \pi/2 - \varphi$  – угол начального отсутствия коммутации (рис.2,б).

Сложность вычисления последнего выражения не дает возможности однозначного определения потерь проводимости. Однако в первом приближении можно считать величину  $\Delta P$  равной нулю (при равенстве динамического сопротивления и напряжения отсечки транзистора и диода соответственно, а также при больших коэффициентах модуляции, когда  $\tau_D(\omega t)$  несущественно). На практике же ее значение не превышает  $1\% P_{cm(cun)(T+D)}$ .

Более точное измерение  $P_{cm(svc)}$  можно получить, используя метод [2](рис. 3). В этом плане дополнительные возможности для упрощения расчетов дает симуляция работы преобразователя на компьютере. Так симулируя работу инвертора с векторной ШИМ на компьютере с заданными входными параметрами  $DZ$  ( $P_1$  – передаваемая электрическая мощность,  $U_{ax}$  – входное напряжение инвертора,  $\cos\varphi$  – коэффициент мощности нагрузки,  $K_m$  – коэффициент модуляции,  $f_k$  – частота коммутации,  $f$  – частота основной гармоники выходного напряжения), можно определить мгновенные проводимости  $G_i(t)$  (транзисторов  $T_{A+}$ ,  $T_{A-}$ , диодов  $D_{A+}$ ,  $D_{A-}$  одно-

го плеча трехфазного моста (рис.2,а) и ток фазы  $i_H(t)$ . Тогда в соответствии с паспортными данными IGBT и диодов DP можно определить  $P_{cm(svc)}$  по формулам:

$$P_{cm(svc)T} = \frac{1}{2\pi} \int_0^\pi (U_{T0}\{t_{kp}\} + R_{dT}\{t_{kp}\}i_H(t))i_H(t)T_{A+} dt \quad (5)$$

$$P_{cm(svc)D} = \frac{1}{2\pi} \int_0^\pi (U_{D0}\{t_{kp}\} + R_{dD}\{t_{kp}\}i_H(t))i_H(t)D_{A+} dt \quad (6)$$

Недостатком расчетов статических потерь мощности инвертора, работающего в режиме векторной ШИМ, является отсутствие учета влияния мертвого времени переключения. В зависимости от соотношения величины этого времени и периода коммутации  $T_K$  реальное значение может уменьшаться до 5%.

При расчете потерь мощности коммутации в ключах инвертора, работающего в режиме векторной ШИМ, можно исходить из того, что среднее значение коммутируемого тока уменьшается на величину  $I^*$ . Как видно из рис.2,б, эта величина зависит от угла начального отсутствия коммутации  $\psi$ .

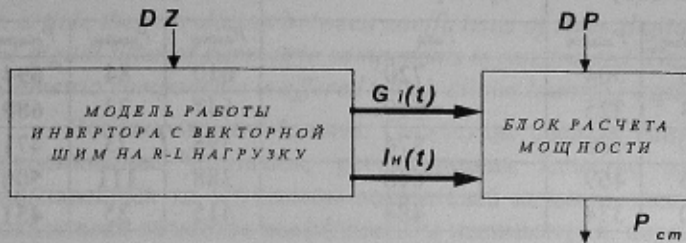


Рисунок 3 – Структура алгоритма расчета потерь проводимости одного ключа инвертора

$$I^* = \frac{1}{2\pi} \int_\psi^{\psi+\pi/3} I_m \sin(\omega t) d(\omega t) = \frac{1}{2\pi} I_m \cos(\psi - \pi/3)$$

Тогда

$$P_{ком(svc)T} = f_k (E_{вклT}\{t_{kp}\} + E_{выклT}\{t_{kp}\}) \left[ \frac{I_m}{I_{n(наcn)}} (1 - 1/2 \cos(\pi/6 - \varphi)) \right]^{Ki} \left[ \frac{U_{ax}}{U_{n(наcn)}} \right]^{Ku} \quad (7)$$

$$P_{ком(svc)D} = f_k (E_{вклD}\{t_{kp}\}) \left[ \frac{I_m}{I_{n(наcn)}} (1 - 1/2 \cos(\pi/6 - \varphi)) \right]^{Ki} \left[ \frac{U_{ax}}{U_{n(наcn)}} \right]^{Ku} \quad (8)$$

На рисунке 2,б изображен случай минимального потребления потерь коммутации инвертора при  $\cos\varphi = \sqrt{3}/2$ . При этом потери переключения векторной ШИМ составляют 50% от потерь синусоидальной ШИМ ( $f_k$  - одинаковая).

Кроме того, рассмотренная методика позволяет однозначно описать мощность, потребляемую силовыми полупроводниковыми приборами импульсного преобразователя повышающего типа:

$$P_{cm(un)T} = (U_{T0}\{t_{kp}\} + R_{dT}\{t_{kp}\}I_L)I_L D \quad (9)$$

$$P_{cm(un)D} = (U_{D0}\{t_{kp}\} + R_{dD}\{t_{kp}\}I_L)I_L (1 - D) \quad (10)$$

$$P_{ком(un)T} = f_k (E_{вклT}\{t_{kp}\} + E_{выклT}\{t_{kp}\}) \left[ \frac{I_L}{I_{n(наcn)}} \right]^{Ki} \left[ \frac{U_{ax}}{U_{n(наcn)}} \right]^{Ku} \quad (11)$$

$$P_{ком(un)D} = f_k (E_{вклD}\{t_{kp}\} + E_{выклD}\{t_{kp}\}) \left[ \frac{I_L}{I_{n(наcn)}} \right]^{Ki} \left[ \frac{U_{ax}}{U_{n(наcn)}} \right]^{Ku} \quad (12)$$

где  $I_L$  – среднее значение тока дросселя [1];  $D$  – коэффициент заполнения импульсов [1].

Расчеты производились для асинхронного привода применительно рудничного электровоза АМ-8 с аккумуляторной батареей на напряжение 130 В при мощности потребляемой двигателем 13 кВт [12]. Рассматривался вариант с использованием низковольтного двигателя, когда инвертор питается непосредственно от батареи, и вариант с использованием двигателя на стандартное напряжение 660 В при питании от ПЧ с импульсным преобразователем постоянного напряжения на входе. Результаты сравнительного исследования потерь мощности по соотношениям (5-12) для различных поколений силовых модулей фирмы SEMIKRON приведены в табл.1.

Как видно из табл.1, потери мощности в полупроводниковых приборах в двух случаях сопоставимы по величине. Достаточно отметить, что при использовании SPT (soft punch through) модулей фирмы SEMIKRON потери мощности – минимальны. При этом относительная разность потерь составляет менее 5%, а в отношении к общей электрической мощности привода около 3%. Это связано с увеличением статических потерь мощности, которые повышаются за счет увеличенного тока через полупроводниковый прибор.

Импульсный преобразователь содержит также пассивные элементы, в которых теряется значительное количество энергии – дроссель и конденсатор. Эти же элементы должны входить в состав входного фильтра

инвертора для сглаживания высокочастотных пульсаций тока аккумуляторной батареи. Поскольку потери в них соизмеримы, то при сравнении вариантов схемы они не учитывались.

Таблица 1 – Сравнительный расчет потерь мощности в полупроводниковых приборах

Поколение силового модуля IGBT фирмы SEMIKRON	Потери в полупроводниковых приборах при $T_{кр}=125^{\circ}\text{C}$ , Вт									
	инвертор с повышенным входным напряжением, $f_k = 5$ кГц			импульсный преобразователь повышающего типа $f_k = 8$ кГц [2]			преобразователь частоты с импульсным преобразователем	инвертор с входным напряжением источника (130 В) $f_k = 5$ кГц		
	$P_{см(гв)}$	$P_{ком(гв)}$	$P_{обц(гв)}$	$P_{см(ин)}$	$P_{ком(ин)}$	$P_{обц(ин)}$	$P_{обц}$	$P_{см(гв)}$	$P_{ком(гв)}$	$P_{обц(гв)}$
STANDART	140	76	216	207	296	504	720	610	84	694
ULTRAFast	150	54	204	222	103	325	529	647	33	680
LOWLOSS	99	74	174	119	280	400	574	398	73	471
TRENCH	77	100	177	133	335	469	648	388	111	500
SPT	90	60	150	143	190	334	484	415	35	451

#### Выводы:

В работе предложена методика расчета потерь в полупроводниковых ключах автономного инвертора напряжения при использовании векторной ШИМ.

Расчеты показали, что при незначительном увеличении статических потерь, векторная ШИМ в сравнении с синусоидальной позволяет уменьшить потери коммутации в ключах схемы до двух раз.

Потери в ключах схемы преобразователя с промежуточным повышением напряжения в звене постоянного тока лишь незначительно отличаются от потерь в схеме инвертора работающего при пониженном напряжении и могут быть минимизированы выбором соответствующего типа модуля IGBT.

#### ЛИТЕРАТУРА:

1. Шавёлкин А.А., Мирошник Д.Н. Преобразователь частоты с импульсным преобразователем в звене постоянного тока. Вісник національного університету "Львівська політехніка". Збірник наукових праць "Електросенергетичні та електромеханічні системи". Львів: Нац. університет "Львівська політехніка", 2003 г., №485.
2. Frode Blaabjerg, Ulrik Jaeger, Stig Munk-Nielsen, John K.Pedrsen. Power Losses in PWM-VSI Inverter Using NPT or PT IGBT Devices, IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 10, no. 3, pp. 358-366, 1995.
3. S. Clement, "Application characterization of IGBT's", Int Rectifier Applicat. Note, AN-990.
4. Колпаков А.И. Программа теплового расчета SEMISEL. Компоненты и технологии №9, 2002.
5. Колпаков А. Карташев Е. Принципы работы и особенности программы теплового расчета SEMISEL. Электронные компоненты, №6, 2004.
6. A.M. Trzynadlowski, R.L. Kirlin, S.F. Legowski. Space vector PWM technique with minimum switching losses and a variable pulse rate, IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 44, no. 2, pp. 173-181, 1997.
7. D-Chong Lee, G-Myoung Lee, A novel overmodulation technique for space vector PWM inverters, IEEE Transactions on Industrial Electronics, no. 5, pp. 1014-1019, 1997.
8. Keliang Zhou, Danwei Wang. Relationship Between Space-Vector Modulation and Three-Phase Carrier-Based PWM: A Comprehensive Analysis, IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 49, no.1, pp.186-196, February 2002.
9. Титяев Д.К., Мирошник Д.Н. Сравнительный анализ векторной и традиционной широтно-импульсной модуляции. Автоматизация технологических объектов та процесів. Пошук молодих. Збірник наукових праць IV Міжнародної н-т. конференції аспірантів та студентів. – Донецьк, ДонНТУ, 2004 - С. 301-306.
10. Srajber, D.; Lukasch, W.: „The Calculation of Power Dissipation for the IGBT and the Inverse Diode in Circuits with Sinusoidal Output Voltage“, Electronica'92, Munchen, Conf.-Proc.
11. В.Козаченко, А.Соловьев. Новые DSP-микроконтроллеры фирмы Analog Devices ADMC300/330 для высокопроизводительных систем векторного управления электроприводами переменного тока// CHIP NEWS. — 1998. — № 5. — С. 16-21.
12. Кац А.Б., Шавёлкин А.А., Мирошник Д.Н. Вариант схемы тягового асинхронного электропривода аккумуляторного рудничного электровоза. Взрывозащищенное электрооборудование: Сб. науч. тр. УкрНИИВЭ В40/ Под общ. ред. д.т.н., проф. И.Г.Ширяина. – Донецк: ООО "Юго-Восток, Лтд", 2003, С. 155-160.