

канд. техн. наук. – К., 2003. 3. Jochen Mahlein, Jens Igney, Michael Braun, Olaf Simon. *Robust Matrix Converter Commutation without explicit Sign Measurement.* – EPE 2001 – Graz. 4. Casadei D., Matteini M., Serra G., Tani A., Blaabjerg F. *Direct Torque Control using Matrix Converters: Improvement of the Input Line Current Quality.* EPE 2001 – Graz.

УДК 621.313

А.А. Шавёлкин, Д.Н. Мирошник

Донецкий национальный технический университет

## ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ ЧАСТОТЫ С ИМПУЛЬСНЫМ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕМ В ЗВЕНЕ ПОСТОЯННОГО ТОКА

© Шавёлкин А.А., Мирошник Д.Н., 2003

**Пропонується для узгодження напруг джерела та двигуна використовувати у колі постійного струму імпульсний перетворювач, що підвищує напругу, це дає змогу регулювати напругу на вході інвертора та обмежувати пульсації вхідного струму. Розглянуто модель для дослідження процесів у імпульсному перетворювачі та розрахунок його параметрів з урахуванням витрат у схемі та навантаження.**

**A step-by-step converter on direct current link is offered to use for the coordination of voltage of a source and the motor, allowing to adjust a voltage on an input of the inverter and to limit pulsations of an input current. The model for research of processes in a pulse converter and a design procedure of parameters taking into account of losses and loading is considered.**

Преобразователи частоты (ПЧ) с автономными инверторами напряжения (АИН) в асинхронном электроприводе (АЭП) нашли повсеместное распространение. Это дает возможность использования АЭП даже там, где традиционно применялись двигатели постоянного тока (ДПТ). При этом часто возникает проблема согласования низкого напряжения источника постоянного тока (например, аккумуляторной батареи) и асинхронного двигателя (АД).

Решение проблемы возможно при использовании специального АД на пониженное номинальное напряжение и, соответственно, больший потребляемый ток. При этом мощность АИН за счет увеличения тока завышается. Одновременно с этим, при таком варианте построения схемы ток источника постоянного напряжения носит импульсный характер, что негативно влияет на работу батареи и требует установки L-C фильтра.

Использование двигателя на стандартное напряжение 380 (660 В) позволяет снизить токовые нагрузки и соответственно мощность АИН (определяемую выходным током). В этом случае мощность АИН будет соответствовать мощности АД (при одном классе напряжений), что позволяет снизить стоимостные и габаритные показатели привода. Использование повышающего трансформатора не снижает тока АИН и не целесообразно.

Решение может быть достигнуто при использовании промежуточного повышающего импульсного преобразователя (ИП). Такое построение схемы (рис. 1) дает возможность регулирования напряжения на входе АИН и позволит сочетать амплитудное и широтно-импульсное регулирование напряжения, подводимого к АД. Это позволяет улучшить гармонический состав напряжения, а при его повышении также снять ограничение для АД по моменту на частотах свыше 50 Гц. Кроме того, использование ИП позволяет ограничить амплитуду пульсаций тока источника на заданном уровне.

Подобное схемное решение с ИП описано в [1], где решается несколько другая и сугубо специфическая задача оптимизации режима работы солнечной батареи и получения соответственно максимальной скорости двигателя. При добавлении IGBT (VT2) с диодом (VD2) схема (рис. 1) приобретает новые свойства, обеспечивая двусторонний обмен энергией между сетью постоянного тока и АД.

В конечном счете, расширяются области применения энергосберегающих частотно-регулируемых асинхронных приводов, что в настоящее время является одной из важнейших задач и актуально.

**Цель работы:** расширение возможностей и улучшение характеристик частотно-регулируемого АЭП при использовании в звене постоянного тока промежуточного ИП для согласования напряжения источника питания с напряжением двигателя. Для достижения поставленной цели необходимо решить следующие задачи:

- разработать математическую модель ИП для исследования и анализа его свойств, как объекта регулирования;
- исследовать регулировочные характеристики с учетом реальных параметров силовых цепей и мощности нагрузки, а также выявить возможные ограничения схемы ИП;
- разработать систему автоматического регулирования (САР), обеспечивающую поддержание и регулирование заданного значения выходного напряжения во всех режимах работы ЭП, включая генераторный режим.
- разработать инженерную методику для расчета параметров ИП в соответствии с заданными показателями качества входных и выходных величин.

В работе рассматривается ИП (рис. 1), состоящий из дросселя  $L$ , двух ключей (транзисторы VT1, VT2) с обратными диодами (VD1 и VD2), фильтра – емкостью  $C$ .

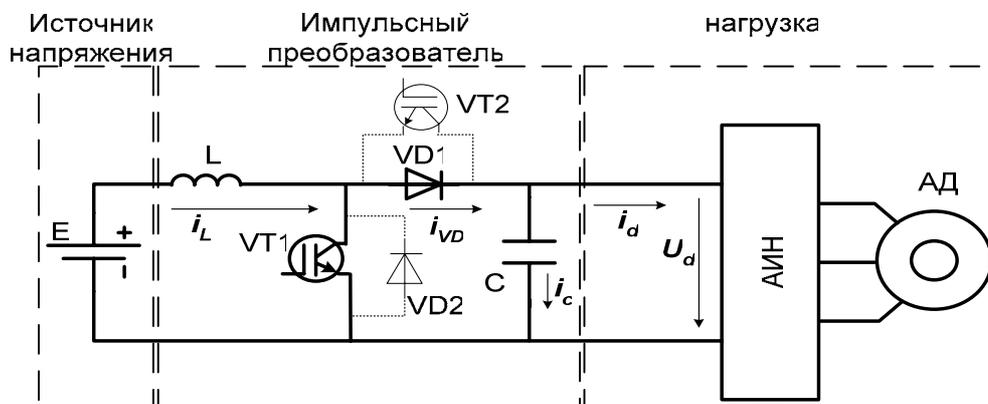


Рис. 1. Принципиальная схема ПЧ с ИП

VT1 и VD1 обеспечивают работу ИП как повышающего преобразователя, а VT2 и VD2 как понижающего преобразователя (в рамках данной статьи не рассматривается).

Для анализа используем схему замещения (рис. 2) для двух возможных состояний цепей ИП за период коммутации ( $T_k$ ) ключа VT1.

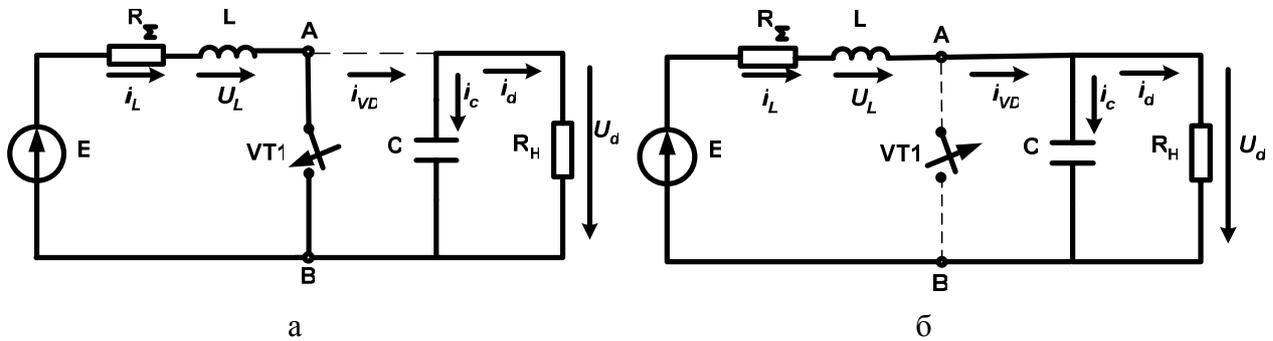


Рис. 2. Схема замещения повышающего ИП:  
а – VT1 – замкнут; б – VT1 – разомкнут

На рис. 2 сопротивление цепи  $R_\Sigma$  характеризует общее падение напряжения и состоит из внутреннего сопротивления источника, соединительных проводов, активного сопротивления дросселя и сопротивления одного из приборов в открытом состоянии. А активное сопротивление  $R_H$  характеризует эквивалентную нагрузку (АИН-АД), с учетом того, что АИН потребляет активную мощность от источника питания.

Составим основные уравнения, описывающие работу ИП:

$$\left. \begin{aligned} i_d &= \frac{u_d}{R_H} \\ i_{VD} &= i_c + i_d \\ i_c &= C \frac{du_d}{dt} \\ E - u_{AB} &= i_L R_\Sigma + u_L \\ u_L &= L \frac{di_L}{dt} \end{aligned} \right\}, \quad (1)$$

где  $i_L$ ,  $i_{VD}$ ,  $i_c$  – соответственно мгновенные значения тока источника питания, тока через диод VD1, емкостного тока;  $u_L$ ,  $u_d$ ,  $u_{AB}$  – соответственно мгновенные значения напряжений на дросселе, выходного напряжения ИП, на транзисторе VT1.

Причем некоторые параметры схемы не являются непрерывными и изменяют свои значения в зависимости от состояния ключа VT1:

- VT1 – замкнут:  $u_{AB} = 0$ ;  $i_{VD} = 0$ ;
- VT1 – разомкнут:  $u_{AB} = u_d$ ;  $i_{VD} = i_L$ .

В соответствии с этим можно определить мгновенные значения  $u_L$  и  $i_{VD}$  за период коммутации  $T_k$ :

$$\left. \begin{aligned} u_L &= (E - u_d - i_L R_\Sigma) t_{\text{выкл}} + (E - i_L R_\Sigma) t_{\text{вкл}} \\ i_{VD} &= i_L t_{\text{выкл}} \end{aligned} \right\}, \quad (2)$$

где  $t_{\text{вкл}}$ ,  $t_{\text{выкл}}$  – логический сигнал, принимающий значение «1» на интервале времени соответствующем включенному (выключенному) состояниям VT1.

Математическая модель ИП, составленная по (1), (2) изображена на рис. 3. Входным является сигнал задания  $t_{\text{вкл}}$ , из системы управления. Блок VD – характеризует передаточную функцию диода по току (если  $i_L > 0$ , коэффициент передачи – 1, если  $i_L < 0$ , тогда коэффициент передачи – 0).

В установившемся режиме работы выходное напряжение ИП определяется уравнением, описывающим его регулировочную характеристику [2]:

$$U_d = \frac{E}{(1-D)}, \quad (3)$$

где  $D = \frac{t_{\text{вкл}}}{T_k}$  – коэффициент заполнения импульсов.

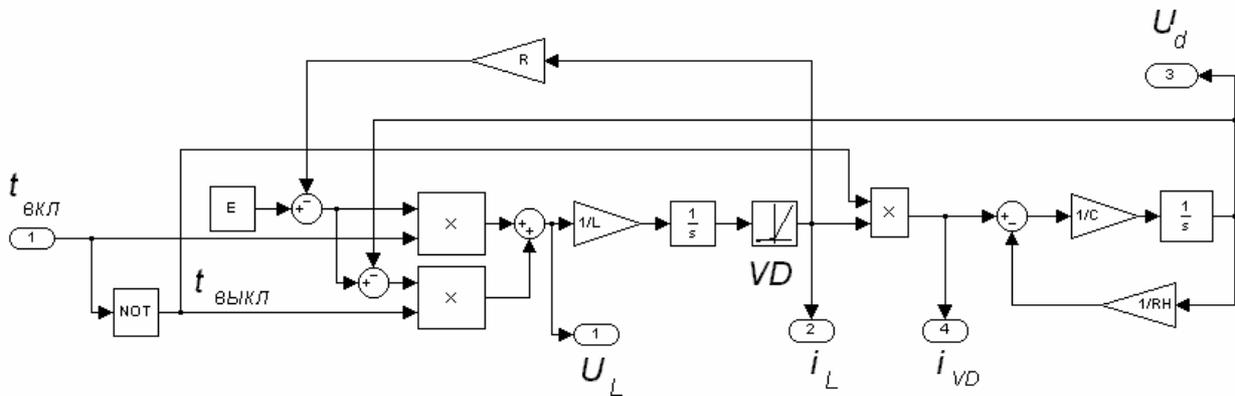


Рис. 3. Математическая модель повышающего ИП

Уравнение (5) не учитывает потери в источнике и схеме ИП. Однако сопротивление батареи, составленной из большого числа элементов, достаточно велико и существенно зависит от степени ее заряженности, режима работы, температуры. Точный учет абсолютных значений этого сопротивления – затруднителен, поэтому в дальнейшем осуществлен переход к относительным единицам. В качестве базовой рассматривается мощность двигателя  $P_{\text{ном}}$ . Сопротивление  $R_{\Sigma}$  учитывается посредством коэффициента  $K$ , характеризующего падение напряжения относительно  $E$  в номинальном режиме. С учетом потерь, уравнение, описывающее регулировочную характеристику ИП, имеет вид:

$$U_d = \frac{E(1-D)}{(1-D)^2 + KK_p(1-K)/K_{u\text{ ном}}^2}, \quad (4)$$

где  $K_{u\text{ ном}} = \frac{U_{d\text{ ном}}}{E}$  – коэффициент передачи ИП по напряжению (значение выходного напряжения  $U_{d\text{ ном}}$  соответствует номинальной мощности  $P_{\text{ном}}$ );  $K_p = \frac{P}{P_{\text{ном}}}$  – коэффициент загрузки ИП;

Значения  $K$  при расчетах принимались в диапазоне  $K=0.01 - 0.1$ .

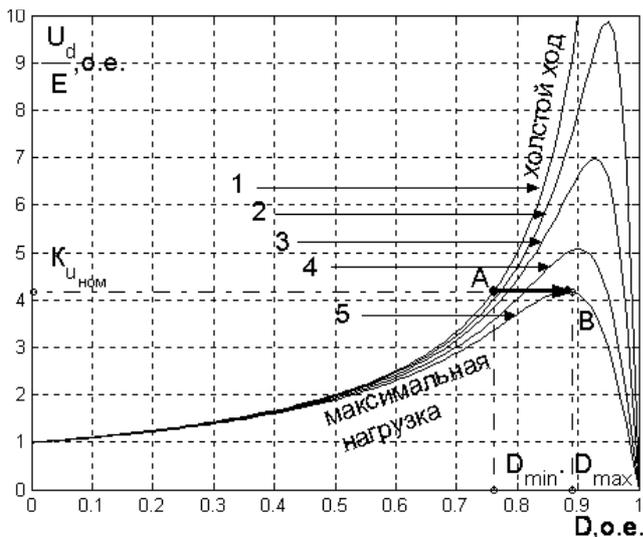


Рис. 4. Регулировочные характеристики ИП при различных  $K_p$ :

- 1 –  $K_p=0$ ; 2 –  $K_p=0.5$ ; 3 –  $K_p=1$ ;
- 4 –  $K_p=1.5$ ; 5 –  $K_p=1/(4K(1-K))$

нагрузки. Таким образом,  $D_{min}$  (см. рис. 4) возможен при минимальной нагрузке, т. е. на холостом ходу (точка А), а  $D_{max}$  при максимальной нагрузке, т.е. при  $K = K_{pk}$  (точка В).

Поскольку основными параметрами для ИП являются два: входной ток  $I_L$  (амплитуда его пульсаций) и выходное напряжение ( $U_d$ ), целесообразно использовать двухконтурную САР (рис. 5) с внутренним контуром регулирования  $I_L$  и внешним – регулирования  $U_d$ . Особенностью такой системы является использование релейного регулятора тока, который формирует сигнал непосредственно на переключение транзистора. Регулятор напряжения выполнен ПИ-типа с компенсацией постоянной времени выходной цепи ( $T = R_n C$ ), выход которого ограничен на уровне критической потребляемой мощности (6). САР работает (см. рис. 4) изменяя  $D$  от  $D_{min}$  до  $D_{max}$ , поддерживая тем самым в статике выходное напряжение ИП на уровне  $U_{дном}$ .

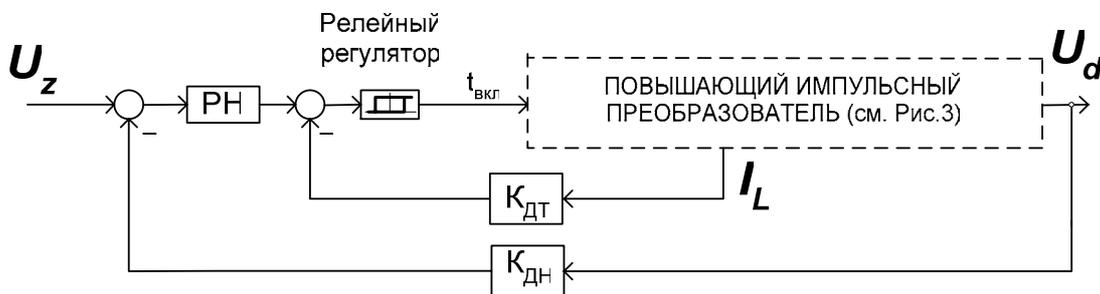


Рис. 5. Модель САР повышающего ИП

Переходные процессы отработки ИП линейного задающего воздействия представлены на рис. 6.

Регулировочные характеристики ИП при  $K = 0.1$  и различных значениях  $K_p$  изображены на рис. 4. Оценим диапазон изменения  $D$  при  $U_d/E = K_{уном}$  (например,  $K_{уном} = 4.2$ , см. рис. 4) изменяя  $K_p$ . Для этого определим из (4)  $D$ :

$$D = 1 - \frac{1}{2K_{уном}} (1 + \sqrt{1 - 4KK_p(1-K)}), \quad (5)$$

Однако, как видно из (5), выражение под корнем определяет величину максимальной мощности нагрузки ИП:

$$K_p \leq \frac{1}{4K(1-K)} = K_{pk}, \quad (6)$$

Этот максимальный или критический уровень отдаваемой ИП мощности обусловлен невозможностью поддержания  $U_{дном} = \text{const}$  при дальнейшем увеличении

Выбор параметров ИП (L,C) осуществляется в соответствии с [2]. При этом пренебрегаем потерями в схеме (ИП – идеальный), полагаем также, что  $i_L$  – изменяется по линейному закону (что справедливо для малых времен коммутации). Поскольку:  $E = L \frac{\Delta i_L}{t_{\text{вкл}}}$ .

Тогда пульсации тока дросселя:

$$\Delta i_L = \frac{U_d(1-D)D}{Lf_k}, \quad (7)$$

где  $f_k$  – частота коммутации транзистора (для ограничения потерь переключения в транзисторе принимаем  $f_k=10$  кГц).

При этом  $\Delta i_L = m_i I_{L\text{НОМ}}$  ( $m_i$  – относительная величина пульсаций входного тока ИП при номинальной нагрузке,  $I_{L\text{НОМ}} = P_{\text{НОМ}} / (E(1-K))$  – ток источника при номинальной нагрузке) задается непосредственно в регуляторе тока, а система регулирования поддерживает  $U_d = U_{\text{дНОМ}}$ . Тогда можно получить зависимости для выбора индуктивности в зависимости от мощности нагрузки. Для этого преобразуем (7) к виду:

$$L = \frac{U_{\text{дНОМ}}^2 (1-D)D(1-K)}{m_i f_k P_{\text{НОМ}} K_{\text{иНОМ}}},$$

где  $D$  – определяется в соответствии с (5);

Соответствующие зависимости, определяющие выбор индуктивности в функции от относительной мощности нагрузки  $K_p$ , изображены на рис. 7 для разных значений  $K$  и  $m_i$

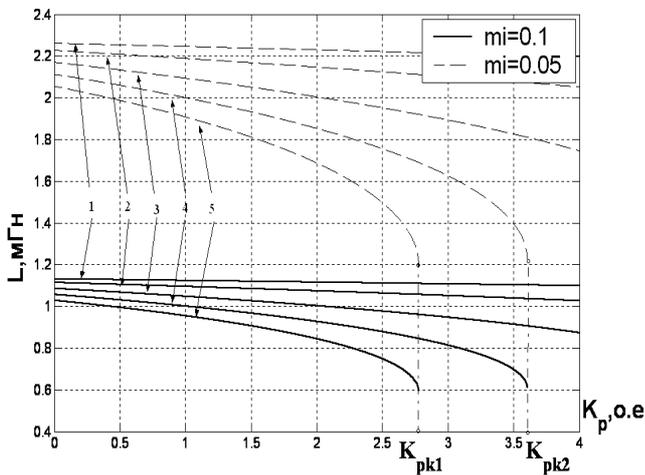


Рис. 7. Зависимость индуктивности дросселя для  $K$ :

1 –  $K=0.01$ ; 2 –  $K=0.025$ ; 3 –  $K=0.05$ ;  
4 –  $K=0.075$ ; 5 –  $K=0.1$

накопленная в дросселе, переходит в емкость в виде заряда. Таким образом, согласно [2]:

$$\Delta U_d = \frac{i_d T_k D}{C}, \quad (8)$$

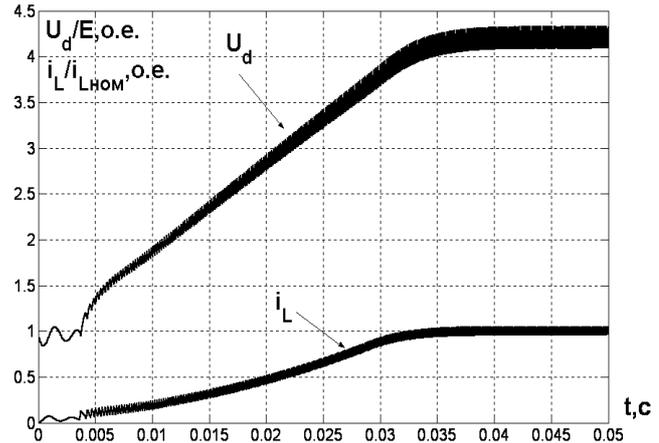


Рис. 6. Переходные процессы отработки ИП линейного задающего сигнала

( $\Delta i_L$ ). Из рисунка видно, что каждой зависимости соответствует своя критическая относительная мощность  $K_{pki}$ , которая определяется по (6). Таким образом, зная номинальные данные потребителя ( $U_{\text{дНОМ}}$ ,  $P_{\text{НОМ}}$ ), параметры источника ( $E, K$ ) и, задаваясь амплитудой пульсаций – коэффициентом  $m_i$ , можно, используя полученные зависимости, определить индуктивность дросселя  $L$  для длительного режима работы ИП на нагрузку, мощность которой  $K_{pi} < K_{pki}$ .

Емкость фильтра на выходе ИП определим из условия ограничения пульсаций выходного напряжения ИП (без учета реактивной мощности нагрузки). Исходим из того, что энергия,

Из (8) определим емкость конденсатора, задавшись относительной величиной пульсаций напряжения  $m_u = \Delta U_d / U_{\text{дном}}$ :

$$C = \frac{PD}{m_u U_d^2 \text{ном} f_k}, \quad (9)$$

где  $D$  – определяется согласно (5).

Соответствующие зависимости, для двух значений  $m_u$  изображены на рис.8 и характеризуют выбор  $C$  исходя из активной мощности потребляемой нагрузкой. Эти зависимости показывают, какую минимальную величину  $C$  необходимо выбрать для обеспечения пульсаций напряжения  $U_d$ , на заданном уровне. Как видно из рис. 8, для

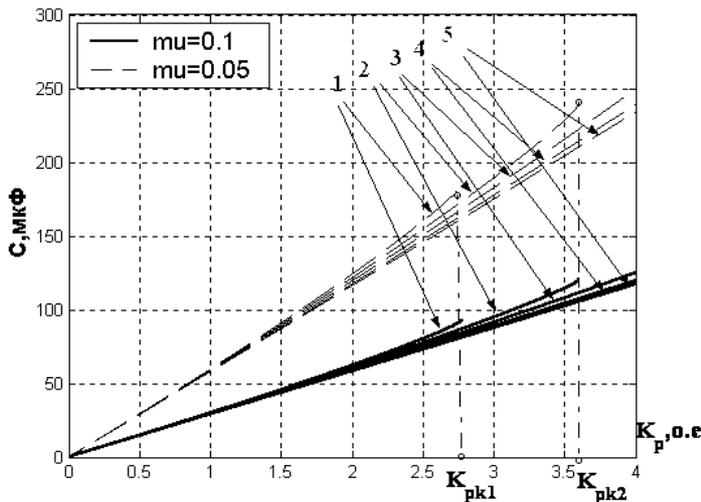


Рис. 8 – Зависимости характеризующие выбор емкости в зависимости от  $K_p$  для различных значений  $K$ :

- 1 –  $K=0.1$ ; 2 –  $K=0.075$ ; 3 –  $K=0.05$ ;  
4 –  $K=0.025$ ; 5 –  $K=0.01$

конденсаторе возникают колебания напряжения, обусловленные изменением направления тока АИН даже в двигательном режиме работы.

Согласно [3] емкость конденсатора может быть определена по формуле:

$$C = \frac{\sqrt{3}}{2} \frac{\mu I_{s.m}}{f_{\mu} \Delta U_c} \sin^2 \left( \frac{\varphi - \pi/6}{2} \right), \quad (10)$$

где  $I_{s.m}$  – амплитуда тока нагрузки;  $f_{\mu}$  – частота коммутации АИН;  $\Delta U_c$  – допустимое отклонение напряжения на конденсаторе;  $\mu$  – коэффициент модуляции.

Анализируя зависимости (9) и (10), можно сделать вывод о том, что выбор емкости должен производиться в зависимости от активной и реактивной потребляемой мощности нагрузкой в длительном режиме работы ИП. Из двух условий должна выбираться наибольшая емкость. Причем наверняка можно сказать, что зависимость (10) имеет большую емкость, чем в (9), только при  $\varphi \rightarrow \pi/2$ . При этом активная потребляемая мощность  $P \rightarrow 0$ , а значит (см. рис. 8)  $C \rightarrow 0$ . В реальности при коэффициенте мощности нагрузки  $\cos \varphi > 0.5$ , емкость достаточно выбрать по (9), так как полученное ее значение будет автоматически удовлетворять условию (10).

обеспечения пульсаций напряжения  $\Delta U_d = U_{\text{дном}} m_u$ , при различных значениях коэффициента  $K$  емкость должна выбираться не меньше значения, получаемого пересечением величины потребляемой мощности в длительном режиме работы с соответствующей характеристикой. Также следует учесть, что величина этой мощности должна быть меньше максимально допустимой (6).

С другой стороны величина  $C$  должна быть достаточной для обмена реактивной мощностью с нагрузкой. При питании АИН от источника с односторонней проводимостью (каким является повышающий ИП) и  $\varphi > \pi/6$  ( $\varphi$  – фазовый сдвиг нагрузки), на

**Выводы.** 1. Разработана модель для исследования процессов в схеме повышающего ИП, включая САР для обеспечения заданных показателей регулирования.

2. Выявлено и обосновано ограничение мощности, которую может отдать ИП.

3. Предложена методика расчета, позволяющая осуществлять выбор параметров ИП исходя из: заданного значения амплитуды пульсаций выходного напряжения ИП и тока источника питания, максимальной частоты коммутации, мощности нагрузки, потерь напряжения, напряжения источника, номинального напряжения нагрузки.

1. *Справедливый В.И. Оптимальное управление солнечным асинхронным частотно-регулируемым электроприводом водяного насоса // Вестн. Нац. техн. ун-та "Харьковский политехнический институт": Сб. науч. тр. "Проблемы автоматизированного электропривода. Теория и практика". – Харьков, 2002. – № 12. – Т.2. 2. Mohan N., Underland T.M., Robbins W.P. Power electronics: converters, applications and design. – 2nd ed., USA., 1995. 3. Бернштейн А.Я., Гусяцкий Ю.М. Тиристорные преобразователи частоты в электроприводе. – М., 1980. – 328 с.*

УДК 621.3.0025.519.233.4

**О.В. Шутенко**

Национальный технический университет "ХПИ",

## **КОВАРИАЦИОННЫЙ АНАЛИЗ МОДЕЛЕЙ СТАРЕНИЯ ТРАНСФОРМАТОРНОГО МАСЛА**

© Шутенко О.В., 2003

**Запропоновано методику коваріаційного аналізу коефіцієнтів лінійної регресійної моделі старіння трансформаторного масла. Перевірено вплив деяких експлуатаційних чинників на старіння масла.**

**The technique of covariation analysis of factors linear regression of model aging transformer oil is offered. The influence of some operational factors on aging of oil is checked up.**

**Постановка проблемы.** Одной из актуальнейших проблем электроэнергетической отрасли является общее "постарение" энергетического оборудования. По разным сведениям от 40 до 70 % мощных силовых трансформаторов отработали или приближаются к нормативному сроку службы 25 лет. Замена устаревшего оборудования, в силу экономических причин, производится крайне медленно и заметно отстает от темпов старения. Поэтому в ближайшие годы в эксплуатации будет находиться оборудование, отработавшее свой нормативный ресурс. Анализ технологических нарушений мощных трансформаторов [1], показал, что большинство нарушений (порядка 20 %) вызвано изменением свойств материалов в процессе эксплуатации (старением материалов). Причем значительная часть технологических нарушений обусловлена ухудшением свойств жидкой изоляции (трансформаторного масла). Подобная ситуация вынуждает большое внимание уделять вопросам диагностики и прогнозирования состояния трансформаторного масла. Контроль