

УДК 621.314.2

А.С. Плехов<sup>1</sup>, В.Г. Титов<sup>2</sup>, К.А. Бинда<sup>2</sup>**УЧЕТ МОЩНОСТИ ИСКАЖЕНИЙ ПРИ ЭНЕРГОСБЕРЕГАЮЩЕМ  
УПРАВЛЕНИИ ЭЛЕКТРОПРИВОДАМИ**ООО «Энергосбережение»<sup>1</sup>,Нижегородский государственный технический университет им. Р.Е. Алексеева<sup>2</sup>

В целях вычисления углов управления группами вентиляей компенсационного преобразователя в звене постоянного тока двухзвенного преобразователя частоты обсуждаются подходы к синтезу алгоритмов управления энергосберегающим электроприводом переменного тока. Предложены и апробированы алгоритмы, позволяющие определить резерв предельной генерируемой в сеть реактивной мощности при проектировании системы управления или ограничения при эксплуатации предложенных авторами схем преобразователей частоты с компенсационными выпрямителями.

*Ключевые слова:* компенсация реактивной мощности, энергосберегающее управление электроприводами, мощность искажений.

Большинство электроприводов в промышленности и в коммунальном хозяйстве используют асинхронные двигатели с короткозамкнутым ротором. Питание асинхронного двигателя от преобразователя частоты, в частности, двухзвенного, открывает возможности не только регулирования производительности машины, но и одновременной компенсации реактивной мощности в питающей сети при плавном автоматическом регулировании ее уровня [3]. Возможность уменьшения потребляемой мощности индуктивного характера и генерации в питающую сеть реактивной мощности емкостного характера присущи и другим техническим решениям. Например, матричный преобразователь частоты, используемый в частотно-регулируемом электроприводе для регулирования трехфазного напряжения и частоты на обмотках двигателя, обеспечивает высокое качество регулирования в нижней части диапазона с возможностью установки любых значений коэффициента сдвига тока на сетевом входе. Такие же возможности предоставляют и корректоры коэффициента мощности на основе повышающего импульсного регулятора. Обеспечивая активную коррекцию коэффициента мощности, они предотвращают отбор несинусоидального тока из питающей сети.

Не переходя к дискуссии о преимуществах и недостатках различных схем преобразователей частоты в целях настоящей статьи о расчете и оптимизации управляющих воздействий - общих проблемах применения всех упомянутых технических решений, рассмотрим из этого перечня наиболее мощные и практически применяемые электроприводы с двухзвенными преобразователями частоты (ДПЧ).

Значения одинаковых углов управления вентилями анодной и катодной групп активного компенсационного выпрямителя (КВ) диктуются механической нагрузкой на электродвигатель, при этом компенсационный преобразователь генерирует реактивную мощность в сеть «по остаточному принципу».

Вместе с тем, уровень генерируемой в распределительную сеть реактивной мощности емкостного характера требует непрерывной коррекции из-за непрерывного изменения нагрузки электроприемников, включенных параллельно в эту сеть, о чем свидетельствует изменение мгновенного значения напряжения в сети.

Авторами предложены два способа решения этой проблемы [3, 5]:

- использовать раздельное управление углами  $\alpha_c$  и  $\alpha_n$  вентиляей групп, работающих соответственно при естественной и принудительной коммутации;
- применять наряду с фазовым регулированием выпрямленного напряжения на выходе

посредством изменения угла управления  $\alpha_{и}$  КВ также и регулирование тока двигателя на выходе автономного инвертора тока посредством широтно-импульсной модуляции (ШИМ), изменяя степень регулирования  $\gamma_{шим}$ .

Такие подходы позволяют решать и технологическую задачу, обеспечивая заданные момент и скорость вращения двигателя, и регулирование величины компенсируемой реактивной мощности в сети. Изменением управления – в координатах  $\alpha_e$  и  $\alpha_{и}$  в допустимой для них области можно обеспечить обоснованное значение циркулирующей в сети реактивной мощности в определенных границах, которые зависят от технологической загрузки двигателя и установленной мощности компенсационного выпрямителя.

Однако при таком управлении преобразователем проявляется отрицательный фактор – гармоники тока в сети, в том числе и четные. Применение активного фильтра гармоник позволяет улучшить качество электрической энергии [1]. Кроме того, фаза гармоник у нескольких параллельно подключенных компенсационных выпрямителей изменяется при изменении угла управления и они могут взаимно компенсироваться. Если же применять в качестве преобразователей частоты автономные инверторы напряжения, питаемые от неуправляемых выпрямителей, обеспечивающих  $\cos \varphi = 1$  во всем диапазоне регулирования скорости, то фазы гармоник подключенных параллельно преобразователей останутся постоянными, гармоники от разных преобразователей будут суммироваться, усугубляя ситуацию.

Другая использованная авторами возможность – регулирование тока двигателя на выходе автономного инвертора посредством изменения степени ШИМ  $\gamma_{шим}$  независимо от напряжения на входе инвертора, то есть независимо от напряжения на выходе КВ, изменяемого углом управления  $\alpha_{и}$ , - позволяет обеспечить как заданные момент и скорость вращения двигателя, так и регулирование величины компенсируемой реактивной мощности.

Задача управления рассматриваемыми системами электроприводов - найти оптимальное соотношение между значениями углов управления  $\alpha_e$  и  $\alpha_{и}$ , в первом случае, и угла управления  $\alpha_{и}$  вентилями компенсационного выпрямителя и степенью широтно-импульсной модуляции тока инвертора  $\gamma_{шим}$ , во втором случае, доставляющие

$$\min(\operatorname{tg} \varphi_{сети}) = \min_{\alpha_e, \alpha_{и}} \left( \frac{Q_{сети} - Q_{КВ}}{P_{КВ}} \right), \quad \min(\operatorname{tg} \varphi_{сети}) = \min_{\alpha_{и}, \gamma_{шим}} \left( \frac{Q_{сети} - Q_{КВ}}{P_{КВ}} \right), \quad (1)$$

где  $Q_{КВ}$  и  $P_{КВ}$  – реактивная и активная мощность компенсационного выпрямителя. Под управлением устройства оптимизации обеспечивается достижение указанных целевых функций.

Компенсация реактивной мощности является одной из форм влияния рассматриваемых преобразователей на сеть. Это влияние зависит от степени регулирования выпрямленного напряжения на выходе звена постоянного тока.

С другой стороны от углов  $\alpha_e$  и  $\alpha_{и}$  зависит и величина потребляемой активной и реактивной мощности, мощность искажения.

Так, без учета потерь в автономном инверторе ДПЧ и в двигателе, полезная потребляемая приводом активная мощность

$$P_{(1)} = mU I_{1(1)} \cos \varphi_{(1)}, \quad (2)$$

где  $m$  – число фаз преобразователя;  $\varphi_{(1)}$  – сдвиг по фазе между основными гармониками первичного напряжения и первичного тока.

Реактивная мощность, потребляемая из сети,

$$Q_{(1)} = mU I_{1(1)} \sin \varphi_{(1)}. \quad (3)$$

Мощность искажений определяется высшими гармоническими составляющими тока, должна быть учтена при нахождении допустимых величин активной и реактивной мощностей, потребляемых из сети, которые равны соответствующим мощностям на входе КВ.

В схеме КВ с искусственной коммутацией обеих групп вентилях сетевой ток может содержать существенные по величине 5-ю, 7-ю, 11-ю, 13-ю и 17-ю гармоники. Многие авторы, в том числе [2], отмечают, что мощность искажения есть всегда и мало зависит от угла управления преобразователем. Зависимости для коэффициента искажения тока как преобразователей с естественной, так и преобразователей с искусственной коммутацией вентилях известны, например, [2]. Однако следует принять во внимание, что высшие гармонические составляющие трудно учитывать, они более подвержены влиянию случайных факторов из-за колебаний напряжения сети и нагрузки. Точное описание искажения тока регулярными функциями не имеет смысла и практически невозможно. Для характеристики качества преобразования тока достаточно грубых регрессионных оценок.

По данным моделирования зависимости  $THD_{o,e}$  от углов управления разными группами вентилях  $\alpha_e$  и  $\alpha_\delta$  были определены уравнения регрессии при соотношении индуктивности нагрузки к индуктивности питающей сети

$$\frac{L_{\text{нагрузки}}}{L_{\text{фазы}}} = 1 \cdot 10^3.$$

Представим данные моделирования и соответствующие коэффициенты в матричной форме.

$$Y = \begin{pmatrix} y_1 \\ y_2 \\ \dots \\ y_n \end{pmatrix}, \quad X = \begin{pmatrix} 1 & x_{11} & x_{12} \\ 1 & x_{21} & x_{22} \\ \dots & \dots & \dots \\ 1 & x_{n1} & x_{n2} \end{pmatrix}, \quad B = \begin{pmatrix} b_0 \\ b_1 \\ \dots \\ b_m \end{pmatrix}, \quad e = \begin{pmatrix} e_1 \\ e_1 \\ \dots \\ e_n \end{pmatrix}.$$

Здесь  $Y$  – вектор-столбец размерности  $n$  наблюдений зависимой переменной  $THD_{o,e}$ ;  $X$  – матрица размерности  $n \times (m+1)$ ;  $B$  – вектор столбец параметров уравнения регрессии размерностью  $(m+1)$ . В нашем случае  $m=2$ , столбец  $X_{i1} = \alpha_e$ , а столбец  $X_{i2} = \alpha_\delta$ , единица соответствует переменной при свободном члене  $b_0$ . Аналитическое представление наблюдений будем искать в виде:

$$Y = b_0 + b_1 X_1 + b_2 X_2 + e, \tag{4}$$

где  $e$  – вектор-столбец размерности  $n$  отклонений реальных значений  $y_i$  - составляющих вектора зависимой переменной  $Y$  от значений  $\tilde{y}_i$ , получаемых по уравнению регрессии

$$\tilde{y}_i = b_0 + b_1 X_1 + b_2 X_2. \tag{5}$$

Нетрудно заметить, что функция  $Q = \sum_{i=1}^n e_i^2$  в матричной форме представима как произведение вектор-строки  $e^T = (e_1, e_2, \dots, e_n)$  на вектор-столбец  $e$ . Вектор-столбец, в свою очередь, можно представить в следующем виде:

$$e = Y - XB \tag{6}$$

Отсюда

$$\begin{aligned} Q &= e^T e = (Y - XB)^T \cdot (Y - XB) = Y^T Y - B^T X^T Y - Y^T X B + B^T X^T X B = \\ &= Y^T Y - 2B^T X^T Y + B^T X^T X B. \end{aligned} \tag{7}$$

Здесь  $e^T, B^T, X^T, Y^T$  - векторы и матрицы, транспонированные к  $e, B, X, Y$  соответственно. При выводе формулы мы воспользовались соотношения линейной алгебры [4]:

$$(Y - XB)^T = Y^T - (XB)^T; \quad (XB)^T = B^T X^T; \quad B^T X^T Y = Y^T X B. \tag{8}$$

Необходимым условием экстремума функции  $Q$  является равенство нулю ее частных производных  $\frac{\partial Q}{\partial b_j}$  по всем параметрам  $b_j, j=0,1 \dots m$ . Покажем, что вектор-столбец  $\frac{\partial Q}{\partial b_j}$  частных производных в матричном виде имеет следующий вид:

$$\frac{\partial Q}{\partial B} = -2X^T Y + 2(X^T X)B. \tag{9}$$

Для упрощения обозначим матрицу  $X^T X$  размерности  $(m+1) \times (m+1)$  через  $Z$ . Тогда

$$\begin{aligned} S = B^T Z B &= \left( (b_0, b_1, \dots, b_m) \cdot \begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} & \dots & Z_{1m+1} \\ Z_{21} & Z_{22} & \dots & Z_{2m+1} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ Z_{m+11} & Z_{m+12} & Z_{11} & Z_{m+1m+1} \end{bmatrix} \right) \cdot \begin{bmatrix} b_0 \\ b_1 \\ \dots \\ b_m \end{bmatrix} = \\ &= \left( \sum_{i=0}^m b_i Z_{i+11}, \sum_{i=0}^m b_i Z_{i+12}, \dots, \sum_{i=0}^m b_i Z_{i+1m+1} \right) \cdot \begin{bmatrix} b_0 \\ b_1 \\ \dots \\ b_m \end{bmatrix} = \\ &= \sum_{j=0}^m b_j \cdot \sum_{i=0}^m b_i Z_{i+1j+1} = \sum_{j=0}^m \sum_{i=0}^m b_j b_i Z_{i+1j+1}. \end{aligned}$$

Следовательно, частная производная  $\frac{\partial S}{\partial b_j} = 2 \sum_{i=0}^m b_i Z_{i+1j+1}$ .

В результате имеем  $\frac{\partial S}{\partial b_j} = 2(X^T X)B$ .

Обозначим вектор-столбец  $X^T Y$  размерности  $(m+1)$  через  $R$ . Тогда  $B^T X^T Y = B^T R = \sum_{j=0}^m a_j r_{j+1}$ ,

где  $r_{j+1}$  – соответствующий элемент вектора  $R$ .

Поэтому  $\frac{\partial (B^T R)}{\partial B} = R = X^T Y$ .

$Y^T Y$  от  $B$  не зависит, и значит  $\frac{\partial (Y^T Y)}{\partial B} = 0$ .

Следовательно, формула (9) справедлива. Приравняв  $\frac{\partial Q}{\partial B}$  нулю, получим общую формулу

(11) вычисления коэффициентов множественной линейной регрессии:

$$-2X^T Y + 2(X^T X)B = 0 \Rightarrow$$

$$X^T Y = (X^T X)B \Rightarrow \tag{10}$$

$$B = (X^T X)^{-1} X^T Y. \tag{11}$$

С целью увеличения точности аппроксимации перейдем от линейного уравнения к уравнению типа

$$Y = b_0 + b_1 X_1 + b_2 X_2 + b_3 X_1 X_2 + b_4 X_1^2 + b_5 X_2^2 + e. \tag{12}$$

Для того что бы формула (11) была справедлива и для этого уравнения, представим данные в матричной форме

$$Y = \begin{pmatrix} y_1 \\ y_2 \\ \dots \\ y_n \end{pmatrix}, \quad X = \begin{pmatrix} 1 & x_{11} & x_{12} & x_{13} & x_{14} & x_{15} \\ 1 & x_{21} & x_{22} & x_{23} & x_{24} & x_{25} \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ 1 & x_{n1} & x_{n2} & x_{n3} & x_{n4} & x_{n5} \end{pmatrix}, \quad B = \begin{pmatrix} b_0 \\ b_1 \\ \dots \\ b_m \end{pmatrix}, \quad e = \begin{pmatrix} e_1 \\ e_1 \\ \dots \\ e_n \end{pmatrix},$$

где  $X$  – матрица размерности  $n \times (m+1)$ , в которой столбец  $X_{i1} = \alpha_e, X_{i2} = \alpha_{\xi}, X_{i3} = \alpha_e \cdot \alpha_{\xi}, X_{i4} = \alpha_a^2, X_{i5} = \alpha_{\xi}^2$ , единица соответствует переменной при свободном члене  $b_0$ . Зависимости  $THD_{0,e}$  от углов управления разными группами вентилей  $\alpha_e, \alpha_{\xi}$  и результат линейной регрессии, построенной по формуле (12), представлены на рис.1.

$$THD_{0,e} = 7.8958 + 0.1897 \cdot X_1 + 0.1847 \cdot X_2 - 0.0042 \cdot X_1 \cdot X_2 + 0.0009 \cdot X_1^2 + 0.001 \cdot X_2^2 + e, \quad (13)$$

где  $X_1$  – это  $\alpha_e$ , а  $X_2$  – соответствует  $\alpha_{\xi}$ .

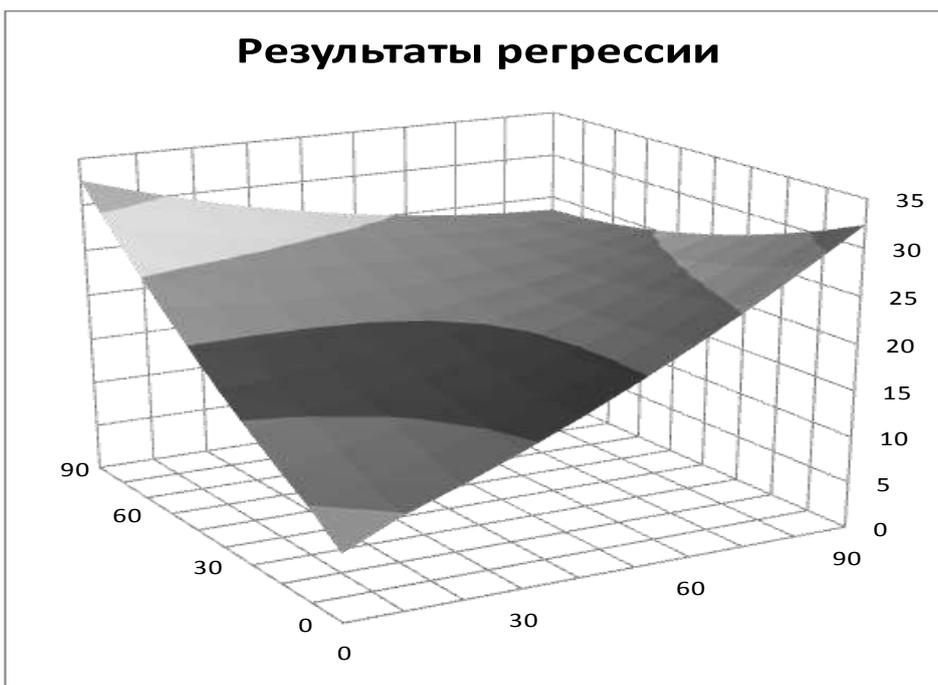
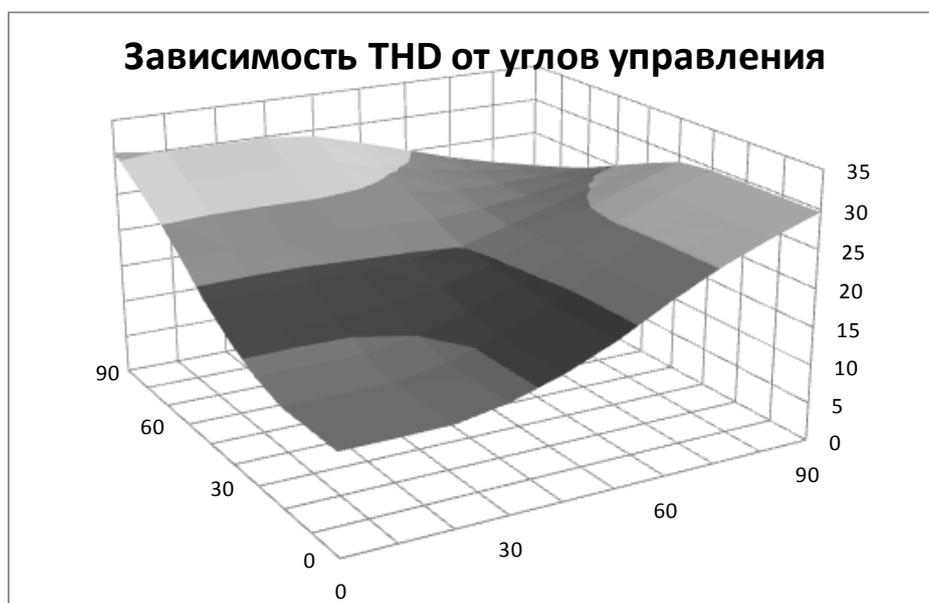


Рис. 1. Зависимости  $THD_{0,e}$  от углов управления разными группами вентилей  $\alpha_e$  и  $\alpha_{\xi}$

Значения  $THD_{o,e}$ , полученные по выражению (13), практически совпадают с результатами моделирования и в рабочем диапазоне значения отклонения полученных данных от результатов моделирования не превышают 5%. На рис. 2 представлены зависимости  $THD_{o,e}$  и ее регрессии от углов управления  $\alpha_e$  вентилями компенсационного выпрямителя, равных для обеих групп вентиляей.

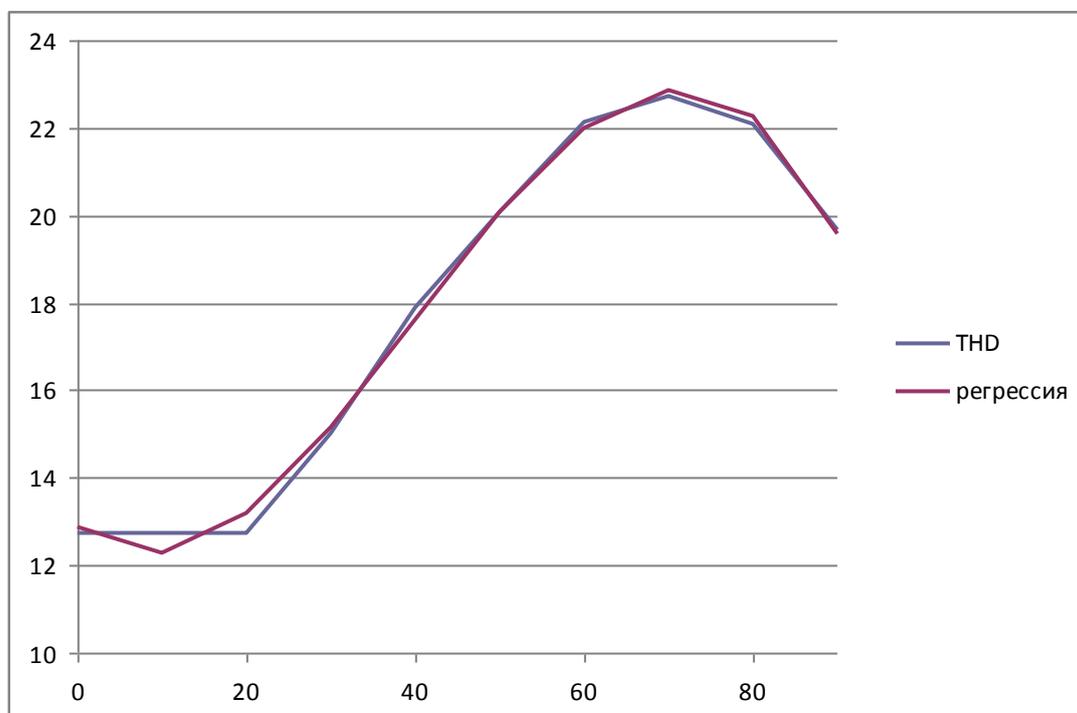


Рис. 2. Зависимости  $THD_{o,e}$  от углов управления  $\alpha_e$  для обеих групп вентиляей

Вычисление значение  $THD_{o,e}$  предлагается производить на основе уравнения

$$THD_{o,e} = 12.85703 - 0.151206 \cdot X_1 + 0.010149 \cdot X_1^2 - 0.000084 \cdot X_1^3, \quad (14)$$

где  $X_1$  — значение углов управления  $\alpha_e$ . Значения отклонений реальных величин  $THD_{o,e}$  от полученных по выражению (14) малы и ими можно пренебречь.

Авторы используют в алгоритмах микропроцессорного управления соотношениями  $\alpha_{\dot{a}}$ ,  $\alpha_e$  и  $\alpha_{\ddot{a}}$ ,  $\gamma_{\text{шим}}$  опорную таблицу значений  $THD_{i,\dot{a}}$  в зависимости от углов управления разными группами вентиляей  $\alpha_e$  и  $\alpha_{\text{н}}$  или от переменных  $\alpha_e$ ,  $\gamma_{\text{шим}}$ , соответственно структуре преобразователя частоты, с последующей интерполяцией для вычисления мощности искажений при определении ограничений на величины переменных управления.

При допущении малости угла перекрытия  $\gamma/2 \cong 0$ , можно считать, что  $\varphi_{(1)} = \alpha$ . Тогда реактивная мощность, генерируемая (потребляемая) КВ будет:

$$Q_{\dot{E}\dot{A}} = mU I_{1(1)} (\sin \alpha_{\dot{a}} + \sin \alpha_e), \quad (15)$$

где  $\alpha_{\text{н}} < 0$ .

В этом случае требуется вычислить такие значения углов управления группами вентиляей  $\alpha_e$  и  $\alpha_{\text{н}}$ , которые обеспечат как необходимое значение выпрямленного напряжения  $U_d$ , так и желаемую величину потребляемой или генерируемой в сеть реактивной мощности. В этом случае  $THD_{o,e}$  будет функцией двух углов управления согласно (13).

Результаты вычислений  $THD_{o,e}$  для второй схемы ДПЧ с компенсационным преобразователем [5], все вентили которого принудительно коммутируются с углом управления  $\alpha_{и}$ , были аппроксимированы полиномиальным выражением (14). Поскольку АИТ с ШИМ не влияет на потребляемую из сети мощность искажения, то значения  $THD_{o,e}$ , полученные из аппроксимирующего выражения являются опорными для вычисления мощности искажений, потребляемой компенсационным преобразователем при текущем угле управления  $\alpha_{и}$ .

Таким образом, решена задача определения резерва при проектировании или ограничений при эксплуатации предложенных схем ДПЧ с компенсационными преобразователями в разрезе предельной генерируемой в сеть реактивной мощности.

Для первой схемы предельная реактивная мощность может быть вычислена согласно зависимости [6]:

$$Q_{(1)} = \sqrt{S_{уст}^2 - P_{(1)}^2 - (S_{уст} * THD_{o,e}(\alpha_{и}, \alpha_{е}))^2}. \quad (16)$$

Для второй схемы с компенсационным преобразователем и АИТ с ШИМ:

$$Q_{(1)} = \sqrt{S_{уст}^2 - P_{(1)}^2 - (S_{уст} * THD_{o,e}(\alpha_{и}))^2}. \quad (17)$$

### Выводы

1. Частотно регулируемый электропривод переменного тока с компенсационным выпрямителем в звене постоянного тока преобразователя частоты является новым средством компенсации реактивной мощности, устанавливаемым непосредственно у потребителя. При вычислении углов управления вентилями компенсационного выпрямителя и степенью модуляции тока на выходе автономного инвертора необходимо исходить из резервов установленной мощности электрооборудования привода, принимая во внимание мощность искажения, зависящую от величины  $U_d$  при заданной технологической мощности на валу двигателя.

2. Вычисление углов управления вентилями компенсационного преобразователя и степени модуляции ШИМ автономного инвертора тока необходимо производить по критерию максимально допустимой генерируемой в сеть реактивной мощности, которая определяется с учетом мощности искажений, потребляемой компенсационным выпрямителем.

3. Авторами найдены математические зависимости для решения задачи вычисления параметров управляющих сигналов - определены дескриптивные регрессионные уравнения для оценки мощности искажений во всем диапазоне регулирования выходного напряжения преобразователей двух предложенных структур.

### Библиографический список

1. **Вагин, Г.Я.** Компенсация реактивной мощности в электрических сетях с нелинейными нагрузками / Г.Я. Вагин, А.А. Севостьянов, С.Н. Юртаев // Актуальные проблемы электроэнергетики. – Нижний Новгород, 2010. С. 93–97.
2. **Тихомиров, В.А.** Технические и экономические аспекты применения регулируемых приводов постоянного и переменного тока / В.А. Тихомиров, В.Г. Титов, С.В. Хватов // Труды НГТУ им. Р.Е. Алексеева. – Нижний Новгород, 2010. № 4(83). С. 190–204.
3. **Плехов, А.С.** Технология энергосбережения в электроприводе / А.С. Плехов, М.Н. Охотников, В.Г. Титов // Труды ГНТУ им. Р.Е. Алексеева. – Нижний Новгород, 2011. № 1(86). С. 193–203.
4. **Львовский, Е.Н.** Статистические методы построения эмпирических формул / Е.Н. Львовский. – М.: Высшая школа, 1988.
5. **Бинда, К.А.** Преобразователь частоты на основе автономного инвертора тока с широтно-импульсной модуляцией / К.А. Бинда, А.С. Плехов // Будущее технической науки: сб. материалов X междунар. молодеж. научно-техн. конф.; НГТУ им. Р.Е. Алексеева. – Нижний Новгород, 2011. С. 436.

6. **Плехов, А.С.** Задачи идентификации и оптимизации при энергосберегающем управлении электроприводами и алгоритмы их решения / А.С. Плехов, М.Н. Охотников, В.Г. Титов // Труды НГТУ им. Р.Е. Алексеева. – Нижний Новгород, 2011. № 3(90). С. 215–225.

*Дата поступления  
в редакцию 11.10.2011*

**A.S. Plehov, V.G. Titov, K.A. Binda**

**ACCOUNTING FOR POWER DISTORTION AT POWER SAVING  
CONTROL OF ELECTRIC DRIVES**

In purpose of the calculation corners management group valves of the compensation converter in section of the direct current two-element converter of the frequency are discussed approaches to syntheses algorithm management saving energy electric drives of alternating current. They Are Offered and approved algorithms, allowing define the reserve limiting generated in network of the reactive power when managerial system or restriction designing at usages offered author of the schemes of the converters of the frequency with compensation rectifier.

*Key words:* compensation to reactive power; saving energy management electric drives; the power of the distortion.