

конденсаторе фильтра, условий для определения возможности появления резонанса следует использовать при выборе параметров фильтрового оборудования и полупроводниковых приборов для 4q-s преобразователя.

Перечень ссылок

1. Чехет Э. М., Соболев В. Н., Полищук М. И. Современные тенденции построения 4-х квадрантных преобразователей частоты. // Proceedings of the 3rd international science and technical conference on unconventional electromechanical and electrical systems. 19–20 September, 1977. Alyshta, Ukraine, vol.1, p.147–58. Technical university Pres, Szczecin, 1999.

2. Литовченко В. В. Определение энергетических показателей электроподвижного состава переменного тока с 4q-S преобразователями // Электротехника. – 1993. – № 3. – с. 23.
 3. Киселев И. П. Краткий обзор истории европейских высокоскоростных поездов, ч.1 // Железные дороги мира–2005. – № 12. – с. 20–36.
 4. Андриенко П. Д., Горпинич П. А., Сухарев В. Н. Рекомендации к построению системы регулирования 4q-S преобразователя. // Электрический журнал. – 1996. – № 1. – с. 4–8.

Поступила в редакцию 09.10.06 г.

После доработки 31.10.06 г.

Досліджені особливості електромагнітних процесів 4q-s перетворювача при живленні від однофазного джерела. Виявлено особливості режимів роботи фільтрів, що пов'язані з обмеженою частотою комутації цілком керованих силових ключів.

The features of electromagnetic processes of the 4q-s converter at the feed from a mono-phase source are examined. The peculiarities of filter mode operations related to the limited frequency of commutation of completely controlled power switches are investigated.

УДК 621.313

А. В. Волков, Ю. С. Скалько

Математическая модель общих потерь мощности в частотно-регулируемом асинхронном электроприводе

Разработана математическая модель общих потерь мощности в асинхронном электроприводе с автономным инвертором напряжения с широтно-импульсной модуляцией, предназначенная для решения оптимизационных задач энергосберегающего управления в указанном электроприводе. Посредством данной модели рассчитаны потери мощности для электропривода насоса мощностью 1600 кВт, определены оптимальные значения модуляционной частоты и соотношения между амплитудой и частотой основной гармоники выходного напряжения инвертора.

В связи с происходящим широким внедрением во всех отраслях хозяйства ведущих стран мира (а также Украины) частотно-регулируемых (ч-р) асинхронных электроприводов (ЭП) и вследствие одновременно наблюдающихся в последние годы процессов заметного удорожания электроэнергии и обострения проблемы энергосбережения, становятся чрезвычайно актуальными задачи исследования потерь мощности в современных ч-р асинхронных ЭП, создаваемых на основе автономного инвертора напряжения (АИН) с широтно-импульсной модуляцией (ШИМ), а также перехода к энергосберегающему управлению данными электроприводами. Для эффективного решения указанных задач (с применением современных вычислительных средств, существенно снижающих трудоемкость проведения исследований по сравнению с экспериментом, и на основе существующего мощного математического аппарата теории управления) остро востребовано практикой создание необходимого «инструмента» для таких исследований – математической модели общих потерь мощности в ч-р асинхронном ЭП с АИН-ШИМ.

Несмотря на большое внимание, которое уделяется в научно-технической литературе исследованию потерь мощности в ч-р асинхронных ЭП, все известные в этой области работы фактически рассматривают, к сожалению, лишь отдельные составляющие указанных потерь и, как правило, с существенными упрощающими допущениями. А именно: в работах [1–3] исследуются потери только внутри ч-р асинхронного двигателя (причем без учета модуляционной составляющей этих потерь, вызванной влиянием несинусоидальной формы статорных токов и напряжений двигателя); в работах [4, 5] рассматриваются потери мощности только в преобразователе частоты (но при этом потери мощности в элементах преобразователя описываются такими сложными математическими выражениями, которые на практике трудно применимы к последующим оптимизационным задачам управления). В работе [6] рассчитаны потери мощности, вызванные несинусоидальной формой фазных статорных токов в короткозамкнутом асинхронном двигателе (АД), получающем питание от АИН-ШИМ, но при этом оставлены без внимания потери мощности, выделя-

емые в преобразователе частоты. В другой работе [7] предложена математическая модель потерь мощности в системе «автономный инвертор с ШИМ – асинхронный двигатель», которая учитывает потери мощности в инверторе и двигателе, оставляя без внимания выделяемые потери мощности в выпрямителе, токоограничивающих и сглаживающем реакторах преобразователя частоты. Лишь только в работе [8] поставлена задача и предпринята попытка создания математической модели общих (суммарных) потерь мощности в ч-р асинхронном ЭП, выполненном на основе АИН-ШИМ. К сожалению, при этом в данной работе не учитываются динамические потери в инверторе (обусловленные переключением его силовых ключей) [9] и модуляционные электромагнитные потери мощности в двигателе (вызванные несинусоидальной формой его статорных токов) [6], что вносит, в свою очередь, существенную погрешность при определении общих потерь в ч-р асинхронном ЭП.

Статья посвящена разработке уточненной математической модели общих потерь мощности в ч-р асинхронном ЭП с преобразователем частоты на основе АИН-ШИМ (учитывающей, в том числе, динамические потери в инверторе и модуляционные электромагнитные потери в двигателе), а также – исследованию посредством данной модели общих потерь мощности в ч-р асинхронном ЭП мощного насоса.

Суммарные потери мощности ΔP_{Σ} в ч-р асинхронном ЭП состоят из потерь мощности в выпрямителе $\Delta P_{\text{в}}$, инверторе $\Delta P_{\text{и}}$ и двигателе $\Delta P_{\text{д}}$:

$$\Delta P_{\Sigma} = \Delta P_{\text{в}} + \Delta P_{\text{и}} + \Delta P_{\text{д}}. \quad (1)$$

На первом этапе рассмотрим потери мощности $\Delta P_{\text{д}}$ в короткозамкнутом АД, которые равны сумме электромагнитных потерь $\Delta P_{\text{эм}}$ и механических потерь $\Delta P_{\text{мех}}$ мощности [10]:

$$\Delta P_{\text{д}} = \Delta P_{\text{эм}} + \Delta P_{\text{мех}}.$$

Причем, последние составляют лишь незначительную часть (примерно 5–10 %) от номинальных потерь мощности АД и зависят (в квадратичной зависимости) только от текущего значения частоты вращения (скорости) ω ротора двигателя [10]:

$$\Delta P_{\text{мех}} = \Delta P_{\text{мех.н}} \left(\omega / \omega_{\text{н}} \right)^2, \quad (2)$$

где $\Delta P_{\text{мех.н}}$ и $\omega_{\text{н}}$ – номинальные значения соответственно механических потерь и скорости АД.

Электромагнитные потери мощности $\Delta P_{\text{эм}}$ содержат добавочные потери $\Delta P_{\text{доб}}$, а также основную $\Delta P_{\text{эм.1}}$ и модуляционную $\Delta P_{\text{эм.п}}$ составляющие электромагнитных потерь мощности [6, 10]:

$$\Delta P_{\text{эм}} = \Delta P_{\text{доб}} + \Delta P_{\text{эм.1}} + \Delta P_{\text{эм.п}}. \quad (3)$$

Причем, принимая во внимание, что добавочные потери мощности $\Delta P_{\text{доб}}$ зависят в квадратичной зависимости от амплитуды I_1 основной гармоники статорного тока АД и составляют в номинальном режиме примерно 0,5 % от потребляемой двигателем мощности [10], они могут быть рассчитаны из соотношений:

$$\left. \begin{aligned} \Delta P_{\text{доб}} &= \Delta P_{\text{доб.н}} \left(I_1 / I_{1\text{н}} \right)^2, \\ \Delta P_{\text{доб.н}} &\approx 0,005 (P_{2\text{н}} / \eta_{\text{н}}) \end{aligned} \right\}, \quad (4)$$

где $\Delta P_{\text{доб.н}}$ и $I_{1\text{н}}$ – номинальные значения соответственно добавочных потерь и амплитуды основной гармоники фазного статорного тока АД; $P_{2\text{н}}$ и $\eta_{\text{н}}$ – соответственно номинальные значения выходной (на валу) мощности двигателя и его коэффициента полезного действия (КПД).

Основная $\Delta P_{\text{эм.1}}$ и модуляционная $\Delta P_{\text{эм.п}}$ составляющие электромагнитных потерь мощности $\Delta P_{\text{эм}}$ состоят, в свою очередь, из электрических $\Delta P_{\text{э.1}}$, $\Delta P_{\text{э.п}}$ и магнитных (в стали) $\Delta P_{\text{м.1}}$, $\Delta P_{\text{м.п}}$ потерь:

$$\left. \begin{aligned} \Delta P_{\text{эм.1}} &= \Delta P_{\text{э.1}} + \Delta P_{\text{м.1}}, \\ \Delta P_{\text{эм.п}} &= \Delta P_{\text{э.п}} + \Delta P_{\text{м.п}} \end{aligned} \right\}, \quad (5)$$

которые с учетом [6] предлагается рассчитывать из следующих зависимостей:

$$\left. \begin{aligned} \Delta P_{\text{э.1}} &= \frac{3}{2} (R_s + k^2 R_r \sin^2 \varphi) I_1^2, \\ \Delta P_{\text{м.1}} &= \Delta P_{\text{мн}} \left(L_m^2 \cos^2 \varphi + k^2 L_{\sigma r}^2 \sin^2 \varphi \right) \alpha_1^{1,3} I_1^2 / \Psi_{\text{мн}}^2, \\ \Delta P_{\text{э.п}} &= \frac{3}{2} (R_s + k^2 R_r) \alpha_n \Delta I_{\text{п}}^2, \\ \Delta P_{\text{м.п}} &= \Delta P_{\text{мн}} k^2 L_{\sigma r}^2 \alpha_n^{1,3} \Delta I_{\text{п}}^2 / \Psi_{\text{мн}}^2. \end{aligned} \right\} \quad (6)$$

В зависимостях (6) используются следующие обозначения: $\Delta P_{\text{мн}}$ – номинальное значение потерь в стали двигателя; R_s и R_r – активные сопротивления статора и ротора двигателя соответственно; L_m и $L_{\sigma r}$ – индуктивность намагничивания и индуктивность рассеяния ротора АД соответственно; φ – угол нагрузки (под которым здесь и далее понимается угол между обобщенными векторами статорного тока и потокосцепления ротора АД); α_1 и α_n – относительные значения соответственно основной и модуляционной частоты; k и $\Delta I_{\text{п}}$ – соответственно коэффициент связи ротора и среднеквадратичное отклонение модуля I_s обобщенного вектора статорного тока от своего среднего значения (равного I_1); $\Psi_{\text{мн}}$ – номинальное зна-

чение амплитуды магнитного потокоцепления в воздушном зазоре АД.

С учетом [6] последние упомянутые параметры режима АД рассчитываются из следующих соотношений:

$$\left. \begin{aligned} \Psi_{mH} &= I_{1H} \left[L_m^2 \cos^2 \varphi_H + k^2 L_{\sigma} \sin^2 \varphi_H \right]^{1/2}, \\ \alpha_1 &= f_1 / f_H, \\ \alpha_n &= f_n / f_H, \\ k &= L_m / (L_m + L_{\sigma}), \\ \Delta I_n &= \left[\frac{1}{T_1} \int_0^{T_1} (I_s - I_1)^2 dt \right]^{1/2} \end{aligned} \right\}, \quad (7)$$

где f_1 и f_i – соответственно основная и модуляционная частота статорного напряжения АД; $f_1 = 50 \text{ Ȧ}$ – номинальное значение частоты; $T_1 = 2\pi f_1$ – период основной гармоники статорного напряжения двигателя; φ_H – номинальное значение (соответствующее номинальному режиму работы) угла нагрузки АД.

На втором этапе рассмотрим потери мощности ΔP_n в инверторе, которые состоят из статических ΔP_{nS} и динамических ΔP_{nD} потерь мощности [8, 9]:

$$\Delta P_n = \Delta P_{nS} + \Delta P_{nD}. \quad (8)$$

Первую из указанных составляющих наиболее удобно рассчитать из соответствующего известного соотношения [8]:

$$\begin{aligned} \Delta P_{nS} &= \frac{1}{2\pi} (\Delta U_T + \Delta U_d) I_1 + \frac{3}{4} (R_T + R_d) I_1^2 + \\ &+ \left(\frac{\Delta U_T - \Delta U_d}{U_n} \right) P_{d\Sigma} + \frac{8}{3\pi} \left(\frac{R_T - R_d}{U_n} \right) I_1 P_{d\Sigma}, \quad (9) \end{aligned}$$

в котором используются следующие обозначения: $P_{d\Sigma}$ – полная (суммарная) потребляемая двигателем активная мощность; ΔU_T и ΔU_d – начальные (граничные) падения напряжений на открытых IGBT-транзисторе и шунтирующем его диоде соответственно; R_o и R_a – дифференциальные сопротивления открытых IGBT-транзистора и шунтирующего его диода соответственно; U_c – входное напряжение инвертора.

Согласно [6, 10] потребляемая двигателем активная мощность $P_{d\Sigma}$ состоит из механической мощности $P_{i\delta\delta}$ двигателя и общих электромагнитных потерь мощности $\Delta P_{эм}$ в последнем:

$$P_{d\Sigma} = P_{мех} + \Delta P_{эм}, \quad (10)$$

а механическая мощность $P_{i\delta\delta}$ АД рассчитывается в виде произведения скорости ω на среднее значение (за период T_1 основной частоты) электромагнитного момента M двигателя:

$$P_{мех} = \omega M. \quad (11)$$

В установившемся (стационарном) режиме работы электропривода упомянутое среднее значение электромагнитного момента M , как известно, равно моменту сопротивления M_n привода (приведенному к валу двигателя) и с учетом [6] может быть рассчитано из соотношения:

$$M = \frac{3}{2} z k L_m I_1^2 \cos \varphi \cdot \sin \varphi, \quad (12)$$

где z – число пар полюсов двигателя.

Принимая во внимание работу [9], динамические потери мощности ΔP_{nD} инвертора рассчитаем в виде:

$$\Delta P_{nD} = \alpha_n K_D I_1, \quad (13)$$

где K_D – коэффициент пропорциональности, связывающий амплитуду I_1 основной гармоники фазного статорного тока с динамическими потерями мощности ΔP_{nD} инвертора при частоте f_i модуляции силовых ключей.

На третьем этапе, исходя из [8, 11], определим потери мощности ΔP_B выпрямителя, выполненного на основе трехфазной мостовой схемы выпрямления (в составе которых также учтем потери мощности во входных и выходных цепях выпрямителя) в виде:

$$\Delta P_B = 2\Delta U_B I_d + (R_d - R_j) I_d^2, \quad (14)$$

где ΔU_B – начальное (граничное) падение напряжения на открытом вентиле (диоде или тиристоре) выпрямителя; R_d – эквивалентное активное сопротивление цепи постоянного тока выпрямителя; R_j – фиктивное сопротивление, учитывающее снижение выходного напряжения выпрямителя от влияния угла коммутации его вентиля; I_d – среднее значение выходного (выпрямленного) тока выпрямителя.

С учетом [11] и баланса активных мощностей на входе инвертора, эквивалентное активное сопротивление R_d и среднее значение выпрямленного тока I_d рассчитаем из зависимостей:

$$\left. \begin{aligned} R_d &= 2(R_b + R_{to}) + R_c + R_{ош} + R_j, \\ I_d &= (P_{d\Sigma} + \Delta P_n) / U_n \end{aligned} \right\}, \quad (15)$$

где R_a – дифференциальное сопротивление открытого вентиля выпрямителя; R_{oi} и R_c – активные сопротивления соответственно токоограничивающих и сглаживающего реакторов; $R_{ю}$ – активное сопротивление ошиновки (в составе которого учитывается суммарное активное сопротивление соединительных шин, кабелей, проводов в цепях переменного и постоянного тока

выпрямителя).

В зависимостях (15) входное напряжение инвертора $U_{\text{в}}$ может быть задано приближенно неизменной (равной своему номинальному значению) величиной или рассчитываться из следующей уточненной зависимости [11]:

$$U_{\text{н}} = 1,35U_{\text{лд}} - 2\Delta U_{\text{в}} - R_d I_d, \quad (16)$$

где $U_{\text{са}}$ – сетевое линейное действующее напряжение питания электропривода.

На последнем этапе с помощью разработанной математической модели исследованы общие потери мощности в ч-р асинхронном ЭП мощного насоса, созданном на базе преобразователя частоты типа В-ОПД–200–6,3к–50 (разработанного в ОАО НИИ «Преобразователь», г. Запорожье) и электродвигателя типа 4АРМП (напряжением 6 кВ и мощностью 1600 кВт). Момент нагрузки $M_{\text{с}}$ насоса изменяется в квадратичной зависимости от скорости:

$$M_{\text{с}} = M_{\text{н}}(\omega/\omega_{\text{н}})^2, \quad (17)$$

где $M_{\text{н}}$ – номинальный момент двигателя.

Результаты моделирования приведены на рис. 1 – рис. 6. В частности, на рис. 1 представлены зависимости общих потерь мощности ΔP_{Σ} в ч-р асинхронном ЭП с АИН-ШИМ для закона частотного управления $U_1/f_1 = \text{const}$ и различных способов ШИМ (1 – для синусоидальной ШИМ с частотой $f_1 = 500$ Гц; 2 – для ШИМ, предложенной фирмой «Stremberg» и подробно описанной в [12]). На рис. 1 кривыми 3 и 4 дополнительно показаны графики изменения основных электромагнитных потерь мощности $\Delta P_{\text{эм,1}}$ в двигателе соответственно для синусоидальной ШИМ и способа модуляции, предложенного фирмой «Stremberg».

На рис. 2 приведены графики изменения общих потерь мощности ΔP_{Σ} в рассматриваемом асинхронном ЭП с синусоидальной ШИМ при варьировании частоты f_1 модуляции силовых ключей инвертора для различных значений частоты f_1^0 основной гармоники выходного напряжения инвертора (1 – для 50 Гц; 2 – для 40 Гц; 3 – для 30 Гц; 4 – для 20 Гц).

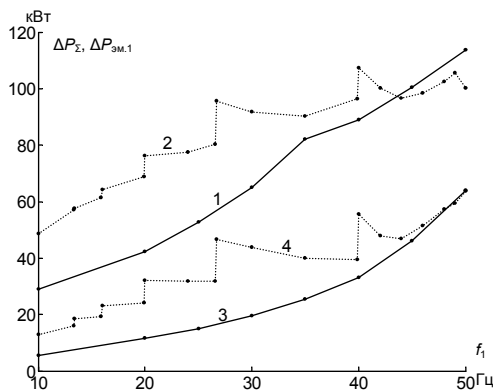


Рис. 1.

На рис. 3 представлены графики рассчитанных (в функции амплитуды I_1 основной гармоники статорного тока двигателя) оптимальных значений: модуляционной частоты f_n^0 , относительного значения $(\Psi_r/\Psi_{rн})$ потокоцепления ротора АД и соотношения

$$\xi = (U_1/f_1)/(U_{1н}/f_{1н}), \quad (18)$$

характеризующего изменение закона частотного управления АД (где $U_{1н}$ и $\Psi_{rн}$ – номинальные значения амплитуд фазных статорного напряжения и потокоцепления ротора двигателя соответственно). Указанные оптимальные значения параметров режима обеспечивают в ч-р асинхронном ЭП с синусоидальной ШИМ наименьшие общие потери мощности электропривода.

На рис. 4 показаны графики изменения общих потерь мощности ΔP_{Σ} в рассматриваемом ч-р асинхронном ЭП (с синусоидальной ШИМ) при варьирова-

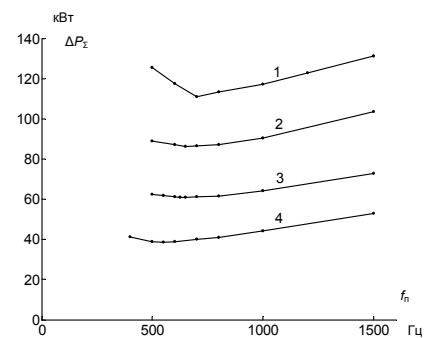


Рис. 2.

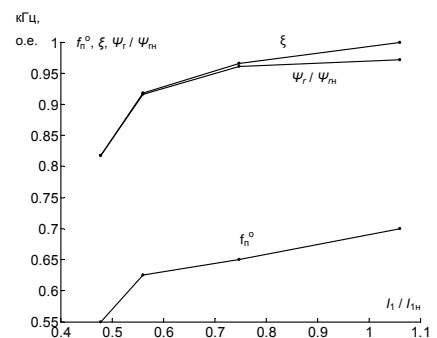


Рис. 3.

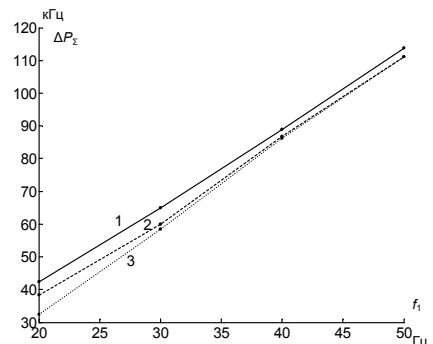


Рис. 4.

нии частоты f_1 основной гармоники выходного напряжения инвертора: 1 – для закона управления $U_1/f_1 = \text{const}$ при $f_1 = 500 \text{ \AA}$; 2 – для закона $U_1/f_1 = \text{const}$ при оптимальном значении f_n^o частоты модуляции; 3 – для оптимального соотношения ξ между напряжением U_1 и частотой f_1 основной гармоники выходного напряжения инвертора и при оптимальном значении f_n^o частоты модуляции силовых ключей инвертора.

На рис. 5 приведены графики рассчитанных (при оптимальном значении f_n^o частоты модуляции в функции частоты f_1 основной гармоники выходного напряжения инвертора) оптимальных значений: тангенса угла нагрузки $\text{tg}\varphi$, относительного значения (Ψ_r/Ψ_{rn}) потокоцепления ротора АД, соотношения ξ и оптимальной частоты модуляции f_n^o , – при которых достигаются наименьшие общие потери мощности в ч-р асинхронном ЭП с синусоидальной ШИМ.

На рис. 6 представлен график изменения $\Delta\eta$ общего коэффициента полезного действия рассматриваемого ч-р асинхронного ЭП с синусоидальной ШИМ, рассчитанного из зависимости:

$$\Delta\eta = (P_{\text{мех}} - \Delta P_{\text{мех}}) \left[\frac{1}{P_{\Sigma}^o} - \frac{1}{P_{\Sigma}} \right], \quad (19)$$

где P_{Σ}^o и P_{Σ} – общая потребляемая мощность электропривода соответственно для оптимального и неоптимального (при законе $U_1/f_1 = \text{const}$ и $f_1 = 500 \text{ \AA}$) управления.

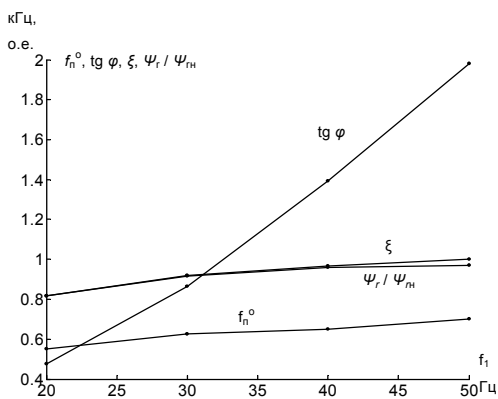


Рис. 5.

Выводы

1. Предложенная математическая модель общих потерь мощности в ч-р асинхронном ЭП с АИН-ШИМ является наиболее точной из всех известных, так как в отличие от них дополнительно учитывает модуля-

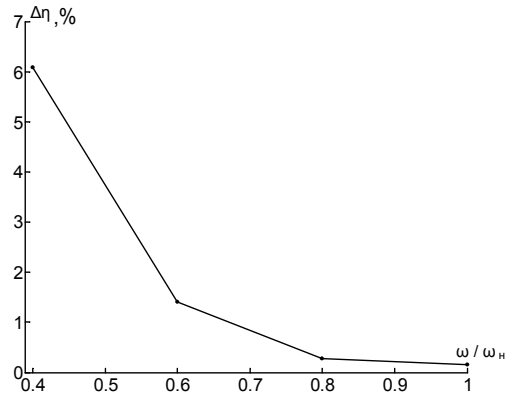


Рис. 6.

ционные потери в инверторе и двигателе. Созданная математическая модель общих потерь мощности в ч-р асинхронном ЭП с АИН-ШИМ позволяет (кроме указанных общих потерь мощности) рассчитывать все отдельные составляющие этих потерь (в двигателе, инверторе, выпрямителе).

2. Исходными данными для модели служат внутренние параметры преобразователя частоты и двигателя, а также – предварительно рассчитанные текущие электромагнитные процессы АД (мгновенные значения модуля I_s обобщенного вектора статорного тока, угла нагрузки φ , частоты f_1 основной гармоники статорного тока и скорости ω двигателя), которые определены для исследуемого режима функционирования ч-р асинхронного ЭП с АИН-ШИМ из цифровой модели [12] указанного электропривода.

3. Посредством разработанной модели проведены расчеты и последующее сравнение между собой общих потерь мощности в ч-р асинхронном ЭП насоса мощностью 1600 кВт для закона частотного управления $U_1/f_1 = \text{const}$ и разных способов ШИМ силовых ключей инвертора: синусоидального вида и вида, предложенного фирмой «Stremberg». Установлено, что (согласно рис. 1) в подавляющем диапазоне частот ($f_1 \leq 43 \text{ Гц}$) выделяются меньшие общие потери в электроприводе при синусоидальной ШИМ (тогда как модуляция вида «Stremberg» обеспечивает меньшие общие потери в ЭП лишь при частотах $f_1 > 43 \text{ Гц}$).

4. Результаты исследований, выполненные с помощью разработанной модели применительно к ч-р асинхронному ЭП (с синусоидальной ШИМ) насоса мощностью 1600 кВт, свидетельствуют также о том, что путем выбора определенных (оптимальных) значений модуляционной частоты f_n^o для силовых ключей инвертора и соотношения ξ между напряжением U_1 и частотой f_1 основной гармоники выходного напряжения инвертора достигается заметное снижение общих потерь электропривода (примерно от 3 % в верхнем диапазоне скоростей до 30 % в нижнем диапазоне скоростей – по отношению к текущим общим потерям ЭП), что приводит к увеличению общего КПД электропривода соответственно на 0,2–6 %.

5. Для ч-р асинхронного ЭП (с синусоидальной

ШИМ) розраховуються оптимальні значення модуляційної частоти f_n^o і наступних співвідношень: відношення ξ (амплітуди U_1 основної гармоніки вихідного напруги АИН-ШИМ до основної частоти f_1 цього напруги) – від амплітуди I_1 або частоти f_1 основної гармоніки статорного струму двигача; потужності ротора Ψ_r і тангенса кута навантаження $\operatorname{tg} \varphi$ – від амплітуди I_1 або частоти f_1 основної гармоніки статорного струму АД; оптимального значення модуляційної частоти f_n^o – від амплітуди I_1 або частоти f_1 основної гармоніки статорного струму двигача. Дані співвідношення дозволяють технічно реалізувати наступне оптимальне автоматичне управління вказаним електроприводом в стаціонарних режимах роботи.

Перелік посилань

1. Булгаков А. А. Частотне управління асинхронними двигачами. – М.: Наука, 1966. – 298 с.
2. Сандлер А. С., Сарбатов Р. С. Автоматичне частотне управління асинхронними двигачами. – М.: Енергія, 1974. – 328 с.
3. Шрейнер Р. Т., Дмитренко Ю. А. Оптимальне частотне управління асинхронними електроприводами. – Кишинев: Штиинца, 1982. – 224 с.
4. Аранчий Г. В., Жемеров Г. Г., Эпштейн И. И. Тиристорні перетворювачі частоти для регульованих електроприводів. – М.: Енергія, 1968. – 128 с.
5. Глазєнко Т. А., Гончаренко Р. Б. Полупроводникові перетворювачі частоти в електроприводах. – Л.: Енергія, 1969. – 184 с.
6. Пивняк Г. Г., Волков А. В. Сучасні частотно-регульовані асинхронні електроприводи з широтно-імпульсною модуляцією. – Днепропетровск: ГНУ, 2006. – 470 с.
7. Волков А. В., Скалько Ю. С. Втрати потужності в системі «автономний інвертор напруги з широтно-імпульсною модуляцією – асинхронний двигач» // Електромашинобудування та електрообладнання: Тематичний випуск. Проблеми автоматизованого електропривода. Теорія і практика. – Київ: Техніка. – 2006. – Вип. 66. – С. 309–310.
8. Браславський І. Я., Ишматов З. Ш., Поляков В. Н. Енергосберегаючий асинхронний електропривод. – М.: Академія, 2004. – 256 с.
9. Сорин Н. Л., Колпачьян П. Г., Янов В. П. Вибір способу моделювання IGBT-транзистора в системі «статический перетворювач – асинхронний двигач» // Електротехніка. – 2004. – № 10. – С. 7–10.
10. Радін В. І., Брускін Д. Э., Зорохович А. Е. Електричні машини. Асинхронні машини. – М.: Висш. шк., 1988. – 328 с.
11. Чиженко І. М., Руденко В. С., Сенько В. І. Основи перетворювальної техніки. – М.: Висш. шк., 1974. – 430 с.
12. Волков А. В., Скалько Ю. С. Цифрова модель частотно-регульованого асинхронного електропривода з скалярним управлінням // Електротехніка та електроенергетика. – 2005. – № 2. – С. 75–81.

Поступила в редакцію 17.10.06 г.

Розроблена математична модель загальних втрат потужності в асинхронному електроприводі з автономним інвертором напруги з широтно-імпульсною модуляцією, призначена для вирішення оптимізаційних задач енергосберегаючого керування у вказаному електроприводі. За допомогою даної моделі розраховані втрати потужності для електроприводу насоса потужністю 1600 кВт, визначені оптимальні значення модуляційної частоти та співвідношення між амплітудою та частотою основної гармоніки вихідної напруги інвертора.

Mathematical model of total power losses in asynchronous electric drive with voltage-source inverter with pulse-width modulation for the solution of optimization problems of energy-saving control in this electric drive is developed. Using this model the power losses for pump electric drive with power 1600 kW are calculated, optimal values for modulation frequency and amplitude-frequency ratio of basic output voltage harmonic of inverter are determined.