

РЕГУЛИРОВАНИЕ ВЫХОДНОГО НАПРЯЖЕНИЯ СИНХРОННОГО ГЕНЕРАТОРА НА ОСНОВЕ РЕЛЕЙНОГО ЗАКОНА УПРАВЛЕНИЯ¹

Кочетков С.А.

Институт проблем управления им. В.А. Трапезникова РАН

Россия, г. Москва ул. Профсоюзная д.65

kos@ipu.ru

Аннотация: В статье рассмотрена задача регулирования выходного напряжения синхронного генератора. Предполагается, что обмотки генератора симметричны. Управление осуществляется с помощью транзисторного преобразователя, который подключен к конденсатору и аккумуляторной батарее. Для формирования заданного выходного напряжения вычисляются задающие воздействия для токов в обмотках статора генератора с учетом их активного сопротивления и величине внешней нагрузки, которая либо оценивается с помощью наблюдателя состояния, либо предполагается известной. По вычисленным задающим воздействиям в токовом контуре синтезируются управляющие воздействия для ключевого преобразователя.

Ключевые слова: синхронный генератор, регулирование выходного напряжения, неизвестный внешний момент.

Введение

Синхронные генераторы широко используются для преобразования энергии из внешней среды [1, 2]. Они являются основным источником энергии в гидроэлектростанциях, ветрогенераторах, приливных электростанциях. В приведенных выше примерах их обычно используют для подключения к электросети, в которой есть много разных типов электростанций. Главной особенностью такого применения являются известные параметры сети, такие как напряжение и частота. В этом случае анализ всей системы может быть упрощен [1] на основе стационарного решения.

Другим примером использования синхронного генератора является автономное применение при изменяющейся во времени нагрузке, изменении основной частоты и изменении внешнего вращающего момента. В этом случае выходная мощность зависит от многих переменных, и анализ замкнутой системы становится сложным, и необходимо разрабатывать новые нестандартные подходы для решения проблем регулирования выходного напряжения/мощности, синхронизации частоты и т.д.

В данной работе исследуется транспортное средство с синхронным генератором на постоянных магнитах (СГПМ). Рассмотрена конструкция генератора с синусоидальной противо-ЭДС (обратной ЭДС) в отличие от бесщеточной машины постоянного тока, которая имеет трапецевидное распределение противо-ЭДС по воздушному зазору генератора [3, 4].

Основными элементами конструкции бортовой системы электроснабжения автомобиля являются генератор, полупроводниковый преобразователь мощности и сглаживающий выходной конденсатор. Наиболее часто используемым и простейшим преобразователем мощности является мостовой выпрямитель с шестью диодами [5]. Основные недостатки такого преобразователя – избыточное выходное напряжение, нерегулируемая выходная мощность и наличие высших гармоник в линейном токе. Для устранения этих недостатков, в литературе предложено множество схем преобразователя [6, 7]. В данной работе исследуется двунаправленная топология с шестью транзисторами/тремя проводами [8], обеспечивающая векторную широтно-импульсную модуляцию выходных напряжений/токов.

Существует много методов управления для этого типа силового преобразователя. В [9] для управления широтно-импульсными преобразователями применен метод линеаризации обратной связи на основе уравнения баланса мощности между входной и выходной сторонами.

Контроллер с нечеткой логикой для силового двунаправленного преобразователя переменного тока в постоянный ток в микро-сети постоянного тока разработан в [10]. Такой способ управления снижает требования к математической модели объекта управления и повышает адаптивность

¹ Работа выполнена при частичной поддержке гранта РФФИ №20-01-00363А.

системы к нагрузкам. Недостаток предлагаемого подхода в том, что он требует вычислительных мощностей для выполнения нечетких операций, что увеличивает сложность системы и затраты на ее построение.

В [11] предложена схема фазовой автоподстройки частоты с помощью «повторяющего» контроллера (ПКАФЧ), адаптирующегося к изменению частоты сети. С использованием ПКАФЧ осуществляется существенное подавление помех. Порядки и амплитуды целевых гармоник не требуются для его проектирования. С помощью ПКАФЧ осуществляется самообучение и подавление широкого диапазона гармоник, начиная от основной частоты и заканчивая частотой Найквиста.

Теория управления на скользящих режимах используется в [12] для проектирования эффективного преобразователя мощности переменного тока в постоянный, способного поддерживать значение коэффициента мощности максимально близким к единице при наличии неопределенностей параметров схемы и внешних возмущений.

Основная цель данной статьи в отличии от описанных подходов состоит в рассмотрении трехфазного преобразователя переменного тока в постоянный с точки зрения преобразования механической энергии в электрическую. При движении автомобиля внешний крутящий момент двигателя приводит в движение генератор с изменяющимся во времени частотой вращения и потребляемой мощностью. Поэтому алгоритм управления необходимо синтезировать с учетом располагаемой механической мощности, выходного напряжения и тока, а также тепловых потерь в обмотках СГПМ на их активных сопротивлениях. При синтезе алгоритма управления вычисляются требуемые значения в токовом контуре с использованием информации о внешнем крутящем моменте, выходном напряжении и сопротивлении нагрузки, угловой скорости вращения и сопротивлении обмотки. Эти опорные значения токов используются в обратной связи, обеспечивающей соответствующие управляющие напряжения на основе «вихревого» алгоритма [13]. В установившемся режиме выходное напряжение преобразователя асимптотически стремится к заданному значению. Для гарантии существования решения выводится условие разрешимости поставленной задачи.

1 Постановка задачи

На рис. 1 представлена качественная схема бортовой системы электропитания транспортного средства. Управление установкой осуществляется с помощью трехфазного преобразователя мощности, который питается от аккумуляторной батареи с внешним конденсатором C . Генератор имеет три обмотки A, B, C , соединенные по схеме «звезда». Предполагается, что все обмотки одинаковы и симметричны друг относительно друга. Положительное направление токов и напряжений показано соответствующими стрелками.

Преобразователь мощности управляется сигналами u_{iH}, u_{iL} ($i = \overline{1,3}$), имеющими два устойчивых состояния $\{0,1\}$, а управляющие входы u_{iH}, u_{iL} с одной ветви преобразователя всегда находятся в противоположном состоянии

$$u_{iL} = 1 - u_{iH}, i = \overline{1,3}. \quad (1)$$

Фазные напряжения рассчитываются по формулам

$$\begin{pmatrix} u_A \\ u_B \\ u_C \end{pmatrix} = \frac{u_0}{6} \begin{pmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} u_1 \\ u_2 \\ u_3 \end{pmatrix}, \quad (2)$$

где входы управления $u_i = 2u_{iH} - 1$ ($i = \overline{1,3}$) принимают дискретные значения $\{-1,1\}$,

u_0 – напряжение конденсатора или напряжение батареи, u_A, u_B, u_C – фазные напряжения.

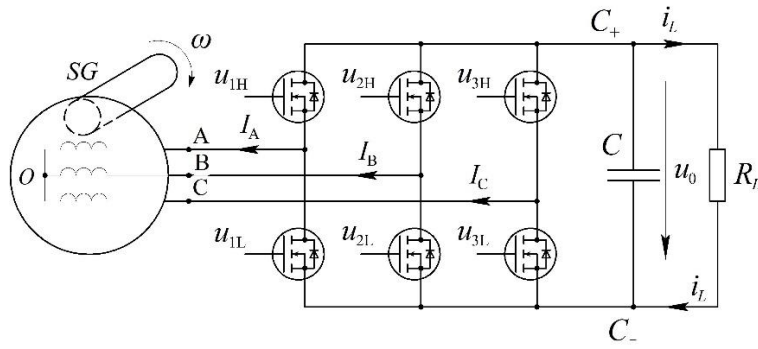


Рис. 1. Схема генераторной установки

Дифференциальные уравнения для рассматриваемого объекта можно записать в виде [2]

$$\begin{aligned} \dot{\omega} &= \frac{M + M_g}{J}, \\ L_s \dot{I}_A &= -R_s I_A + p\omega\psi_r \sin \gamma + u_A, \\ L_s \dot{I}_B &= -R_s I_B + p\omega\psi_r \sin \left(\gamma - \frac{2\pi}{3} \right) + u_B, \\ L_s \dot{I}_C &= -R_s I_C + p\omega\psi_r \sin \left(\gamma + \frac{2\pi}{3} \right) + u_C, \\ \frac{du_0}{dt} &= -\frac{u_0}{R_L C} - \frac{u_1 I_A + u_2 I_B + u_3 I_C}{2C}, \end{aligned} \quad (3)$$

где $\gamma = p\varphi$ – электрический угол, p – число пар полюсов, φ – угловое положение ротора, R_L – эквивалентное сопротивление нагрузки-аккумулятора, C – емкость конденсатора, u_0/R_L – ток нагрузки, R_L считается постоянным

$$\dot{R}_L = 0, \quad (4)$$

L_s – эквивалентная индуктивность статора, ψ_r – постоянный поток ротора, ω – угловая скорость ротора, M – момент синхронного генератора.

$$M = p \left[- \left(I_A - \frac{I_B}{2} - \frac{I_C}{2} \right) \psi_r \sin \gamma + \frac{\sqrt{3}}{2} (I_B - I_C) \psi_r \cos \gamma \right],$$

$M_g > 0$ – внешний крутящий момент генератора.

В представлении (3) имеются излишние координаты и его неудобно использовать для дальнейшего синтеза закона управления. Ниже представлено преобразование координат для понижения порядка системы и упрощения дальнейших математических вычислений.

Преобразование координат из трехфазной системы координат в фиксированную не вращающуюся систему координат, $(\alpha\beta)$ -систему координат, задается матрицей преобразования $S_{\alpha\beta}$ [14, 15]

$$\begin{aligned} I_{s\alpha\beta} &= \begin{pmatrix} I_\alpha \\ I_\beta \end{pmatrix} = S_{\alpha\beta} (I_A \ I_B \ I_C)^T, \quad u_{\alpha\beta} = \begin{pmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{pmatrix} = S_{\alpha\beta} (u_A \ u_B \ u_C)^T = \frac{u_0}{2} \begin{pmatrix} u_{u\alpha} \\ u_{u\beta} \end{pmatrix}, \\ \begin{pmatrix} u_{u\alpha} \\ u_{u\beta} \end{pmatrix} &= S_{\alpha\beta} (u_1 \ u_2 \ u_3)^T, \quad S_{\alpha\beta} = \begin{pmatrix} \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{3} & -\frac{\sqrt{3}}{3} \end{pmatrix}, \end{aligned} \quad (5)$$

где $I_{s\alpha\beta}$ – вектор тока статора, $u_{\alpha\beta}$ – вектор управления.

Уравнения в $(\alpha\beta)$ -координатах

$$\begin{aligned}\dot{\omega} &= \frac{1}{J} \left[\frac{3}{2} p (-I_\alpha \psi_r \sin \gamma + I_\beta \psi_r \cos \gamma) + M_g \right], \\ L_s \dot{I}_\alpha &= -R_s I_\alpha + p \omega \psi_r \sin \gamma + u_\alpha, \\ L_s \dot{I}_\beta &= -R_s I_\beta - p \omega \psi_r \cos \gamma + u_\beta, \\ \frac{du_0}{dt} &= -\frac{u_0}{R_L C} - \frac{u_1 I_A + u_2 I_B + u_3 I_C}{2C}.\end{aligned}\quad (6)$$

С помощью матрицы вращения и (5) система может быть преобразована в подвижную систему координат, связанную с вектором потока ротора ((d_q)-систему координат)

$$\begin{pmatrix} I_d \\ I_q \end{pmatrix} = S_{dq} I_{s\alpha\beta}, \quad S_{dq} = \begin{pmatrix} \cos \gamma & \sin \gamma \\ -\sin \gamma & \cos \gamma \end{pmatrix}, \quad \begin{pmatrix} u_d \\ u_q \end{pmatrix} = S_{dq} u_{\alpha\beta} = \frac{u_0}{2} S_{dq} \begin{pmatrix} u_{u\alpha} \\ u_{u\beta} \end{pmatrix} = \frac{u_0}{2} \begin{pmatrix} u_{ud} \\ u_{uq} \end{pmatrix}, \quad (7)$$

где $\sqrt{u_{ud}^2 + u_{uq}^2} = 4/3$ в соответствии с (1)–(2).

Согласно (3)–(7) дифференциальное уравнение объекта во вращающейся системе координат имеет вид

$$\begin{aligned}\dot{\omega} &= \frac{1}{J} \left[\frac{3}{2} p \psi_r I_q + M_g \right], \\ \frac{du_0}{dt} &= -\frac{u_0}{R_L C} - \frac{3(I_d u_{ud} + I_q u_{uq})}{4C}, \\ \dot{I}_d &= -\frac{R_s}{L_s} I_d + p \omega I_q + \frac{u_0}{2} \frac{u_{ud}}{L_s}, \\ \dot{I}_q &= -\frac{R_s}{L_s} I_q - p \omega I_d - \frac{p \omega}{L_s} \psi_r + \frac{u_0}{2} \frac{u_{uq}}{L_s}.\end{aligned}\quad (8)$$

Предполагается, что параметры R_s, L_s, C, J, R_L известны, а переменные $\omega, u_0, \psi_r, I_d, I_q$ доступны измерению.

В статье рассматривается особая ситуация движения транспортного средства. Предполагается, что транспортное средство движется по наклонной поверхности с неизвестным постоянным внешним крутящим моментом генератора (см. рис. 2).

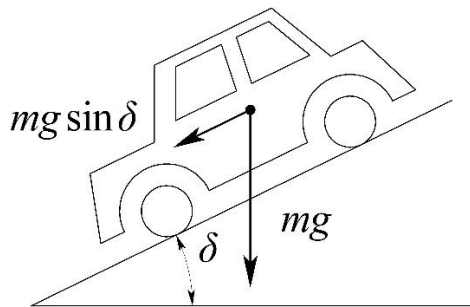


Рис. 2. Условия движения транспортного средства

$$M_g = \text{const} > 0. \quad (9)$$

В статье рассматривается задача регулирования напряжения аккумуляторной батареи

$$\lim_{t \rightarrow \infty} |u_0 - u_0^*| = 0, \quad (10)$$

где $u_0^* = \text{const} > 0$ – желаемый уровень заряда батареи или напряжения конденсатора.

2 Синтез закона управления

2.1 Оценивание внешнего момента генератора

Для синтеза закона управления, во-первых, необходимо извлечь информацию о крутящем моменте

внешнего генератора. Это можно сделать с помощью наблюдателя крутящего момента.

Уравнения наблюдателя можно выбрать в виде (11)

$$\begin{aligned}\dot{\hat{M}}_g &= l_1(\omega - \hat{\omega}), \\ \dot{\hat{\omega}} &= \frac{1}{J} \left(\frac{3}{2} p \psi_r I_q + \hat{M}_g \right) + l_2(\omega - \hat{\omega}),\end{aligned}\quad (11)$$

где \hat{M} – оценка внешнего крутящего момента, $\hat{\omega}$ – оценка угловой скорости, $l_i = \text{const} > 0$ ($i = 1, 2$) – коэффициенты обратной связи наблюдателя, коэффициенты l_i выбраны так, что $l_2^2 - (4/J)l_1 > 0$.

Согласно (8)–(9) можно вывести соотношения для ошибок оценивания

$$\dot{\bar{M}}_g = -l_1 \bar{\omega}, \quad \dot{\bar{\omega}} = \frac{\bar{M}_g}{J} - l_2 \bar{\omega},\quad (12)$$

где $\bar{M}_g = M_g - \hat{M}_g$, $\bar{\omega} = \omega - \hat{\omega}$.

Характеристическое уравнение системы (12)

$$\lambda^2 + l_2 \lambda + \frac{l_1}{J} = 0,$$

и с помощью его корней

$$\lambda_1 = \frac{-l_2 + \sqrt{l_2^2 - (4/J)l_1}}{2}, \quad \lambda_2 = \frac{-l_2 - \sqrt{l_2^2 - (4/J)l_1}}{2}$$

назначаются темпы сходимости оценок внешнего момента \hat{M}_g к истинному значению M_g .

2.2 Синтез обратной связи

Уравнения объекта (8) можно рассматривать как две подсистемы. Медленная подсистема соответствует механической переменной ω , а токовый контур статора – быстрой. В статье согласно (9) рассмотрен частный случай движения автомобиля с постоянным крутящим моментом внешнего генератора. Следовательно, стационарное решение для компонентов вектора потока ротора, вектора тока статора и вектора управления также является постоянным. Цель состоит в том, чтобы найти это решение в соответствии с моделью объекта (8) и использовать его для управления с обратной связью в токовом контуре быстрого движения для приближения реальных значений тока к желаемым. Далее стационарные решения для пространственного вектора состояния системы (8) отмечены символом «*».

Для обеспечения постоянной скорости вращения правая часть первого уравнения (8) должна быть равна нулю. Поэтому компоненты вектора тока статора должны быть выбраны таким образом, чтобы обеспечить постоянный отрицательный момент согласно (9). Известно [2, 16], что момент синхронной машины в генераторном режиме отрицателен, и составляющая I_q тоже отрицательна

$$I_q^* = -|I_q^*| = \text{const} < 0, \quad I_d^* = \text{const} > 0.\quad (13)$$

Введем в рассмотрение ошибки регулирования

$$\dot{\bar{I}}_q = I_q - I_q^*, \quad \dot{\bar{I}}_d = I_d - I_d^*\quad (14)$$

и продифференцируем их в соответствии с (8)

$$\begin{aligned}\dot{\bar{I}}_d &= -\frac{R_s}{L_s} \bar{I}_d + p \omega \bar{I}_q + \frac{u_0}{2} \frac{u_{ud}}{L_s}, \\ \dot{\bar{I}}_q &= -\frac{R_s}{L_s} \bar{I}_q - p \omega \bar{I}_d - \frac{p \omega}{L_s} \psi_r + \frac{u_0}{2} \frac{u_{uq}}{L_s}.\end{aligned}\quad (15)$$

Управляющие напряжения u_{ud}, u_{uq} выбираются из условия экспоненциальной сходимости переменных \bar{I}_d, \bar{I}_q к нулю на основе «вихревого» алгоритма

$$\begin{aligned} \frac{u_0}{2} \frac{u_{ud}}{L_s} &= v_d, \dot{v}_d = -\text{sat}_d(\alpha_d v_d) - M_{2d} \text{sign}(\bar{I}_d); \\ \frac{u_0}{2} \frac{u_{uq}}{L_s} &= v_q, \dot{v}_q = -\text{sat}_q(\alpha_q v_q) - M_{2q} \text{sign}(\bar{I}_d), \end{aligned} \quad (16)$$

где $\text{sign}(\cdot)$ – функция знака, $\text{sat}(\cdot)$ – функция насыщения.

$$\text{sat}_j(x) = \begin{cases} M_{1j}, & x \geq 1; \\ x, & -1 < x < 1; \\ -M_{1j}, & x \leq -1, \end{cases} \quad j = \{d, q\}$$

$$M_{id} = \text{const} > 0, M_{iq} = \text{const} > 0 (i = \overline{1,2}), \alpha_d = \text{const} > 0, \alpha_q = \text{const} > 0,$$

Уравнения замкнутой системы для внутреннего контура тока

$$\begin{aligned} \dot{\bar{I}}_d &= -\frac{R_s}{L_s} \bar{I}_d + p\omega I_q + v_d, \quad \dot{v}_d = -M_{1d} \text{sat}(v) - M_{2d} \text{sign}(\bar{I}_d); \\ \dot{\bar{I}}_q &= -\frac{R_s}{L_s} \bar{I}_q - p\omega I_d - \frac{p\omega}{L_s} \psi_r + v_q, \quad \dot{v}_q = -M_{1q} \text{sat}(v) - M_{2q} \text{sign}(\bar{I}_q). \end{aligned}$$

При соответствующем выборе коэффициентов обратной связи в (16) обеспечиваются предельные соотношения [13]

$$\lim_{t \rightarrow \infty} |\bar{I}_d| = 0, \lim_{t \rightarrow \infty} v_d = \frac{R_s}{L_s} I_d - p\omega I_q; \quad \lim_{t \rightarrow \infty} |\bar{I}_q| = 0, \lim_{t \rightarrow \infty} v_q = \frac{R_s}{L_s} I_q + p\omega I_d + \frac{p\omega}{L_s} \psi_r. \quad (17)$$

Чтобы обеспечить постоянную скорость вращения, эталонное значение вычисляется следующим образом

$$|I_q^*| = \frac{2M_g}{3p\psi_r}. \quad (18)$$

Подстановка (13), (18) в уравнения компонент вектора тока статора из (8) с учетом (16), (17) приводит к соотношениям

$$u_{ud}^* = \frac{2R_s I_d^*}{u_0} + \frac{4L_s \omega^* \hat{M}_g}{3\psi_r u_0}, \quad u_{uq}^* = \frac{2p\omega^* L_s I_d^*}{u_0} - \frac{4R_s \hat{M}_g}{3p\psi_r u_0} + \frac{2p\omega^* \psi_r}{u_0}. \quad (19)$$

Желаемые значения компонент вектора тока статора выбираются из соотношения

$$-\frac{3(I_d^* u_{ud}^* + I_q^* u_{uq}^*)}{4} = \frac{(u_0^*)^2}{u_0 R_L}, \quad (20)$$

чтобы обеспечить закон изменения выходного напряжения согласно уравнению

$$\frac{du_0}{dt} = \frac{u_0}{R_L C} \left(-1 + \frac{(u_0^*)^2}{u_0^2} \right),$$

решение которого в пределе

$$\lim_{t \rightarrow \infty} u_0(t) = u_0^*,$$

что и требуется обеспечить согласно (10).

Из (19)–(20) получается квадратное уравнение

$$(I_d^*)^2 + \frac{4}{9} \frac{\hat{M}_g^2}{p^2 \psi_r^2} - \frac{2}{3} \frac{\hat{M}_g \omega^*}{R_s} + \frac{2(u_0^*)^2}{3R_L R_s} = 0.$$

Его положительное решение

$$I_d^* = \sqrt{\frac{2 \hat{M}_g \omega^*}{3 R_s} - \frac{4 \hat{M}_g^2}{9 p^2 \psi_r^2} - \frac{2(u_0^*)^2}{3 R_L R_s}}, \quad (21)$$

используется в обратной связи по току согласно (14), (16).

С учетом (21) можно вывести условие разрешимости поставленной задачи

$$M_g \omega^* - \frac{2 \hat{M}_g^2 R_s}{3 p^2 \psi_r^2} - \frac{(u_0^*)^2}{R_L} > 0.$$

Последнее неравенство можно записать в виде двух соотношений

$$\left\{ \begin{array}{l} \omega^* > \frac{8 (u_0^*)^2 R_s}{3 p^2 \psi_r^2 R_L}, D = (\omega^*)^2 - \frac{8 (u_0^*)^2 R_s}{3 p^2 \psi_r^2 R_L}; \\ M_g \in \left(\frac{3 p^2 \psi_r^2}{2 R_s} [\omega^* - \sqrt{D}], \frac{3 p^2 \psi_r^2}{2 R_s} [\omega^* + \sqrt{D}] \right). \end{array} \right.$$

Заключение

В статье рассмотрена задача регулирования выходного напряжения синхронного генератора в автомобильной установке. В соответствии с постоянным установившимся решением требуемые выходные токи обратной связи были рассчитаны для конкретного случая с постоянным внешним крутящим моментом и скоростью вращения. Ситуацию с переменной нагрузкой и произвольными условиями движения автомобиля необходимо рассмотреть более детально в дальнейших исследованиях.

Литература

1. A. Langdorf. Theory of Alternating-Current Machinery. – New York: McGraw-Hill, Second Edition, 1955.
2. W. Leonhard. Control of Electrical Drives. – Berlin: Springer-Verlag, 1990.
3. R. Krishnan. Permanent Magnet Synchronous and Brushless DC Motor Drives. New York: CRC Press, Taylor and Francis Group, 2010.
4. J. R. Hendershot, T. J. E. Miller. Design of Brushless Permanent-Magnet Machines. Florida: Motor Design Books LLC, 2010.
5. C. A. Munoz, I. Barbi. A New High-Power-Factor Three-Phase AC–DC Converter: Analysis, Design, and Experimentation // IEEE Trans. on Power Electronics. Vol. 14. 1999, № 5. – P.90-97.
6. B. Singh, B. N. Singh, A. Chandra, K. Al-Haddad, A. Pandey, D. P. Kothari. A Review of Three-Phase Improved Power Quality AC–DC Converters // IEEE Trans. on Industrial Electronics. Vol. 51. 2004, № 3. – P.641-660.
7. J. W. Kolar, T. Friedli. The Essence of Three-Phase PFC Rectifier Systems-Part I // IEEE Trans. Power Electron. Vol.28. 2013, №1. – P.176-198.
8. B. T. Ooi, J.W. Dixon, A. B.Kulkarni, and M. Nishimoto. An integrated AC drive system using a controlled current PWM rectifier/inverter link // IEEE Trans. Power Electron. Vol. 3. 1988, № 1. – P.64-71.
9. D. Lee, Member, G. Lee, and K. Lee. DC-Bus Voltage Control of Three-Phase AC/DC PWM Converters Using Feedback Linearization,” IEEE Trans. on Ind. Applications. Vol. 36. 2000, № 3. – P. 826-833.
10. W. C. de Carvalho, R. P. Bataglioli, R. A. S. Fernandes, and D. V. Coury. Fuzzy-based approach for power smoothing of a full-converter wind turbine generator using a supercapacitor energy storage // Electr. Power Syst. Res. Vol. 184. 2020, Art. no. 106287.
11. M. Tang, S. Bifaretti, S. Pipolo, S. Odhano, and P. Zanchetta. A novel repetitive controller assisted phase-locked loop with self-learning disturbance rejection capability for three-phase grids // IEEE J. Emerg. Sel. Topics Power Electron. Vol. 8. 2020, №. 2. – P.1870-1879.
12. Y. Shtessel, S. Baev and H. Biglari. Unity Power Factor Control in Three-Phase AC/DC Boost Converter Using Sliding Mode // IEEE Trans. on Ind. Electronics. Vol. 55. 2008, №. 11. – P.3874-3882.
13. S. A. Kochetkov, V. A. Utkin. Invariance in Systems with Unmatched Perturbations //Autom. Remote Control. Vol. 74. 2013, № 7. – P.1097-1127.
14. R. Marino, P. Tomei, and C. Verrelli. Induction Motor Control Design. – London: Springer, 2010.
15. J. S. Dodds, V. A. Utkin, and J. Vittek. Sensorless Induction Motor Drive with Independent Speed and Rotor Magnetic Flux Control, Part I, Theoretical Background // J. Electrical Eng. Vol. 49. 1998. – P.186-193.
16. V.I. Utkin, J. Guldner, and J. Shi. Sliding Mode Control in Electromechanical Systems. – London: Tailor and Francis, 2009.