

ДАТЧИК АМПЛИТУДЫ НАПРЯЖЕНИЯ СТАТОРА В ЭЛЕКТРОПРИВОДЕ С ЧАСТОТНО-ТОКОВЫМ УПРАВЛЕНИЕМ

В статті розглянуті питання побудови датчика амплітуди основної гармоніки статорної напруги асинхронного двигуна під час живлення його від перетворювача частоти. Запропонована структура датчика, визначені вимоги до вузлів датчика та проведена оцінка його метрологічних параметрів.

В статье рассмотрены вопросы построения датчика амплитуды основной гармоники статорного напряжения асинхронного двигателя при питании его от преобразователя частоты. Предложена структура датчика, определены требования к узлам датчика и проведена оценка его метрологических параметров.

Одним из путей упрощения электропривода с асинхронным электродвигателем с короткозамкнутым ротором является использование частотно-токового управления при четырехпроводном подключении двигателя к инвертору [1-3]. В этом случае трехфазный инвертор распадается на три независимых однофазных инвертора, что позволяет с помощью простых релейных элементов осуществить широтно-импульсную модуляцию на аппаратном уровне, а функции контроллера сводятся к формированию двух медленно изменяющихся эталонных сигналов. Структурная схема такого электропривода, предназначенного для работы от однофазной сети, показана на рис. 1.

По отношению к двигателю однофазные инверторы являются управляемыми по амплитуде и частоте источниками переменного синусоидального тока, повторяющего (с точностью до ширины зоны гистерезиса релейного элемента) форму эталонного сигнала. Для управления моментом на валу и скоростью вращения двигателя используется информация о скорости вращения вала, и амплитуде первой гармоники

напряжения статора [3], а значения токов статора находятся из условия их равенства эталонным сигналам.

Необходимость в датчике напряжения статора в электроприводе обусловлена тем, что эта информация используется в алгоритме управления приводом для ограничения тока цепи намагничивания при изменении частоты и величины тока статора в широких пределах. При создании электропривода возникают определенные трудности с построением датчика амплитуды напряжения статора. Это связано с рядом обстоятельств. Во-первых, первая гармоника напряжения статора изменяется в широких пределах по амплитуде (0-310 В) и частоте (0,1-50 Гц). Во-вторых, напряжение на выходе инвертора представляет собой двухполярный импульсный сигнал с большим содержанием высших гармоник. В-третьих, наличие пульсаций на выходе датчика, его погрешность и инерционность значительно снижают качество управления.

В [4] предложено построение датчика, основанное на реализации следующего преобразования:

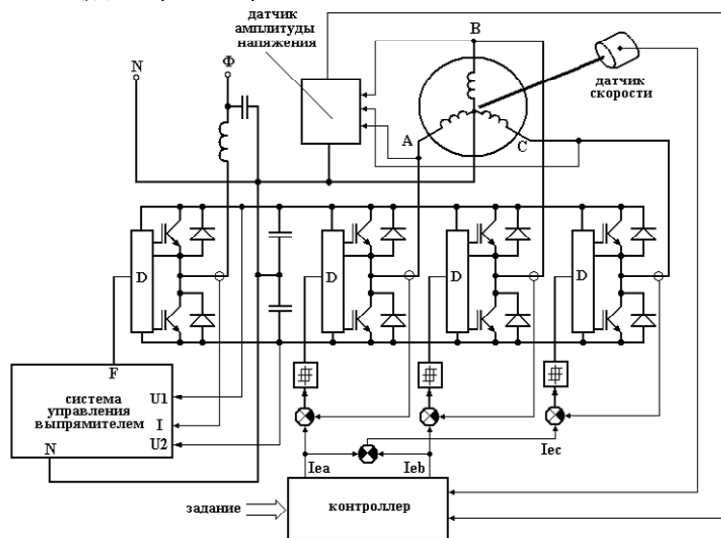


Рис. 1. Структурная схема электропривода

$$u_{\text{вых}} = \sqrt{u_a^2 - u_b \cdot u_c} \quad (1)$$

Подстановка в (1) уравнений фазных напряжений трехфазной системы:

$$\begin{aligned} u_a &= U_m \sin \omega t, \\ u_b &= U_m \sin(\omega t + 120^\circ), \\ u_c &= U_m \sin(\omega t - 120^\circ), \end{aligned} \quad (2)$$

приводит к результату:

$$u_{\text{вых}} = U_m \frac{\sqrt{3}}{2} \quad (3)$$

Таким образом, выходной сигнал датчика пропорционален амплитуде фазного напряжения и не зависит от времени. Структурная схема датчика показана на рис. 2.

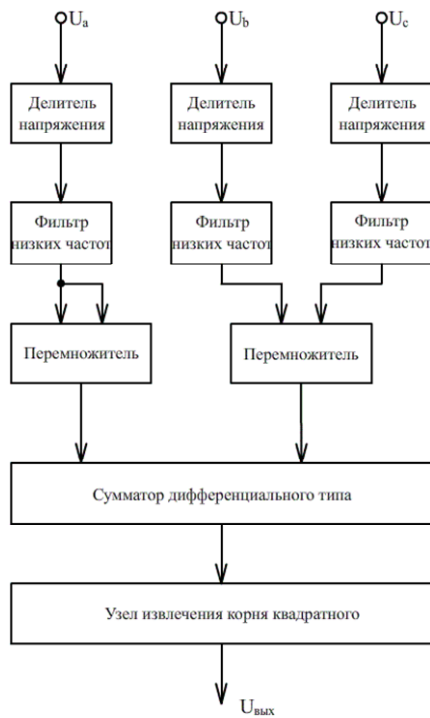


Рис. 2. Структурная схема датчика

Для выделения первой гармоники фазного напряжения (2) используемой в преобразовании (1) применяются фильтры низких частот. Искажения формы напряжения на выходе фильтра зависит от спектрального состава сигнала на его входе.

На спектральный состав импульсного напряжения на выходе преобразователя частоты оказывают влияние параметры двигателя, параметры преобразователя и режим работы электропривода, что затрудняет обоснованный выбор параметров фильтра датчика амплитуды напряжения статора.

Для анализа спектра воспользуемся Г-образной однофазной схемой замещения асинхронного двигателя (рис. 3).

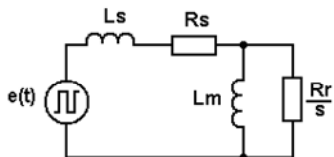


Рис. 3. Схема замещения АД

На схеме: R_s – активное сопротивление обмотки статора, s – скольжение, L_s – индуктивность рассеивания обмотки статора, R_r – приведенное активное сопротивление обмотки ротора, L_m – индуктивность цепи намагничивания.

Определим комплексное сопротивление двигателя $z(j\omega)$ на переменном токе

$$Z(j\omega) = j\omega L_s + R_s + \frac{j\omega L_m \cdot \frac{R_r}{s}}{j\omega L_m + \frac{R_r}{s}} \quad (4)$$

Или, после преобразований

$$Z(j\omega) = \frac{\frac{R_s \cdot R_r^2}{s^2} + \omega^2 L_m^2 (R_s + \frac{R_r}{s})}{(\frac{R_r}{s})^2 + (\omega L_m)^2} + \quad (5)$$

$$+ \frac{j[\omega(L_r + L_m) \frac{R_r^2}{s^2} + \omega^3 L_m^2 L_s]}{(\frac{R_r}{s})^2 + (\omega L_m)^2}$$

Откуда

$$Z(\omega) = \left[\frac{\left[\frac{R_s \cdot R_r^2}{s^2} + \omega^2 L_m^2 (R_s + \frac{R_r}{s}) \right]^2}{\left[\left(\frac{R_r}{s} \right)^2 + (\omega L_m)^2 \right]^2} + \right. \quad (6)$$

$$\left. + \frac{\left[\omega(L_s + L_m) \frac{R_r^2}{s^2} + \omega^3 L_m^2 L_s \right]^2}{\left[\left(\frac{R_r}{s} \right)^2 + (\omega L_m)^2 \right]^2} \right]^{\frac{1}{2}}$$

При известной амплитуде тока статора I_s амплитуду первой гармоники напряжения статора можно определить, как

$$U_{S1} = I_s \cdot Z(\omega) \quad (7)$$

Допустим, что индуктивность L_s достаточно большая, гармоники частоты импульсной модуляции эффективно ослабляются, а напряжение и токи в роторной цепи близки к синусоидальным. Если частота первой гармоники гораздо меньше частоты импульсной модуляции, то на любом периоде импульсной модуляции можно считать, что начальное значение тока статора равняется конечному значению, а мгновенное значение напряжения первой гармоники неизменно. Рассмотрим процессы на произвольном периоде импульсной модуляции (рис. 4).

Определим изменение тока статора на интервалах накопления (T1) и отдачи (T2) энергии индуктивностью L_s

$$\Delta I_{\text{НАК}} = \frac{E - U_{S1}}{L_s} T1, \quad (8)$$

$$\Delta I_{\text{ОТД}} = \frac{E + U_{S1}}{L_s} T2$$

где E – напряжение звена постоянного тока преобразователя частоты.

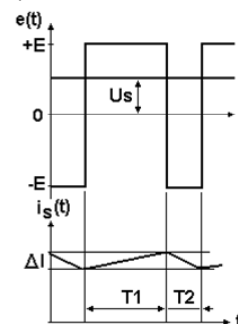


Рис. 4. Временные диаграммы процесса импульсной модуляции

При условии $\Delta I_{\text{НАК}} = \Delta I_{\text{ОТД}} = \Delta I$ найдем частоту импульсной модуляции F_M

$$F_M = \frac{1}{T_1 + T_2} = \frac{1}{\Delta I \cdot L_s} \cdot \frac{E^2 - U_{S1}^2}{2E}. \quad (9)$$

Откуда следует, что максимальное значение частоты импульсной модуляции достигается при $U_S = 0$. Принимаем, что напряжение первой гармоники $U_{S1} = U_S$, тогда

$$F_{MAX} = \frac{E}{2\Delta I \cdot L_s}. \quad (10)$$

Следовательно, частоту импульсной модуляции можно определить через ее максимальное значение

$$F_M = F_{MAX} \left[1 - \left(\frac{U_{S1}}{E} \right)^2 \right]. \quad (11)$$

Спектр напряжения статора содержит гармоники с частотой кратной частоте импульсной модуляции, причем, по мере повышения U_{S1}/E снижается F_M и спектр смещается в низкочастотную область.

При формировании переменного напряжения с частотой ω_s , в случае $\omega_s \ll 2\pi F_M$, частота импульсной модуляции изменяется во времени в пределах $F_{MAX} > F_M > F_{MIN}$ (рис. 5).

В спектре напряжения статора присутствуют гармоники с частотой $\omega_s/2\pi$, частотами F_{MAX} , F_{MIN} и их гармониками. Следовательно, спектр зависит не столько от значений параметров преобразователя, двигателя и режима, сколько их сочетания и может быть определен обобщенным параметром

$$K_S = \frac{U_{S1}}{E} = \frac{I_S Z(\omega)}{E}. \quad (12)$$

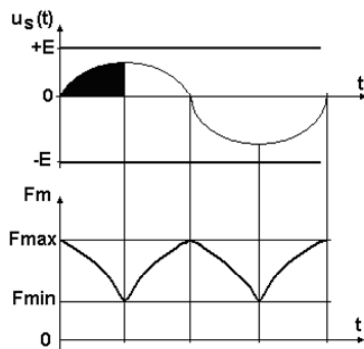


Рис. 5. Временные диаграммы при формировании переменного напряжения

Или

$$K_S = \frac{I_S}{E} \cdot \left[\frac{\left[\frac{R_s \cdot R_r^2}{s^2} + \omega^2 L_m^2 (R_s + \frac{R_r}{s}) \right]^2}{\left[\left(\frac{R_r}{s} \right)^2 + (\omega L_m)^2 \right]^2} + \frac{\left[\omega(L_s + L_m) \frac{R_r^2}{s^2} + \omega^3 L_m^2 L_s \right]^2}{\left[\left(\frac{R_r}{s} \right)^2 + (\omega L_m)^2 \right]^2} \right]^{\frac{1}{2}}. \quad (13)$$

Для проверки этого положения были рассчитаны спектры напряжения статора при разных значениях параметров, которые удовлетворяют неизменному значению K_S . При этом идентичность спектра оценивалась по равенству показателей F_{MAX} , F_{MIN} и значению коэффициента гармоник. Расчеты проводились для двигателя с параметрами: $L_s = 4,225$ мГн, $R_s = 0,264$ Ом, $L_m = 85$ мГн, $R_r = 0,142$ Ом для $E = 350$ В и $F_{MAX} = 15$ кГц. Параметры выбирались для случая $K_S = 0,5$. Результаты сравнения приведены в табл. 1.

Таблица 1

I_{ms}, A	$F, Гц$	s	$F_{MAX}, кГц$	$F_{MIN}, кГц$	K_g
10	50	0,06800	14,817	11,022	2,197
15	40	0,01125	14,817	11,059	2,203
20	30	0,01510	15,387	11,047	2,189
25	20	0,01750	15,387	11,096	2,215

Из данных табл. 1 следует, что параметры F_{MAX} , F_{MIN} и K_g при разных значениях параметров двигателя приблизительно равны.

Графическое изображение спектра для параметров указанных в табл. 1 показано на рис. 6, а-г.

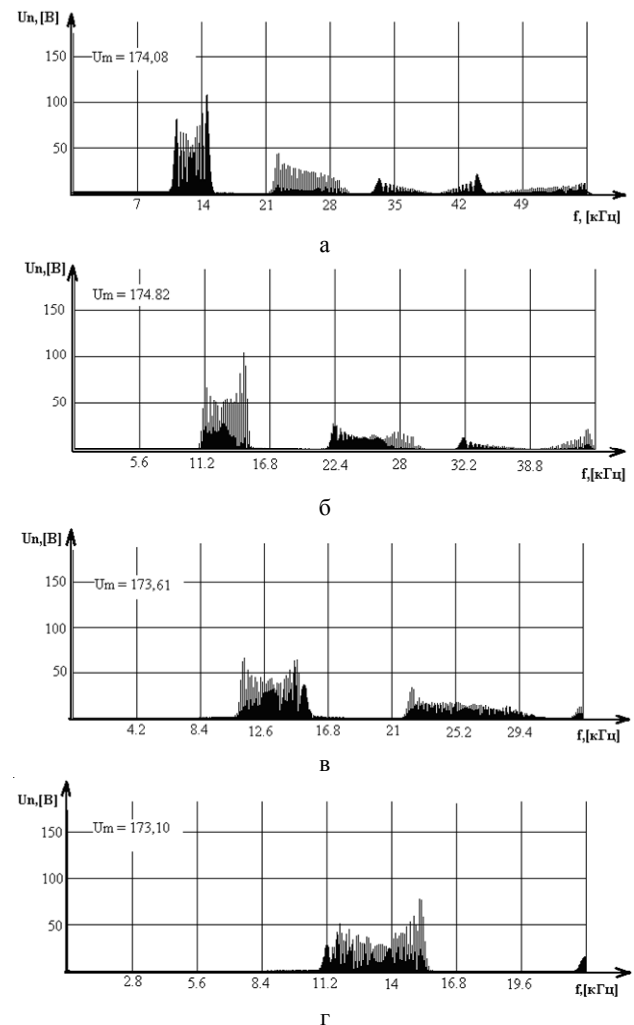


Рис. 6. Спектральный состав напряжения статора

В датчике амплитуды напряжения статора высшие гармоники ослабляются электрическим фильтром, причем по мере повышения частоты гармоники относительно частоты среза ослабление растет. Величина коэффициента гармоник на выходе фильтра зависит от

амплитуды основной гармоники с частотой $\omega_s / 2\pi$, и высших гармоник с частотой близкой к F_{MIN} . По мере повышения K_S растет амплитуда основной гармоники, но снижается F_{MIN} и однозначно определить наилучший случай невозможно. Определим зависимость коэффициента гармоник на выходе фильтра от K_S при известной амплитудно-частотной характеристике.

Рассчитаем затухание исходя из уравнения АЧХ фильтра Баттерворта [5], имеющего вид:

$$A(\omega) = \frac{a}{\sqrt{1 + \left(\frac{\omega}{\omega_c}\right)^{2n}}}, \quad (14)$$

где: a – коэффициент передачи фильтра на нулевой частоте, ω_c – частота среза, n – порядок фильтра.

В рассматриваемом датчике использован фильтр Баттерворта 2 порядка с $a = 1$, $\omega_c = 1256$ рад/с и АЧХ, приведенной на рис. 7.

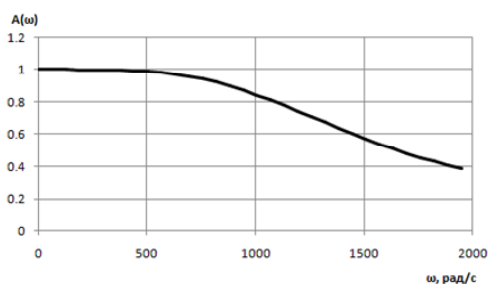


Рис. 7. АЧХ фильтра низких частот

Расчеты проводились для того же двигателя при $U_p = 0,138$ и $F_s = 50$ Гц. Параметры выбирались для случая, когда K_S изменялось от 0,1 до 0,9. Результаты исследований представлены в табл. 2.

Из данных табл. 2 видно, что по мере повышения K_S растет амплитуда основной гармоники, но снижается F_{MIN} . Из полученных данных следует, что наилучший вариант возникает при наименьшем значении параметра спектра K_S . При использовании фильтра Баттерворта 2-го порядка коэффициент гармоник на выходе измерителя не превышает 3,3 %.

Таблица 2

s, %	K_S	F_{MIN} , кГц	F_{MAX} , кГц	До фильтрации		После фильтрации	
				K_{α} , %	$U_S(1)$, В	K_{α} , %	$U_S(1)$, В
0,48	0,9	1,54	14,82	98	318,7	2,27	318,1
0,61	0,8	5,03	14,84	119	281,6	1,00	281,1
0,76	0,7	7,39	14,84	144	245,8	0,53	245,7
0,95	0,6	9,39	14,84	177	210,0	0,37	209,6
1,20	0,5	11,02	14,84	221	173,1	2,80	172,8
1,57	0,4	12,37	14,84	292	138,6	1,50	138,3
2,18	0,3	13,38	14,84	409	103,3	3,07	103,1
3,48	0,2	14,14	14,82	626	69,5	0,63	69,3
8,90	0,1	14,62	14,82	1279	34,6	3,25	34,5

Для оценки метрологических параметров датчика были рассчитаны его относительная погрешность и длительность переходного процесса $t_{пер}$ для одной из возможных реализаций датчика, показанной на рис. 8.

Тут использованы перемножители сигналов типа К525ПС3 и операционные усилители типа К140УД26А. Фильтры рассчитаны в соответствии с топологией Саллена-Кея, при этом $R_3 = R_4$, и $C_1 = 2C_2$.

При расчете погрешности преобразования были приняты во внимание такие источники ее составляющих:

- отклонение значений параметров элементов схемы от номинальных значений;

- погрешность, возникающая при фильтрации широтно-импульсно модулированного сигнала аналоговым фильтром;
- погрешность, возникающая при перемножении сигналов.

Предполагалось, что составляющие погрешности, обусловленные начальным смещением операционных усилителей и конечным значением коэффициента ослабления синфазного сигнала, могут быть пренебрежимо малыми при соответствующем выборе типа операционного усилителя.

При расчете исходим из следующих уравнений, описывающих работу входящих в датчик узлов.

Уравнение входного делителя напряжения:

$$u_X = b \cdot u_a \cdot (1 + \alpha), \quad (15)$$

где b – коэффициент передачи; α – погрешность, причина которой отклонение сопротивлений резисторов от номинальных значений.

Уравнение фильтра:

$$u_Y = u_X \cdot (1 + K_S), \quad (16)$$

где K_S – погрешность фильтрации, оценка которой проведена выше.

Уравнение перемножителя сигналов:

$$u_Z = h \cdot u_{Y1} \cdot u_{Y2} + c, \quad (17)$$

где h – коэффициент передачи; c – абсолютное значение погрешности преобразования.

Уравнение сумматора дифференциального типа:

$$u_V = \frac{1}{h} \cdot (u_{Z2} - u_{Z1}) \cdot (1 + \beta), \quad (18)$$

где β – погрешность неточности резисторов (при использовании в делителе напряжения и в сумматоре резисторов одного класса точности $\alpha = \beta$).

Уравнение узла извлечения корня квадратного:

$$u_{\text{вых}} = \sqrt{\frac{u_V + c}{h}}. \quad (19)$$

После соответствующих преобразований получено уравнение относительной погрешности:

$$\gamma = \sqrt{1 + 2(\alpha + K_S) + \frac{4 \cdot c}{h \cdot b^2 \cdot U_m^2}} - 1. \quad (20)$$

С помощью уравнения (20) проведены расчеты максимального значения погрешности γ при таких условиях:

- отклонения сопротивлений резисторов – 1 %;
- отклонения емкостей конденсаторов – 5 %;
- погрешность фильтрации K_S – 0,002;
- коэффициент передачи перемножителя $h = 0,1$ 1/В;
- абсолютная погрешность перемножителя $c = 3$ мВ;
- коэффициент передачи входного делителя $b = 0,02$.

Результаты расчетов приведены в табл. 3.

Таблица 3

U_m	300	200	100	50
γ	0,0127	0,0149	0,0266	0,0724
%	1,27	1,49	2,66	7,24

Значения погрешностей, приведенные в табл. 3, не позволяют утверждать, что точность датчика является высокой. Поэтому поиск путей повышения его точности актуален.

Для определения влияния на величину погрешности, вычислим ее частные производные по каждому элементу узла схемы:

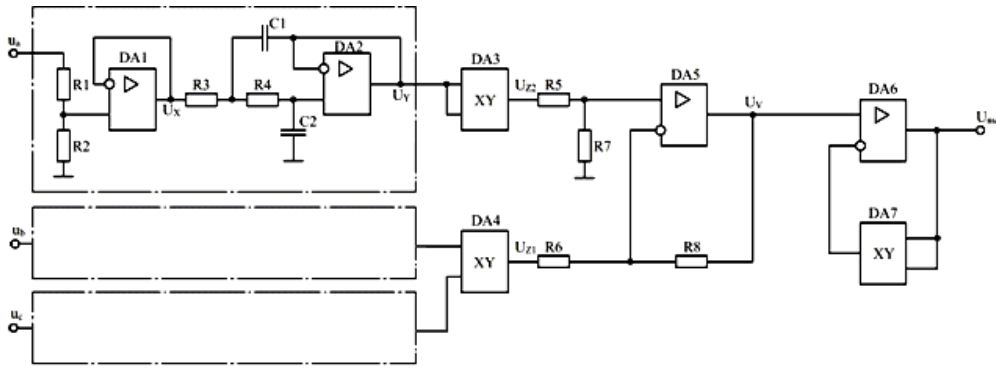


Рис. 8. Схемная реализация датчика

- делитель напряжения и сумматор:

$$\frac{d\gamma}{d\alpha} = 1 / \left(2 \cdot \left(1 + 2\alpha + 2K_g + 4 \frac{c}{h \cdot b^2 \cdot U_m^2} \right)^{\frac{1}{2}} \right) = 0,166 ; \quad (21)$$

- фильтр:

$$\frac{d\gamma}{dK_g} = 1 / \left(\left(1 + 2\alpha + 2K_g + 4 \frac{c}{h \cdot b^2 \cdot U_m^2} \right)^{\frac{1}{2}} \right) = 0,332 ; \quad (22)$$

- перемножитель:

$$\frac{d\gamma}{dc} = 2 / \left(\left(1 + 2\alpha + 2K_g + 4 \frac{c}{h \cdot b^2 \cdot U_m^2} \right)^{\frac{1}{2}} \right) \times$$

$$\times \frac{1}{h \cdot b^2 \cdot U_m^2} = 6,635$$

Из сравнения значений частных производных следует вывод, что источником наибольшей составляющей погрешности является перемножитель напряжений.

Быстродействие датчика оценивалось значением длительности $t_{пер}$ переходного процесса. При этом рассматривался только переходной процесс фильтра, поскольку его инерционность значительно превышает инерционность других электронных узлов датчика.

Известно, что переходной процесс фильтра Баттерворта имеет вид затухающих колебаний [6]. При этом затухание определяется экспоненциальными асимптотами, имеющими постоянную времени

$$T_B = \frac{0,707}{\omega_C}, \quad (24)$$

где ω_C – частота среза фильтра.

Для фильтра, использовавшегося в описываемой реализации датчика $T_B = 0,56$ мс. Если считать длительность переходного процесса $t_{пер} \approx (4 \div 5)T_B$, тогда значение оценки быстродействия датчика $t_{пер} \approx 2,5$ мс.

ВЫВОДЫ

В результате проведенных исследований установлено следующее:

1. Для характеристики спектра напряжения статора в электроприводе с частотно-токовым управлением может быть использован обобщенный показатель, значение которого зависит от параметров преобразователя частоты, параметров электрического двигателя и режима работы электропривода;

2. В качестве фильтра нижних частот в датчике амплитуды напряжения статора можно использовать фильтр Баттерворта второго порядка;

3. Основным элементом датчика напряжения статора, который обуславливает его погрешность, является перемножитель напряжений;

4. Быстродействие датчика напряжения статора определяется инерционностью фильтра нижних частот и временем реакции на скачкообразное изменение измеряемого напряжения.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Комаров Н.С. Трехфазный преобразователь частоты со звеном постоянного тока // Праці ін-ту електродинаміки НАН України, зб. наук. праць. – 2003. – № 1(4). – С. 61-72.
2. Стаценко А.В., Комаров Н.С., Мазуренко Л.И. Модель асинхронного двигателя для анализа динамики электропривода с частотно-токовым управлением на основе следящих импульсных регуляторов тока // Праці ін-ту електродинаміки НАН України. Зб. наук. праць. – 2005. – Вип. 1(10) – С. 69-79.
3. Комаров Н.С., Стаценко А.В. Разгон асинхронного двигателя электропривода с частотно-токовым управлением // Технічна електродинаміка. – 2007. – № 4. – С. 50-56.
4. Заявка на винахід, МПК9: G01R 19/18, G01R 21/06. Вимірювальний перетворювач амплітуди трифазної змінної напруги в постійну напругу (варіанти) / Комаров М.С., Полонський В.А., Стаценко О.В., Жусенко І.В.; заявник Київський національний університет технологій та дизайну. – № u2010 04287 від 13.04.2010.
5. Садиков Ю. "Активный трехполосный фильтр". – М.: "Радиосхема". – № 6, 2007.
6. Федосов Б.Т. Теория автоматического управления. Учебно-лабораторный комплекс. Электронная книга. Рудный. РИТ. 2009. [http:// model.exponenta.ru/bt/bt_10117](http://model.exponenta.ru/bt/bt_10117).

Поступила 29.06.2010

Комаров Николай Сергеевич, д.т.н, проф.

Полонский Вадим Анатольевич,

Стаценко Алексей Владимирович,

Жусенко Инна Васильевна

Киевский национальный университет технологий и дизайна,

кафедра электроники и электротехники,

Украина, 01011, Киев, ул. Немировича-Данченка, 2

тел. (044) 254-59-63, 256-29-65

e-mail: nskom@meta.ua, polovad@gmail.com,

stalexey@meta.ua

N.S. Komarov, V.A. Polonskiy, A.V. Statsenko, I.V. Zhusenko

Stator voltage amplitude sensor in electric drive with frequency-current control.

In the given paper questions of construction of induction motor stator voltage main harmonic amplitude sensor, while feeding it from the frequency converter, are examined. Structure of the sensor is proposed, sensor elements specifications are determined and sensor metrological parameters are estimated.

Key words – voltage amplitude sensor, electric drive, induction motor, frequency-current control.