

НАБЛЮДАТЕЛЬ ПОТОКОСЦЕПЛЕНИЯ ДЛЯ МАШИНЫ ДВОЙНОГО ПИТАНИЯ, УПРАВЛЯЕМОЙ ПО СТАТОРНОЙ И РОТОРНОЙ ЦЕПЯМ

В.Н. Мещеряков, Д.В. Безденежных

В статье предложен алгоритм определения положения вектора главного потокосцепления для асинхронной машины двойного питания, управляемой по статорной и роторной цепям. Проведен анализ чувствительности алгоритма к изменению параметров двигателя

Ключевые слова: машина двойного питания, асинхронный двигатель с фазным ротором, векторное управление, наблюдатель потокосцепления

В настоящее время все большую актуальность приобретает проблема энергосбережения. Значительной частью потребителей электрической энергии является электропривод переменного тока, потребляющий более половины всей вырабатываемой электроэнергии. Возрастающее количество доли регулируемого электропривода обуславливает разработку новых систем оптимального управления для решения задач энергосбережения.

Широко известная схема управления машиной двойного питания (МДП) с асинхронным двигателем с фазным ротором при подключении обмоток ротора к преобразователю частоты (ПЧ), а статорных обмоток – к сети позволяет повысить КПД и обеспечить регулирование реактивной мощности. Вместе с тем такая схема обладает и следующими недостатками:

- невысокий диапазон регулирования скорости;
- работа только в 2-х квадрантах электромеханических координат;
- повышенные потери энергии в роторе при компенсации реактивной мощности в статорной цепи.

Использование МДП с подключением обмоток статора и ротора к отдельным преобразователям частоты позволяет устранить эти недостатки. Такая схема обеспечивает 4-х квадрантный режим работы и позволяет управлять энергетическим режимом работы машины [1].

В разработках [2,3] представлена схема МДП с подключением обмоток ротора к ПЧ с автономным инвертором напряжения с широтно-импульсной модуляцией, а обмоток статора к тиристорному инвертору тока. Особенностью такого способа управления является отсутствие датчика положения ротора (коммутация тиристоров осуществляется на основе сигналов датчика фазы напряжения статора). Указанный вариант управления применяется в технологических процессах с тяжелыми условиями пуска при длительных режимах упора. Такие режимы характерны для подъемных механизмов и тягового электропривода [4]. Для приводов общепромышленного назначения целесообразно применение двух ПЧ с автономными инверторами напряжения

на IGBT-транзисторах. При этом вопрос о создании систем управления данным типом МДП без датчика положения ротора остается открытым.

Для реализации бездатчикового векторного управления машиной двойного питания необходимо иметь достоверную информацию о векторе потокосцепления. В настоящее время существует большое количество методов оценки потокосцеплений для векторного управления асинхронным двигателем с короткозамкнутым ротором. Основными недостатками этих методов являются проблема введения начальных условий при частотах, близких к нулевой, погрешности в вычислениях при температурном изменении активных сопротивлений статора и ротора, а также при изменении взаимной индуктивности в зависимости от тока цепи намагничивания [5].

Отличительной особенностью машины двойного питания является возможность непосредственного измерения токов статора и ротора, что позволяет создавать наблюдатели потокосцепления в той или иной мере свободных от недостатков перечисленных выше. В работе [6] представлен алгоритм расчета потокосцепления статора для машины двойного питания управляемой по ротору. Он не содержит операций интегрирования и не зависит от значений активных сопротивлений и взаимной индуктивности, однако основан на допущении об ортогональности напряжения статора и потокосцепления в зазоре. При регулировании напряжения статора по амплитуде и частоте это допущение неправомерно, следовательно, будут появляться значительные погрешности при расчете потокосцепления.

Цель данной статьи – разработка наблюдателя потокосцепления в воздушном зазоре для машины двойного питания, управляемой по статорной и роторной цепям.

Алгоритм расчета

На рис. 1 изображена векторная диаграмма для роторной цепи машины двойного питания. Здесь $x-y$ - неподвижная система координат, жестко связанная со статором, $d-q$ - система координат, неподвижно связанная с ротором; φ_i^{xy} , φ_i^{dq} - углы поворота вектора тока статора \dot{I}_1 относительно систем координат $x-y$ и $d-q$; φ_m^{xy} , φ_m^{dq} - углы поворота вектора тока намагничивания \dot{I}_m относительно систем координат

x - y и d - q ; φ_2^{dq} - угол поворота вектора тока ротора I_2' относительно системы координат d - q ; φ_e^{dq} - угол поворота вектора ЭДС ротора E_2' относительно системы координат d - q ; θ - угол положения ротора (в эл. градусах).

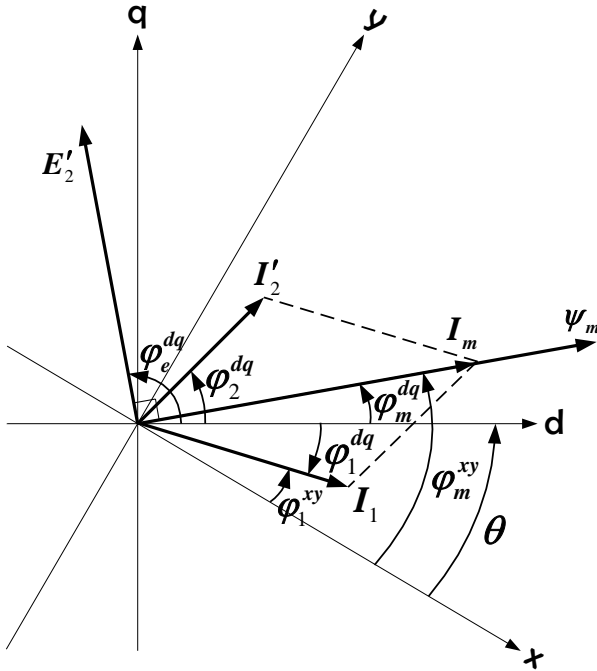


Рис. 1. Векторная диаграмма роторной цепи МДП

Проекции вектора ЭДС ротора на оси d, q можно вычислить по формулам:

$$\left. \begin{aligned} E'_{2d} &= U'_{2d} - I'_{2d} R'_2 - L_{2\sigma} \frac{dI'_{2d}}{dt}; \\ E'_{2q} &= U'_{2q} - I'_{2q} R'_2 - L_{2\sigma} \frac{dI'_{2q}}{dt}. \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

Проекции угла φ_e^{dq} при этом вычисляются по формуле:

$$\left. \begin{aligned} \sin \varphi_e^{dq} &= \frac{E'_{2q}}{\sqrt{(E'_{2d})^2 + (E'_{2q})^2}}; \\ \cos \varphi_e^{dq} &= \frac{E'_{2d}}{\sqrt{(E'_{2d})^2 + (E'_{2q})^2}}. \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

Проекции угла поворота вектора тока намагничивания в роторной системе координат d - q φ_m^{dq} равны:

$$\left. \begin{aligned} \sin \varphi_m^{dq} &= \sin(\varphi_e^{dq} - 90^\circ) = -\cos \varphi_e^{dq}; \\ \cos \varphi_m^{dq} &= \cos(\varphi_e^{dq} - 90^\circ) = \sin \varphi_e^{dq}. \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

Вектор тока намагничивания I_m в проекциях на оси d, q можно записать в виде:

$$\left. \begin{aligned} I_{md} &= I_{1d} + I'_{2d} = I_m \cos \varphi_m^{dq}; \\ I_{mq} &= I_{1q} + I'_{2q} = I_m \sin \varphi_m^{dq}. \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

Следовательно, ток статора в координатах d - q можно записать как:

$$\left. \begin{aligned} I_{1d} &= I_m \cos \varphi_m^{dq} - I'_{2d}; \\ I_{1q} &= I_m \sin \varphi_m^{dq} - I'_{2q}. \end{aligned} \right\} \quad (5)$$

Здесь неизвестным является амплитуда тока намагничивания I_m , ее вычисление будет показано дальше.

Проекции угла поворота вектора тока статора φ_1^{dq} в системе d - q равны:

$$\left. \begin{aligned} \sin \varphi_1^{dq} &= \frac{I_{1q}}{\sqrt{(I_{1d})^2 + (I_{1q})^2}}; \\ \cos \varphi_1^{dq} &= \frac{I_{1d}}{\sqrt{(I_{1d})^2 + (I_{1q})^2}}. \end{aligned} \right\} \quad (6)$$

Проекции угла поворота вектора тока статора φ_1^{xy} в системе x - y равны:

$$\left. \begin{aligned} \sin \varphi_1^{xy} &= \frac{I_{1y}}{\sqrt{(I_{1x})^2 + (I_{1y})^2}}; \\ \cos \varphi_1^{xy} &= \frac{I_{1x}}{\sqrt{(I_{1x})^2 + (I_{1y})^2}}. \end{aligned} \right\} \quad (7)$$

Проекции угла положения ротора вычисляются по формуле:

$$\left. \begin{aligned} \sin \theta &= \sin(\varphi_1^{xy} - \varphi_1^{dq}) = \\ &= \sin \varphi_1^{xy} \cos \varphi_1^{dq} - \cos \varphi_1^{xy} \sin \varphi_1^{dq}; \\ \cos \theta &= \cos(\varphi_1^{xy} - \varphi_1^{dq}) = \\ &= \cos \varphi_1^{xy} \cos \varphi_1^{dq} + \sin \varphi_1^{xy} \sin \varphi_1^{dq}. \end{aligned} \right\} \quad (8)$$

Амплитуду тока намагничивания можно определить по формуле:

$$I_m = \sqrt{(I_{1d} + I'_{2d})^2 + (I_{1q} + I'_{2q})^2}, \quad (9)$$

где проекции токов статора I_{1d}, I_{1q} на k -ом интервале расчета вычисляются, используя значение угла положения ротора, полученного на $(k-1)$ -ом интервале расчета по формуле:

$$\left. \begin{aligned} I_{1d} &= I_{1x} \cos \theta_{(k-1)} - I_{1y} \sin \theta_{(k-1)}; \\ I_{1q} &= I_{1y} \cos \theta_{(k-1)} + I_{1x} \sin \theta_{(k-1)}. \end{aligned} \right\} \quad (10)$$

Проекции угла поворота вектора тока намагничивания в статорной системе координат φ_m^{xy} равны:

$$\left. \begin{aligned} \sin \varphi_m^{xy} &= \sin(\varphi_m^{dq} + \theta) = \\ &= \sin \varphi_m^{dq} \cos \theta + \cos \varphi_m^{dq} \sin \theta; \\ \cos \varphi_m^{xy} &= \cos(\varphi_m^{dq} + \theta) = \\ &= \cos \varphi_m^{dq} \cos \theta - \sin \varphi_m^{dq} \sin \theta. \end{aligned} \right\} \quad (11)$$

Теперь, зная углы поворота вектора тока намагничивания в статорной и роторной системах координат, возможно построение системы управления, ориентированной по потокосцеплению в зазоре. На рис. 2 приведена структурная схема наблюдателя.

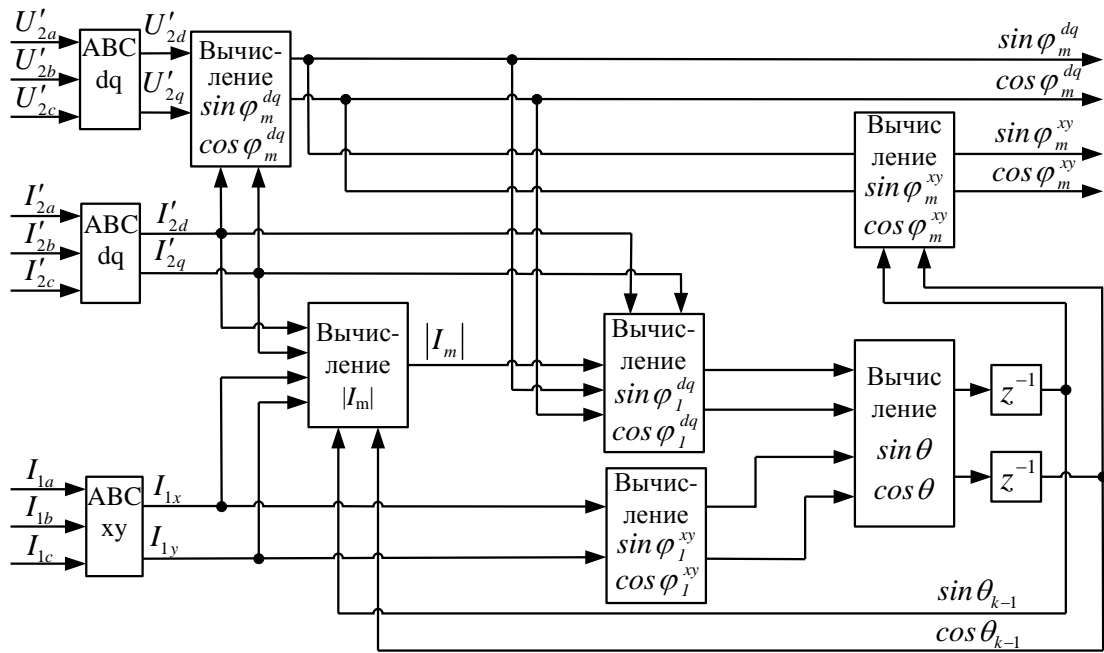


Рис. 2. Структурная схема наблюдателя

Анализ чувствительности наблюдателя к изменениям параметров привода

Из уравнения (1) следует, что точность оценивания наблюдателя зависит от текущего значения сопротивления ротора R'_2 и индуктивности рассеивания ротора $L_{2\sigma}$. Поскольку влияние индуктивности рассеивания невелико проведем анализ только температурного изменения сопротивления ротора на ошибку оценивания. Для этого была построена математическая модель электропривода на основе МДП с двигателем МТФ011-6 в программном продукте Simulink MatLab v.7.0. В электроприводе поддерживается следующее соотношение между моментобразующими i_{1M}, i'_{2M} и намагничивающими $i_{1\psi}, i'_{2\psi}$ составляющими токов статора и ротора:

$$\left. \begin{aligned} \frac{i_{1M}}{i'_{2M}} &= 1; \\ \frac{i_{1\psi}}{i'_{2\psi}} &= \frac{R'_2}{R_1} \end{aligned} \right\} \quad (12)$$

Такое соотношение было принято исходя из минимизации потерь активной мощности. На рис. 3 изображена зависимость частот тока статора ω_1 и ротора ω_2 от требуемой частоты вращения ротора ω . На малых частотах тока ротора ЭДС \dot{E}'_2 мала, и вариация активного сопротивления ротора дает значительную погрешность в расчете выражения (1). Исходя из этого минимальное значение частоты тока ротора принято равным 10 Гц.

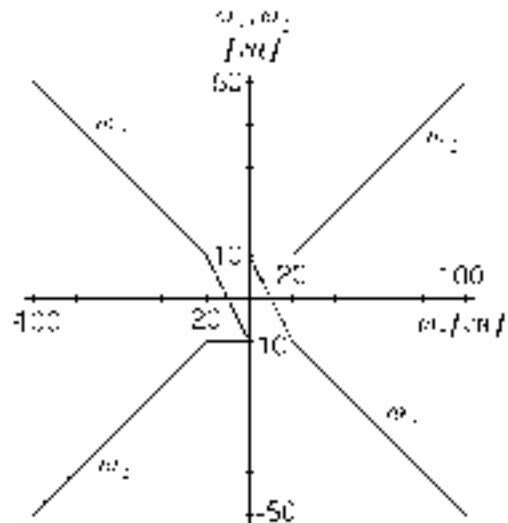


Рис. 3. Зависимость частот тока статора и ротора от заданной частоты вращения

На рис. 4 изображены графики ошибок наблюдателя $\Delta\psi_c, \Delta\psi_p$ в вычислении углов поворота вектора тока намагничивания в статорной и роторной системах координат при вариации сопротивления ротора, скорости и нагрузки. В первом случае (рис. 4а) в наблюдателе использовалось значение сопротивления ротора в холодном состоянии $R_{2х}$, реальное сопротивление ротора было равным при этом сопротивлению в нагретом состоянии $R_{2н}=1,5R_{2х}$. Во втором случае (рис. 4б) в наблюдателе использовалось значение сопротивления ротора в нагретом состоянии $R_{2н}=1,5R_{2х}$, реальное сопротивление было равным при этом сопротивлению в холодном состоянии $R_{2х}$.

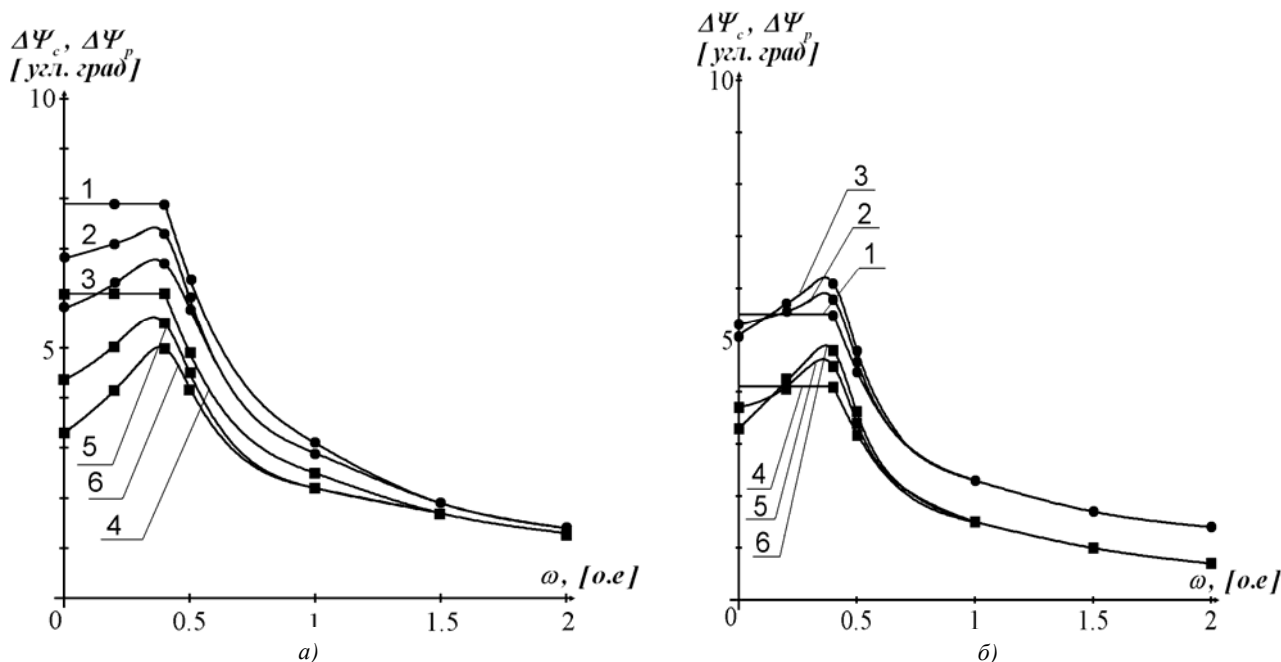


Рис. 4. Графики ошибок наблюдателя:
 1 – $\Delta\psi_p, M_c=0$; 2 – $\Delta\psi_p, M_c= M_n/2$; 3 – $\Delta\psi_p, M_c= M_n$;
 3 – $\Delta\psi_c, M_c=0$; 4 – $\Delta\psi_c, M_c= M_n/2$; 5 – $\Delta\psi_c, M_c= M_n$.

Как показывают результаты моделирования во втором случае ошибка оценивания ниже. Поскольку при постоянной работе двигателя его обмотки находятся в нагретом состоянии, то в наблюдателе лучше использовать значение $R_{2н}$.

Выводы

1. Предложенная структура наблюдателя обеспечивает приемлемую точность вычислений в диапазоне частот вращения ротора от нулевой до двойной синхронной.

2. Нелинейность кривой намагничивания при работе с переменным магнитным потоком не будет приводить к появлению ошибки, поскольку в наблюдателе не используется значение взаимной индуктивности.

3. Для уменьшения ошибки вычислений значение сопротивления ротора двигателя в наблюдателе целесообразно задавать равным сопротивлению ротора в нагретом состоянии.

Литература

1. Рудаков В.В. и др. Асинхронные электроприводы с векторным управлением/ В.В. Рудаков, И.М. Столяров, В.А. Даргау.-Л.: Энергоатомиздат, Ленингр. отд., 1987.- 136 с.: ил.
2. Копылов И.П., Сонин Ю.П., Гуляев И.В., Тутаев Г.М. Асинхронизированный вентильный двигатель с поддержанием неизменного результирующего магнитного потока [Текст] / Электротехника. – 2000 №8.– С. 59-62.
3. Копылов И.П., Сонин Ю.П., Гуляев И.В., Вострухин А.А. Асинхронизированный вентильный двигатель с ортогональным управлением потока [Текст] / Электротехника. – 2002 №9.– С. 2-5
4. Тутаев Г.М. Варианты векторного управления электроприводом с асинхронизированным вентильным двигателем [Текст] / Электротехнические комплексы и системы управления. – 2009 №3.– С. 11-15.
5. Виноградов А., Сибирцев А., Колодин И. Адаптивно-векторная система управления бездатчикового асинхронного электропривода серии ЭПВ [Текст] /Силовая электроника. – 2006. №3. – С.46-51.
6. R. Datta, V. T. Ranganathan. A Simple Position-Sensorless Algorithm for Rotor-Side Field-Oriented Control of Wound-Rotor Induction Machine / IEEE Trans. Ind. Electron. 2001 №48. – P. 786–793.

Липецкий государственный технический университет

FLUX ESTIMATOR FOR DOUBLE-INVERTER-FED MACHINE

V.N. Meshherjakov, D.V. Bezdenezhnykh

Estimation algorithm to calculate the total flux vector of an asynchronous double –inverter-fed machine is proposed. Analysis of sensitivity to variation of machine parameters is carried out

Key words: double fed machine, wound rotor induction motor, vector control, flux estimator