

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ МАШИНЫ ДВОЙНОГО ПИТАНИЯ В КАЧЕСТВЕ ГЕНЕРАТОРА ПЕРЕМЕННОГО ТОКА

Понкратов А.С., студ.; Мирошник Д.Н., доц., к.т.н.

(Донецкий национальный технический университет, г. Донецк, ДНР)

Актуальность работы определяется переходом современного промышленного производства к применению энергосберегающих технологий. Использование машины двойного питания (МДП) в современных автоматизированных системах позволяет существенно повысить технико-экономические показатели различных технологических установок. Например, одним из наиболее перспективных направлений является использование энергии ветра в асинхронной машине с прямым питанием со стороны статора и питанием через обратимый преобразователь со стороны ротора (рисунок 1).

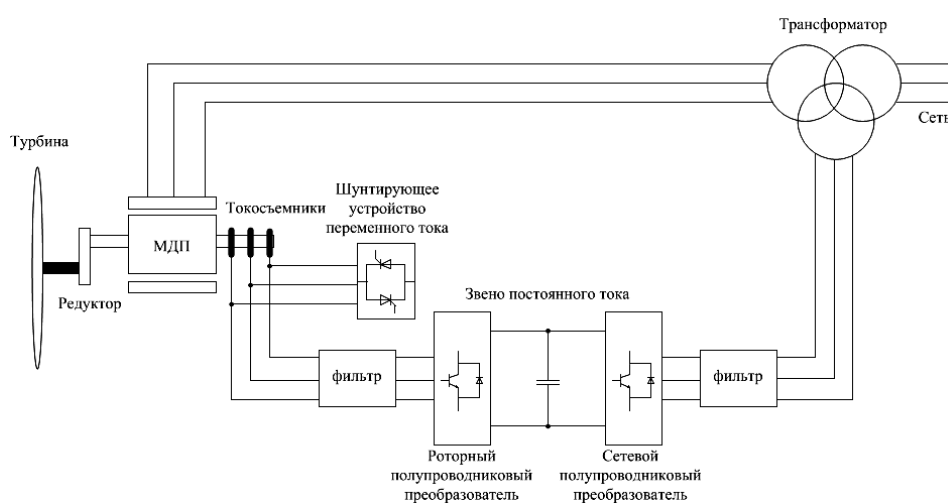


Рисунок 1 - Компоненты машины двойного питания

Достоинством такой схемы являются:

- отдача активной мощности со стороны статора при переменной частоте вращения и постоянной частоте сети;
- отдача активной мощности со стороны ротора при частоте вращения выше номинальной;
- малая установленная мощность преобразователя.

Для того чтобы оптимизировать эффективность аэродинамической системы при увеличении скорости ветра необходимо увеличить скорость вращения ротора. Следовательно, в результате отрицательного значения скольжения скорость вращения ротора возрастает выше синхронной и отдача активной мощности в сеть осуществляется с обмоток статора и ротора. При уменьшении скорости ветра, скорость вращения ротора уменьшается и машина работает в субсинхронном режиме с положительным скольжением. В этом случае ротор должен потреблять активную и реактивную мощность из сети для компенсации скольжения и для возбуждения. Распределение мощности МДП во время работы на сверхсинхронной и субсинхронной скоростях показано на рисунке 2.

Номинальная мощность ветрогенератора соответствует равенству:

$$P = \frac{1}{2} \rho C_p S v^3$$

где ρ - плотность воздуха, S - площадь турбины, v - скорость ветра, C^p - коэффициент мощности.

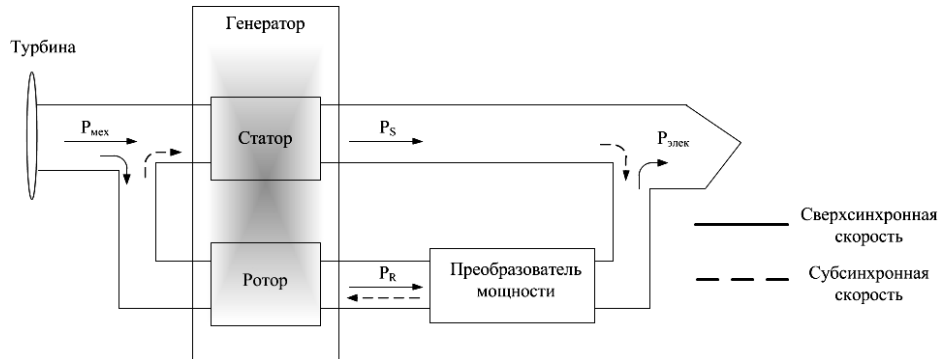


Рисунок 2 - Поток активной мощности МДП во время работы на сверхсинхронной и субсинхронной скоростях

Коэффициент мощности C^p в зависимости от скорости ветра и скорости вращения турбины в определенный промежуток времени находится в диапазоне от 0,35 до 0,5. Ветровая турбина рассчитана на получение номинальной мощности от номинальной скорости ветра. Если скорость ветра превышает номинальное значение, то ветроустановка должна изменить свои параметры чтобы избежать механических повреждений.

Вопросы электромеханического преобразования энергии нового типа контактного и бесконтактного вентильных двигателей на базе двигателя двойного питания, получившего название "асинхронизированный вентильный двигатель", рассмотрены в монографии [1]. В этой статье рассмотрены современные способы управления электроприводом, синтез математической модели двигателя двойного питания и системы регулирования при векторном управлении, проиллюстрирована и описана имитационная модель асинхронизированного вентильного двигателя. Недостатком данной статьи является отсутствие описания машины двойного питания и системы управления при работе в качестве генератора.

Описание общих принципов векторного управления машиной двойного питания, используемой в качестве генератора для ветряных электростанций, изложено в статье [2]. Также в статье рассмотрена обобщенная архитектура машины двойного питания, управление ее активной и реактивной мощностью.

Модели машины двойного питания и анализ устойчивости ее переходных процессов описаны в статье [3]. В этой работе показано создание упрощенной модели машины двойного питания ВЭУ и исследование системы управления на устойчивость при кратковременном стабильном напряжении.

Однако данные статьи содержат недостаточно полную информацию о системе управления машиной двойного питания при постоянном значении напряжения сети и о ее математическом описании.

Цель исследований: описание принципов работы электроэнергетической установки на базе МДП для использования энергии ветра.

Для достижения поставленной цели, необходимо решить следующие задачи:

- разработать математическую модель МДП .

- разработать систему управления электроприводом на базе МДП предполагающую отдачу энергию ветра в сеть.

При векторном управлении со стороны ротора одним из возможных вариантов является использование закона управления $\vec{\psi}_S = const$.

Введем обобщенные векторы напряжений \bar{U}_S и \bar{U}_R , токов \bar{I}_S и \bar{I}_R и потокосцеплений $\bar{\psi}_S$ и $\bar{\psi}_R$ статора и ротора с помощью математического описания, в соответствии с уравнениями Парка – Горева.

Уравнения баланса напряжений цепей статора и ротора имеют вид:

$$\begin{cases} \underline{U}_S = \underline{I}_S R_S + \frac{d\underline{\psi}_S}{dt} + j\omega_C \underline{\psi}_S; \\ \underline{U}_R = \underline{I}_R R_R + \frac{d\underline{\psi}_R}{dt} + j(\omega_C - \omega_R) \underline{\psi}_R; \end{cases} \quad (1)$$

где ω_C - угловая скорость ортогональной системы координат, вращающейся синхронно с ψ_S , ω_R - электрическая угловая скорость ротора, пропорциональная реальной частоте вращения вала, R_R - активное сопротивление фазных обмоток ротора, R_S - активное сопротивление фазных обмоток статора.

Уравнения связи между токами и потокосцеплениями:

$$\begin{cases} \underline{\psi}_S = L_S \underline{I}_S + L_m \underline{I}_R = \underline{\psi}_m + L_{S\sigma} \underline{I}_S; \\ \underline{\psi}_R = L_m \underline{I}_S + L_R \underline{I}_R = \underline{\psi}_m + L_{R\sigma} \underline{I}_R \end{cases} \quad (2)$$

где L_S - полная индуктивность статора, L_m - главная взаимная индуктивность, $L_{S\sigma}$ - индуктивность рассеивания обмоток статора, ψ_m - вектор главного магнитного потокосцепления, L_R - полная индуктивность ротора, $L_{R\sigma}$ - индуктивность рассеивания обмоток ротора

Пользуясь уравнениями баланса напряжений цепей статора и ротора (1), а также уравнениями связи между токами и потокосцеплениями (2), исключим векторы \bar{I}_S , $\bar{\psi}_R$ с помощью уравнений:

$$\begin{aligned} \underline{I}_S &= \frac{1}{L_S} \underline{\psi}_S - k_S \underline{I}_R \\ \underline{\psi}_R &= \sigma L_R \underline{I}_R + k_S \underline{\psi}_S \end{aligned}$$

где $k_S = \frac{L_m}{L_S}$ - коэффициент электромагнитной связи статора, $\sigma = 1 - k_S k_r$ - коэффициент рассеяния.

В результате после преобразований систем уравнений (1) и (2) можно получить уравнения баланса напряжений статора и ротора АД:

$$\begin{cases} p\underline{\psi}_S = \underline{U}_S - \frac{1}{T_S} \underline{\psi}_S - j\omega_C \underline{\psi}_S + k_S R_S \underline{I}_R \\ \sigma L_R p\underline{I}_R = \underline{U}_R - k_S \underline{U}_S - R_{II} \underline{I}_R - j(\omega_C - \omega_R) \sigma L_R \underline{I}_R + \frac{k_S}{T_S} \underline{\psi}_S + j\omega_R k_S \underline{\psi}_S \end{cases} \quad (3)$$

где $R_{II} = R_R + k_S^2 R_S$ - эквивалентное активное сопротивление АД, $T_S = L_S / R_S$ - постоянная времени статорной цепи АД.

Разложим уравнения системы (3) на составляющие с учетом условия $\psi_S = \psi_{sd} = |\vec{\psi}_S|; \psi_{sq} = 0$. В результате можно получить две системы скалярных уравнений:

$$\begin{cases} \sigma L_R p i_{Rd} = u_{Rd} - k_S u_{sd} - R_{ll} i_{Rd} + (\omega_C - \omega_R) \sigma L_R i_{Rq} + \frac{k_S}{T_S} \psi_S; \\ \sigma L_R p i_{Rq} = u_{Rq} - k_S u_{sq} - R_{ll} i_{Rq} - (\omega_C - \omega_R) \sigma L_R i_{Rd} + \omega_R k_S \vec{\psi}_S \end{cases} \quad (4)$$

$$\begin{cases} p \psi_S = u_{sd} - \frac{1}{T_S} \psi_S + k_S R_S i_{Rd}; \\ \omega_C = \frac{u_{sq} + k_S R_S i_{Rq}}{\psi_S}. \end{cases} \quad (5)$$

Уравнения системы (4, 5) представляют собой условие точной ориентации системы координат d, q по вектору потокосцепления статора.

Из уравнений связи между токами и потокосцеплениями (2) выразим:

$$I_{sd} = \frac{\psi_{sd}}{L_S} - k_S I_{Rd}$$

$$I_{sq} = \frac{\psi_{sq}}{L_S} - k_S I_{Rq} = -k_S I_{Rq}$$

где $\psi_{sq} = 0$.

Уравнение электромагнитного момента получится в виде:

$$M = -\frac{3}{2} z_p k_S \psi_S i_{Rq}$$

Используя полученные уравнения, а также уравнение движения $M - M_C = J \frac{d\omega}{dt}$, можно построить структурную схему, где $T_{ll} = \sigma L_R / R_{ll}$ – эквивалентная постоянная времени электромагнитных контуров АД.

Для создания модели МДП используются координатные преобразователи.

Преобразование из трехфазной в ортогональную неподвижную систему координат и обратно выполняется по формулам:

$$\begin{cases} u_\alpha = u_A; \\ u_\beta = \frac{1}{\sqrt{3}}(u_B - u_C); \end{cases} \quad \begin{cases} u_A = u_\alpha; \\ u_B = -\frac{1}{2}u_\alpha + \frac{\sqrt{3}}{2}u_\beta; \\ u_C = -\frac{1}{2}u_\alpha - \frac{\sqrt{3}}{2}u_\beta. \end{cases}$$

Преобразование из ортогональной неподвижной α, β во вращающуюся синхронно с ψ_S систему координат x, y и обратно выполняется по формулам:

$$\begin{cases} u_x = u_\alpha \cos \theta_k + u_\beta \sin \theta_k; \\ u_y = -u_\alpha \sin \theta_k + u_\beta \cos \theta_k; \end{cases} \quad \begin{cases} u_\alpha = u_x \cos \theta_k - u_y \sin \theta_k; \\ u_\beta = u_x \sin \theta_k + u_y \cos \theta_k. \end{cases}$$

где $\theta_k = \theta_s$ – для системы координат статора, $\theta_k = \theta_s - \theta_r$ – для системы координат ротора, θ_s – угол поворота системы координат, вращающейся синхронно с вектором

потокосцепления статора, $(\theta_s - \theta_r)$ - угол поворота системы координат ротора; $x=d, y=q$ - индексы при $\theta_k = \theta_s$; $x=d\omega, y=d\omega$ - индексы при $\theta_k = \theta_s - \theta_r$.

Используя преобразователи координат и математическое описание МДП построим структурную схему АД при управлении со стороны ротора по закону $\vec{\psi}_s = const$ (рисунок 3), где $P_s = i_{sd}U_{sd} + i_{sq}U_{sq}$ - активная мощность статора, $Q_s = i_{sq}U_{sd} - i_{sd}U_{sq}$ - реактивная мощность статора.

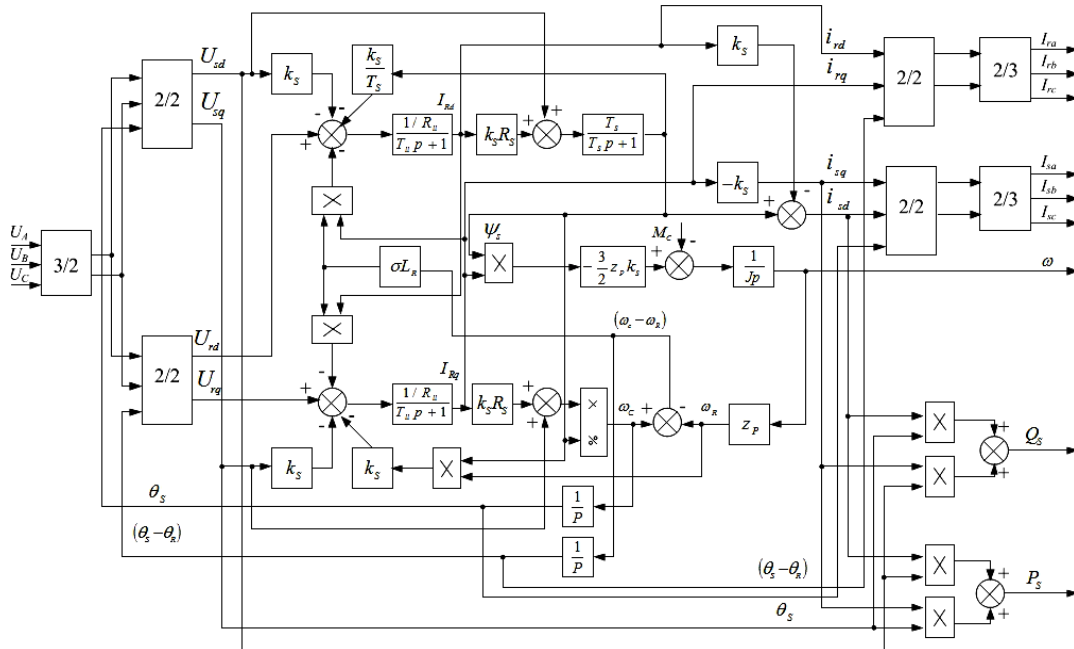


Рисунок 3 - Структурная схема АД при управлении со стороны ротора с регулированием потокосцепления статора.

Роторный полупроводниковый преобразователь обеспечивает возбуждение ротора индукционной машины. С помощью этого преобразователя можно контролировать крутящий момент, скорость, а также коэффициент мощности на клеммах статора машины двойного питания. Роторный преобразователь обеспечивает различную частоту возбуждения в зависимости от условий нагрузки, например, скорости ветра. Индукционная машина управляется в синхронно вращающейся системе координат dq , где ось d ориентирована вдоль вектора потока статора и они совпадают. Это называется ориентацией векторного управления по потоку статора. Таким образом осуществляется раздельное управление между электромагнитным моментом и током возбуждения. Следовательно, активная мощность и реактивная мощность управляются независимо друг от друга. Структурная схема роторного преобразователя предложена в статье [2].

Характеристики потокосцепления статора вычисляются по:

$$\begin{cases} \psi_{s\alpha} = \int (u_{s\alpha} - R_s i_{s\alpha}) dt \\ \psi_{s\beta} = \int (u_{s\beta} - R_s i_{s\beta}) dt \\ \theta_s = \tan^{-1} \left(\frac{\psi_{s\beta}}{\psi_{s\alpha}} \right) \end{cases}$$

где $i_{s\alpha}, i_{s\beta}$ - ортогональные неподвижные составляющие тока статора.

Сетевой полупроводниковый преобразователь регулирует величину поступающей в сеть активной и реактивной мощности посредством взаимодействия с сетевой индуктивностью. Целью сетевого полупроводникового преобразователя является

поддержание постоянного напряжения в звене постоянного тока независимо от величины и направления мощности ротора, отдача и потребление мощности сети. Метод векторного управления используется с системой отсчета ориентированной по положению вектора потокосцепления статора и позволяет независимо управлять активной и реактивной мощностью, протекающей между сетью и преобразователем. Полупроводниковый роторный преобразователь используется как регулятор тока, где q -составляющая тока определяет активную мощность ротора, а d -составляющая, соответственно, - реактивную мощность. Схематическая структура управления сетевым полупроводниковым преобразователем представлена в статье [2].

Похожий принцип управления через dq токи выполнен и для полупроводникового сетевого преобразователя, где таким же способом осуществляется управление dq токами преобразователя.

Система координат сетевого полупроводникового преобразователя привязана к напряжению сети и ее угловое положение вычисляется как:

$$\theta_e = \int \omega_e dt = \tan^{-1} \left(\frac{u_{c\beta}}{u_{c\alpha}} \right)$$

где $u_{c\alpha}$ и $u_{c\beta}$ являются ортогональными неподвижными составляющими напряжения сетевого преобразователя.

Ось d системы отсчета находится относительно сетевого напряжения в угловом соотношении θ_e . Поскольку амплитуда сетевого напряжения является постоянной, то $u_{cd}=0$, $u_{cq}=\text{const}$. Активная и реактивная мощность будет пропорциональна i_{cd} и i_{cq} соответственно.

Предположим, что сетевой трансформатор соединен в звезду, тогда активная и реактивная мощность преобразователя будет равна:

$$\begin{cases} P_c = 3(u_{cd}i_{cd} + u_{cq}i_{cq}) = 3u_{cd}i_{cd} \\ Q_c = 3(u_{cd}i_{cq} + u_{cq}i_{cd}) = 3u_{cd}i_{cq} \end{cases} \quad (6)$$

Из системы (6) видно, что активная и реактивная мощность сетевого полупроводникового преобразователя управляются изменением составляющих тока i_{cd} и i_{cq} .

Предельно достижимые динамические характеристики привода с учетом заданных физических ограничений его энергетического канала можно получить только в системах с релейными принципами управления, так как именно они позволяют максимально использовать имеющийся в системе ресурс управления.

Релейный контур тока реализует скользящий режим слежения за мгновенными значениями токовых ошибок, нечувствителен к параметрам двигателя и к ограниченным по величине ошибкам измерения вектора эквивалентного напряжения, обеспечивает максимально полное использование имеющегося в приводе ресурса управления в динамических режимах больших отклонений токовых ошибок. Одним из важных плюсов использования в схемах релейных регуляторов по сравнению с предложенными в статье [2] является упрощение самой схемы и математической модели.

К преимуществам использования в СУ релейных регуляторов относится:

- астатизм к параметрическим и координатным возмущениям
- высокая точность и быстродействие
- возможность работы в режиме энергосбережения за счет уменьшения числа коммутаций

Структурная схема векторного управления роторного и сетевого преобразователей с использованием релейных регуляторов представлена на рисунках 4 и 5 соответственно.

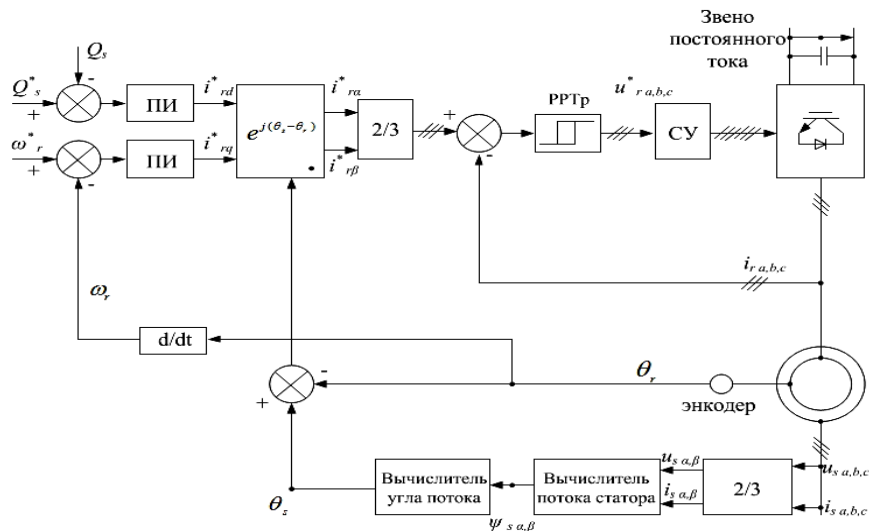


Рисунок 4 - Структурная схема векторного управления роторного преобразователя с использованием релейного регулятора тока (ПИ - пропорционально-интегральный регулятор, PRTp - релейный регулятор тока ротора)

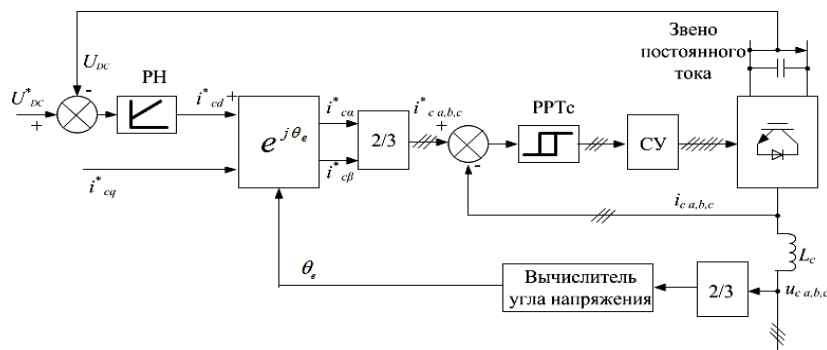


Рисунок 5 - Структурная схема векторного управления сетевого преобразователя с использованием релейного регулятора тока (PH - регулятор напряжения, PRTc - релейный регулятор тока сети)

Выводы:

- описаны принципы работы электроэнергетической установки на базе МДП
- разработана математическая модель МДП
- разработана система управления электроприводом на базе МДП предполагающая отдачу энергии в сеть

Перечень ссылок:

1. Гуляев И.В. Системы векторного управления электроприводом на основе асинхронизированного вентильного двигателя/ И.В. Гуляев, Г.М. Тутаев// Монография. Саранск: изд-во Мордов. ун-та. - 2010. - 200с.

2. Dr John Fletcher and Jin Yang "Introduction to Doubly-Fed Induction Generator for Wind Power Applications", - электронный ресурс. Режим доступа: https://www.google.com.ua/url?sa=t&rct=j&q=&esrc=s&source=web&cd=9&cad=rja&uact=8&ved=0CE8QFjAI&url=http%3A%2F%2Fwww.researchgate.net%2Fpublictopics.PublicPostFileLoader.html%3Fid%3D51712fb2d2fd64be01000001%26key%3D9c96051712fb20dd08&ei=ggYiVYyQCojhalWsgOgK&usq=AFOjCNHyOVGC5KJImJ2wBcaZEaIuA2aipw&sig2=c5bDj0c-GNVMaDUOPXS2_w

3. Michael A.Snyder "Development of Simplified Models of Doubly-Fed Induction Generators (DFIG)", - электронный ресурс. Режим доступа: <http://publications.lib.chalmers.se/records/fulltext/166648.pdf>