

АЛГОРИТМИЧЕСКАЯ СХЕМА ВЕКТОРНОГО УПРАВЛЕНИЯ МАШИНОЙ ДВОЙНОГО ПИТАНИЯ

Введение. Обозначившаяся в последнее время тенденция широкого использования в электроприводах различного назначения асинхронных двигателей (АД) обуславливает повышенный интерес исследователей к разработке таких компьютерных моделей, которые при сравнительной своей простоте позволяют решать сложные задачи проектирования и анализа.

Постановка задачи. Богатые возможности управления скоростью ротора открываются в структурах электроприводов (ЭП) с машинами двойного питания (МДП), состоящих из АД с фазным ротором, преобразователя частоты (ПЧ), выполняющего функцию регулятора энергии скольжения, и системы автоматического регулирования (САР). Математическое описание таких систем [1,2] сложно и громоздко, его использование сопряжено с определенными трудностями для исследователей.

Целью работы является построение структурной алгоритмической модели МДП в пакете MATLAB(Simulink), ориентированной по вектору потокосцепления статора Ψ_s во вращающейся системе координат $[u, v]$, в которой выполнена развязка каналов регулирования и оптимизация переходных процессов.

Материалы исследования. Математическое описание АД в системе координат, ориентированной по вектору потокосцепления статора Ψ_s с учетом [1], представим:

$$\begin{cases} \Psi_s = \frac{T_s}{T_s p + 1} (U_{su} + r_s k_s i_{ru}); \\ \omega_k = \frac{U_{sv} + r_s k_s i_{rv}}{\Psi_s}; \\ -k_s U_{su} + \frac{k_s}{T_s} \Psi_s + (\omega_k - \omega_r) \sigma L_r i_{rv} = r_{rs} i_{ru} (1 + T_{rs} p); \\ -k_s U_{sv} + \omega_r k_s \Psi_s - (\omega_k - \omega_r) \sigma L_r i_{ru} = r_{rs} i_{rv} (1 + T_{rs} p); \\ M = -\frac{3}{2} Z_p k_s i_{rv} \Psi_s; \\ \omega = \frac{Z_p}{Jp} (M - M_c); \quad \omega_r = Z_p \omega. \end{cases} \quad (1)$$

Система управления МДП имеет канал регулирования момента, где контур регулирования активной составляющей тока ротора i_{rv} подчинен контуру регулирования скорости, и канал регулирования потокосцепления статора, в котором контур регулирования реактивной составляющей тока ротора i_{ru} подчинен контуру регулирования потокосцепления Ψ_s .

В системе координат $[u, v]$, вращающейся с частотой потокосцепления статора Ψ_s , развязка каналов регулирования по сравнению с моделью в координатных осях, ориентированных по напряжению статора U_s , выполняется гораздо проще. Электромагнитный момент M и скорость вращения системы координат ω_{Ψ_s} определяются по несложным зависимостям, содержащим лишь одну составляющую потокосцепления Ψ_s , вычисляемую через ток i_{rv} и напряжение U_{sv} . Структурная схема АД имеет две перекрестные связи. Алгоритмическая модель схемы векторного управления (СВУ) МДП приведена на рис. 1. Она сформирована таким образом, что позволяет рассмотреть при моделировании следующие варианты: без учета обратных и перекрестных связей, которые показаны на схеме пунктирными линиями, с их учетом; с компенсирующими связями (обозначены точками) и без них.

Преобразователь частоты (ПЧ) в виде АИН представлен апериодическим звеном:

$$W_{\text{ПЧ}}(p) = \frac{K_{\text{ПЧ}}}{T_{\mu} p + 1}, \quad (2)$$

где $K_{\text{ПЧ}}$ – коэффициент передачи преобразователя по напряжению;

T_{μ} – малая некомпенсируемая постоянная времени (ПЧ).

Оптимизация системы обеспечивается настройкой регуляторов в каналах стабилизации потокосцепления и регулирования скорости. Внутренние токовые контуры настраиваются на модульный оптимум (МО) путем выбора параметров ПИ-регуляторов активной i_{rv} и реактивной составляющих i_{ru} тока ротора (соответственно:

ПИ-РТu, ПИ-РТv). Регуляторы токов полностью компенсируют инерционность объекта управления и имеют идентичные передаточные функции:

$$W_{pr}(p) = \frac{K_{pr}(T_{rs}p + 1)}{T_{rs}p}, \quad (3)$$

где $K_{pr} = \frac{T_{rs}}{K_{от} \cdot T_r}$ – коэффициент передачи регулятора тока; $K_{от} = K_{дт} \cdot \frac{1}{r_s}$;

$K_{дт}$ – коэффициент передачи датчика тока;

$T_r = 2T_\mu$ – постоянная времени регулятора тока, с;

$$r_s = r_r + k_s r_s; \quad T_{rs} = \frac{\sigma L_r}{r_s}; \quad T_s = \frac{L_s}{r_s}; \quad \sigma = 1 - \frac{L_m}{L_s L_r}; \quad k_s = \frac{L_m}{L_s}.$$

Стабилизацию потокосцепления обеспечивает ПИ-регулятор потокосцепления ПИ-РП с передаточной функцией:

$$W_{pu}(p) = \frac{K_{pu}(T_s p + 1)}{T_s p}, \quad (4)$$

где $K_{pu} = \frac{T_s}{K_{он} \cdot T_u}$ – коэффициент передачи регулятора потокосцепления $K_{он} = K_r \cdot K_{дп} \cdot L_m$; $K_r = \frac{1}{K_{дт}}$;

$K_{дп} = \frac{U_{дп}}{\Psi_{\text{но}}}$ – коэффициент передачи датчика потокосцепления;

$T_u = 2T_r$ – постоянная времени регулятора потокосцепления, с.

Контур регулирования потокосцепления имеет астатизм 1-го порядка, ошибка по задающему сигналу отсутствует.

Настройка контура скорости осуществляется пропорциональным регулятором скорости П-РС с передаточной функцией:

$$W_{pc}(p) = \frac{K_{дс} \cdot J \cdot K_{дп} \cdot 1}{-\frac{3}{2} \cdot Z_p \cdot k_s \cdot T_c \cdot K_{ж} \cdot \Psi_s}, \quad (5)$$

где $T_c = 2T_r = 4T_\mu$ – постоянная времени регулятора скорости, с;

$$K_{ж} = \frac{U_{ж}}{\omega_s} \text{ – коэффициент передачи датчика скорости; } \omega_s = \frac{2\pi f}{Z_p};$$

Контур регулирования скорости является однократно интегрирующим, в системе при набросе нагрузки имеется просадка скорости (статическая ошибка).

С целью обеспечения постоянного ускорения ЭП пуск осуществляется от ЗИ, это позволяет также избежать интенсивных колебаний момента и тока, которые наблюдаются при прямом пуске. Задающее воздействие при моделировании подаем через малое время задержки, значение которого определяется временем, необходимым для того, чтобы потокосцепление в АД до начала регулирования достигло номинального значения.

Система регулирования ЭП обеспечивает в установившихся режимах стабилизацию скорости, в динамических режимах – быстрый выход на уровень заданий как при возмущениях со стороны нагрузки на валу, так и со стороны задания. При этом переходные процессы имеют характеристики, близкие к оптимальным, что подтверждается моделированием.

Передаточные функции компенсирующих связей:

$$\begin{aligned} W_{kru} &= \frac{1}{K_{пч}}; & W_{krv} &= \frac{1}{K_{пч}}; & W_{kUsr} &= \frac{k_s}{K_{пч} K_{дп}} \frac{r_s (T_{rs} p + 1)}{K_{пч} K_{дп} k_s r_s}; \\ W_{kUiv} &= \frac{k_s}{K_{пч} K_{дп}} \frac{r_s (T_{rs} p + 1)}{K_{пч} K_{дп} k_s r_s}; & W_{kE} &= \frac{Z_p k_s}{K_{пч} K_{ж} K_{дп}}; \\ W_{k\psi_s} &= \frac{k_s}{K_{пч} K_{ж} T_s}. \end{aligned} \quad (6)$$

Результаты моделирования, выполненного с использованием каталожных данных двигателя МТФ 412-8, приведены на рис.2 -5.

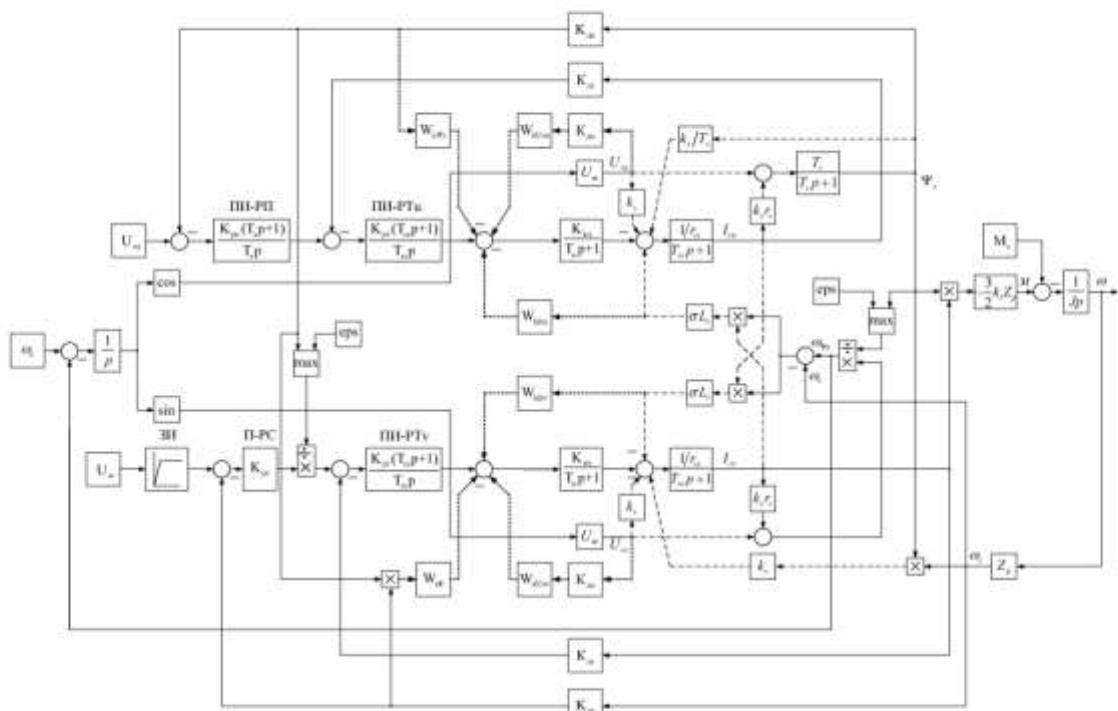


Рис. 1. Алгоритмическая модель схемы векторного управления (СВУ) МДП

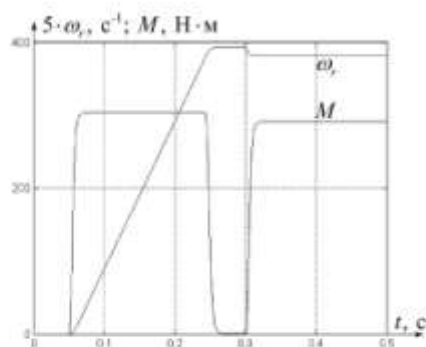


Рис. 2 Переходные процессы ω_r и M при пуске и набросе нагрузки СВУ МДП без учета обратных и перекрестных связей (без компенсирующих связей)

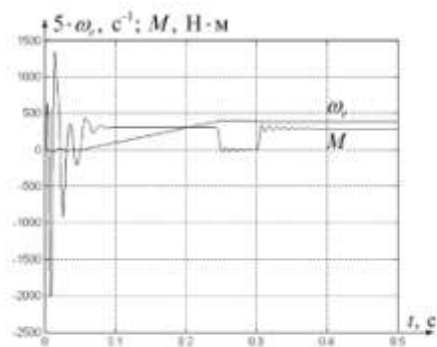


Рис.3 Переходные процессы ω_r и M при пуске и набросе нагрузки СВУ МДП с учетом обратных и перекрестных связей (без компенсирующих связей)

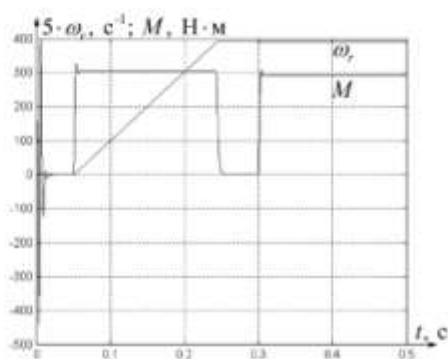
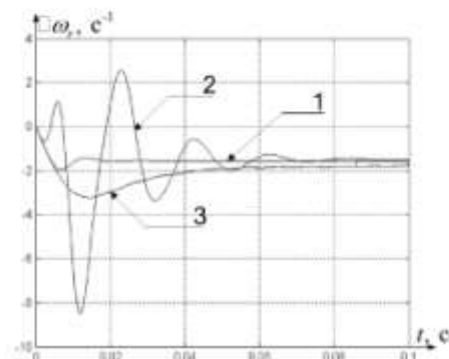


Рис.4 Переходные процессы ω_r и M при пуске и набросе нагрузки СВУ МДП с компенсирующими связями (с обратными и перекрестными)



1 – без обратных связей; 2 – без компенсации; 3 – с компенсацией

Рис.5 Ошибка регулирования по скорости АД

Выводы. Получена структурная схема электропривода СВУ с МДП, позволяющая проводить моделирование процессов с использованием популярного у исследователей пакета MATLAB(Simulink). Каналы регулирования координат объекта управления линейны, что значительно упрощает синтез передаточных функций регуляторов. В результате компенсации в модели обратных и перекрестных связей переходные процессы протекают с меньшей колебательностью.

Литература

1. Слежановский О.В. Системы подчиненного регулирования электропривода переменного тока с вентильными преобразователями. – М.: Энергоатомиздат, 1983.
2. Рудаков В.В., Столяров И.М., Дартау В.А. Асинхронные электроприводы с векторным управлением – Ленингр. отд-ние, 1987. – 136 с.