

АНАЛИЗ ВЛИЯНИЯ ПЕРЕКРЕСТНЫХ СВЯЗЕЙ В СИСТЕМЕ ВЕКТОРНОГО УПРАВЛЕНИЯ СИНХРОННЫМ ДВИГАТЕЛЕМ С ВОЗБУЖДЕНИЕМ ОТ ПОСТЯННЫХ МАГНИТОВ

Современные синхронные двигателями с постоянными магнитами (СДПМ, *Permanent Magnet Synchronous Machine (PMSM)*), работающие при синусоидальной форме токов фаз, также называемые вентильными двигателями, характеризуются высокой плотностью потока в воздушном зазоре, большим соотношением между электромагнитным моментом и моментом инерции, малыми пульсациями момента во всем диапазоне регулирования скорости, вплоть до низких скоростей, что особенно существенно для позиционных приводов, а также возможностью управлять моментом при неподвижном двигателе. Они имеют высокий коэффициент мощности и компактное исполнение. Вентильные двигатели выпускаются на номинальные моменты до десятков ньютон-метров на метр и используются в различных механизмах, в которых требуются высокие статические и динамические характеристики привода [1].

Постоянное удешевление магнитных материалов, в частности, внедрение сплавов редкоземельных металлов, совершенствование аппаратной базы управления делают возможным использование этого типа двигателей в тех областях, где традиционно применялись двигатели постоянного тока (ДПТ) или асинхронные двигатели (АД). Использование СДПМ как альтернативы ДПТ в регулируемом приводе стало возможным с появлением соответствующей преобразовательной и цифровой вычислительной техники. Прежде всего, это связано с внедрением преобразователей на транзисторах с изолированным затвором (*Insulated Gate Bipolar Transistor (IGBT)*), использованием принципов широтно-импульсной модуляции (ШИМ, *Pulse Width Modulation (PWM)*), преобразования переменного тока в переменный (*AC-AC*) [2].

Среди систем управления СДПМ наиболее распространена система векторного управления. Построение данной системы основано на описании СДПМ во вращающейся со скоростью поля ротора системе координат dq . При этом между двумя каналами управления существуют перекрестные связи и обратная связь по противо-ЭДС, которые оказывают взаимное влияние на каналы управления. Синтез системы управления производят без учета этих возмущающих воздействий, считая, что они скомпенсированы. Однако в литературе существует недостаточно информации о том, какой именно сигнал оказывает наибольшее влияние, какие связи подлежат обязательной компенсации и при каких условиях.

Целью работы является анализ влияния перекрестных и обратных связей в СДПМ на характеристики системы векторного управления.

Блок-схема трехфазного вентильного двигателя показана на рис. 1.

Обмотка статора двигателя питается от преобразователя частоты с трехфазным автономным инвертором напряжения (АИН), коммутация ключей которого выполняется в зависимости от угла поворота ротора двигателя θ_c , определяемого при помощи датчика положения ротора (ДПР). В преобразователе координат (ПК) выполняется преобразование сигналов задания напряжения во вращающейся системе координат u_d и u_q в трехфазную систему синусоидальных задающих сигналов u_A , u_B , u_C , частота которых определяется скоростью двигателя. Данная структура предполагает вариант исполнения регуляторов тока во вращающейся системе координат. В этом случае актуальной является задача получения эффективного управления, при котором ток статора по продольной оси (d) должен быть равен нулю.

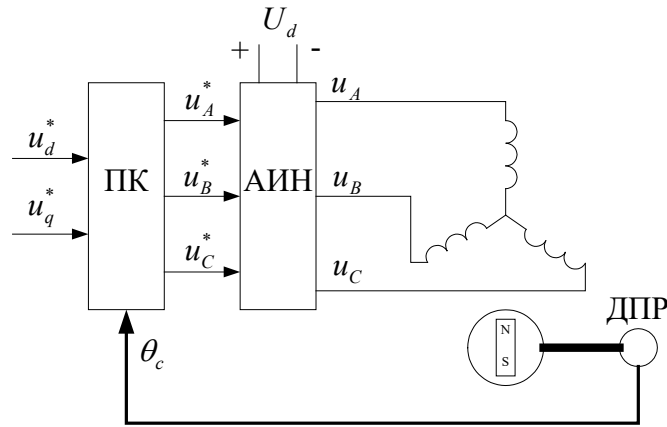


Рисунок 1 – Блок-схема трехфазного вентильного двигателя

СДПМ во вращающейся с синхронной скоростью системе координат dq может быть описан при помощи следующих уравнений:

$$\begin{cases} u_d = R(Tp + 1)i_d - Z_p \omega Li_q, \\ u_q = R(Tp + 1)i_q + Z_p \omega Li_d + E, \end{cases} \quad (1)$$

где R – активное сопротивление фазы статора; L – индуктивность фазы статора; $T = L/R$ – постоянная времени статора; i_d, i_q – проекции тока статора на оси d и q ; Z_p – число пар полюсов; ω – угловая частота ротора; $E = \omega Z_p \Phi$ – противо-ЭДС; Φ – магнитный поток, создаваемый постоянными магнитами.

Момент, развиваемый двигателем, можно найти исходя из формулы:

$$M = 3/2 Z_p \Phi i_q. \quad (2)$$

Скорость двигателя определяется из основного уравнения механики:

$$\omega = (M - M_c) / (Jp), \quad (3)$$

где J – момент инерции привода.

Выполним исследование описанной системы методом математического моделирования. В первом приближении инвертор с ШИМ можно представить в виде апериодического звена с постоянной времени T_μ , равной периоду широтно-импульсной модуляции $T_{\text{ШИМ}} = 1/f_{\text{ШИМ}}$ ($f_{\text{ШИМ}}$ – частота коммутации).

Структурная схема системы регулирования скорости с объектом, соответствующим уравнениям (1)-(3), приведена на рис. 2.

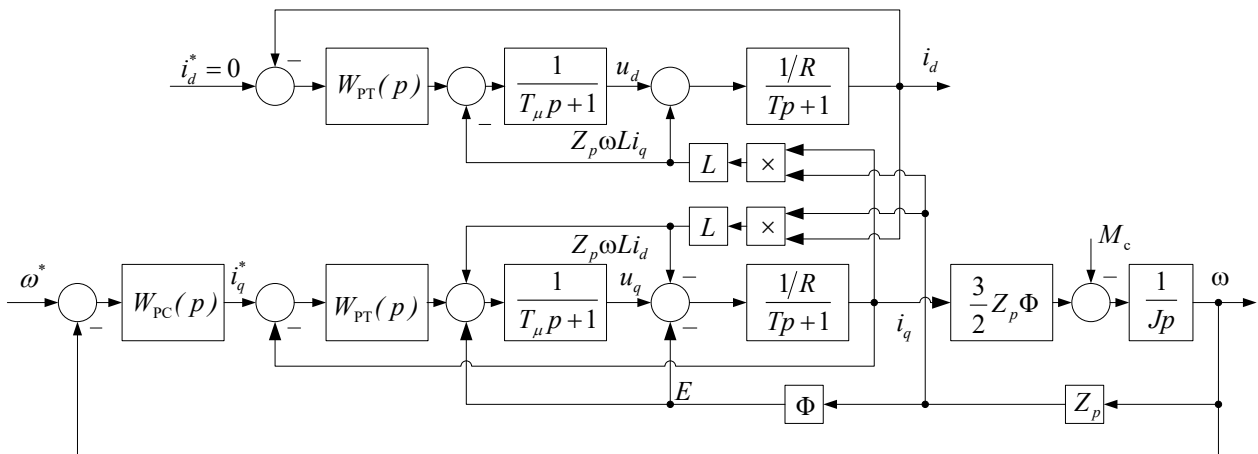


Рисунок 2 – Структурная схема системы векторного управления скоростью СДПМ

На рис. 2 обозначены:

$$W_{PT}(p) = \frac{R(Tp+1)}{T_{\tau}p}, W_{PC}(p) = k_{PC} = \frac{J}{1,5(Z_p\Phi)^2T_c} \quad (4)$$

– передаточные функции ПИ-регулятор тока и П-регулятора скорости соответственно. Настройка регуляторов произведена на модульный оптимум:

$$T_{\tau} = 2T_{\mu}, T_c = 2T_{\tau} = 4T_{\mu}. \quad (5)$$

Сигнал i_d^* равен нулю.

В структурной схеме показаны перекрестные связи по проекциям вектора тока i_d и i_q – $Z_p\omega Li_d$ и $Z_p\omega Li_q$, а также обратная связь по противо-ЭДС. Эти связи отражают физически существующие взаимосвязи каналов управления и представляют собой возмущения, действующие на токовые контуры.

На рис. 3 получены переходные процессы СДПМ без компенсации и при разных комбинациях компенсируемых сигналов для различного быстродействия АИН (величины $f_{ШИМ}$). Компенсация выполнена посредством заведения соответствующих сигналов с противоположным знаком на вход АИН.

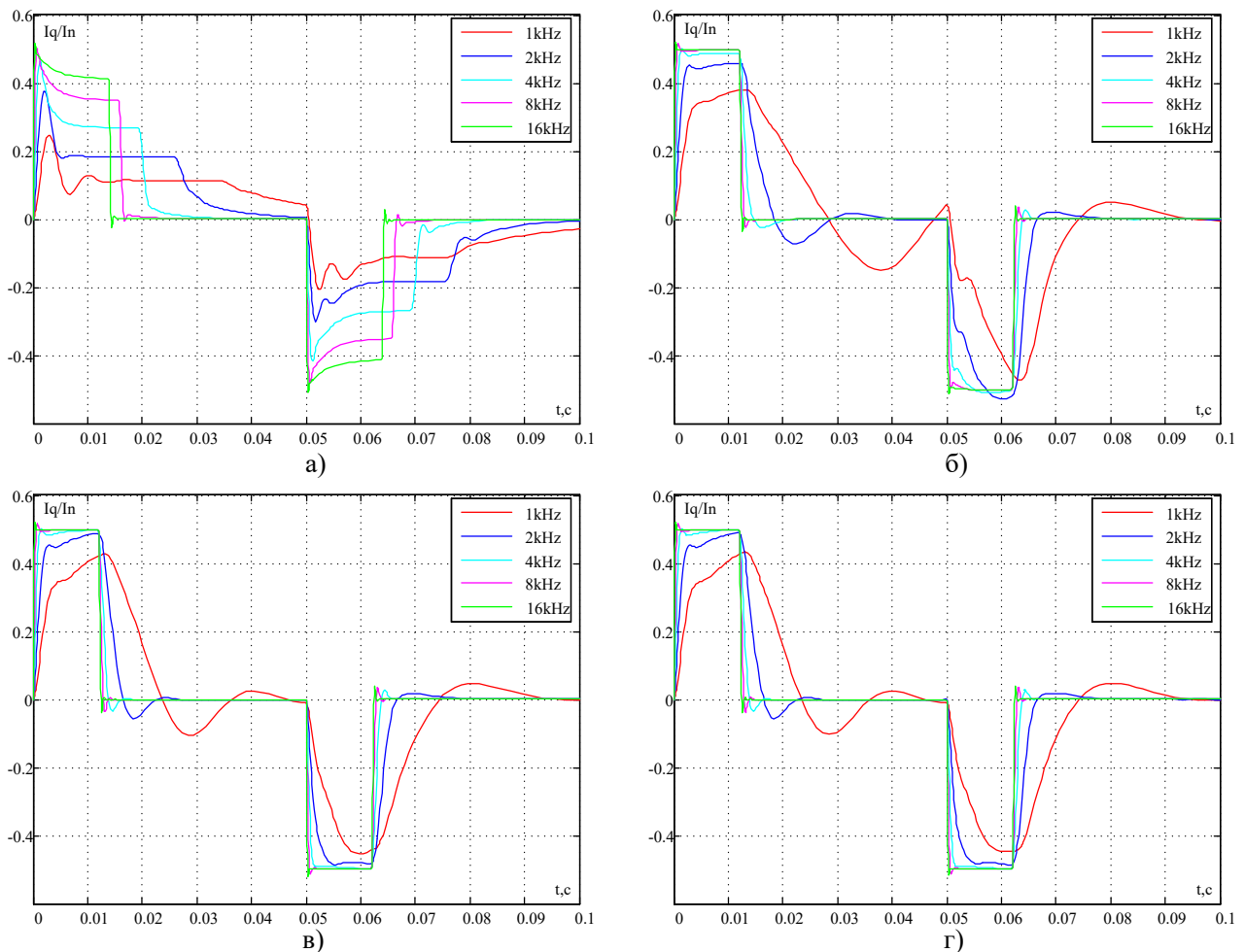


Рисунок 3 – Переходные процессы при различном быстродействии АИН:

а) без компенсации; б) с компенсацией противо-ЭДС; в) с компенсацией противо-ЭДС и $Z_p\omega Li_d$; г) с компенсацией противо-ЭДС и $Z_p\omega Li_q$

На графиках (рис. 3) изображены переходные процессы при разгоне и торможении привода без задатчика интенсивности. В этом случае процессы нарастания токов характери-

зуют настройку контура регулирования тока (КРТ), а процессы спада тока – настройку контура регулирования скорости (КРС).

Из полученных графиков (рис. 3а) видно, что вследствие влияния обратной связи по противо-ЭДС КРТ становится статическим (РС ограничен на уровне $I_{max} = 0,5I_n$), а переходные процессы в КРС – затягиваются. Установившееся значение тока в пуско-тормозных режимах определяется тем же выражением, что и для приводов постоянного тока [3]:

$$I_{уст} = I_{max} \frac{T_M}{T_M + T_T}, \quad (6)$$

где $T_M = \frac{JR}{1,5(Z_p \Phi)^2}$ – электрохимическая постоянная времени привода.

Влияние обратной связи по противо-ЭДС на статические и динамические свойства системы с СДПМ оказывается столь большим из-за того, что эти двигатели имеют чрезвычайно малую электрохимическую постоянную времени, сопоставимую с постоянной времени ШИМ. Например, для моделируемого двигателя $T_M = 0,59$ мс.

При большой частоте коммутации (>8 кГц) переходные процессы в КРС можно считать удовлетворительными.

При компенсации противо-ЭДС (рис. 3б) статические и динамические свойства КРТ и КРС при частотах 4, 8, 16 кГц становятся приемлемыми. На более низких частотах коммутации быстродействие системы значительно снижается, причем для КРТ характерным становится очень медленное дотягивание тока до установившегося значения, а в КРС одновременно со снижением быстродействия появляется перерегулирование. Перерегулирование КРС тем больше, чем меньше частота коммутации.

Примерно одинакового эффекта можно добиться при одновременной компенсации противо-ЭДС и одной из перекрестных связей (рис. 3в, г). Этот эффект заключается в некотором увеличении быстродействия и снижении перерегулирования по сравнению с компенсацией одной противо-ЭДС.

На рис. 4 приведены графики переходных процессов по току q (моменту) и угловой скорости ротора при полной компенсации возмущающих воздействий на токовые каналы для различного быстродействия АИН.

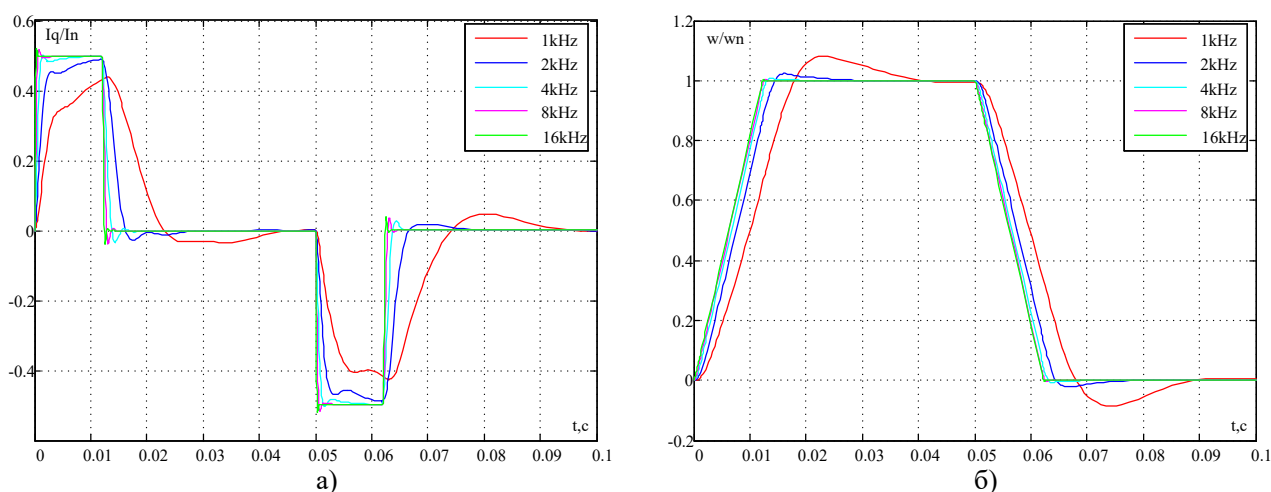


Рисунок 4 – Переходные процессы при полной компенсации:
а) ток q (момент); б) угловая скорость ротора

Из рис. 4 следует, что полная компенсация возмущающих воздействий приводит к некоторым положительным улучшениям лишь при малых частотах коммутации.

Для моделирования использовались технические данные СДПМ производства *Schneider Electric* – *BSH0701p* ($P_n=440$ Вт; $U_n=230$ В; $N_n=3000$ об/мин; $N_{max}=8000$ об/мин; $M_n=1,3$ Нм; $M_0=1,4$ Нм; $M_{max}=3,5$ Нм; $I_0=1,8$ А; $I_n=1,6$ А; $I_{max}=5,7$ А; $Z_p=3$; $J=0,25e-4$ кгм²; $K_t=0.8$ Нм/А; $K_e=46$ В/кмин⁻¹; $R=10,4$ Ом; $L=38,8$ мГн) [4].

ВЫВОДЫ

- Влияние перекрестных связей зависит от быстродействия контуров тока, предельная величина которых определяется частотой ШИМ.
- Обратная связь по противо-ЭДС приводит к статизму КРТ и к затягиванию переходных процессов в КРС.
- Кроме компенсации противо-ЭДС достаточно компенсировать одну любую связь между каналами d и q для улучшения динамики.
- Полная компенсация возмущающих воздействий на токовые контуры дает улучшение при малых частотах коммутации.
- При высокой частоте коммутации (>8 кГц) при отсутствии режимов стопорения под действием реактивной нагрузки (связано с превышением тока величины токоограничения [3]) компенсация перекрестных связей необязательна.
- Рекомендуемая частота коммутации с учетом потерь в двигателе и преобразователе при условии компенсации возмущающих воздействий токовых контуров лежит в окрестности 4 кГц, что совпадает данными о реальных приводах [5].

К перспективам дальнейших исследований необходимо отнести исследование влияния ШИМ и проверку полученных результатов на реальном объекте.

ЛИТЕРАТУРА

1. Соколовский Г.Г. *Электроприводы переменного тока с частотным регулированием.*: учебник для студ. высш. учеб. заведений / Г. Г. Соколовский. – М.: Издательский центр «Академия», 2006. – 272 с.
2. Д.В.Корельский, Е.М.Потапенко, Е.В.Васильева. Обзор современных методов управления синхронными двигателями с постоянными магнитами // “Радіоелектроніка. Інформатика. Управління” № 2, 2001. с. 155-159.
3. Синтез вентильних приводів постійного струму: Навч. посібник // Коцегуб П.Х. – Київ, ІЗМН, 1997. – 122 с.
4. *BSH AC Servo Motor*, – 48 с.
5. *Product manual. AC servo drive. LXM05A*, – 300 с.