И.ИМЕНОХОЕВ
Фрайбергская горная академия
(*технический университет*), *Германия*

ПРИМЕНЕНИЕ АСИНХРОННЫХ ДВИГАТЕЛЕЙ С ДВОЙНЫМ ПИТАНИЕМ И ВЕКТОРНЫМ РЕГУЛИРОВАНИЕМ В КАЧЕСТВЕ ГЕНЕРАТОРОВ ДЛЯ ВЕТРОЭЛЕКТРОСТАНЦИЙ

Проводится сравнительный анализ применения синхронных машин с преобразователями частоты (СМПЧ) и асинхронных машин с двойным питанием (АМДП) в качестве частотно-регулируемого генератора для ветроэлектростанций. Рассматриваются вопросы векторного регулирования АМДП, приводятся схемы регулирования тока ротора и развязки, а также схемы регулирования активной и реактивной мощностей.

The paper offers a comparative analysis of synchronous motors with frequency converter (SMFC) and double-current asynchronous motors (DCAM) used as variable frequency generators at windmill electric generating plants. Issues of vector control of DCAM's are discussed. Rotor current and decoupling regulating circuits are described as well as circuits to control active and reactive powers.

1. Применение асинхронных двигателей с двойным питанием в качестве генераторов для ветроэлектростанций. Для регулярного получения максимальной мощности в зависимости от изменяющейся скорости ветра целесообразно согласовывать скорость вращения ротора со скоростью ветра (рис.1), т.е. следует выбирать наиболее подходящий вариант генератора с частотным регулированием. В случае ветроэлектроустановок (ВЭУ) с большой мощностью (свыше 1,5 МВт) асинхронные машины с двойным питанием (АМДП) представляют собой хорошую альтернативу синхронным машинам с преобразователями частоты (СМПЧ) при их использовании в качестве частотно-регулируемых генераторов.

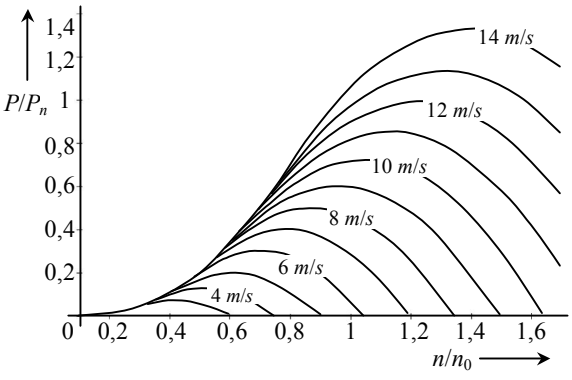


Рис.1. Характеристическая зависимость мощности преобразователя ветровой энергии от скорости ветра

Как известно, у синхронных машин частота статора f_1 жестко связана с частотой вращения ротора n_s через число пар полюсов p:

$$f_1 = pn_s . \qquad (1)$$

Необходимый для развязки переменной частоты вращения и постоянной частоты сети f_N преобразователь частоты располагается между обмоткой статора и сетью. В этом случае через него пропускается полная мощность генератора целиком.

В случае применения АМДП машина подключается со стороны статора напрямую к

сети. Преобразователь частоты, необходимый для развязки частоты вращения и частоты сети, находится в цепи ротора. При этом через преобразователь проходит лишь полная мощность ротора S_2. Полная мощность ротора пропорциональна скольжению

$$s = \frac{n_s - n}{n_s}. \qquad (2)$$

Если ограничиться достаточно узкой областью изменения рабочей частоты, к примеру ±20 % от синхронной частоты вращения, полная мощность преобразователя частоты составит малую часть от общей мощности генератора.

Построим кривые полной мощности ротора S_2, отнесенные к полной мощности статора S_{1n}, в зависимости от скольжения s при генераторном режиме и номинальной активной мощности для различных значений реактивной мощности (рис.2). Кривая $Q_1 = Q_{1n}$ соответствует режиму работы с емкостной реактивной мощностью, равной по модулю номинальной реактивной мощности; кривая $Q_1 = 0$ – режиму работы с коэффициентом мощности, равным единице.

Кроме того, АМДП обладают еще одним преимуществом: в генераторном режиме активную и реактивную мощности можно регулировать независимо друг от друга с развязкой по частоте при помощи соответствующей компоненты полного тока ротора. Для этого нужно общее регулирование сориентировать по вектору вращения трехфазного поля.

Далее будет показано, что такое векторное регулирование (ВР) для АМДП является практически полной аналогией ВР для асинхронных двигателей с короткозамкнутым ротором (АДКЗ). При этом можно использовать практически все соотношения для цепей регулирования и выбирать такие же установки для регуляторов, всего лишь поменяв местами индексы для статора и ротора в соответствующих уравнениях (1) и (2).

Векторное регулирование АМДП. Векторное регулирование осуществляется в системе координат (x, y), сориентированной на вектор магнитного потока в статоре ψ_1 и вращающейся с частотой $n_k = w_1$.

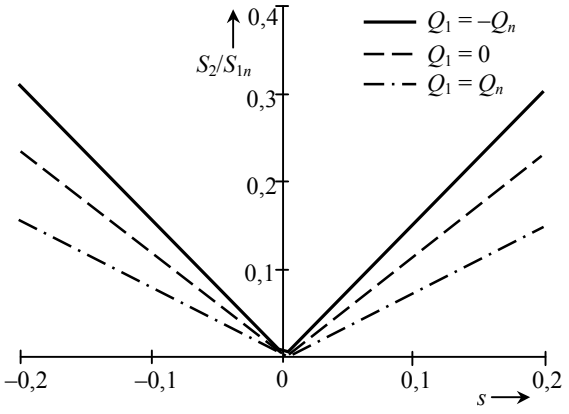


Рис.2. Кривые зависимости полной мощности от скольжения при генераторном режиме и номинальной активной мощности

Для ВР необходимо производить довольно много координатных преобразований. На рис.3, на примере вектора тока ротора i_2, выборочно показаны формулы преобразования между системой координат (α, β), связанной со статором машины и системой координат (x, y): $p_1 \approx -\frac{X_h}{X_1} u_1 i_{2y}$; $p_1 \sim i_{2y}$;

$q_1 \approx -\frac{X_h}{X_1} u_1 \left(\frac{u_1}{X_h} - i_{2x} \right)$; $q_1 \sim i_{2y}$.

Для системы координат (α, β) имеем

$$\underline{i}_2(\alpha, \beta) = i_{2\alpha} + j\, i_{2\beta} = \left| \underline{i}_2 \right| e^{j \gamma_{2i}}. \qquad (3)$$

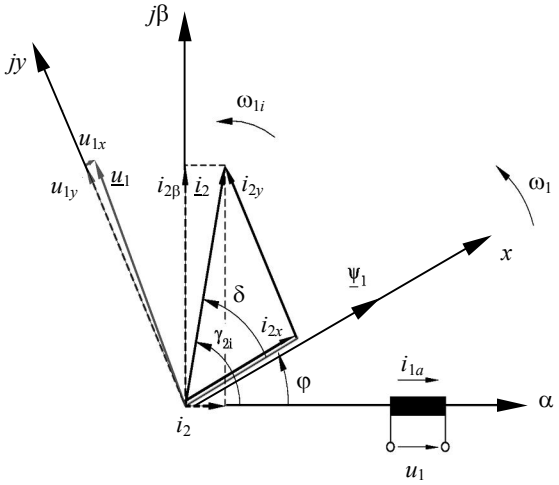


Рис.3. Разложение пространственного вектора тока ротора на x- и y-компоненты, определяющие соответственно активную и реактивную мощности АМДП

Во вращающейся с частотой ω_1 системе координат (x, y) для пространственного вектора комплексного тока ротора соответственно получаем

$$\underline{i}_2(x, y) = i_{2x} + j\, i_{2y} = \left|\underline{i}_2\right| e^{j\delta}. \quad (4)$$

Скомбинировав выражения (3) и (4) друг с другом, и учтя выражение

$$\gamma_{2i} = \varphi + \delta,$$

приходим к следующим формулам преобразования (рис.3):

$$\underline{i}_2(\alpha, \beta) = \underline{i}_2(x, y)\, e^{j\varphi};$$
$$\underline{i}_2(x, y) = \underline{i}_2(\alpha, \beta)\, e^{-j\varphi}.$$

Исходным пунктом математического формулирования принципов векторного регулирования является известная система уравнений, описывающая динамические соотношения асинхронной машины во вращающейся со скоростью n_k системе координат:

$$\frac{d\underline{\psi}_1}{dt} = \underline{u}_1 - R_1\, \underline{i}_1 - j\, n_k\, \underline{\psi}_1;$$

$$\frac{d\underline{\psi}_2}{dt} = \underline{u}_2 - R_2\, \underline{i}_2 - j\,(n_k - n)\, \underline{\psi}_2;$$

$$\underline{\psi}_1 = X_1\, \underline{i}_1 + X_h\, \underline{i}_2; \quad (5)$$

$$\underline{\psi}_2 = X_h\, \underline{i}_1 + X_2\, \underline{i}_2; \quad (6)$$

$$m_i = \underline{\psi}_1 \times \underline{i}_1 = \frac{X_h}{X_2}(\underline{\psi}_2 \times \underline{i}_1);$$

$$\frac{d\,n}{d\,t} = \frac{1}{T_A}(m_i - m_w).$$

Все переменные и параметры, используемые в данных уравнениях, приведены к нормальному виду. Для этого применяют обычные нормирующие величины (индекс B):

$$f_B = f_{1n}; \quad n_B = \frac{f_{1n}}{p};$$
$$\omega_B = \omega_{1n} = 2\pi\, f_{1n};$$
$$t_B = \frac{1}{\omega_B} = \frac{1}{2\pi\, f_{1n}};$$
$$M_B = \frac{P_B}{\omega_B / p} = \frac{3\, p\, U_{1n}\, I_{1n}}{2\pi\, f_{1n}};$$

$$U_B = \sqrt{2}U_{1n}; \quad I_B = \sqrt{2}I_{1n};$$

$$R_B = X_B = \frac{U_B}{I_B}; \quad \psi_B = \frac{U_B}{\omega_B} = \frac{\sqrt{2}\, U_{1n}}{2\pi\, f_{1n}}.$$

В данном случае нормированная постоянная времени разгона

$$T_A = \omega_B \frac{J\,\omega_B / p}{M_B}.$$

В отличие от регулирования асинхронного двигателя с короткозамкнутым ротором напряжение ротора АМДП не равно нулю, следовательно, оно должно учитываться в дифференциальном уравнении для напряжения ротора.

Как отмечалось выше, при АМДП регулирование осуществляется в системе координат (x, y), сориентированной на вектор комплексного магнитного потока в статоре $\underline{\psi}_1$. При этом выполняются следующие соотношения:

$$n_k = \omega_1;\ \underline{\psi}_1 = \psi_{1x};\ \psi_{1y} = 0;\ \frac{d\,\psi_{1y}}{d\,t} = 0.$$

С учетом уравнений (5) и (6) получаем для АМДП следующие дифференциальные уравнения:

$$\frac{d\,\psi_{1x}}{d\,t} + \frac{R_1}{X_1}\psi_{1x} = u_{1x} + X_h \frac{R_1}{X_1} i_{2x};$$

$$\frac{d\,\varphi}{d\,t} = \omega_1 = \frac{u_{1y}}{\psi_{1x}} + X_h \frac{R_1}{X_1}\frac{i_{2y}}{\psi_{1x}};$$

$$m = -\frac{X_h}{X_1}\psi_{1x}\, i_{2y},$$

дополненные уравнением вращения

$$\frac{d\,n}{d\,t} = \frac{1}{T_A}(m - m_w).$$

Для вращения ротора относительно статора выполняется условие

$$\frac{d\,\vartheta}{d\,t} = n.$$

Установившийся режим. В данном режиме все переменные величины, приведенные к системе координат (x, y), вращаю-

щейся совместно с пространственным вектором комплексного магнитного потока в статоре, становятся неизменными во времени. При этом имеем

$$\frac{d\,\underline{\psi}_1}{d\,t} = 0; \quad \omega_1 = 1$$

(без нормирования $\omega_1 = \omega_{1n}$).

Из нормированного уравнения для напряжения статора

$$\frac{d\,\underline{\psi}_1}{d\,t} = \underline{u}_1 - R_1\,\underline{i}_1 - j\,\omega_1\,\underline{\psi}_1$$

следует выражение

$$\underline{u}_1 = R_1\,\underline{i}_1 + j\,\underline{\psi}_1.$$

С учетом уравнения (6)

$$\underline{\psi}_1 = \psi_{1x}; \quad \psi_{1y} = 0$$

для напряжения статора окончательно получаем следующие соотношения:

$$u_{1x} = R_1\,i_{1x}; \quad u_{1y} = R_1\,i_{1y} + \psi_{1x};$$
$$u_{1x} << u_{1y} \approx u_1; \quad \psi_{1x} \approx u_{1y} \approx u_1.$$

Следовательно, пространственные комплексные векторы напряжения $\underline{u}_1$ и магнитного потокосцепления статора $\underline{\psi}_1$ практически перпендикулярны друг другу (отклонение около 2°) и в нормированном виде имеют примерно одинаковое значение по амплитуде.

Активная и реактивная мощности. Для данных мощностей, потребляемых асинхронной машиной, в ненормированном виде имеем следующие выражения:

$$p_1 = \frac{3}{2}\,\mathrm{Re}\left[\underline{u}_1 \cdot \underline{i}_1^*\right]; \qquad (7)$$

$$q_1 = \frac{3}{2}\,\mathrm{Im}\left[\underline{u}_1 \cdot \underline{i}_1^*\right]. \qquad (8)$$

Для установившегося режима уравнения (7) и (8) приводятся к известным выражениям для активной и реактивной мощности трехфазной сети:

$$P = 3\,U_1\,I_1\cos\varphi_1; Q = 3\,U_1\,I_1\sin\varphi_1.$$

Для установившегося режима

$$\underline{u}_1 = \hat{U}_1\,e^{j\,\omega_1 t}; \; \underline{i}_1 = \hat{I}_1\,e^{j\,(\omega_1 t - \varphi_1)};$$

$$\underline{i}_1^* = \hat{I}_1\,e^{-j\,(\omega_1 t - \varphi_1)};$$

$$p_1 = \frac{3}{2}\,\mathrm{Re}\left[\underline{u}_1 \cdot \underline{i}_1^*\right] =$$

$$= \frac{3}{2}\,\hat{U}_1\,\hat{I}_1\,\mathrm{Re}\left[e^{j\,\varphi_1}\right] = 3\,U_1\,I_1\cos\varphi_1;$$

$$q_1 = \frac{3}{2}\,\hat{U}_1\,\hat{I}_1\,\mathrm{Im}\left[e^{j\,\varphi_1}\right] = 3\,U_1\,I_1\sin\varphi_1.$$

В нормированном виде соответственно имеем

$$p_1 = \mathrm{Re}\left[\underline{u}_1 \cdot \underline{i}_1^*\right] = u_{1x}\,i_{1x} + u_{1y}\,i_{1y}; \qquad (9)$$

$$q_1 = \mathrm{Im}\left[\underline{u}_1 \cdot \underline{i}_1^*\right] = u_{1y}\,i_{1x} - u_{1x}\,i_{1y}. \qquad (10)$$

С учетом того, что $u_{1x} << u_{1y}$, выражения (9) и (10) упрощаются и приводят к выражениям соответственно

$$p_1 \approx u_{1y}\,i_{1y} \approx u_1\,i_{1y};$$
$$q_1 \approx u_{1y}\,i_{1x} \approx u_1\,i_{1x}.$$

Учитывая также, что

$$\underline{\psi}_1 = X_1\,\underline{i}_1 + X_h\,\underline{i}_2;$$
$$\psi_{1x} = X_1\,i_{1x} + X_h\,i_{2x};$$
$$0 = X_1\,i_{1y} + X_h\,i_{2y}$$

и что между токами статора и ротора в системе координат (x, y) действуют соотношения

$$i_{1x} = \frac{\psi_1}{X_1} - \frac{X_h}{X_1}\,i_{2x} \approx \frac{u_1}{X_1} - \frac{X_h}{X_1}\,i_{2x};$$

$$i_{1y} = -\frac{X_h}{X_1}\,i_{2y},$$

получаем окончательно выражения для активной и реактивной мощности в статоре:

$$p_1 \approx -\frac{X_h}{X_1}\,u_1\,i_{2y}; \qquad (11)$$

$$q_1 \approx \frac{X_h}{X_1}\,u_1\left(\frac{u_1}{X_h} - i_{2x}\right). \qquad (12)$$

Выражения (11) и (12) показывают полную независимую развязку для активной и реактивной мощности в случае асинхронной машины с двойным питанием. Обе величины могут напрямую управляться с помощью только одной соответствующей компоненты тока ротора АМДП:

$$p_1 \sim i_{2y}; \quad q_1 \sim i_{2x}.$$

Первый член (u_1^2/X_1) в выражении (12) соответствует реактивной мощности намагничивания традиционных асинхронных двигателей с короткозамкнутым ротором, питаемых от трехфазной сети.

Структура векторного регулирования. Рассмотрим структурную схему векторного регулирования АМДП с внешними цепями управления активной и реактивной мощности и вспомогательными цепями управления для *x*- и *y*-компоненты пространственного вектора комплексного тока ротора (рис.4). Определяют: α, β – компоненты пространственных векторов комплексного тока и напряжения статора; *d*, *q* – компоненты пространственного вектора комплексного тока ротора; с помощью импульсного датчика вращения позиционный угол ротора ϑ.

С помощью математической модели машины рассчитывают реальные значения для активной и реактивной мощности (*p* и *q* соответственно), а также угол $(\varphi - \vartheta)$, необходимый для координатных преобразований. Далее, как это принято в технике электропривода, все четыре регулятора выполняются по схеме PI-регулятора. Ведущие значения всегда обозначаются значком «*», например p^*. Для сравнения на рис.5 изображена классическая структурная схема ВР АДКЗ.

Схема регулирования тока ротора и развязка (компенсация). Для выбора нужных настроек в схеме регулирования тока ротора необходимо знание параметров отдельных цепей управления. Элиминируя магнитный поток ротора и ток статора из следующей системы уравнений:

$$u_{2x} = R_0\, i_{2x} + \sigma X_2 \frac{d\, i_{2x}}{d\, t} - \frac{X_h}{X_1}\frac{R_1}{X_1}\psi_{1x} - \sigma X_2\, \omega_2\, i_{2y} + \frac{X_h}{X_1} u_{1x};$$

$$u_{2y} = R_0\, i_{2y} + \sigma X_2 \frac{d\, i_{2y}}{d\, t} - \frac{X_h}{X_1}\, n\, \psi_{1x} + \sigma X_2\, \omega_2\, i_{2x} + \frac{X_h}{X_1} u_{1y}$$

и учитывая при этом, что

$$R_0 = \left(\frac{X_h}{X_1}\right)^2 R_1 + R_2,$$

а также $\omega_2 = \omega_1 - n$, все перекрестно связанные члены уравнений, как и в случае векторного регулирования асинхронного двигателя, компенсируют с помощью соответственно подобранных значений с обратным знаком, так что для обеих цепей управления получаются одинаково структурированные дифференциальные уравнения (рис.6):

$$u_{2x} = R_0\, i_{2x} + \sigma X_2 \frac{d\, i_{2x}}{d\, t};$$

$$u_{2y} = R_0\, i_{2y} + \sigma X_2 \frac{d\, i_{2y}}{d\, t};$$

$$F_s(p) = \frac{i_{2x}(p)}{u^*_{2x}(p)} = \frac{i_{2y}(p)}{u^*_{2y}(p)} = \frac{1/R_0}{(1 + p\, T_u)\,(1 + p\, \sigma\, X_2 / R_2)}.$$

Преобразователь изображается при этом с помощью инерционного звена 1-го порядка с постоянной времени T_u.

Для параметров регулятора получают установки по оптимальному модулю амплитуды:

$$T_N = \sigma X_2 / R_0; \quad k_R = \frac{1}{2}\frac{\sigma X_2}{T_u}.$$

Для сравнения: при векторном регулировании асинхронного двигателя с короткозамкнутым ротором для цепей регулирования по току имеем следующие дифференциальные уравнения:

$$u_{1x} = R_0\, i_{1x} + \sigma X_1 \frac{d\, i_{1x}}{d\, t} - \frac{X_h}{X_2}\frac{R_2}{X_2}\psi_{2x} - \sigma X_1\, \omega_1\, i_{1y};$$

$$u_{1y} = R_0\, i_{1y} + \sigma X_1 \frac{d\, i_{1y}}{d\, t} + \frac{X_h}{X_2}\, n\, \psi_{2x} + \sigma X_1\, \omega_1\, i_{1x}.$$

После динамической компенсации перекрестно связанных членов из данных уравнений окончательно получаем выражение передаточной функции для цепи регулирования по току

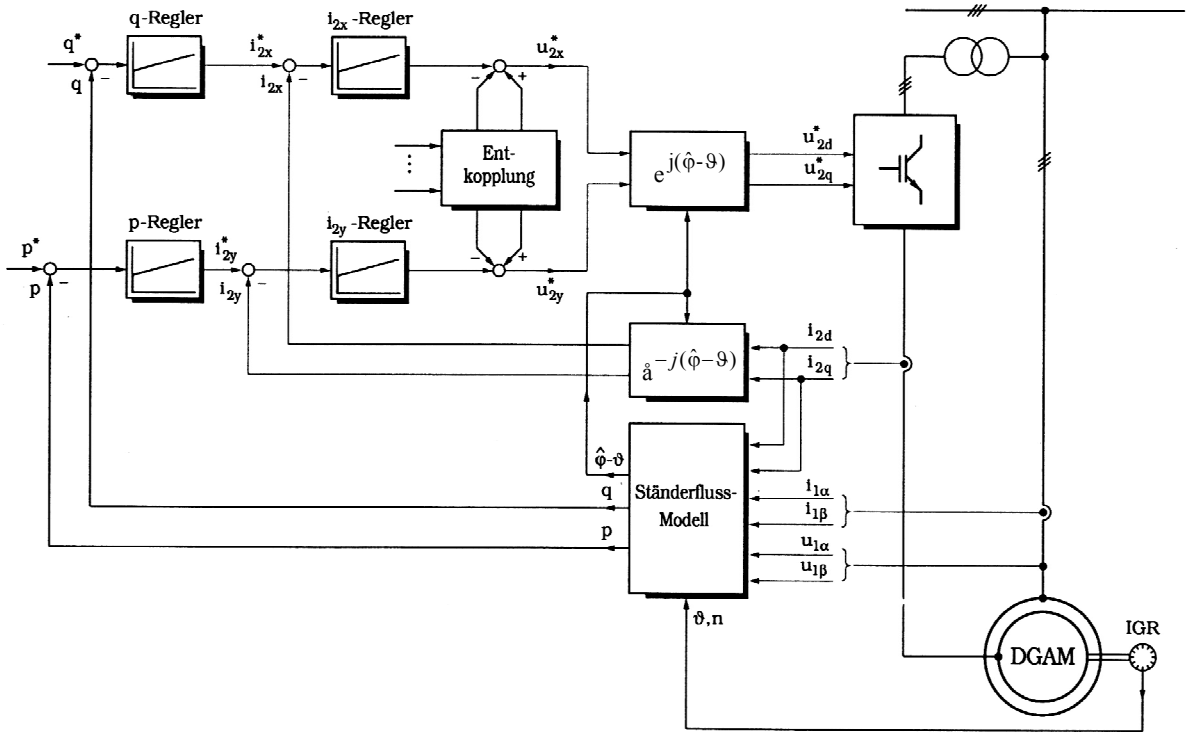


Рис.4. Структурная схема регулирования активной и реактивной мощностей АМДП

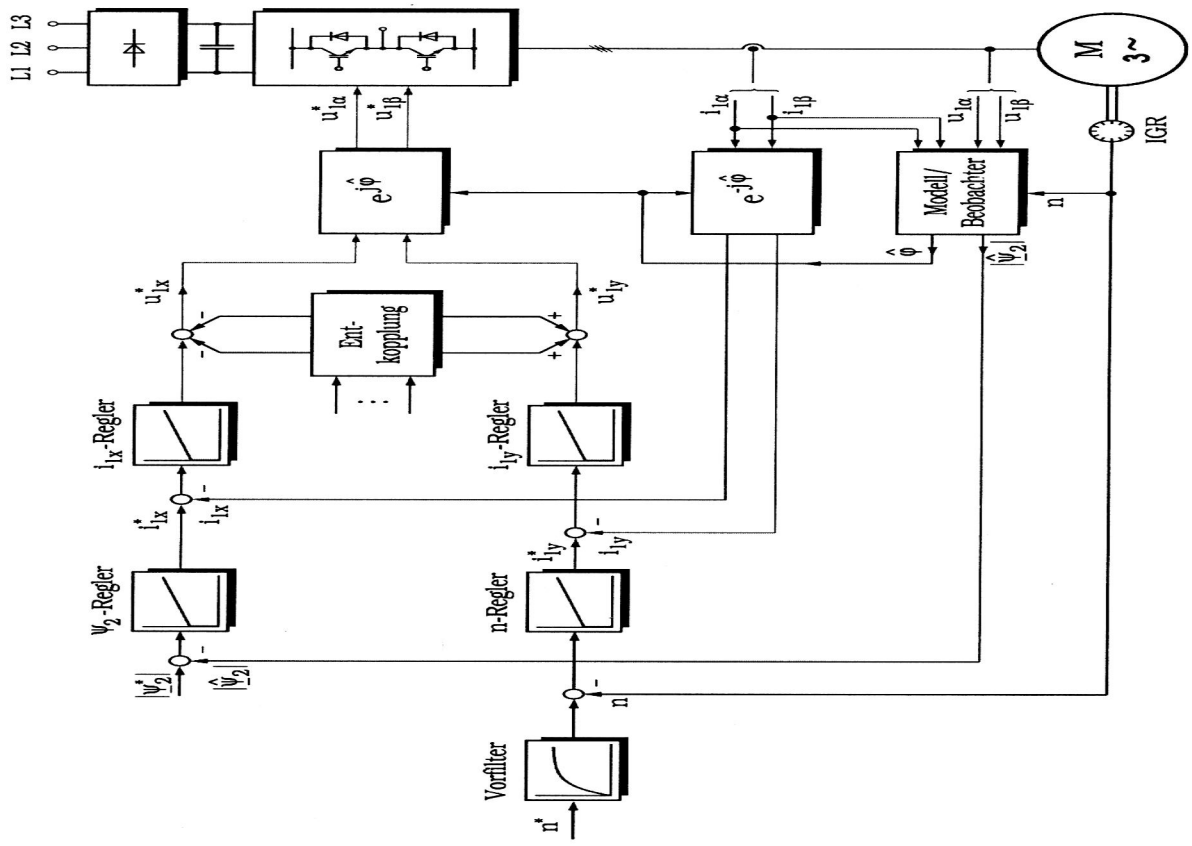


Рис.5. Классическая структурная схема векторного регулирования асинхронного двигателя с короткозамкнутым ротором

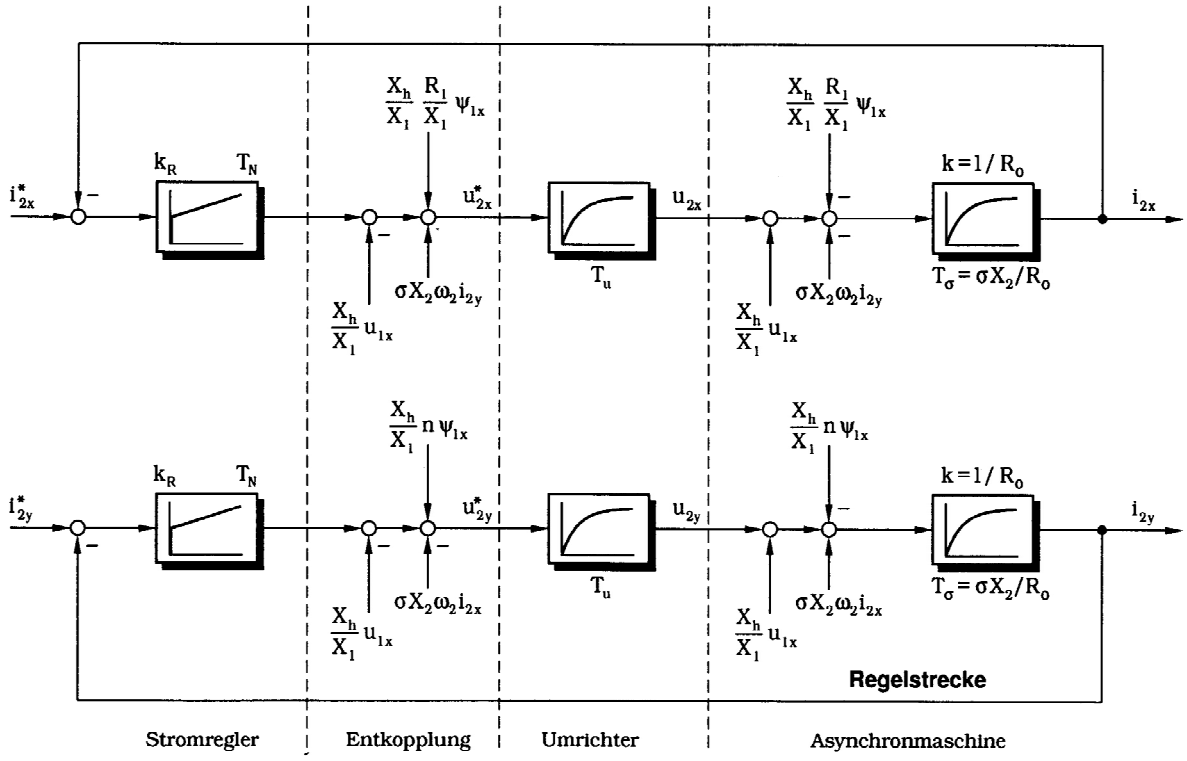


Рис.6. Цепи регулирования тока ротора с развязкой (динамическая компенсация)

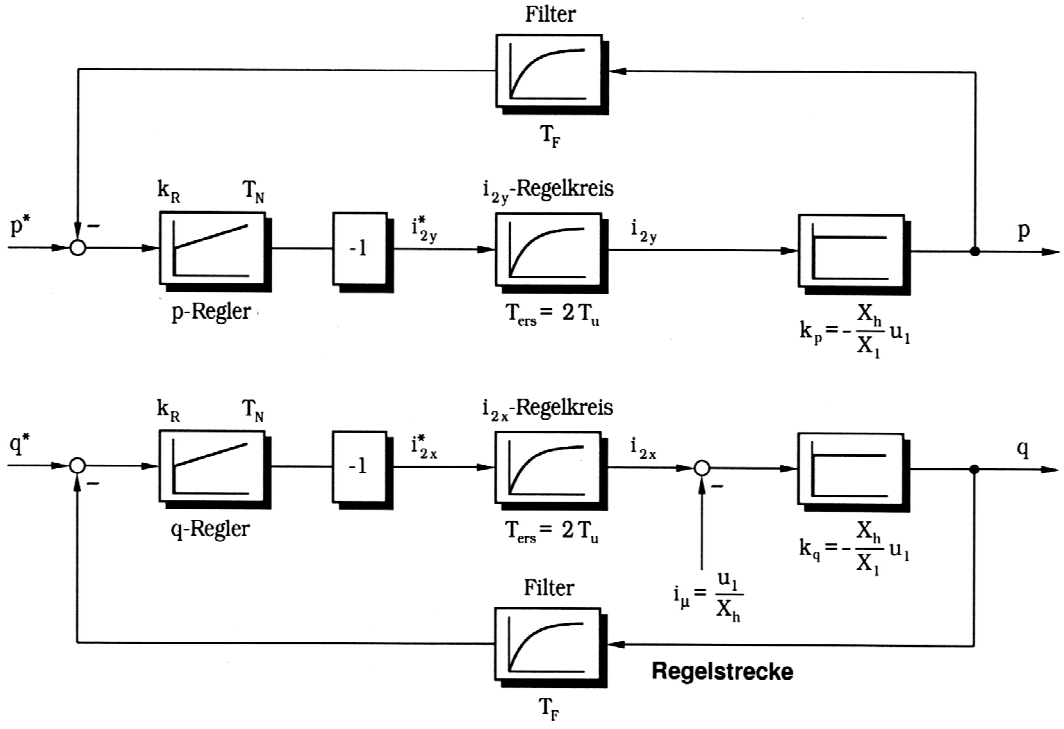


Рис.7. Цепи регулирования активной и реактивной составляющих мощности АМДП

$$F_s(p) = \frac{i_{1x}(p)}{u^*_{1x}(p)} = \frac{i_{1y}(p)}{u^*_{1y}(p)} = \\ = \frac{1/R_0}{(1+p\,T_u)\,(1+p\,\sigma\,X_1/R_0)},$$

причем для R_0 верно выражение

$$R_0 = R_1 + \left(\frac{X_h}{X_2}\right)R_2.$$

Таким образом показано, что если поменять местами индексы для статора и ротора в соответствующих уравнениях (1) и (2), то для векторного регулирования АМДП можно использовать те же соотношения для цепей регулирования и выбирать такие же установки для регуляторов, как и при векторном регулировании АДКЗ.

Схемы регулирования активной и реактивной мощностей. На рис.4 была представлена каскадная схема регулирования активной и реактивной мощностей с вспомогательными цепями управления по току ротора.

Для анализа и оптимизации регулирования активной и реактивной мощностей передаточную функцию цепей управления по току ротора, настроенных на оптимальный модуль амплитуды, можно отобразить отдельно в виде инерционного звена 1-го рода с удвоенным временем задержки преобразователя:

$$F_i(p) = \frac{i_{2x}(p)}{i^*_{2x}(p)} = \frac{i_{2y}(p)}{i^*_{2y}(p)} = \frac{1}{1+p\cdot 2T_u}.$$

Согласно уравнениям (11) и (12) соответственные функции передачи представляют собой Р-звенья:

$$F_p(p) = \frac{p(p)}{i_{2y}(p)} = -\frac{X_h}{X_1}u_1;$$

$$F_q(p) = \frac{q(p)}{i_{2x}(p)} = -\frac{X_h}{X_1}u_1.$$

Заметим также, что ток намагничивания ($i_\mu = u_1/X_1$) представляет собой помеху в цепи регулирования реактивной мощности. Поскольку при работе с относительно неизменным напряжением сети он имеет практически постоянное значение, его не нужно динамически компенсировать с помощью развязки. На рис.7 представлена блочная схема цепей регулирования.

Настройка регулятора мощности выполняется по оптимальному модулю амплитуды. В отличие от регулирования по току при изменениях ведущей величины в этом случае недопустимо превышение истинных значений мощности, т.е. регулирование должно производиться так, чтобы относительный коэффициент сглаживания замкнутой цепи регулирования был больше единицы либо равен ей, в то время как при регулировании по току стремятся к относительному коэффициенту сглаживания, равному $\sqrt{2}/2 \approx 0{,}7071$.