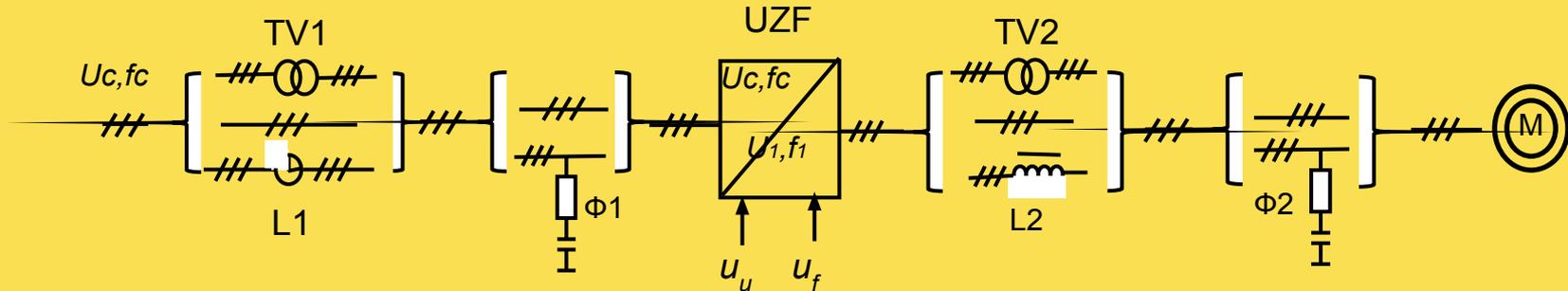


СИСТЕМА ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ ЧАСТОТЫ – АСИНХРОННЫЙ ДВИГАТЕЛЬ

Статические преобразователи частоты

Базовыми элементами асинхронного частотно-регулируемого электропривода являются управляемый преобразователь частоты ПЧ (УЗФ), питающийся от промышленной сети напряжением U_c и частотой f_c и асинхронный двигатель АД (М), питающийся от ПЧ

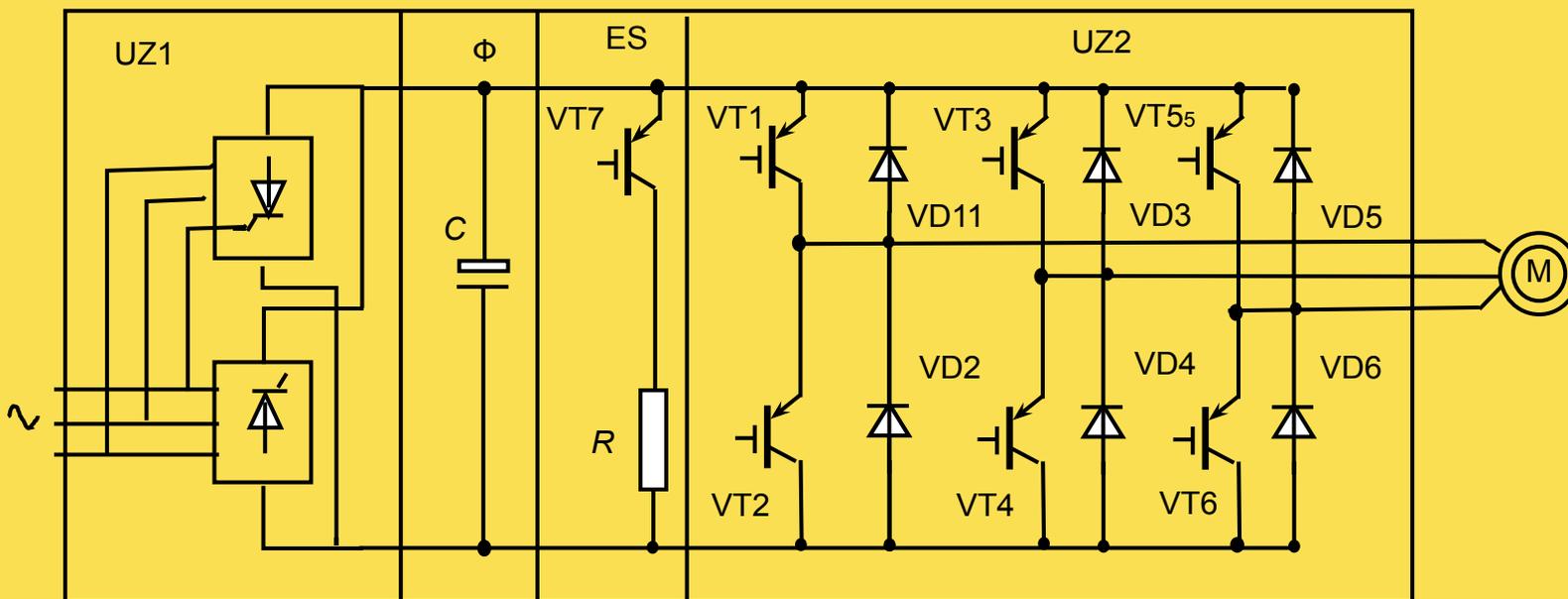


Две группы управляемых полупроводниковых ПЧ:

- преобразователи со звеном постоянного тока и автономным инвертором АИ (напряжения АИН или тока АИТ);

- преобразователи с непосредственной связью питающей сети и нагрузки ПЧНС (без модуляции и с широтно-импульсной модуляцией выходного напряжения).

Преобразователь первого типа состоит из трех силовых блоков: управляемого или неуправляемого выпрямителя UZ1, силового фильтра Φ (C или LC – типа) в звене постоянного тока и автономного инвертора UZ2

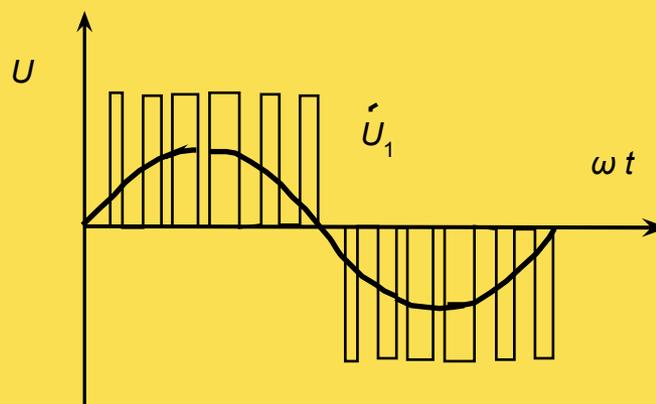
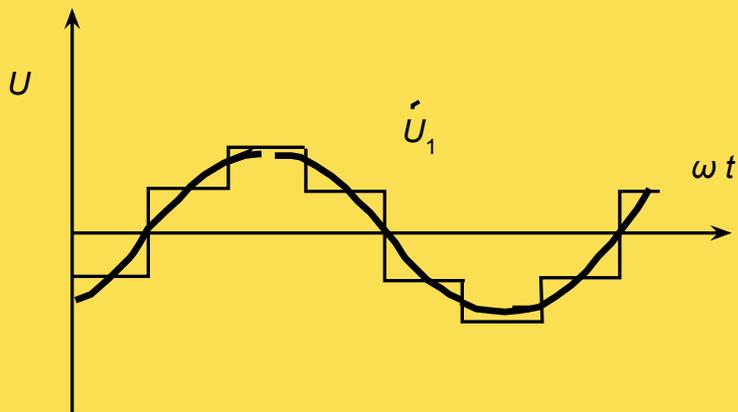


Выходное напряжение АИН может регулироваться двумя способами:

1. при управляемом выпрямителе UZ1 – изменением напряжения в звене постоянного тока, когда инвертору отводится роль лишь коммутатора фаз, формирующего требуемую частоту (АИН с амплитудно-импульсной модуляцией АИМ);

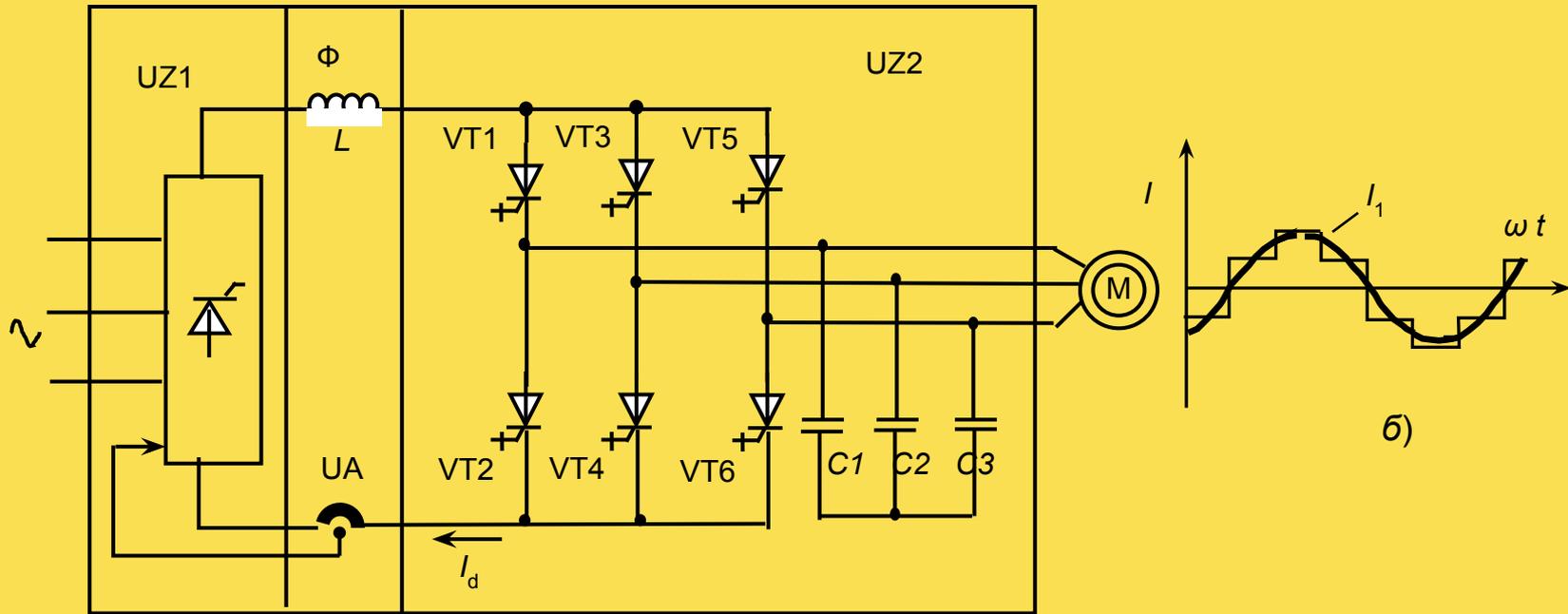
2. при неуправляемом выпрямителе – широтно-импульсным регулированием напряжения в инверторе за счет модуляции напряжения несущей частоты (частоты коммутации силовых ключей) сигналом требуемой частоты (АИН с широтно-импульсной модуляцией ШИМ).

Диаграммы выходных фазных напряжений U и первых их гармоник U_1 для АИН с АИМ и с ШИМ показаны ниже



В ПЧ с АИН отсутствует рекуперация энергии в питающую сеть.

В ПЧ с АИТ управляемый преобразователь UZ1 работает в режиме источника тока, а инвертор UZ2 обеспечивает коммутацию обмоток статора АД силовыми ключами VT1-VT6.



Главные технические отличия ПЧ с АИТ от ПЧ с АИН в наличии индуктивного L – фильтра и отсутствии емкостного фильтра на выходе выпрямителя, отсутствии обратных диодов, шунтирующих силовые ключи, и наличии конденсаторов $C1, C2, C3$ на выходе инвертора, являющихся источником реактивной энергии для нагрузки преобразователя частоты.

При переходе АД в генераторный режим изменяется направление его ЭДС и инвертор, который переходит в режим выпрямителя стремиться увеличить ток I_d в звене постоянного тока. Однако за счет отрицательной обратной связи по току I_d преобразователь UZ1 переводится в режим инвертора, ведомого сетью, сохраняя прежнее направление и значение I_d и обеспечивая тем самым режим рекуперативного торможения АД. *Диаграммы выходного фазного тока $I_{AИТ}$ и первой его гармоники I_1 приведены на рис. справа*

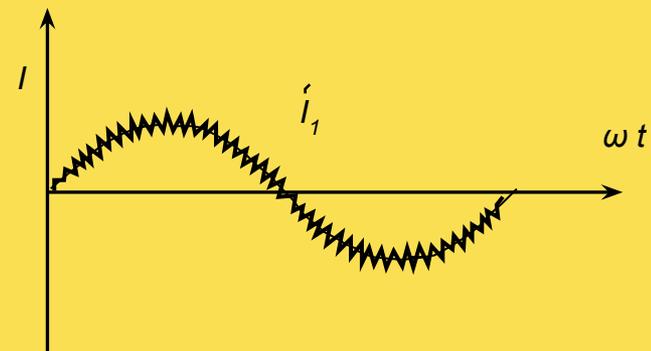
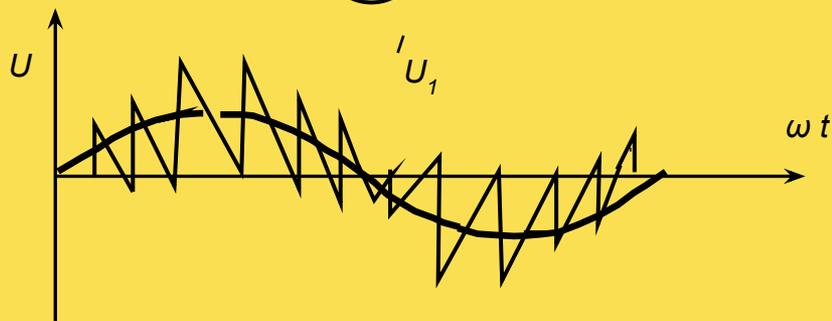
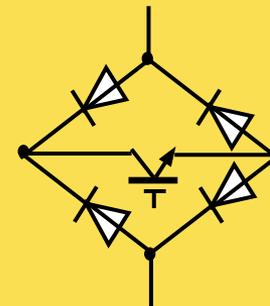
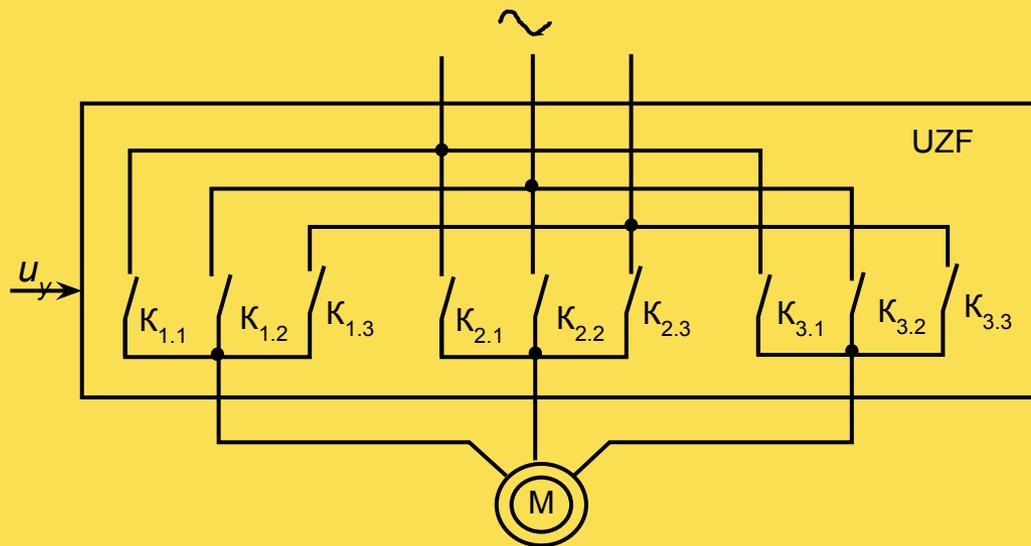
К достоинствам преобразователей по системе ПЧ–АИ относятся:

- высокий диапазон частот выходного напряжения АИН (практически от 0 до 1500 Гц), ограничиваемый лишь частотой коммутации и коммутационными потерями в силовых ключах автономного инвертора (для АИТ максимальная выходная частота тока до 100 –125 Гц);
- низкий уровень гармонических составляющих напряжения или тока статора двигателя и тока, потребляемого из сети питания;
- высокий коэффициент мощности (до 0,95 - 0,98) в преобразователях с неуправляемым выпрямителем. В случае применения управляемого выпрямителя коэффициент мощности меньше и близок коэффициенту мощности в системах тиристорный преобразователь – двигатель постоянного тока;
- относительно небольшое число силовых ключей преобразователя (по сравнению с ПЧНС) и более простая схема их управления, не требующая синхронизации с питающей сетью;
- для АИТ возможность рекуперации энергии в сеть и безаварийность режима короткого замыкания по выходу.

К недостаткам подобных преобразователей следует отнести:

- двукратное преобразование энергии (с переменного напряжения питающей сети на постоянное напряжение выпрямителя, а затем с постоянного – на переменное выходное напряжение инвертора), что снижает результирующий КПД преобразователя частоты (до 0,94 ÷ 0,96);
- зависимость (для тиристорных ключей АИ) условий их искусственной коммутации от $\cos j$ и уровня нагрузки двигателя;
- для АИН отсутствие (без дополнительной управляемой инверторной группы в блоке выпрямителя UZ1) возврата энергии в питающую сеть преобразователя, что ограничивает быстродействие регулирования скорости АД в тормозных его режимах, высокие требуемые значения емкости фильтра Φ и, соответственно, большие габариты конденсаторной батареи;
- для АИТ невозможность работы на групповую нагрузку, существенные масса и габариты реактора фильтра Φ , наличие коммутационных перенапряжений на силовых ключах, более низкий $\cos j$ по сравнению с АИН с ШИМ и неуправляемым входным выпрямителем.

Основу преобразователей второго типа (ПЧНС) составляют управляемые реверсивные выпрямители в каждой из фаз АД.



При полностью управляемых ключах ПЧНС возможна широтно-импульсная модуляция выходного напряжения или тока I_1 (при наличии обратной связи по току) каждого из выпрямителей

К достоинствам ПЧНС относятся:

- однократное преобразование энергии и, следовательно, высокий КПД (от 0,95 до 0,97);
- реверсивный режим работы выпрямителей и, соответственно, свободный двухсторонний обмен реактивной и активной энергией между питающей преобразователем сетью и электрической машиной. В итоге с помощью ПЧНС обеспечиваются все возможные энергетические режимы работы машин переменного тока, включая и режим рекуперативного торможения;
- для однооперационных тиристоров естественный режим коммутации за счет напряжения питающей сети, что повышает надежность работы подобных преобразователей;
- устойчивый режим работы на нагрузку с любым $\cos \varphi$;
- возможность реализации весьма низких частот выходного напряжения преобразователя;
- возможность за счет параллельного соединения вентильных групп технической реализации преобразователей частоты большой мощности (до десятков МВт).

К недостаткам ПЧНС следует отнести:

- ухудшение формы выходного напряжения при увеличении частоты, и тем самым заметное, особенно для ПЧНС на основе однооперационных тиристорov, ограничение верхнего диапазона частоты выходного напряжения, обусловленное дискретностью и несущей частотой выходного напряжения до $f_{\max} \leq m f_c / (8-10)$, где m – пульсность выпрямления преобразователя. Для ПЧНС с ШИМ возможна реализация более высоких частот выходного тока;
- сравнительно большое число силовых полупроводниковых элементов и для однооперационных тиристорov необходимость жесткой синхронизации схемы управления ими с питающей сетью;
- низкий (по сравнению с АИН) коэффициент мощности, и особенно при уменьшении амплитуды выходного напряжения преобразователя в области малых частот.

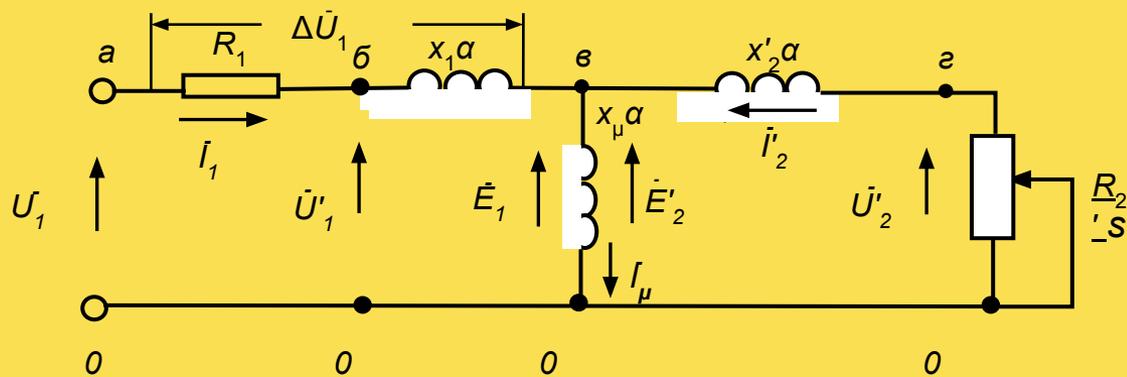
Технические характеристики преобразователей частоты и частотно-регулируемых электроприводов на их основе

Фирма-производитель	Номинальная мощность P_n , кВт	Номинальное напряжение U_n , В	Тип ПЧ
Siemens	2,2 – 5000	200 – 930	АИН-ШИМ
Alstom, Alspa MD2000	22 – 7880	380 – 1600	АИН, НПЧ
Hitachi J-300	5,5-132	380	АИН-ШИМ
Hivectrol-VSI-M Hivectrol-VSI-L	800-4000 20000	820 3600	÷
Emotron AB	0,75 – 315	100 – 500	÷
Danfoss-VLT	1,1-200	500	÷
Allen-Bradley	0,5 – 600	220 – 600	÷
Omron	1,1-120	380	÷
Reliance Electric	1,1-132	500	÷
Mitsubishi Electric	0,2-375	380	÷
ABB	11-315	690	÷
Универсал	0,5 – 160	380	÷
Триол	7,5-5000	380; 6000	÷
ОАО "Выпрямитель" Саранск	10,5-415	380	÷

Схемы замещения асинхронного двигателя при питании

от источников напряжения и тока

При питании от ПЧ, как идеализированного источника трехфазного симметричного напряжения, схема замещения фазы АД в установившемся режиме будет соответствовать рис.



\bar{U}_1 – вектор напряжения на обмотке фазы статора АД, вращающийся с частотой $\omega_1 = \omega_0 n \alpha$

$$\omega_0 n = 2\pi f_1 n / p$$

$$\bar{U}'_1 = j\bar{\Psi}_1 \omega_{0n} \alpha = \bar{U}_1 - \bar{I}_1 R_1$$

$$\bar{\Psi}_1 = \bar{\Psi}_\mu + L_{\sigma 1} \bar{I}_1$$

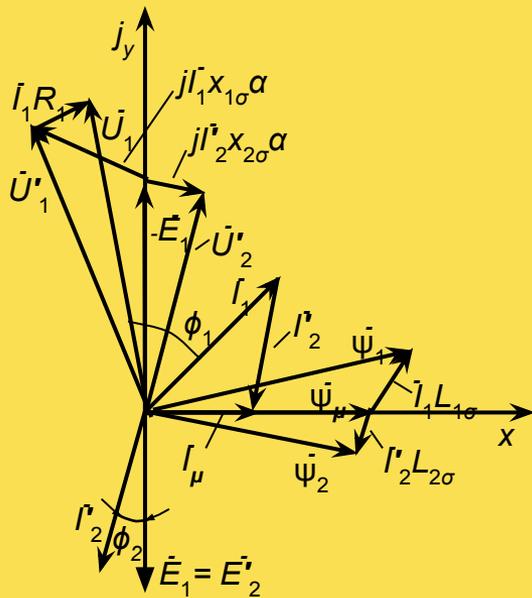
$$\bar{\Psi}_\mu = L_{12} \bar{I}_\mu$$

$$\bar{E}_1 = \bar{E}'_2 = -\bar{\Psi}_\mu \omega_{0H} \alpha = -\bar{U}' + j\bar{I}_1 x_1 \alpha = -j\bar{I}_\mu x_\mu \alpha$$

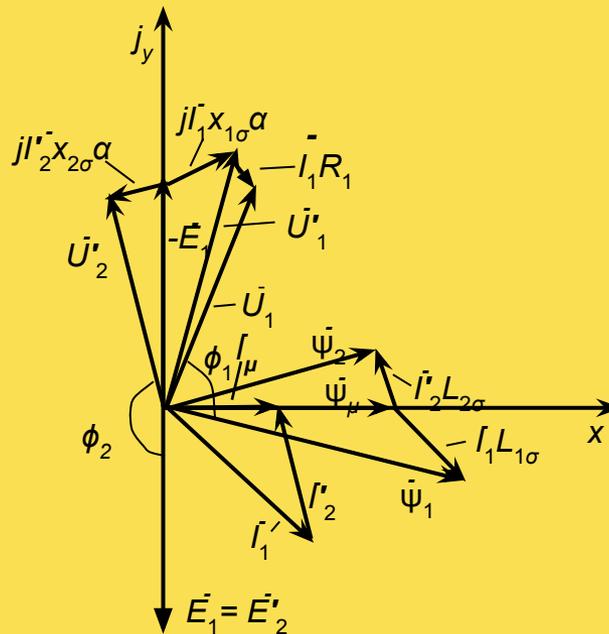
$$x_1 = \omega_0 H L_{1\sigma} \quad x_\mu = \omega_0 H L_{12}$$

$$\bar{U}'_2 = j\bar{I}'_2 x'_{2\sigma} \alpha + j\bar{\Psi}_\mu \omega_{0H} \alpha = j\bar{\Psi}_2 \omega_{0H} \alpha = -\bar{I}'_2 R'_2 / s$$

$$x'_2 = L_{2\sigma} \omega_{0H} \quad \bar{\Psi}_2 = \bar{\Psi}_\mu + L_{2\sigma} \bar{I}'_2 \quad s = (\omega_{0H} - \omega) / \omega_{0H}$$

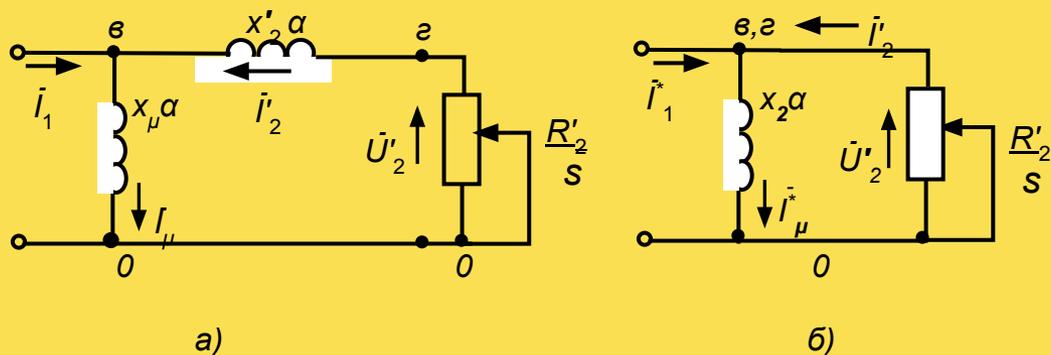


a)



б)

При питании от управляемого ПЧ, как источника трехфазного симметричного тока, схема замещения фазы АД в установившемся режиме при частотном регулировании



Если ввести в рассмотрение фиктивный ток статора $\vec{I}_1^* = \vec{I}_1 x_{\mu\alpha} / x_2'$, отличающийся от реального только значением его модуля, то схема замещения фазы АД может быть преобразована к виду

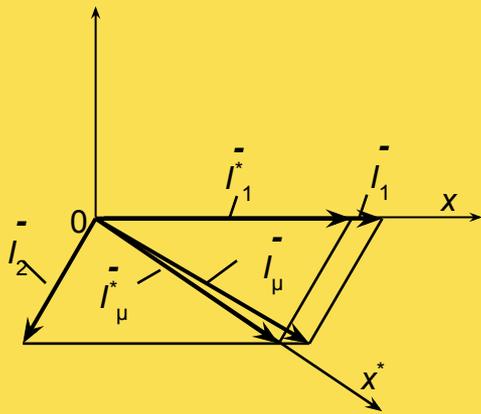
При этом вектор полного потокосцепления ротора

$$\vec{\Psi}_2 = \vec{I}_\mu^* x_2 a = \vec{I}_1^* x_2 a + \vec{I}_2 x_2 a = \vec{I}_1 x_\mu a + \vec{I}_2 x_2 a$$

вектор напряжения между точками z и 0 схемы замещения на рис.а

$$\vec{U}'_2 = j\vec{I}_2' x_2' a + j\vec{\Psi}_\mu \omega_{0H} a = j\vec{\Psi}_2 \omega_{0H} a = -\vec{I}_2' R_2' / s$$

совпадают с их определениями в схеме замещения АИН



Схемы замещения и векторные диаграммы отражают все основные процессы, происходящие в АД, и представляют собой основу для изучения режимов его работы при питании от преобразователей частоты. Они позволяют выявить основные соотношения параметров и переменных, определяющие статические характеристики АД и обеспечивающие рациональные способы его частотного управления.

Таковыми соотношениями являются зависимости основного потокосцепления $\bar{\Psi}_\mu$ потокосцеплений

ротора $\bar{\Psi}_2$, статора $\bar{\Psi}_1$

а токов намагничивания I_μ , статора $I_{1\mu}$, ротора $I_{2\mu}$

соответствующих им магнитных потоков Φ_μ , Φ_1 , Φ_2 , электромагнитного момента M АД от параметров его схемы замещения при различных соотношениях питающих обмотки статора напряжения или тока и их частот f_1 .

- **Статические характеристики асинхронного двигателя в разомкнутой системе ПЧ-АД**

Статические характеристики АД при $U_1 = \text{const}$ и $f_1 = \text{const}$.

При питании АД от идеализированного ПЧ, как источника напряжения, его статическая механическая характеристика при $U_1 = \text{const}$ и $f_1 = \text{const}$, определяется в соответствии со схемой замещения

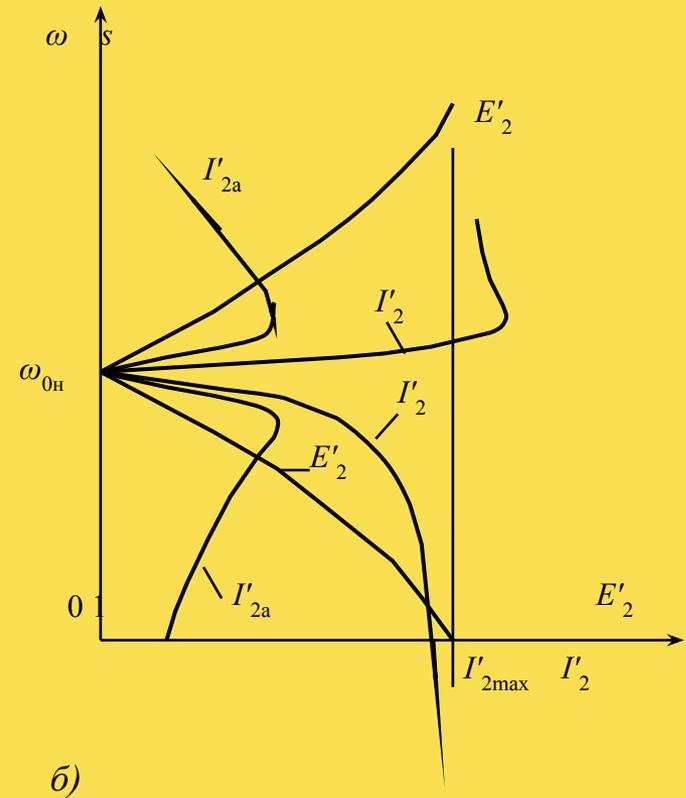
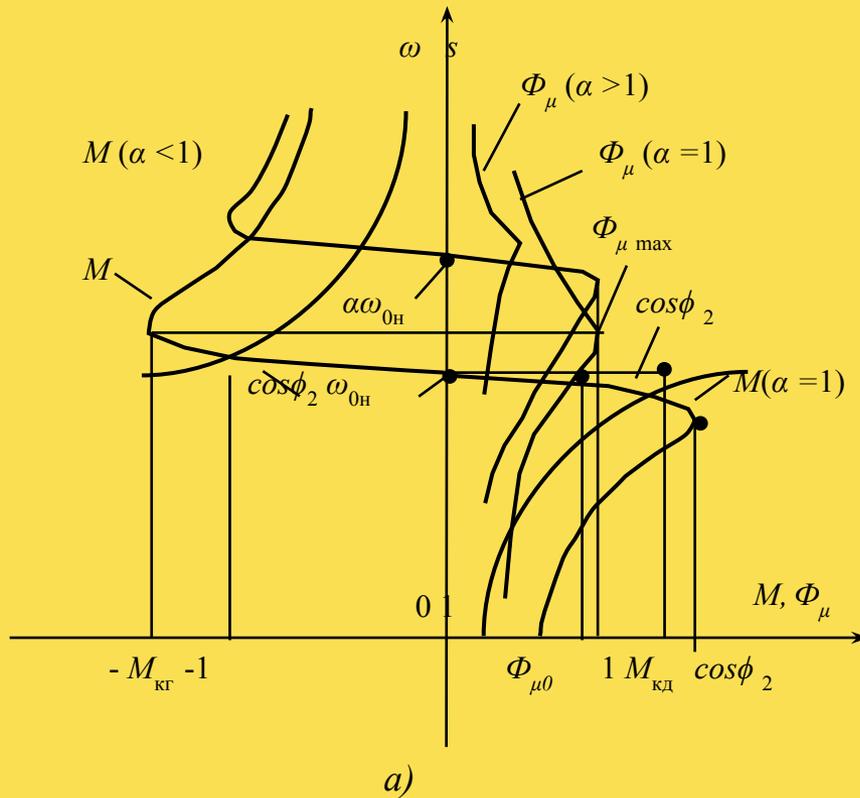
$$M = \frac{3I_2'^2 R_2'}{\omega_{0H} s_a} = \frac{3U_1^2 R_2'}{\omega_{0H} s_a [(R_1 + c_1 R_2' / s)^2 + (\alpha x_1 + c_1 \alpha x_2')]}$$

$c_1 \approx 1 + x_1 / x_\mu = U_1 / E_{10}$ – модуль коэффициента, характеризующего рассеяние статора АД и учитывающего падение напряжения на сопротивлениях обмотки статора от намагничивающего тока I_μ при переходе от исходной Т-образной схемы замещения к расчетной Г-образной схеме замещения АД

для общепромышленных АД $s_1 = 1,02 \div 1,08$

$$s_a = (\omega_0 - \omega) / \omega_{0H} = \alpha s$$

Качественный вид механических характеристик АД при $U_1 = U_{1H}$, $f_1 = f_{1H}$ и $f_1 = 1,5 f_{1H}$ ($\alpha = 1,5$) показан на рисунке



$M = \kappa \Phi_{\mu} I'_{2a}$ возникает в результате взаимодействия
результатирующего магнитного потока

$$\Phi_{\mu} = \frac{U_1}{\kappa \omega_{0H} \alpha} \sqrt{\frac{R_2'^2 + (x_2' s_a)^2}{(R_1 s + c_1 R_2')^2 + (x_1 + c_1 x_2')^2 \alpha^2 s_a^2}}$$

и активной составляющей
тока ротора

$$I'_{2a} = I'_2 \cos \varphi_2$$

$$I'_2 = \frac{E'_2}{z'_2} = \frac{\kappa \Phi_{\mu} \omega_{0H} s_a}{\sqrt{R_2'^2 + (x_2' s_a)^2}}$$

$$\cos \varphi_2 = R_2' / \sqrt{R_2'^2 + x_2'^2 s_a^2}$$

$$\kappa = 3 p w_1 k_1 / \sqrt{2}$$

При $s \rightarrow \infty$ минимальное значение потока намагничивания стремиться к

$$\Phi_{\mu \min} \approx \frac{U_1 x_2'}{\kappa \omega_{0H} \alpha (x_1 + c_1 x_2')} \approx 0,5 \Phi_{\mu 0}$$

$$\Phi_{\mu 0} = U_1 / k \omega_{0H} \alpha c_1$$

Нелинейность кривой $I'_2(s)$ вызвана как нелинейностью $\Phi_{\mu}(s)$,

так и изменением индуктивного сопротивления рассеяния ротора $x'_2(s)$.

При больших скольжениях $x'_2 \gg R'_2$ и, в итоге, ток ротора асимптотически стремится к своему предельному значению $I'_{2\max} = k \Phi_{\min} \omega_{0H} / x'_2$

При изменении знака скольжения меняется фаза тока ротора (рис. б). В результате меняется направление лишь активной составляющей тока ротора при постоянстве направления реактивной составляющей. Двигатель переходит в режим рекуперативного торможения, где активная энергия передается в источник питания АД, а реактивная – потребляется от источника и идет на создание магнитных полей в АД.

Поскольку и поток Φ_{μ} и ток I'_2 пропорциональны напряжению

питания U_1 , электромагнитный момент двигателя при постоянном скольжении пропорционален U_1^2 .

При $U_1 = \text{const}$ частотное регулирование скорости АД находит применение лишь при $\alpha > 1$ ($f_1 > f_{1н}$), т.е. в зоне скоростей выше основной (при двухзонном регулировании скорости). В этой зоне с ростом частоты уменьшается магнитный поток и перегрузочная способность АД по моменту

Частотное регулирование скорости ниже основной при $U_1 = \text{const}$ связано с насыщением магнитной системы и, как следствие, с резким увеличением тока статора даже при идеальном холостом ходе. Поэтому при скоростях ниже основной одновременно с частотой необходимо менять и напряжение питания АД.

Статические характеристики АД при $U_1 / f_1 = \text{const}$ и $\Psi_1 = \text{const}$.

частотное регулирование скорости АД при $U_1/f_1 = \text{const}$ обеспечивает постоянство магнитного потока Φ_m лишь при идеальном холостом ходе.

При увеличении нагрузки на валу АД из-за падения напряжения в цепи статора и уменьшения ЭДС E_1 магнитный поток Φ_m уменьшается и тем заметнее, чем меньше α

В результате уменьшения Φ_{μ} по мере снижения скорости уменьшается и максимальный электромагнитный момент АД

Если при регулировании скорости по закону $U_1 / f_1 = \text{const}$ обеспечить полную компенсацию падения напряжения на активном сопротивлении статорной цепи $\Delta \bar{U}_1 = \bar{I}_1 R_1$ то для при $R_1 = 0$

$$\Phi_{\mu} = \frac{U'_1}{k \omega_{0H} \alpha} \sqrt{\frac{R_2'^2 + (x_2' s_a)^2}{(c_1 R_2')^2 + (x_1 + c_1 x_2')^2 s_a^2}}$$

$$U'_1 = \Psi_1 \omega_{0H} \alpha = 2\pi f_1 \Psi_1$$

Статические характеристики АД при $\Psi_2 = \text{const}$

Если при частотном регулировании обеспечить компенсацию падения напряжения на полном сопротивлении статорной цепи и скомпенсировать влияние реактивностей рассеяния ротора АД

то учитывая, что $U'_2 = I'_2 R'_2 / s = \Psi_2 \omega_{0H} \alpha$

$\Psi_2 = U'_2 / \alpha \omega_{0H} = I'_2 R'_2 / \omega_{0H} s_a$ будет поддерживаться постоянным

В соответствии со схемой замещения

$$I_1 = \frac{\Psi_2 \omega_{0H}}{x_\mu R'_2} \sqrt{R_2'^2 + (x_\mu + x_2')^2 s_a^2}$$

$$\Psi_1 = \Psi_2 \frac{x_\mu + x_1}{x_\mu R'_2} \sqrt{R_2'^2 + \sigma^2 (x_\mu + x_2')^2 s_a^2}$$

$$\Psi_\mu = \Psi_2 \frac{1}{R'_2} \sqrt{R_2'^2 + x_2'^2 s_a^2}$$

$$E'_2 = \Psi_\mu \omega_{0H} s_a = \Psi_2 \frac{\omega_{0H} s_a}{R'_2} \sqrt{R_2'^2 + x_2'^2 s_a^2}$$

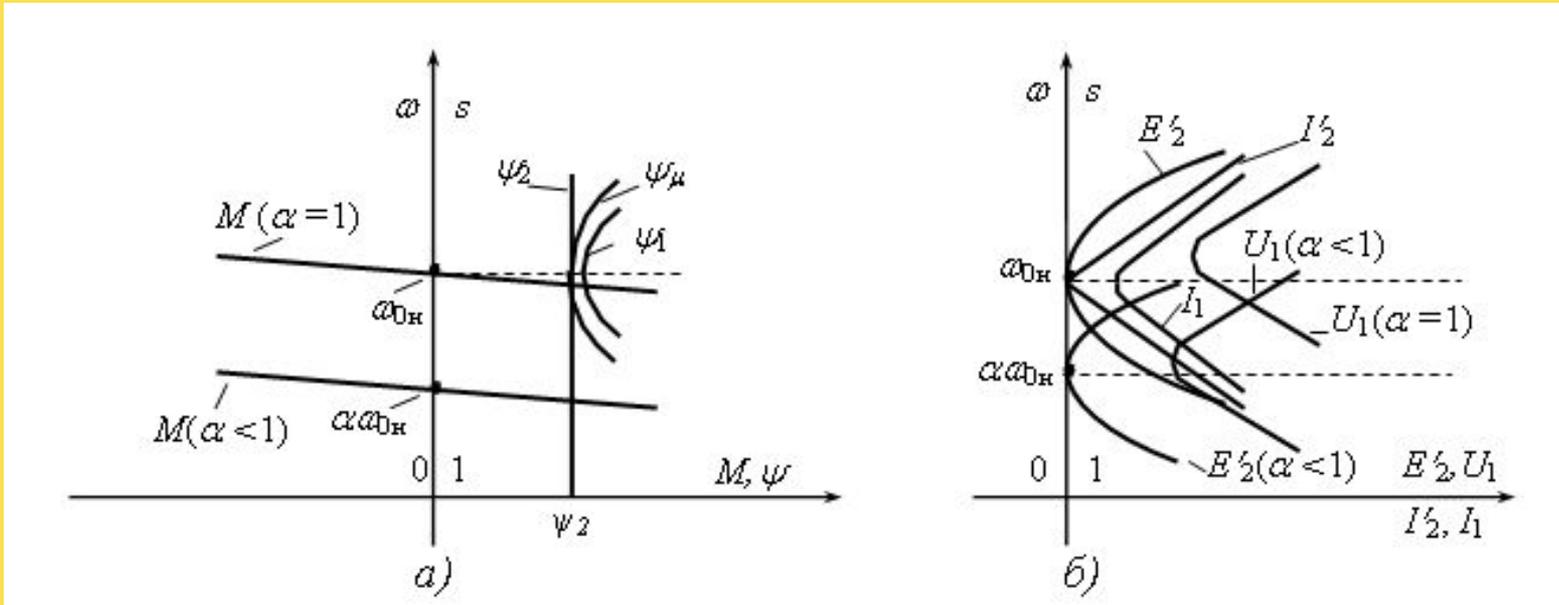
Для обеспечения $\Psi_2 = \text{const}$ напряжение питания АД должно изменяться в соответствии с соотношением

$$U_1 = \frac{\Psi_2 \omega_{0H}}{x_\mu} \sqrt{k_2 s_a^2 + k_1 s_a + k_0}$$

где $k_2 = [R_1^2 + (x_\mu + x_1)^2 \alpha^2 \sigma^2] (x_\mu + x_2')^2 / R_2'^2$

$$k_1 = 2\alpha R_1 (x_\mu + x_1) (x_\mu + x_2') (1 - \sigma) / R_2'$$

$$k_0 = R_1^2 + \alpha^2 (x_\mu + x_1)^2$$



Активная составляющая тока ротора

$$I'_{2a} = \frac{\Psi_2 \omega_{0H} s_a}{\sqrt{R_2'^2 + x_2'^2 s_a^2}}$$

$$\text{при } s_a \rightarrow \infty \quad I'_{2.a \text{ пр}} = \pm \Psi_2 \omega_{0\text{H}} / x'_2$$

Электромагнитный момент АД при $\Psi_2 = \text{const}$

$$M = \frac{3}{2} p \Psi_\mu I'_{2a} = \frac{3}{2} p \Psi_2^2 \omega_{0\text{H}} s_a / R'_2 = \frac{3}{2} p \Psi_2 I'_2$$

Отсюда при переходе от скольжения к угловой скорости вала АД

$$\omega = \alpha \omega_{0\text{H}} - \frac{2R'_2}{3p\Psi_2^2} M \quad \omega = \alpha \omega_{0\text{H}} - \frac{R'_2}{\Psi_2} I'_2$$

Электромагнитная мощность и момент асинхронного двигателя

Согласно теории обобщенной электрической машины, при вращении осей координат x, y в их плоскости, расположенной перпендикулярно оси вала АД, с синхронной скоростью $\alpha\omega_{0н}$ относительно его статора, фазовые сдвиги между напряжениями, токами и потокосцеплениями двигателя будут определять пространственные углы между их векторами.

В подобной системе координат оси двухфазных обмоток статора и ротора обобщенной электрической машины взаимно неподвижны и совпадают с осями системы координат x, y . При этом коэффициенты взаимной индукции и потокосцепления обмоток за счет их относительной неподвижности становятся независимы от положения осей реальных обмоток, а дифференциальные уравнения, характеризующие их взаимосвязи, будут иметь постоянные коэффициенты.

Основываясь на векторной диаграмме, среднюю потребляемую мощность АД P можно представить как скалярное произведение векторов тока и напряжения статора

$$P = \frac{3}{2}(\bar{U}_1 \bar{I}_1)$$

Так как $\bar{U}_1 = \bar{U}'_1 + \bar{I}_1 R_1 = j\alpha\omega_{0H} \bar{\Psi}_1 + \bar{I}_1 R_1 = -\bar{E}'_1 + \bar{I}_1 R_1$ То подставляя

получим
$$P = \frac{3}{2} (-\bar{E}'_1 \bar{I}_1) + \frac{3}{2} (\bar{I}_1^2 R_1)$$

Если принять $|\bar{\Psi}_1| = \text{const}$, то при вращении осей x, y со скоростью $\alpha\omega_{0H}$ приращение электромагнитной энергии, запасаемой в индуктивностях статора, будет отсутствовать.

$$P = P_{эм} + P_{пот}$$

$$\begin{aligned} P_{эм} &= \frac{3}{2} (-\bar{E}'_1 \bar{I}_1) = \frac{3}{2} |-\bar{E}'_1| |\bar{I}_1| \cos(-\bar{E}'_1 \wedge \bar{I}_1) = \\ &= \frac{3}{2} \alpha\omega_{0H} \Psi_1 I_1 \sin(\bar{\Psi}_1 \wedge \bar{I}_1) = \frac{3}{2} \alpha\omega_{0H} [\bar{\Psi}_1 \times \bar{I}_1] \end{aligned}$$

Электромагнитный момент АД

$$\bar{M} = \frac{P_{эм} p}{\alpha\omega_{0H}} = \frac{3}{2} p |\bar{\Psi}_1| |\bar{I}_1| \sin(\bar{\Psi}_1 \wedge \bar{I}_1) = \frac{3}{2} p [\bar{\Psi}_1 \times \bar{I}_1]$$

Из векторной диаграммы, ДВИГАТЕЛЯ следует $\bar{\Psi}_1 = \bar{\Psi}_\mu + L_{1\sigma}\bar{I}_1 = L_1\bar{I}_1 + L_{12}\bar{I}_2$
 $\bar{\Psi}_2 = \bar{\Psi}_\mu + L_{2\sigma}\bar{I}_2 = L_2\bar{I}_2 + L_{12}\bar{I}_1$ где $L_1 = L_{1\sigma} + L_{12}$ $L_2 = L_{2\sigma} + L_{12}$

Тогда для АД можно дополнительно получить ряд соотношений

$$\begin{aligned} \bar{M} &= \frac{3}{2} p [\bar{\Psi}_\mu \times \bar{I}_1] & \bar{M} &= -\frac{3}{2} p \frac{L_{12}}{L_1} [\bar{\Psi}_1 \times \bar{I}_2] & \bar{M} &= -\frac{3}{2} p [\bar{\Psi}_2 \times \bar{I}_2] \\ \bar{M} &= -\frac{3}{2} p [\bar{\Psi}_\mu \times \bar{I}_2] & \bar{M} &= -\frac{3}{2} p \frac{L_{12}}{L_2} [\bar{\Psi}_2 \times \bar{I}_1] & \bar{M} &= -\frac{3}{2} p L_{12} [\bar{I}_1 \times \bar{I}_2] \\ \bar{M} &= -\frac{3}{2} p \frac{L_{12}}{L_1 L_2 - L_{12}^2} [\bar{\Psi}_1 \times \bar{\Psi}_2] \end{aligned}$$

Таким образом электромагнитный момент определяется взаимодействием ортогональных составляющих потокосцеплений и токов АД. Модуль вектора момента численно равен площади параллелограмма, построенного на векторах его образующих, и не зависит от выбора системы координат

Если электромагнитный момент рассматривать относительно самой оси вращения, то он становится скалярной величиной

Тогда, используя проекции векторов токов и потокосцеплений АД на координатные оси x, y , вращающиеся со скоростью $\alpha\omega_{0H}$ относительно его статора получим:

$$M = \frac{3}{2} p (\Psi_{1x} I_{1y} - \Psi_{1y} I_{1x})$$

$$M = \frac{3}{2} p \frac{L_{12}}{L_1} (\Psi_{1y} I_{2x} - \Psi_{1x} I_{2y})$$

$$M = \frac{3}{2} p (\Psi_{\mu y} I_{2x} - \Psi_{\mu x} I_{2y})$$

$$M = \frac{3}{2} p \frac{L_{12}}{L_1 L_2 - L_{12}^2} (\Psi_{1y} \Psi_{2x} - \Psi_{1x} \Psi_{2y})$$

$$M = \frac{3}{2} p (\Psi_{\mu x} I_{1y} - \Psi_{\mu y} I_{1x})$$

$$M = \frac{3}{2} p (\Psi_{2y} I_{2x} - \Psi_{2x} I_{2y})$$

$$M = \frac{3}{2} p \frac{L_{12}}{L_2} (\Psi_{2x} I_{1y} - \Psi_{2y} I_{1x})$$

$$M = \frac{3}{2} p L_{12} (I_{1y} I_{2x} - I_{1x} I_{2y})$$

Контрольные вопросы

Перечислите достоинства и недостатки преобразователей частоты на основе автономных инверторов и с непосредственной связью.

В чем принципиальное отличие преобразователей частоты на основе инверторов напряжения и тока?

Представьте качественный вид зависимостей магнитных потоков намагничивания, статора и ротора АД от его скольжения при различных соотношениях между напряжением и частотой питания статора двигателя.

Дать сравнительный анализ механических характеристик АД при различных соотношениях между напряжением и частотой питания статора двигателя.

В чем отличия механических характеристик АД при его питании от источников напряжения и тока?

Оцените области допустимых значений токов, напряжений, магнитных потоков и скорости АД при его частотном регулировании. На основе векторных диаграмм потокосцепления ротора и тока статора АД определите его электромагнитный момент.